
СПРАВОЧНИК по средствам автоматики

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

Рецензенты: Коллектив преподавателей факультета
технической кибернетики ЛПИ им. М. И. Калинина
под руководством доктора техн. наук, проф. В. К. Захарова

Scanned by A.Lushnikov

Справочник по средствам автоматизации/Под ред.
С 74 В. Э. Низе и И. В. Антика.— М.: Энергоатомиздат,
1983. 504 с., ил.
В пер. 3 р. 80 к.

Приводятся сведения о физических и схемотехнических принципах действия средств автоматизации, предназначенных для получения, преобразования, передачи и хранения информации. Рассмотрены первичные измерительные преобразователи, полупроводниковые, магнитные, оптические, пневматические и гидравлические промежуточные преобразователи — аналоговые и дискретные, электромашинные средства автоматизации.

Для инженерно-технических работников.

С 2400000000-552 133-83
051(01)-83

ББК 32.96.04
6Ф6.5

ПРЕДИСЛОВИЕ

Справочник по средствам автоматизации содержит сведения об основных понятиях, характеризующих автоматизированные информационно-измерительные, вычислительные и управляющие системы, об агрегатировании и унификации средств автоматизации. Рассматриваются с достаточной подробностью принципы действия, схемы и основные технические данные первичных измерительных преобразователей, электрических мостов и компенсаторов, электронных приборов автоматизации, полупроводниковых преобразователей аналоговых и дискретных сигналов, магнитных и магнитно-полупроводниковых элементов, электроконтактных элементов, электромашинных элементов, оптических и оптоэлектронных средств переработки информации, пневматических и гидравлических устройств автоматизации, преобразователей рода энергии сигналов, средств телемеханики и аппаратуры передачи данных, регистрирующих устройств. Сведения о физических и схемотехнических принципах, заложенных в средствах автоматизации, необходимы при их разработке и эксплуатации в системах.

Построен справочник по физическим или схемотехническим, а не функциональным признакам, что повысило плотность информации и качество научного изложения сведений. По этим признакам датчики представлены в разделах электроконтактных элементов, магнитных и магнитно-полупроводниковых элементов, электромашинных элементов, оптических и оптоэлектронных средств переработки информации, электронных приборов автоматизации, первичных измерительных преобразователей. Устройства обработки информации сгруппированы в разделах полупроводниковых преобразователей аналоговых сигналов, полупроводниковых преобразователей дискретных сигналов. Средства представления информации приведены в разделах электрических мостов и компенсаторов, оптических и регистрирующих устройств. Исполнительные механизмы рассмотрены в разделах электромашинных элементов, пневматических устройств автоматизации, гидравлических устройств автоматизации. Регулирующие органы являются частью установок, как и исполнительные устройства, и в целом не приводятся.

Большое место занимает микроэлектроника. Данные о микроэлектронных элементах имеются в большинстве разделов справочника. На базе этих элементов модернизируются классические приборы, создаются принципиально новые, развиваются комплексы средств автоматизации. В соответствии с назначением микроэлектронных элементов и схем показаны их свойства и основные характеристики в устройствах автоматизации. Большие и сверхболь-

шие интегральные схемы, микропроцессоры, микроконтроллеры и микро-ЭВМ представлены в качестве функциональных измерительных, вычислительных и других звеньев систем.

Приведенные в справочнике изделия приборостроения предназначены для народного хозяйства, но многие из них находят применение и для научных целей. Все они охватываются Государственной системой промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП), в которой образуют параметрические ряды функциональных устройств. Их статические и динамические характеристики, сигналы, элементная база, схемные решения и конструктивы унифицированы.

На основе ГСП создаются агрегатные комплексы средств автоматизации. Комплексы широкого назначения — контроля и регулирования (АСКР), электроизмерительной техники (АСЭТ), вычислительной техники (АСВТ), телемеханической техники (АСТТ) состоят из устройств ГСП, представленных в справочнике. В специализированных комплексах средств — аналитической техники (АСАТ), испытания материалов и конструкций на прочность (АСИП), неразрушающего контроля (АСНК), измерения и дозирования масс (АСИМ) значительное место занимают устройства, соответствующие их назначению. Специализированные комплексы являются частью технологического оборудования производственных процессов, установок, станций, сооружений и неразрывно связаны с ними схемотехнически и конструктивно, отражая их характерные особенности в своих специальных агрегатах и устройствах (пробоподготовки и физико-химической обработки веществ в АСАТ, нагружения образцов при механических испытаниях в АСИП, подготовки материалов и изделий в АСНК, взвешивания и дозирования в АСИМ). В этих комплексах измерительными устройствами, средствами логической и математической обработки информации, а также ее представления служат изделия ГСП, применяемые в комплексах общего назначения. Принципы построения комплексов изложены в разделе агрегатирования и унификации средств автоматизации.

Общие принципы построения автоматизированных систем из элементов, их классификации по месту в функциональных цепях, типам сигналов, видам энергии и используемым физическим явлениям, требования к элементам, их метрологические свойства и надежность даны в разделе основных понятий в начале справочника.

Такая архитектура данного издания обеспечила наиболее полное, логичное и компактное представление важнейших научных и инженерных справочных сведений по всей

цепи технических средств автоматики, образующих простые и сложные информационные, измерительные и управляющие системы.

Материал справочника написан следующими авторами: канд. техн. наук Б. И. Филипповичем и доктором техн. наук А. П. Шорыгиным (разд. 1), канд. техн. наук В. А. Царьковым (разд. 2), канд. техн. наук Ю. Д. Виденеевым и канд. техн. наук В. М. Ильинским (разд. 3), доктором техн. наук А. М. Мелик-Шахназаровым и канд. техн. наук В. В. Савиным (разд. 4), доктором техн. наук Н. П. Удаловым (разд. 5), канд. техн. наук В. В. Певзнером и доктором техн. наук Д. Е. Полонниковым (разд. 6), канд. техн. наук А. И. Ивановым и канд. техн. наук Б. П. Петрухиным (разд. 7), канд. техн. наук Ф. И. Кербниковым и доктором техн. наук М. А. Розенблатом (разд. 8), канд. техн. наук И. Е. Декабрун и инж. Н. А. Шавыкиным (разд. 9), инж. Ю. А. Друговым (разд. 10), канд. техн. наук Т. Н. Тищенко (разд. 11), канд. техн. наук М. Е. Лимоновой и инж. В. И. Чернышевым (разд. 12), канд. техн. наук В. М. Гороховым и инж. Ю. В. Ерофеевым (разд. 13), канд. техн. наук М. Г. Арутюновым (разд. 15),

канд. техн. наук Н. И. Федунец (разд. 15), канд. техн. наук Я. А. Купершмидтом и доктором техн. наук А. М. Пшеничниковым (разд. 16).

Авторы и редакторы выражают глубокую благодарность за отзыв по рукописи справочника преподавателям кафедры автоматики и вычислительной техники и кафедры информационно-измерительной техники Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина проф. В. К. Захарову, проф. С. Я. Березину, доц. В. С. Гутникову, доц. О. И. Иванову, доц. Ю. Д. Кочеткову, доц. Е. С. Левшиной, доц. А. Г. Леонтьеву, доц. Ю. И. Лыпарю, доц. В. Д. Мазину, доц. Г. Н. Новопащенко, доц. П. Д. Преснякову, доц. Е. А. Строгановой, доц. С. А. Спектру, доц. В. И. Тарабукину, доц. Ю. Э. Яцкевичу.

Замечания просят направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат.

*В. Э. Низэ
И. В. Антик*

Раздел 1

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

1.1. ОБЩИЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Повышение технического уровня производства, качества и надежности продукции, переход к комплексному управлению автоматизированными производствами, развитие научного эксперимента — все это во многом определяется своевременным сбором, оценкой и использованием информации о происходящих явлениях.

Управляющие системы, измерительная и вычислительная техника по своей природе не являются «производящей» отраслью техники и непосредственно, казалось бы, не участвуют в создании материальных ценностей. Однако должный уровень и опережающее развитие технических средств и систем автоматики определяют прогресс всех точных наук, дальнейшее развитие всех отраслей народного хозяйства.

Особенно возрастает роль этой техники в наши дни, когда в условиях современного сложного автоматизированного производства, которые нередко носят экстремальный характер (высокие или низкие температуры и давления, агрессивные среды, радиация, взрывоопасность, крайне малые или, наоборот, очень высокие скорости протекания процессов, широкий диапазон изменения измеряемых величин и др.). Необходимо бывает получать информацию в сотнях или тысячах точек, часть из которых может быть недоступной. Информация, получаемая от производственной установки, подлежащей обработке иногда по достаточно сложной программе, и затрачиваемое на это время играет подчас решающую роль в обеспечении качества производственного процесса. В системе «машина—человек» возникает в связи с этим ряд специфических задач, обусловленных недостаточной высокой «пропускной» способностью органов чувств и мозга человека. Если функции обработки огромного потока информации возложить на человека, вооруженного лишь простейшими измерительными и вычислительными устройствами, то в силу своих физиологических особенностей, даже при весьма тщательной тренировке, он не сможет эффективно в течение длительного времени осмысливать поток информации и оперативно принимать необходимые решения.

Следовательно, необходимо прибегать в подобных случаях к автоматизации умственного труда — созданию специализированных кибернетических систем, способных максимальным образом автоматизировать процесс измерения и управления, а следовательно, разгрузить оператора от необходимости сбора и

обработки информации, поступающей от управляемого объекта.

Появились и развиваются сложные системы, предназначенные для автоматического сбора и переработки информации, которые получили название измерительных информационных систем (ИИС). Эти системы предназначены для автоматического получения количественной информации непосредственно от изучаемого явления путем измерения, переработки этой информации и выдачи ее оператору в форме некоторой совокупности именованных чисел, высказываний, графиков или таблиц и т. д., отражающих состояние данного явления. Соответственно автоматизированные системы управления (АСУ) — это системы, предназначенные помимо задач, выполняемых ИИС, осуществлять (при участии или без участия оператора на тех или иных этапах переработки информации) воздействие на производственный процесс для его целесообразного ведения.

По назначению автоматизированные системы можно условно подразделить на системы измерения (измерительно-вычислительные комплексы — ИВК), системы контроля, системы технической диагностики и системы управления. Условным это деление является потому, что каждая из перечисленных систем может включать в себя другие системы.

Процесс измерения обязательно включает восприятие техническими средствами измеряемых величин (весьма часто с преобразованием в некоторые промежуточные величины), их сравнение опытным путем с мерами формирования и выдачу результатов измерения в виде именованных чисел или их отношений или символов. Процессы контроля и диагностики имеют много общего с измерением. Во всех трех случаях речь идет о получении некоторой информации о состоянии исследуемого объекта с обязательным выполнением операций сравнения. При измерении в сравнении участвует образцовая величина; при контроле, диагностике, управлении осуществляется сравнение реального состояния объекта с некоторым образцовым его состоянием. Последнее может быть задано в виде некоторого количественного описания либо в виде образца или модели (в частности, реализуемой на ЭВМ). Результат этих операций сравнения может быть подвергнут соответствующей обработке.

Нужно отметить и различия между этими процессами. Специфика контроля, в отличие от измерения, заключается в том, что при контроле состояния объекта рассматриваются только как качественно отличные. Разумеется,

эти состояния и в случае контроля могут иметь не только качественную, но и количественную характеристику, однако в целом множество выделенных состояний контролируемого объекта никогда не рассматривается как упорядоченное числовое множество, что имеет место при классическом измерении. Задача диагностики — установить причину того или иного состояния объекта, сведя его к состояниям элементов. Отсюда следует, что диагностика не может осуществляться без операции контроля. Диагностика включает серию операций контроля как по отношению к объекту в целом, так и по отношению к отдельным его элементам. Наконец, у систем управления, в отличие от всех остальных систем, имеются те или иные комплексы органов управления.

Проектируются АСУ и ИВК для определенного объекта или класса объектов. Соответственно функциональные и структурные особенности систем в значительной мере определяются свойствами и характеристиками соответствующего объекта. Рациональному проектированию должны предшествовать сбор и обобщение исходных сведений об управляемом объекте. В конечном счете на этом этапе должно быть определено с возможной полнотой необходимое (математическое, энергетическое и др.) описание искомых параметров и определено, какие величины следует измерять и на какие процессы и как воздействовать.

Параметры объекта могут быть весьма многообразными: они могут быть в энергетическом отношении как активными, так и пассивными, могут иметь очень широкий динамический диапазон, быть неизменными в течение определенного времени (статическими) и изменяющимися (динамическими), иметь непрерывный (с точки зрения, существенной для организации процесса) и (или) дискретный характер, быть сосредоточенными или распределенными (по выполняемым функциям или в пространстве, т. е. топологически). Наконец, объект может обладать некоторым множеством взаимосвязанных параметров. Столь же многообразными могут быть внешние воздействия, мешающие правильному восприятию искомых параметров и правильной реализации воздействий на объекты.

В зависимости от характера параметров, от степени их изученности должны использоваться различные методы и средства сбора количественной информации. Ввиду этого весьма важным является изучение, классификация и совершенствование способов рационального описания искомых и измеряемых параметров. В случаях измерения и контроля исходные сведения могут включать детерминированные и статистические закономерности, уже известные об объекте, в том числе энергетические и др. В случае диагностики должны быть известны сведения о структурных особенностях объекта.

Помимо обычных требований обеспечения заданных метрологических характеристик (погрешность, чувствительность, диапазон измерения и т. п.) при определении одной какой-либо величины все в большей степени начинают предъявляться требования получения обобщенных характеристик, например статистических параметров процессов, и, с другой стороны, требования раздельного или обоб-

щенного измерения и (или) представления нескольких взаимосвязанных величин. Повышаются требования в отношении надежности, сложности и других характеристик АСУ и ИВК.

На процесс проектирования системы существенное влияние оказывают требования, определяемые целью ее применения. Они обычно связаны с условиями эксплуатации.

1.2. ЗАДАЧИ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ В АВТОМАТИКЕ

1.2.1. Методы измерения.

Автоматизация процессов измерения и развитие измерительных информационных систем для управления непрерывными и дискретными производственными процессами существенно повлияли на задачи и методы измерения, на требования к системам и средствам измерения и т. д.

В результате прогресса в области систем управления, измерительной информационной техники, систем распознавания образов происходит и неизбежное развитие понятия об измерении. В настоящее время уже нельзя ограничиваться классическим понятием измерения и его определением как операции, посредством которой определяется отношение измеряемой величины к другой однородной величине, принимаемой за единицу. В соответствии с [1.1] более широкое определение можно было бы сформулировать следующим образом: измерение есть приписывание числа объектам, процессам, явлениям с целью последующей обработки получаемой информации, ее представления, описания.

Под числом понимается здесь элемент некоторого множества символов, которое обладает определенной структурой. Рассматривается множество нематематических объектов и множество чисел. Тогда измерение есть операция, при которой элементу множества объектов приписывается элемент множества чисел, так чтобы связи между элементами данного множества чисел являлись однозначными отображениями эмпирических связей между соответствующими элементами нематематического множества.

Простейшим видом измерений (нижней ступенью) является такой, когда на множество объектов накладывается только соотношение эквивалентности. Из множества нематематических объектов, объединенных по какому-либо признаку, выбирается некоторая его часть, называемая стандартным множеством. При измерении этого типа, так называемых *номинальных*, производится сравнение объектов с элементами стандартного множества. Примеры такого измерения — эмпирическая оценка цвета по цветовым таблицам, упорядочение наблюдаемых объектов классификатором АСУ и т. п. Включение объекта в тот или иной класс означает реализацию операции эквивалентности: множество нематематических объектов путем эмпирических операций подразделяется на определенное число классов подмножеств. Каждое подмножество обозначается одним числом (символом). Тогда, если эмпирически удастся установить, что элемент принадлежит к данному подмножеству, ему приписывается соответствующее число (сим-

вол). Это так называемая *номинальная шкала измерений* («шкала наименований»).

В свою очередь подмножество каждого класса можно делить тем же способом на подмножества низших классов. Примером такой схемы могут служить международная классификация изобретений (МКИ), универсальная десятичная классификация (УДК) и др. Они являются одной из форм номинального измерения.

Дальнейшим шагом по сравнению с номинальной шкалой является *ординальная шкала* («шкала порядка»), которая основывается на установлении определенного эмпирического порядка в пределах множества нематематических объектов путем наложения соотношений эквивалентности и неравенства. Объекты, которые можно таким образом упорядочить, называются величинами.

Эта система связей позволяет представлять множество в виде упорядоченного ряда и соответственно, выбрав некоторое число отличающихся друг от друга объектов, объединить их в упорядоченный стандартный ряд, в котором каждому объекту могут быть приспаны номера (числа) так, чтобы последовательность номеров соответствовала последовательности стандартных объектов в стандартном ряду. В ординальной шкале можно найти место для объекта, не эквивалентного стандартному, что невозможно для номинальной шкалы.

Любой объект множества нематематических объектов может быть тогда измерен эмпирически так же, как и в случае номинального измерения. Если объект оказывается эквивалентным какому-либо элементу стандартного множества, ему присписывается соответствующий номер. Если такая эквивалентность не обнаруживается, то всегда можно указать, между какими двумя стандартными объектами должен находиться измеряемый. Основное отличие от номинальной шкалы измерения заключается в установлении порядка (последовательности) в числовом множестве. Примером ординальной шкалы является шкала твердости Мооса.

Следующим шагом является переход к классической измерительной шкале с *внутренней метрикой* (шкале интервалов), у которой цифры позволяют судить не только о порядке следования, но и о значениях измеряемых объектов (величин). Вводится концепция расстояний на шкале измеряемых объектов. Сами объекты подчиняются формальным правилам сложения для класса действительных чисел. В этом случае в качестве стандарта может быть выбран один-единственный объект, которому присписывается значение 1 (*единица величины*).

Применение последнего способа позволяет в известной степени судить о количественном отличии одного объекта от другого. Такие шкалы, основанные на аддитивном комбинировании, соответствуют общепринятому понятию измерения, но во многих практических задачах, решаемых в системах управления, не могут быть использованы вследствие несовершенства чувствительных элементов или отсутствия адекватных представляющих параметров, например из-за недоступности объекта измерения, преобладающего случайного ха-

рактера процесса и др. При таких ситуациях ограничиваются ординальными или номинальными измерениями.

В то время как широкий класс величины может определяться непосредственным измерением, т. е. путем прямого сравнения объекта с другими объектами того же класса без использования связи с измерением объектов другого класса, существуют величины, которые не поддаются такому методу измерения. Тогда необходимо пользоваться шкалами, основанными на определенных связях подлежащих измерению объектов с другими величинами, которые можно определять непосредственным измерением (*ассоциативные шкалы*).

При опосредствованных измерениях используется свойство связей множества измеряемых объектов с другими множествами, которые в свою очередь связаны с непосредственно измеряемыми величинами. При этом если эта промежуточная система расположена в порядке множества измеряемых объектов, — она всегда расположена в порядке значений функций измеряемых множеств величин. Например, плотность есть физическая величина, которая определяется косвенным измерением. Для всех объектов из одного и того же материала отношение массы к объему есть величина постоянная. Всегда, если объекты из разных материалов расположены — как это оценено качественно — в порядке их плотностей, они оказываются расположенными в порядке значений указанного отношения, которое таким образом является мерой плотности материала.

Если измеряемая величина только одна, то функции этой величины можно рассматривать как ассоциативную меру множества измеряемых объектов. Например, все практически применяемые температурные шкалы относятся к классу ассоциативных.

Из изложенного следует, что при получении измерительной информации нельзя ограничиваться только выбором единиц величин. Следует принимать во внимание и особенности шкалы измерения, т. е. учитывать класс объектов измерения, класс символов и способы связи множества объектов и символов.

Некоторые объекты управления и (или) измерения не могут быть описаны одним значением какой-либо величины, но требуют для своего описания ряда чисел. Такие величины называются векторными или многомерными. Эти множества чисел (значений параметров) можно рассматривать как определенные точки в пространстве векторов. Для теории принятия решений и оптимизации важной является проблема представления многомерного объекта одним числом или некоторым минимумом чисел или графических символов.

1.2.2. Классификация элементов по их функциональной роли. Устройства, являющиеся изделиями приборостроения, по выполняемым ими функциям в СУ и ИВК разделяются на следующие функциональные группы: устройства для получения информации об изменении контролируемых величин и (или) ее визуализации (контрольная информация); устройства для первичного преобразования информации (датчики); устройства для нормирования и передачи контрольной информации; устройства для хранения и переработки информации, т. е.

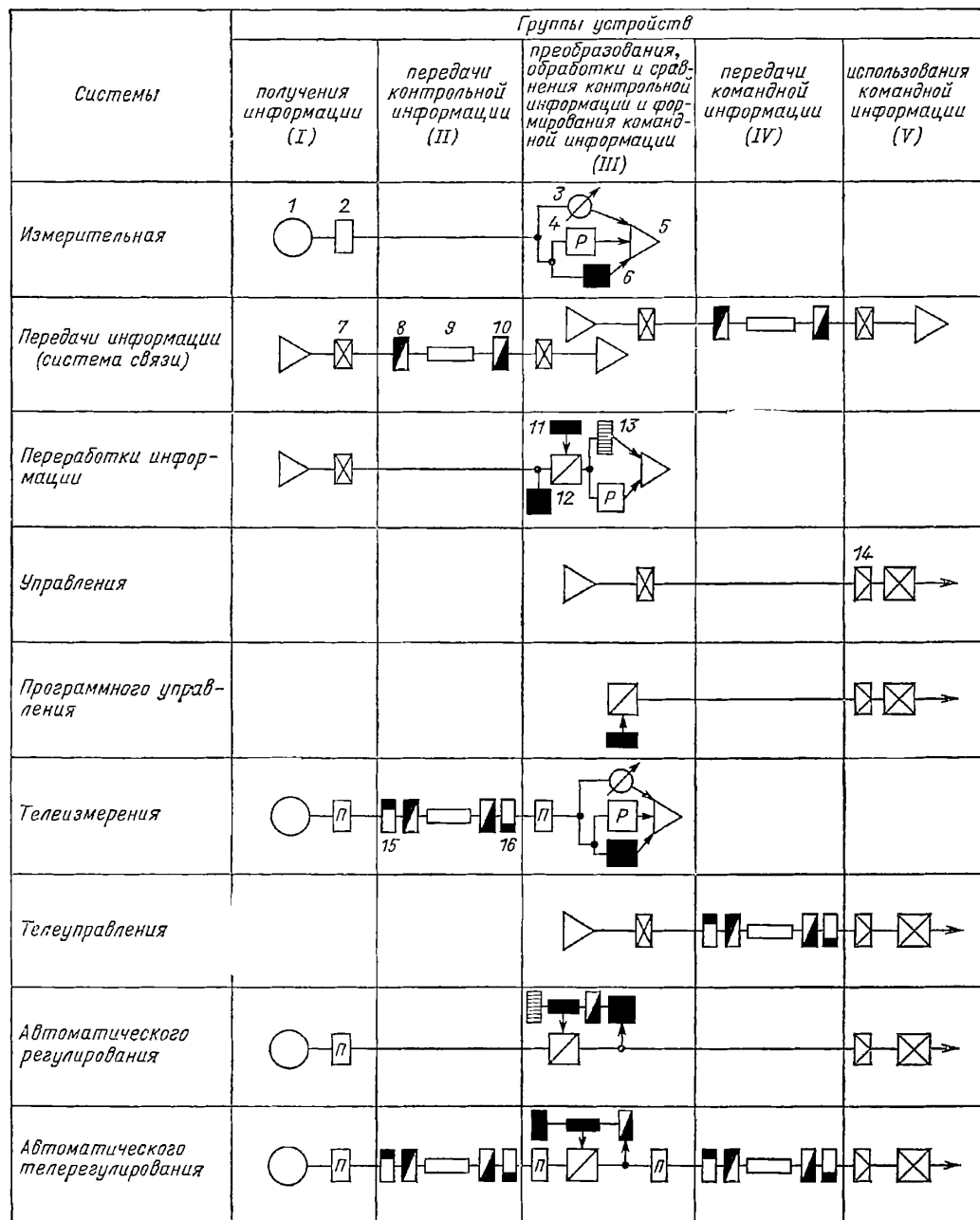


Рис. 1.1. Комплексы элементов, входящих в состав простейших одноканальных систем

ее преобразования, сравнения с программной информацией, формирования новой (управляющей, командной, выходной) информации; устройства для передачи и приема управляющей информации; устройства, с помощью которых управляющая информация используется для воздействия на управляемый объект (т. е. реализуется управляющее воздействие) путем изменения потоков энергии или вещества, поступающих в управляемый процесс, ли-

бо путем изменения характеристик рабочих машин; вспомогательные приборы и устройства (для снабжения энергией, для связи с внешними устройствами и т. п.).

Функциональные приборы и устройства объединяются в системы, предназначенные для выполнения заданной целевой последовательности действий с потоком информации. Различают системы автоматического измерения и контроля (измерительные информацион-

ные системы), системы телеизмерения или телеконтроля, системы управления (автоматического, ручного, программного), системы телеуправления, системы автоматического регулирования, телеавтоматического управления. На рис. 1.1 в схематизированном, строго упрощенном виде, показаны некоторые одиночные системы с целью дать общее представление о составе комплекса, входящих в них функциональных приборов и устройств.

Здесь введены следующие условные обозначения: 1 — датчик (воспринимающий, чувствительный элемент), 2 — первичный преобразователь, нормирующий сигнал, 3 — прибор индикации и сигнализации, 4 — регистратор, 5 — символ, обозначающий связь устройства с оператором (передача или прием сигнала человеком), 6 — устройство хранения информации (запоминающее устройство), 7 — устройство преобразования информации (процессор и т. п.), 8 — передатчик, 9 — линия связи, 10 — приемник, 11 — программное устройство (программатор), 12 — прибор для сравнения информации (контрольной и программной) и формирования управляющего воздействия (управляющее устройство), 13 — задатчик, 14 — усилитель, 15 — шифратор (кодер) или модулятор, 16 — дешифратор (декодер) или демодулятор.

Часто системы могут выполнять одновременно несколько функций по отношению к контролируемой величине, например ее контроль (в частности, измерение) и управление ею. Простые системы служат для выполнения заданной целевой последовательности действий с информацией об одном контролируемом параметре в данном производственном процессе.

В современных сложных технологических процессах, например в металлургических, химических, металлообрабатывающих, требуется контролировать многие параметры и управлять ими, что приводит к необходимости общего согласованного действия ряда простых систем контроля и управления или регулирования, работающих одновременно на различных участках технологического процесса (иерархические системы), а также использовать сложные (многомерные) системы управления и измерительно-вычислительные комплексы (рис. 1.2).

Возможны три основных направления построения сложных систем на различных этапах автоматизации: 1) применение ряда автономных простых систем, координированное действие которых достигается путем согласованного задания программ для каждой из автономных систем (децентрализованная структура сложной системы); 2) использование централизованного командного устройства (или группы устройств, управляющих машин) для управления отдельными простыми системами (иерархическая структура сложной системы); 3) применение централизованного устройства (или группы устройств), осуществляющего сбор и переработку контрольной информации о всех необходимых параметрах и выработку (формирование) на основе заданных критериев или программ необходимой командной информации для всех управляемых параметров (централизованная структура сложной системы).

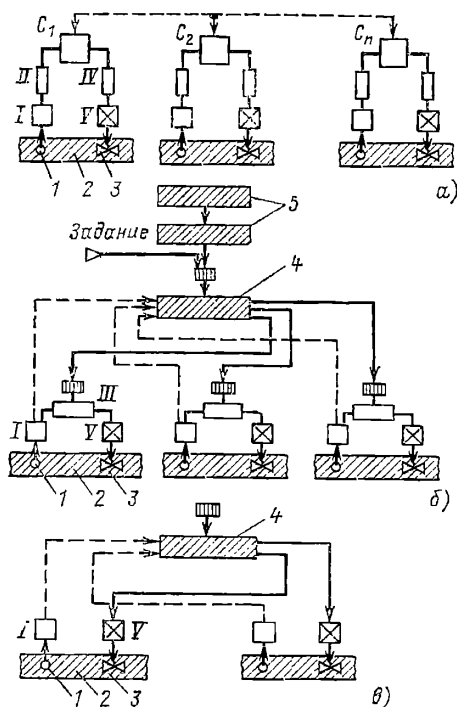


Рис. 1.2. Примеры структур сложных систем: C_1, C_2, \dots, C_n — локальные системы; $I-V$ — группы устройств; 1, 2, 3 — датчик, объект, управляющий орган

В ряде случаев возможно применение для построения сложных систем смешанных структур, в которых в разных частях используются децентрализованные, иерархические и централизованные виды подсистем.

1.2.3. Классификация элементов по типам сигналов и характеристикам преобразования. Выполнение указанных операций возможно, если содержание информации однозначно связано со значениями какой-то физической величины, вещественной или энергетической, выбранной для передачи необходимых сведений, которая называется информативным или представляющим параметром. Изменения значений информативных параметров, отображающие передаваемые сведения, называются сигналами. Для систем автоматического управления в качестве информативных используются чаще энергетические параметры (параметры процесса), так как они легче позволяют осуществлять передачу на расстояние, преобразование, сравнение, получение новых сигналов и т. д., хотя в устройствах ввода и вывода информации часто используются изменения параметров вещества.

Часто противопоставляют аналоговые сигналы — цифровым (числовым) и непрерывные — прерывистым. При этом не всегда отличают аналоговые сигналы от непрерывных, дискретными называют как числовые, так и прерывистые. На самом деле в эти термины следует вкладывать различные понятия.

Термин *аналоговый* обычно приписывается сигналам, информативный параметр которых может принимать любые значения в неко-

тором непрерывном диапазоне. Такие сигналы в математическом смысле являются непрерывными функциями независимой переменной. На практике информативный (представляющий) параметр аналогового сигнала может принимать лишь конечное число значений в заданном диапазоне. Но тогда это число должно быть настолько велико, что с точки зрения решаемой задачи такая конечность не должна сказываться на метрологических свойствах реализуемого преобразователя. Различия между любыми соседними значениями должны находиться в пределах допустимой погрешности или ниже разрешающей способности последующих элементов или систем, так что без увеличения погрешности или нарушения работы системы представляющий параметр можно рассматривать как изменяющийся практически непрерывно.

Под *непрерывным* во времени сигналом понимается сигнал, у которого значение информативного параметра в любой момент времени соответствует значению отображаемой величины в некоторый предшествующий момент времени. Информативный параметр может быть ограничен конечным или бесконечным счетным множеством значений (чисел). Таким образом, этот параметр может быть и квантован, причем в отличие от аналогового сигнала в частности так, что этот фактор уже не может не учитываться последующими элементами.

Прерывистыми во времени называют сигналы, у которых информативные параметры (например, амплитуда, частота, фаза) в течение конечных промежутков времени не соответствуют каким-либо значениям отображаемой величины. В частности, такие сигналы могут быть результатом квантования. Информативные параметры таких сигналов моделируются в математической форме как последовательности чисел, образующих численные множества.

Цифровой (числовой) сигнал представляет собой образованную по определенному правилу совокупность элементарных сигналов (в частности, последовательность импульсов), генерируемую некоторым цифровым устройством или преобразователем аналог-цифра, который квантует непрерывный сигнал. Поэтому термин «цифровой» (числовой) пользуются при рассмотрении конкретной физической реализации (в виде устройств или программ) систем переработки сигналов, тогда как термин «дискретный» более уместен при обсуждении математической модели элементарных сигналов.

В области переработки цифровых сигналов этот термин обычно заменяется усеченным термином — «сигнал» или же термином «импульс», хотя последний имеет более частный смысл.

Соответственно цифровая система — это такая система, в которой информация представляется (кодируется) в виде последовательности чисел, принимающих только конечное множество значений.

В качестве информативных (представляющих) параметров непрерывных сигналов выбирают: при электрической энергии — значения напряжения или тока при постоянном токе; значения напряжения, тока, частоты или

фазы — при переменном токе; при использовании энергии сжатого газа или жидкости под давлением — значения давления в газе или жидкости.

В качестве информативных параметров прерывистых сигналов при электрической энергии выбирают: амплитуды напряжения или тока, длительность импульса, длительность паузы, фазу импульса, частоту импульсов, число импульсов, сочетание импульсов с различными признаками (код), а при переменном токе кроме перечисленного также частоту, фазу.

В процессе получения, передачи, преобразования, сравнения и использования информации приходится производить преобразование контролируемой величины в контрольный сигнал соответствующего вида (нормирование); преобразование сигнала одного вида энергии в сигнал другого вида энергии; аналогового сигнала — в числовой и обратно; непрерывного сигнала — в прерывистый и обратно; преобразование сигнала по уровню мощности или по пределам изменения представляющего параметра; установление вида функциональной связи между входным и выходным сигналами; хранение сигналов; создание программных сигналов; сравнение контрольных и программных сигналов и формирование командного (управляющего) сигнала; выполнение логических операций; распределение сигналов по различным направлениям (связям, соединениям, путям передачи); использование сигналов для воздействия на управляемый процесс.

Выполнение этих операций производится функциональными элементами автоматической системы.

Автоматическое устройство представляет собой функциональное или функционально-конструктивное соединение элементов, предназначенное для выполнения указанных выше основных функций.

1.2.4. Классификация элементов по видам энергии и преобразований. Одной из основных составляющих проблемы развития автоматического управления является разработка теории построения и изыскание новых принципов физико-технической реализации элементов систем автоматического управления. Эта проблема стала особенно важной и острой в связи с тем, что развитие современных сложных и ответственных систем часто ограничивается недостаточной чувствительностью, точностью и стабильностью элементов, воспринимающих и оценивающих информацию о контролируемых процессах (датчиков), недостаточным их быстродействием и надежностью, а также относительно большим потреблением энергии и объемом элементов, служащих для переработки, преобразования, хранения, сравнения и формирования информации.

Новейшая тенденция при построении элементов систем управления состоит в том, что при получении и выполнении различных преобразований с сигналами стремятся широко использовать явления, происходящие в различных физических средах, в частности на молекулярном, атомном, ядерном уровнях.

Во многих случаях современные измерительные информационные и вычислительные комплексы представляют собой объединение посредством электрических, пневматических,

оптических и иных связей отдельных типовых элементов или блоков. При этом связи между этими элементами осуществляются с помощью стандартных сигналов.

По видам энергии принято подразделять элементы (в соответствии с используемыми в них эффектами или явлениями) по входным величинам и (или) соответственно по выходным: механические (в том числе гидравлические, пневматические, акустические), электромагнитные (в том числе электрические и магнитные), оптические, физико-химические и др. В том случае, когда виды энергии на входе и на выходе различаются, как это часто бывает в датчиках, употребляются соответствующие объединяющие термины (например, «механико-электрический элемент», «магнито-оптический» и т. п.). Если виды энергии на входе и на выходе одинаковы, то употребляется соответственно простой термин (например, «электрический элемент», «пневматический элемент» и т. п.).

Следует иметь в виду, что деление по видам энергии носит условный характер. Эта условность становится все более ясной по мере развития соответствующих областей науки, изучающих те или иные явления, увеличения разнообразия технических средств и используемых в них эффектов, расширения диапазонов воспринимаемых величин, усовершенствования методов восприятия и измерения. Это наглядно видно на примере электромагнитных явлений, где происходит освоение восприятия все новых областей (диапазонов) частот и заполнение разрывов между диапазонами, например между радиодиапазоном и оптическим и т. д.

Тем не менее при классификации приходится прибегать к подобным условностям из соображений удобства, хотя теперь часто деление на виды энергии определяется не столько их принципиальным различием, сколько различием технических средств для восприятия и преобразования.

1.2.5. Первичные преобразователи. Элементы для восприятия внешних воздействий и формирования первичной информации наиболее разнообразны по видам энергии и используемым эффектам и явлениям. Следует различать элементы, связанные с использованием внешних и внутренних эффектов и явлений.

Внешние эффекты и явления охватывают физические эффекты, вызываемые под влиянием воздействия воспринимаемой величины изменение положения какой-либо части (органа) элемента, которое и превращается посредством дополнительных преобразований в перемещение индикатора и входного органа последующего преобразователя.

Кроме таких прямых преобразований применяются компенсационные принципы, когда усилие или перемещение подвижной части воспринимающего органа компенсируется усилием или перемещением, создаваемым введенными для этой цели органами обратной связи. Значение сигнала, соответствующее состоянию компенсации (с заданной точностью) усилия или перемещения и служит оценкой измеряемой величины. Устройства, основанные на компенсационном принципе, более сложные, но обычно обладают большей точностью.

Другое весьма важное направление связано с использованием внутренних эффектов в физических средах (веществах), т. е. с использованием различных физических свойств веществ для построения элементов, служащих для получения информации. При этом можно получать элементы с непосредственной функциональной связью между изменением воздействующих физических величин и электрическими, магнитными, оптическими или другими свойствами и параметрами элементов.

Внутренние эффекты можно в зависимости от числа внешних воздействий, вызывающих в веществе выходной эффект, подразделить на простые (одиночные) эффекты и сложные — «множественные» или «взаимные» (двойные, тройные и т. д.) эффекты.

Простые внутренние эффекты. Наименование простой («одиночный») часто является условным и означает лишь, что имеющиеся другие воздействия при заданных условиях оказывают малое влияние на значение выходной величины («естественного сигнала»). При других условиях, например в другом диапазоне температур, давлений и т. п., эти другие воздействия могут оказывать существенное влияние.

В общем случае выходной эффект («естественный сигнал») является результатом различных воздействий (механических, тепловых, оптических, электрических, магнитных, физико-химических)

$$y = f(x_1, x_2, x_3, \dots)$$

и чувствительность (коэффициент передачи) элемента в первом приближении определяется в виде выражения

$$\Delta y = S \Delta x = \frac{\partial y}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial y}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots,$$

или

$$\Delta y = \frac{\partial y}{\partial x_1} \left[1 + \frac{\sum_{i=1}^n \frac{\partial y}{\partial x_i} \Delta x_i}{\frac{\partial y}{\partial x_1} \Delta x_1} \right].$$

В тех случаях, когда второе слагаемое в скобках мало по сравнению с единицей, можно говорить о «простом» эффекте.

В табл. 1.1 приведены основные виды простых эффектов, вызываемых механическими, тепловыми, оптическими, электрическими, магнитными и физико-химическими воздействиями.

Как следует из этой таблицы, естественные выходные сигналы могут быть механическими, тепловыми, оптическими, магнитными и электрическими. В случае электрических сигналов возможно непосредственное использование их в устройствах для дальнейших электрических преобразований информации. В других случаях для этого необходимо еще одно промежуточное преобразование. Введение дополнительных промежуточных преобразований, как правило, снижает точность и быстродействие всего процесса получения информации. Однако существенное расширение возможностей для создания новых измерительных устройств и приборов, а также воз-

Т а б л и ц а 1.1. Простые внутренние эффекты

Воздействие	Выходной эффект (естественный сигнал)					
	механический	тепловой	оптический	электрический	магнитный	физико-химический
Механическое	1. Упругая деформация (линейная и угловая) 2. Механострикция ферромагнитных материалов	1. Нагрев при деформациях 2. Нагрев от внутреннего трения	1. Изменение оптической плотности 2. Изменение угла поворота плоскости поляризации 3. Трибolumинесценция	1. Изменение электрического сопротивления 2. Изменение диэлектрической проницаемости 3. Пьезоэлектрический эффект 4. Электроакустический эффект 5. Электрокинетический эффект 6. Трибоэлектрические явления	1. Магнитоупругий эффект	1. Изменение внешней и внутренней поверхностей и их сорбционной емкости 2. Изменение скорости реакции 3. Иницирование реакции 4. Изменение свободной поверхностной энергии 5. Аллотропические превращения и изменение агрегатного состояния
Тепловое	1. Тепловые деформации (линейные и объемные) 2. Термоконтракция 3. Термомеханический эффект	1. Нагрев 2. Дополнительные изменения температуры при нелинейных характеристиках	1. Изменение оптической плотности 2. Изменение коэффициента отражения 3. Изменение угла поворота плоскости поляризации 4. Излучение света нагретым телом 5. Термолюминесценция	1. Изменение электрического сопротивления 2. Изменение диэлектрической проницаемости 3. Эффект Зеебека 4. Пироэлектрические явления	1. Изменение магнитных параметров	1. Аллотропические превращения и изменение агрегатного состояния 2. Изменение сорбции и десорбции 3. Процессы массопереноса в температурном поле 4. Изменение скорости реакции 5. Иницирование реакции
Оптическое	1. Световое давление	1. Нагрев при поглощении: а) интегральном б) селективном	1. Интерференция 2. Стимулирование излучения 3. Нелинейные оптические эффекты	1. Внутренний фотоэффект 2. Эффект Беккереля 3. Изменение диэлектрической проницаемости 4. Возникновение фото-ЭДС 5. Продольный фотоэффект 6. Эффект Дембера	—	1. Фотохимические реакции 2. Изменение скорости реакции 3. Иницирование реакции
Электрическое	1. Электрострикция 2. Электроосмотический эффект 3. Электрокапиллярный эффект 4. Пинч-эффект	1. Нагрев проводников электрическим током (эффект Джоуля) 2. Нагрев диэлектриков в переменном электрическом поле 3. Эффект Пельтье	1. Изменение оптической плотности 2. Эффект Показателя 3. Эффект Керра 4. Излучение света при искровом, тлеющем, дуговом разряде 5. Изменение спектральной характеристики	1. Изменение нелинейности электрического сопротивления 2. Эффект Эрли 3. Изменение нелинейности диэлектрической проницаемости 4. Эффект шнурования тока 5. Эффект Ганна	1. Изменение магнитного поля	1. Электроперенос 2. Изменение скорости реакции 3. Иницирование реакции 4. Изменение физико-химических параметров 5. Электрохимическая поляризация

Продолжение табл. 1.1

Выходной эффект (естественный сигнал)

Воздействие	механический	тепловой	оптический	электрический	магнитный	физико-химический
Магнитное	1. Магнитострикция	1. Нагрев при перемагничивании в переменном магнитном поле	1. Изменение оптической плотности 2. Эффект Фарадея 3. Эффект Керра 4. Эффект Коттона—Мутона 5. Эффект Зеемана	1. Изменение электрического сопротивления 2. Изменение диэлектрической проницаемости	1. Изменение нелинейности магнитных характеристик	1. Изменение скорости реакции 2. Иницирование реакции 3. Изменение физико-химических параметров
Физико-химическое	1. Изменение объема 2. Изменение механических параметров вещества (вязкость, твердость и др.)	1. Нагрев или охлаждение	1. Изменение оптической плотности 2. Изменение отражательной способности 3. Изменение спектральной характеристики 4. Изменение плоскости поляризации 5. Люминесценция	1. Изменение электрического сопротивления 2. Изменение диэлектрической проницаемости 3. Изменение гальванической ЭДС, изменение концентрации ЭДС	1. Изменение магнитной проницаемости	1. Аллотропические превращения 2. Изменение агрегатного состояния

можностей их унификации обычно оправдывает использование промежуточных преобразований.

Сложные внутренние эффекты. В случае сложных (двойных и т. д.) эффектов естественный выходной сигнал получается только при наличии одновременно не менее двух различных внешних физических воздействий на вещество.

В табл. 1.2 приводятся примеры двойных эффектов, вызывающих появление электрического естественного выходного сигнала. Аналогично могут быть построены таблицы для эффектов, вызывающих неэлектрические (механические, тепловые, оптические, магнитные) естественные выходные сигналы. В случае необходимости неэлектрические выходные сигналы могут быть преобразованы в электрический сигнал. Соответствующие структуры устройств существенно расширяют возможности создания новых технических средств восприятия воздействий. По мере развития нелинейной оптики более широкое использование получают и оптические естественные выходные сигналы.

Основные направления развития. Работы в области простых внутренних эффектов содержат задачи исследования изменений под влиянием различных физических (электрических, магнитных, световых, механических, тепловых и др.) и физико-химических факторов электрических и магнитных свойств и параметров:

- 1) проводниковых материалов — металлов, их сплавов, соединений и композиций;
- 2) полупроводников (одно-, двух- и многокомпонентных);
- 3) диэлектриков;
- 4) магнитных материалов (металлов, их сплавов, соединений и композиций);
- 5) жидких и газообразных проводников.

Одним из наиболее интенсивно разрабатываемых направлений является использование свойств полупроводников изменять свои электрические параметры под влиянием различных внешних воздействий: механических, тепловых, оптических, магнитных, электрических, химических, электрохимических, радиационных. Используются кристаллические материалы, в частности монокристаллы, или пленки полупроводниковых материалов, либо более сложные структуры. При наличии производства полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов, фотоэлементов) и интегральных схем можно относительно легко на этой основе строить датчики, реагирующие на различные физические воздействия.

Другим важным направлением является применение гальваномагнитных эффектов. Используются эффекты, состоящие в изменении сопротивления проводников и полупроводников в магнитном поле (эффекты Гаусса и Капицы) и в изменении сопротивления ферромагнитных материалов в магнитном поле (продольный и поперечный эффекты Томсона). Широко используется эффект Холла, на основе которого строятся воспринимающие элементы, реагирующие на магнитную индукцию и напряженность электрического поля, перемещения и т. п. Элементы, использующие эффект Холла, применяют в аналоговых вычислительных устройствах.

Т а б л и ц а 1.2. Двойные внутренние эффекты (выходной эффект — электрический)

Воздействие	Тепловое	Оптическое	Электрическое	Магнитное
Механическое	Термопьезоэффект	Фотопьезоэлектрический эффект	Пьезорезистивный эффект	Магнитострикционный эффект (эффект Видемана)
Тепловое	—	Фототермамагнитный эффект	Термоэлектрические эффекты: а) в <i>p-n</i> структурах; б) изменение удельного сопротивления вещества	Магнитотепловые эффекты
Оптическое	—	—	Внутренний фотоэлектрический эффект Эффект Франца—Келдыша	Магнитоцентрационный фотомагнитный эффект: 1) нечетный; б) четный
Электрическое	—	—	—	Гальваномагнитные эффекты

Ведутся исследования в области группы двойных эффектов, в которую входят фотопьезоэлектрический, фототермамагнитный, термоэлектрический, фотоэлектрический эффекты.

Кроме использования внешних и внутренних эффектов существуют другие направления, которые связаны с применением в процессе получения информации и формирования сигнала различных вспомогательных физических процессов и химических реакций. Среди вспомогательных физических процессов наиболее важное значение имеет использование различного рода излучений: акустических, оптических, электромагнитных, радиоактивных.

Характерным для новых видов элементов, служащих для получения информации о параметрах контролируемых процессов, является переход к использованию эффектов селективного поглощения и отражений различных видов излучений: акустических, электромагнитных (от длинноволновых до субмиллиметровых радиоволн), оптических (инфракрасных, видимых, ультрафиолетовых, рентгеновских) и др.

В последние годы широкое применение начинают получать элементы и приборы, использующие поляризационные оптические эффекты: механооптический, термооптический, магнитооптический (эффекты Фарадея и Коттона—Мутона), электрооптический (эффекты Поппельса и Керра). Это связано с получением новых материалов, в которых эти эффекты выражены достаточно ярко. Данное направление также тесно связано с разработками оптоэлектронных элементов памяти и управления и использует много одинаковых компонентов (источники излучения, поляризаторы и анализаторы, дефлекторы, модуляторы, фотоприемники и т. п.).

Приборы, построенные на использовании ядерных излучений, нашли широкое применение в автоматическом контроле и управлении. Разработаны и выпускаются на этой основе промышленностью уровнемеры, расходомеры, дефектоскопы и другие приборы.

Кроме излучений находят применение (но значительно реже) и другие физические процессы, связанные с изменением агрегатного состояния вещества, с использованием про-

цессов сорбции, с воздействием вспомогательных физических полей.

Второе направление связано с созданием элементов и устройств, использующих спектроскопические, радиоспектрометрические, нейтроноскопические и масс-спектрометрические методы. Разрабатываются новые принципы, схемы и конструкции устройств и приборов для прямого и косвенного использования этих методов для контроля состава сложных сред. Здесь особую группу устройств для получения информации о составе веществ и воздействующих на них физических факторов составляют устройства, основанные на явлениях электронного и ядерного резонанса (включая эффект Мессбауэра).

Особую группу составляют элементы и устройства, которые используют вспомогательные химические реакции, под влиянием которых изменяются оптические, электрические или другие физические свойства анализируемой среды (твердые, жидкие или газообразные индикаторы).

Большое развитие за последние годы получили хроматографические методы анализа газообразных и жидких веществ, основанные на избирательном поглощении сорбентом отдельных компонентов анализируемого вещества. Электрический, термоэлектрический, оптический и радиационный методы анализа вещества, прошедшего через слой сорбента, позволяют получить выходной сигнал в функции состава компонентов.

1.3. ПОГРЕШНОСТИ СИСТЕМ (УПРАВЛЕНИЯ, ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ) И ИХ ЭЛЕМЕНТОВ

1.3.1. Общие замечания. Каждая система бывает построена для решения определенного комплекса задач. Положенный в ее основу алгоритм и реальные функциональные элементы для ее построения всегда стремятся выбрать так, чтобы получить оптимальные результаты. В применении к системам обработки информации (или «вычислительным») это означает стремление к получению результатов, абсолютно точно соответствующих введенным данным, в применении к системам управления — к получению при любых возможных условиях

наилучших результатов функционирования управляемых объектов, в применении к измерительным (в том числе и к измерительным информационным) системам — стремление к получению предельно точной информации о значениях всех измеряемых величин. Однако при проектировании всегда неизбежна идеализация (упрощение) процессов, протекающих в системе и в используемых для ее построения элементах. Эта идеализация состоит в пренебрежении явлениями, представляющимися несущественными, в замене сложных и более точных алгоритмов преобразований более простыми приближенными, в замене реального многообразия воздействий, плохо прогнозируемого в деталях, ограниченными и упорядоченными комплексами воздействий, в замене некоторых свойств примененных элементов усредненными или предельными и т. п. Поэтому при использовании построенной системы в реальных условиях всегда имеет место неполное соответствие реально протекающих процессов идеализированным схемам их протекания, использованным в процессе проектирования, и, как следствие, неполное соответствие результатов функционирования системы поставленным задачам. При использовании (эксплуатации) системы необходимо знание этих нарушений соответствия для того, чтобы можно было правильно использовать ее реальные возможности, не требовать от нее реально недостижимых результатов, уметь отличать несоответствия, которые можно считать нормальными, от аномальных (аварийных, недопустимых, требующих ремонта или повторной настройки системы и т. п.).

Базой такого знания должны быть: систематизация видов нарушения соответствия и возможность количественной их оценки. В настоящее время подобная база лучше всего разработана в области измерений и измерительных систем, где это входит в число задач особой науки — метрологии.

1.3.2. Погрешности измерительных систем. В метрологии каждое нарушение соответствия значения величины, зафиксированного в выдаваемой или передаваемой информации, значению этой величины, которое содержала информация на предшествующих этапах ее передачи или преобразования, или значению ее, принимаемому за точнее соответствующее измеряемому, называют *погрешностью*.

Величина, характеризующая точность измерения, это *погрешность измерения* (табл. 1.3), количественно характеризующая отличие значения измеряемой величины, полученного на выходе измерительной системы, измерительной установки или другой совокупности средств измерения (измеренного значения или результата измерения), от ее значения в действительности (*истинного или действительного значения*).

Погрешность измерения обычно складывается из трех составляющих. Первая неразрывно связана с выбранным методом измерения и не может быть устранена никаким совершенствованием применяемых средств измерения и способов вывода и восприятия информации на выходе измерительной системы (или установки и т. п.). Ее принято (ГОСТ 16263-70) называть *погрешностью метода измерения*. Вторую составляющую создают

свойства средств измерения, примененных при измерении. Ее принято называть *инструментальной погрешностью*. Третья возникает при восприятии человеком информации, выдаваемой средствами измерения. Для нее принят термин *погрешность отсчитывания*. Свойства примененных средств измерения, определяющие инструментальную погрешность, можно характеризовать для каждого примененного средства измерения его погрешностью, получающей в зависимости от вида этого средства названия: *погрешность меры, погрешность измерительного преобразователя, погрешность измерительного прибора*. В каждой из погрешностей средства измерения можно выделить две части: *основную*, соответствующую нормированным условиям применения, и погрешность от влияющих величин или *дополнительную*, возникающую при отклонении условий измерения от нормальных.

Любая из погрешностей может быть выражена численно как *абсолютная* или как *относительная*. При повторных измерениях одной и той же величины возникают понятия *систематической, случайной* и *грубой* погрешностей. Множество значений случайной погрешности можно охарактеризовать его статистическими параметрами: дисперсией, средним квадратичным отклонением, асимметрией, эксцессом, законом распределения, доверительными границами при заданной вероятности и т. п. Все эти величины и некоторые другие (например — вариация, ГОСТ 8.009-72) находят применение в качестве характеристик результатов измерений и свойств средств измерения.

1.3.3. Погрешности систем обработки информации и вычислительной техники. Для других систем обработки информации, осуществляющих восприятие, передачу, простое преобразование или весьма сложную переработку, хранение и выдачу информации, еще не создана столь разветвленной единой системы понятий. В системах простой передачи информации (в системах связи) нарушения соответствия изменений выходной величины изменениям входной принято именовать искажениями. Классификация искажений в основном происходит по тем параметрам сигнала, в которых эти искажения проявляются.

В вычислительных системах те же нарушения соответствия именуются погрешностями, т. е. так же, как и в измерительных системах. Однако составляющие или источники погрешности результата вычисления имеют здесь другой вид. Здесь принято различать несколько групп погрешностей, влияющих на погрешность результата.

1. Погрешности формулировки задачи (сокращенно — *погрешности задачи*), связанные с отличием свойств математической модели от отображаемого ею реального объекта.

2. Погрешности выбранного метода решения (*погрешности метода*), возникающие из-за замены в ходе решения теоретически возможной более точной математической модели — упрощенной, требующей меньшего объема вычислений.

3. Погрешности, обусловленные неточностью применяемых для вычислений исходных данных. Эти погрешности входят извне в математическую модель и, пройдя через все вы-

Т а б л и ц а 1.3. Погрешности измерительных систем и средств измерения (по ГОСТ 16263-70)

Понятие	Определение
Погрешность	Отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины
Погрешность метода измерения	Составляющая погрешности измерения, происходящая от несовершенства метода измерения
Инструментальная погрешность	Составляющая погрешности измерения, зависящая от погрешностей применяемых средств измерения
Погрешность отсчитывания	Составляющая погрешности измерения, происходящая от недостаточности точного отсчитывания показаний средства измерения
Абсолютная погрешность меры	Разность между номинальным значением меры и истинным значением воспроизводимой ею величины
Абсолютная погрешность измерительного прибора	Разность между показанием прибора и истинным значением измеряемой величины
Абсолютная погрешность измерительного преобразователя по входу	Разность между значением величины на входе преобразователя, определяемым в принципе по истинному значению величины на его выходе с помощью градуировочной характеристики, приписанной преобразователю, и истинным значением величины на входе преобразователя
Абсолютная погрешность измерительного преобразователя по выходу	Разность между истинным значением величины на выходе преобразователя, отображающей измеряемую величину, и значением величины на выходе, определяемым в принципе по истинному значению величины на входе с помощью градуировочной характеристики, приписанной преобразователю
Относительная погрешность (измерения, меры, измерительного прибора, измерительного преобразователя)	Отношение абсолютной погрешности (измерения, меры и т. д.) к истинному значению измеряемой (или воспроизводимой и т. п.) величины
Приведенная погрешность измерительного прибора	Отношение погрешности измерительного прибора к нормирующему значению
Основная погрешность средства измерения	П р и м е ч а н и е. Нормирующее значение — условно принятое значение, могущее быть равным верхнему пределу измерений, диапазону измерений, длине шкалы и др.
Дополнительная погрешность (меры, измерительного преобразователя)	Погрешность средства измерения, используемого в нормальных условиях, т. е. в условиях, при которых все влияющие величины имеют нормальные значения или находятся в пределах нормальной области значений
Изменение (показаний измерительного прибора, коэффициента преобразования измерительного преобразователя) под действием влияющей величины	Изменение погрешности, вызванное отклонением одной из влияющих величин от нормального значения или выходом ее за пределы нормальной области значений
Систематическая погрешность (измерения, средства измерения)	Изменение (погрешности измерительного прибора, коэффициента преобразования измерительного преобразователя), вызванное отклонением одной из влияющих величин от ее нормального значения или выходом ее за пределы нормальной области значений
Случайная погрешность (измерения, средства измерения)	Составляющая погрешности (измерения, средства измерения), остающаяся постоянной или закономерно изменяющаяся при повторных измерениях одной и той же величины
Грубая погрешность (измерения)	Составляющая погрешности (измерения, средства измерения), изменяющаяся случайным образом при повторных измерениях одной и той же величины
Статическая погрешность (средства измерения)	Погрешность (измерения), существенно превышающая ожидаемую при данных условиях
Погрешность средства измерения в динамическом режиме	Погрешность средства измерения, используемого для измерения постоянной величины
Динамическая погрешность средства измерения	Погрешность средства измерения, используемого для измерений переменной во времени величины

числения, проникают в окончательные результаты на выходе вычислительной системы. Поэтому их можно было бы назвать *сквозными погрешностями*, хотя их принято именовать *погрешностями исходных данных* или, кратко, *начальными*.

4. Погрешности исходных данных могут претерпевать в процессе вычислений сильные количественные изменения и доходить до выхода вычислительной системы в неузнаваемом виде. Изменения их в процессе вычислений можно рассматривать как самостоятельный (хотя и не вполне независимый) источник погрешностей, именуемых *погрешностями действий*.

5. К погрешностям метода тесно примыкают погрешности, возникающие из-за невоз-

можности реального осуществления встречающихся в некоторых вычислениях бесконечных последовательностей действий. Бесконечные суммы и бесконечные произведения в реальной вычислительной системе приходится заменять конечными, пренебрегая остаточными членами или остаточными множителями. Эти погрешности именуют *остаточными*.

6. Сходная причина — ограниченность рядной сетки не позволяет иметь дело с точными значениями, если эти значения в принятой системе счисления выражаются бесконечным или хотя бы слишком большим числом значащих цифр. Это является источником *погрешностей округления*.

Перечисленные шесть видов погрешностей существуют при любых вычислениях, в том

числе и при проводимых вручную. В автоматических вычислительных системах к этим *алгоритмическим погрешностям* добавляются еще два вида погрешностей.

7. Погрешности от неполного соответствия между выбранным алгоритмом и составленной применительно к нему программой действий вычислительного комплекса. Эти погрешности можно именовать *погрешностями программирования*.

8. Как и в измерительных системах, существенное влияние на конечный результат могут оказывать *аппаратурные погрешности* (аналогичные инструментальным погрешностям измерения), вызываемые как недостатками, присущими применяемому техническим средствам, так и влиянием на эти технические средства внешних воздействий (пример: лишние импульсы, возникающие в полупроводниковых приборах под действием излучения).

Относительная роль разных источников погрешностей результата вычислений неодинакова для вычислений, проводимых вручную, применительно к которым происходило основное развитие теории приближенных вычислений, и для вычислительных систем. При ручных вычислениях можно, как правило, не уделять много внимания ошибкам округления, так как их всегда можно существенно уменьшить, проводя вычисления с увеличенным числом значащих цифр, и так как общее число арифметических действий не может быть уж очень большим из-за ограничения времени и малой скорости вычислений. Поэтому при ручных вычислениях обычно следует основное внимание обращать на погрешности исходных данных и на изменение их, отражаемое погрешностями действий.

В отличие от них вычисления, проводимые в вычислительных системах, могут содержать миллионы арифметических действий, каждое из которых сопровождается округлением его результата, а число разрядов в обрабатываемых числовых значениях не поддается произвольному увеличению, так как оно всегда ограничено числом разрядов в ячейках памяти. Поэтому становится опасным возникающий в ряде случаев лавинообразный рост погрешностей округления. Например, в простейшем случае вычисления суммы $S(2)$ двух чисел A_1 и A_2 предельное значение абсолютной погрешности суммы определяет формула

$$\Delta S(2) = \sum_{i=1}^2 \Delta_n(i) + \Delta_{\text{окр}}(S(2)), \quad (1)$$

где $\Delta_n(i)$ — общая абсолютная погрешность i -го слагаемого, а $\Delta_{\text{окр}}(S(2))$ — погрешность округления суммы $S(2)$, обычно зависящая от абсолютного значения этой суммы. Если оба слагаемых имеют одинаковые знаки и одинаковые относительные погрешности

$$\delta_n(1) = |\Delta_n(1)|/|A_1|$$

$$\text{и } \delta_n(2) = |\Delta_n(2)|/|A_2|,$$

т. е. если $\delta_n(1) = \delta_n(2) = \delta_n$, то предельная относительная погрешность суммы (2) будет выражена формулой

$$\delta S(2) = \delta_n + \delta_{\text{окр}}(2),$$

где относительную погрешность округления суммы $\delta_{\text{окр}}(2) = |\Delta_{\text{окр}}(S(2))|/|S(2)|$ при руч-

ных вычислениях всегда можно легко уменьшить в 10 раз, оставив в результате вычислений на одну значащую цифру больше.

Это позволяет при оценке погрешностей вычисленной вручную суммы чисел руководствоваться правилом, по которому предельная абсолютная погрешность суммы равна сумме предельных абсолютных погрешностей слагаемых, и считать, что при суммировании чисел одного знака, заданных с одинаковой относительной погрешностью, предельная относительная погрешность результата не отличается от относительной погрешности каждого слагаемого.

Однако при последовательном сложении N чисел ($N > 2$) предельная абсолютная погрешность их суммы соответствует формуле

$$\Delta S(N) = \sum_{i=1}^N \delta_n(i) \cdot |A(i)| + \sum_{i=2}^N \delta_{\text{окр}}(i) \cdot |S(i)|, \quad (2)$$

так, что если $\delta_n(i) \approx \delta_n = \text{const}$ и $\delta_{\text{окр}}(i) \approx \delta_{\text{окр}} = \text{const}$, то

$$\delta S(N) \leq \delta_n \frac{\sum_{i=1}^N |A(i)|}{\left| \sum_{i=1}^N A(i) \right|} + \delta_{\text{окр}} \frac{\sum_{i=2}^N |S(i)|}{|S(N)|}. \quad (3)$$

Знак равенства соответствует здесь суммированию чисел одного знака. Легко видеть, что множитель при $\delta_{\text{окр}}$ всегда более единицы и даже при сложении чисел одного знака (когда множитель при δ_n превращается в единицу) может быть очень близок к N .

1.3.4. Погрешности систем управления. В области систем управления систематизация несоответствий явлений в реальных системах идеализированным схемам еще не разработана. Комплекс подлежащих систематизации понятий здесь принципиально более обширен, чем в измерительных и вычислительных системах. Это связано с тем, что системы управления почти всегда оказываются *замкнутыми системами (системами с двусторонними воздействиями или системами с обратной связью)*. Система управления всегда состоит из двух подсистем: *объекта управления* (или управляемой подсистемы) и *устройств управления* (или управляющей подсистемы). Выходные воздействия каждой из этих подсистем оказываются, хотя бы частично, входными воздействиями для другой подсистемы. В такой замкнутой системе нет однозначно определяемых границ у входов и выходов, имеющих в измерительных и вычислительных системах, а также в системах передачи и обработки информации. Поэтому при разделении системы на управляемую и управляющую подсистемы нередко некоторые вспомогательные части системы оказываются вне выделенных подсистем, играя роль дополнительных звеньев, осуществляющих связь между подсистемами.

Конечной целью управляющих воздействий, оказываемых управляющим устройством на управляемый объект, является выполнение системой управления в целом оптимальное в каком-либо смысле алгоритма функционирова-

ния управляемого объекта. Для суждения о качестве управления, осуществляемого в системе управления, нужно сравнить действительное протекание процессов в управляемом объекте с предписаниями предусмотренного алгоритма функционирования объекта. Действительное протекание процессов в управляемом объекте можно характеризовать, в частности, изменениями в ходе этих процессов *действительного значения* управляемой величины (или ряда управляемых величин). А предписания алгоритма можно описать как предписанные алгоритмом изменения в ходе тех же процессов тех же величин, т. е. как изменения *предписанных значений* тех же управляемых величин.

Для оценки степени соответствия системы управления ее назначению принципиально достаточно знания только этих двух значений каждой из управляемых величин: действительного и предписанного. Однако считать эти значения в точности известными можно в лучшем случае лишь при теоретическом рассмотрении явлений в идеализированной схеме проектируемой системы управления. При экспериментальном исследовании реальной системы управления оба значения оказываются известными лишь приблизительно: предписанное — вследствие неточностей, с которыми может быть определен ее алгоритм функционирования и учтены все влияния посторонних факторов, а действительное — вследствие неизбежных погрешностей измерения, только посредством которого могут быть получены сведения о реальном ходе процесса. Поэтому при оценке реальной системы управления по результатам ее испытания приходится сравнивать друг с другом не действительное и предписанное значения управляемой величины, а лишь значения, являющиеся их приближенным воспроизведением:

1) *измеренное значение* управляемой величины, отличающееся от действительного вследствие неизбежных погрешностей измерения;

2) *результат неточного определения* (по приближенному алгоритму функционирования системы и по неточно измеренным значениям влияющих величин) предписанного значения этой величины, который можно назвать *задаваемым значением* управляемой величины.

При переходе от оценки поведения системы управления в целом к исследованию действия ее управляющего устройства (или управляющей подсистемы) приходится отказываться от пользования даже задаваемым значением управляемой величины. Воздействия на автоматическое управляющее устройство (со стороны человека, производящего наладку или настройку этого управляющего устройства, или со стороны дополнительного управляющего устройства более высокого уровня в случае самоприспосабливающихся адаптивных систем), конечно, имеет целью приведение явлений в системе управления в соответствие с приближенным «желаемым» алгоритмом функционирования, которому соответствуют задаваемые значения управляемой величины. Однако неизбежные погрешности в действиях человека или дополнительного управляющего устройства приводят к тому, что фактическая настройка управляющего устройства лишь

приблизительно соответствует «желаемому» алгоритму функционирования. Поэтому достигнутые в условиях настройки *реально заданные значения* управляемых величин оказываются отличными от задаваемых.

Аналогично оказываются искаженными по сравнению с действительными значениями управляемой величины значения ее, поступающие на вход управляющего устройства. Искращения их могут иметь место в соединительных линиях и промежуточных элементах, связывающих управляемый объект со входом управляющего устройства, могут возникать в результате недоступности управляемой величины для непосредственного восприятия и т. п. Поэтому действие управляющего устройства в замкнутой системе управления оказывается зависящим непосредственно не от действительного значения управляемой величины, а от *подводимого значения* ее, т. е. значения на входе управляющего устройства.

Названные здесь шесть значений управляемой величины, образующие две группы: 1) действительное значение с приближенно воспроизводящими его измеренным и подводимым и 2) предписанное значение с родственными ему задаваемым и реально заданным, — не исчерпывают разнообразия значений управляемой величины, которые можно различать при детальном рассмотрении явлений в системе управления. Набор из этих шести понятий составляет минимум, необходимый при строгом рассмотрении явлений в системе управления в целом и в ее управляющем устройстве.

При описании явлений в системе управления и свойств ее частей помимо шести «значений управляемой величины» оказываются полезны по крайней мере одиннадцать из пятнадцати возможных разностей между ними (табл. 1.4 и рис. 1.3). При этом следует про-

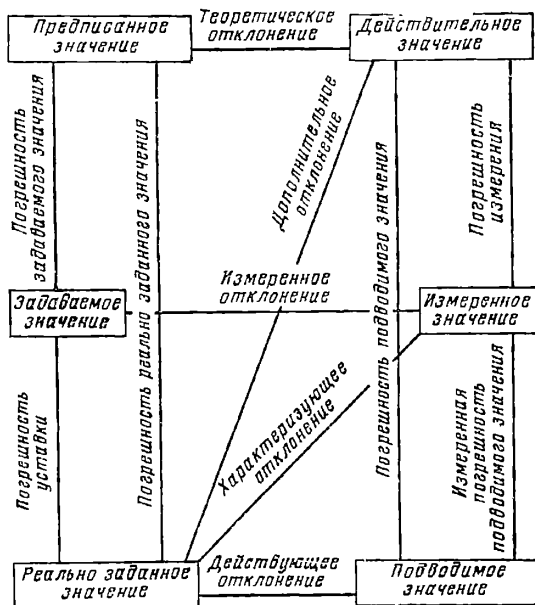


Рис. 1.3. Взаимная связь погрешностей систем управления

Таблица 1.4. Понятия, относящиеся к отклонениям и погрешностям в системах управления

Понятие	Определение
<i>Значения, отклонения и погрешности в системе управления</i>	
Управляемая величина	Измеряемая величина, количественно характеризующая (предусмотренные алгоритмом функционирования системы) явления на выходе объекта управления или свойства выдаваемых им материалов, изделий, энергии, информации и т. п.
Действительное значение величины	Значение величины, соответствующее состоянию системы
Предписанное значение управляемой величины	Значение управляемой величины, предписанное алгоритмом функционирования или управления
Измеренное значение величины	Значение величины, являющееся приближенным воспроизведением ее действительного значения, полученное в результате измерений
Подводимое значение величины	Значение управляемой величины, непосредственно воздействующей на вход управляющего устройства или на вход рассматриваемой независимой части последнего
Задаваемое значение управляемой величины	Значение управляемой величины, являющееся приближенным воспроизведением ее предписанного значения, определенное по приближенно известному алгоритму функционирования системы и по измеренным значениям других величин
Реально заданное значение управляемой величины	Действительное значение управляемой величины в условиях настройки системы
Теоретическое отклонение управляемой величины	Разность между действительным и предписанным значениями управляемой величины
Измеренное отклонение управляемой величины	Разность между измеренным и задаваемым значениями управляемой величины
Действующее отклонение управляемой величины	Разность между подводимым и реально заданным значениями управляемой величины
Характеризующее отклонение управляемой величины	Разность между измеренным и реально заданным значениями управляемой величины
Дополнительное отклонение управляемой величины	Разность между действительным и реально заданным значениями управляемой величины
Погрешность измерения	Алгебраическая разность между измеренным и действительным значениями величины
Погрешность подводимого значения	Разность между подводимым и действительным значениями величины
Измеряемая погрешность подводимого значения	Разность между подводимым и измеренным значениями величины
Погрешность реально заданного значения	Разность между реально заданным и предписанным значениями величины
Погрешность задаваемого значения	Разность между задаваемым и предписанным значениями величины
Погрешность уставки	Разность между реально заданным и задаваемым значениями величины
<i>Погрешности преобразования</i>	
Погрешность преобразования (общее понятие)	Количественная характеристика отклонения соотношения между значениями входной и выходной величин от соотношения между значениями этих величин, предписываемого характеристикой преобразователя, соответствующей алгоритму преобразования
Погрешность преобразования по выходной величине (для преобразователей с одним входом и одним выходом)	Разность между действительным значением выходной величины и ее предписанным значением при совпадении действительного значения входной величины с предписанным
Погрешность преобразования по входной величине (для преобразователей с одним входом и одним выходом)	Разность между предписанным значением входной величины и таким действительным значением ее, при котором действительное значение выходной величины совпадает с предписанным
Погрешность преобразования по выходной величине на данном выходе (для преобразователей с одним или многими входами и с одним или многими выходами)	Разность между действительным значением выходной величины на данном выходе и ее предписанным значением при совпадении действительных значений на всех входах с предписанными
Погрешность преобразования по входной величине на данном входе (для преобразователей со многими входами и одним выходом)	Разность между предписанным значением входной величины на данном входе и таким действительным значением ее, при котором и при совпадении действительных значений входных величин на всех остальных входах с предписанными действительное значение выходной величины совпадает с предписанным
Погрешность преобразования по входной величине между данным входом и данным выходом (для преобразователей со многими входами и многими выходами)	Разность между предписанным значением входной величины на данном входе и таким действительным значением ее, при котором и при совпадении действительных значений входных величин на всех остальных входах с предписанными действительное значение выходной величины на данном выходе совпадает с предписанным

водить различие между разностями значений в пределах одной группы и разностями значений из разных групп. Разности между значениями, относящимися к одной группе (т.е. либо к группе: предписанное, задаваемое, реально заданное, либо к группе: действительное, подведенное, измеренное), отражают неточность воспроизведения или определения основного для группы значения (т.е. предписанного или действительного). Такие разности всегда желательно свести к нулю. Их естественно именовать погрешностями, как это сделано в отношении одной из них (погрешности измерения) в метрологии.

Разности между значениями разных групп отражают различие между желаемым состоянием процессов в системе управления и реально достигнутым и позволяют оценивать с той или иной степенью достоверности качество системы управления. В замкнутой системе управления эти разности могут определять ее поведение. Для правильного функционирования многих систем необходимо, чтобы эти разности хотя бы на какие-то промежутки времени принимали значения, отличные от нулевых. Эти разности можно именовать отклонениями.

При теоретическом рассмотрении процессов в системе управления основной интерес представляют изменения *теоретического отклонения*, а при оценке качества реальной системы приходится иметь дело с *измеренным отклонением*, хотя поведение управляющего устройства зависит на самом деле от *действующего отклонения*. Для оценки правильности действия основного устройства, не зависящей от погрешностей уставок, нужно пользоваться значениями *характеризующего отклонения*. Влияние изменения условий по сравнению с теми, при которых были проведены настройки управляющего устройства и всей системы, можно оценивать по значениям *дополнительного отклонения*.

Среди погрешностей основное значение для правильного функционирования системы управления имеют две: *погрешность подводимого значения* и *погрешность реально заданного значения*. Первая из них отражает искажения, связанные с невозможностью непосредственного восприятия управляемой величины входами управляющего устройства и создаваемые воспринимающими и промежуточными элементами, связывающими управляемый объект с этими входами. Вторая позволяет оценить соответствие осуществленной настройки управляющего устройства предположениям, положенным в основу при проектировании автоматической системы. Эта погрешность состоит из двух составляющих: *погрешности задаваемого значения*, оценивающей точность выбора задаваемого значения, и *погрешности уставки*, отражающей степень точности действий человека или дополнительного автоматического устройства во время настройки основного управляющего устройства.

Неизбежные погрешности измерения приводят к тому, что вместо дополнительного отклонения при испытании системы управления оказывается найденным *характеризующее отклонение*, а вместо погрешности подводимого

значения — *измеренная погрешность подводимого значения*.

1.3.5. Погрешности частей систем. При рассмотрении отдельно взятого автоматического управляющего устройства, измерительного устройства или части такого устройства (например, прибора, преобразователя, функционального блока и т.п.) понятие «погрешность» принимает смысл погрешности преобразования сигнала, существенно отличный от смысла погрешностей в автоматических системах. В основу определения понятия *погреш-*

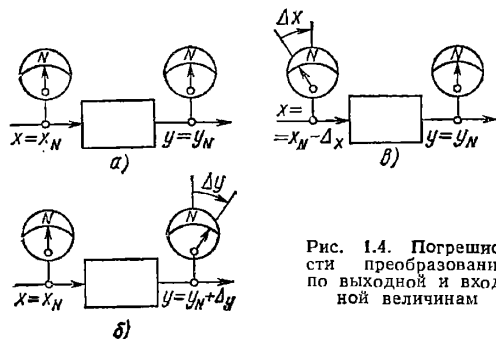


Рис. 1.4. Погрешности преобразования по выходной и входной величинам

ность преобразования должно быть положено то, что отсутствию погрешности в неразветвленной разомкнутой функциональной цепи, имеющей один вход и один выход, соответствует такое преобразование воздействий в этой цепи, при котором совпадение действительного значения x представляющего параметра несущей величины на входе цепи с предписанным значением x_N этой величины обеспечивает совпадение действительного y и предписанного y_N значений также и на выходе цепи (рис. 1.4, а).

Исходя из этого, за величину, характеризующую неточность преобразования, можно принять либо отклонения действительного значения выходной величины от ее предписанного значения при совпадении действительного значения входной величины с предписанным (*погрешность преобразования по выходной величине*, Δ_y на рис. 1.4, б), либо взятое с обратным знаком отклонение действительного значения входной величины от предписанного значения ее, при котором обращается в нуль отклонение действительного значения выходной величины от предписанного (*погрешность преобразования по входной величине*, Δ_x на рис. 1.4, в). Для функциональной цепи с линейной характеристикой преобразования обе погрешности имеют одинаковый знак (рис. 1.5, а), а их значения, отнесенные к надлежащим образом выбранным значениям выходной и соответственно входной величин («относительные», или «приведенные», погрешности преобразования), оказываются количественно равными друг другу, так что нет надобности проводить различие между ними и можно именовать любую из них просто «относительной или приведенной погрешностью преобразования». Для преобразователей с существенно нелинейной (в частности, с релейной) характеристикой преобразования погрешность преобразования по входной величине Δ_x может быть не связана никакой определенной

зависимостью с погрешностью преобразования по выходной величине Δ_y . В частности, погрешности эти могут быть как одинаковы по знаку, так и противоположны (рис. 1.5, б).

Для преобразователей с более чем одним входом и (или) более чем с одним выходом понятия погрешности преобразования оказываются еще более неоднозначными. При наличии нескольких выходов погрешность по выходной величине может быть неодинаковой для выходных величин на разных выходах (рис. 1.6): $\Delta_{y1} \neq \Delta_{y2} \neq \Delta_{y3} \neq \dots$. Поэтому, говоря о по-

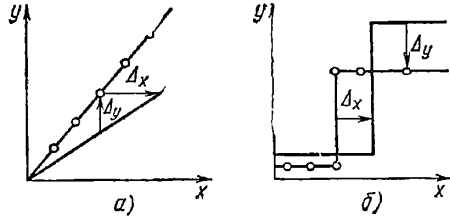


Рис. 1.5. Взаимная зависимость погрешностей по выходной и входной величинам

грешности по выходной величине, обязательно надо указывать, к какому выходу она относится.

Погрешность по входной величине для преобразователя с несколькими входами и одним выходом также не может быть определена однозначно, так как соответствие действительного значения выходной величины предписанному может быть достигнуто различными сочетаниями отклонений различных входных величин от своих предписанных значений. В качестве одного из условных ограничений возможности варьировать отклонения входных величин можно принять, что отклонения от предписанных значений допускаются каждый раз только для одной из входных величин (только на одном из входов преобразователя). Соответствующее этому определение погрешности по входной величине дано в табл. 1.3 и иллюстрировано рис. 1.7. Вообще говоря, та-

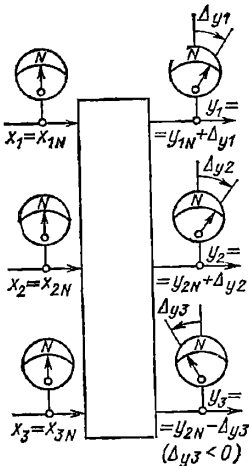


Рис. 1.6. Погрешности по выходным величинам при нескольких выходах

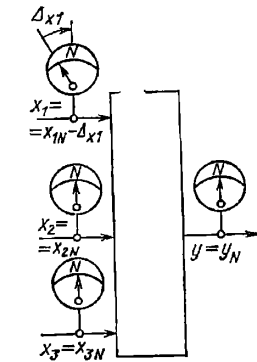


Рис. 1.7. Погрешность по одной из входных величин

кое ограничение не является единственно возможным. Можно было бы, например, определить погрешность по входным величинам, налагая условие одинакового относительного отклонения от номинальных значений для всех входных величин преобразователя и т. п.

Дальнейшее обобщение понятия погрешности на случай преобразователя со многими входами и многими выходами должно учитывать то, что одновременное достижение совпадения действительных значений с предписанными на всех выходах может оказаться не-

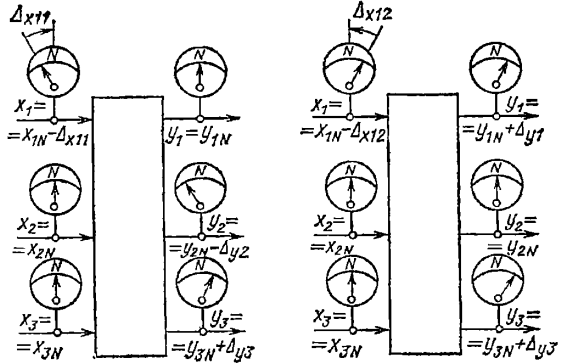


Рис. 1.8. Погрешности при нескольких входах и выходных величинах

возможным (наглядный пример: два выхода с одним предписанным значением, но с действительными значениями, отличающимися друг от друга на постоянную величину). Это делает необходимым введение понятия о погрешности по входной величине для каждой отдельной пары вход-выход (табл. 1.3 и рис. 1.8).

Список литературы

- 1.1. Всесоюзная конференция по измерительным информационным системам ИИС-77. Тезисы докладов и сообщений. Секция 1 «Теоретические основы ИИС». 1977, Баку: Азнетехинформ.
- 1.2. Краус М., Вошин Э. Измерительные информационные системы. М.: Мир, 1975. 312 с.
- 1.3. Райбман Н. С., Чадаев В. М. Построение моделей производственных процессов. М.: Энергия, 1975. 376 с.
- 1.4. Finkelstein E. Grundgedanken zum Messen. Messen-steuern-regeln, 1973, Bd 16, № 6, S. 201—205.
- 1.5. Пфанцagl И. Теория измерений. М.: Мир, 1976. 248 с.
- 1.6. Görllich P., Skarus W. Zu Problem der Messtechnik und Messdatenverarbeitung für Automatisierung. — Messen-steuern-regeln, 1973, Bd 16, № 6, S. 194—200.
- 1.7. EHIS B. Basic concepts of measurement, Cambridge University Press, 1966. 248 p.
- 1.8. Мельников О. А. О роли измерений в процессе познания. Новосибирск: Наука, 1968. 96 с.
- 1.9. Дворяшин Б. В., Кузнецов Л. И. Радиотехнические измерения. М.: Советское радио, 1978. 360 с.
- 1.10. Бурьян В. И., Глаголев В. И., Матвеев В. В. Основы теории измерений. М.: Атомиздат, 1977. 200 с.
- 1.11. Сотсков Б. С. Тенденции и перспективы развития основ построения ГСП. — В кн.: Технические средства управления и вопросы надежности. М.: Наука, 1974, с. 7—22.
- 1.12. Rabiner L. R. et al. Terminology in digital signal processing. — IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, 1978, vol. AU-20, № 5, p. 322—337.
- 1.13. Dictionary of Electronics (New Unabridged) / Ed. R. F. Graf. Radio Shack Tandy Corp. USA, 1978—1979.
- 1.14. International Electronic Vocabulary, 50 (356). Chap. 351. Automatic Control, 1975. 58 p.
- 1.15. ГОСТ 17194-76. Автоматизированные системы управления технологическими процессами. Термины и определения.

- 1.16. Темяников Ф. Е., Афонин В. А., Дмитриев В. И. Теоретические основы информационной техники. М.: Энергия, 1979, с. 180—184.
- 1.17. Приборы и средства автоматизации. Промышленная автоматика. Термины и определения. РС 1376-74 (СЭВ).
- 1.18. ГОСТ 16263-70. Метрология. Термины и определения.
- 1.19. ГОСТ 19176-73. Системы управления кораблем.
- 1.20. Автоматическое управление. Понятия.

- Условные знаки. Стандарт. ГДР. TLG 14591, 1, 1978.
- 1.21. ГОСТ 8.009-72. Государственная система обеспечения единства измерений. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений.
- 1.22. Демидович Б. П. и Марон П. А. Основы вычислительной математики. М.: Наука, 1979, с. 17—50.
- 1.23. Прангивилин И. В. Микропроцессорные управляющие вычислительные комплексы — В кн.: Технические средства систем управления и вопросы их надежности. М.: Наука, 1982, с. 5—11.

Раздел 2

АГРЕГАТИРОВАНИЕ И УНИФИКАЦИЯ СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ

2.1. КРАТКИЙ ОЧЕРК ИСТОРИИ ВОПРОСА

Для построения современных систем управления технологическими процессами, научными экспериментами, испытаниями различных механизмов, объектами в сфере массового обслуживания требуются разнообразные устройства получения измерительной информации, контроля, регулирования, регистрации, индикации, комплексного представления информации оператору и разнообразные исполнительные устройства. Так, в системах программного управления станками, машинами и оборудованием основное место занимают позиционные логические устройства. В системах управления предприятием важное значение имеют средства формирования текстовой информации и устройства ее математической обработки. Для управления ирригационными и водопроводными сооружениями, нефтепромыслами, газопроводами широко применяются устройства телемеханики, многоканальные устройства централизованного контроля и управления, специальные исполнительные устройства. Для контроля и регулирования технологических процессов нужны разнообразные теплоэнергетические и физико-химические датчики, преобразователи, процессоры и др.

Удовлетворение потребности столь различных по качеству и сложности систем управления в средствах автоматизации при их индивидуальной разработке и изготовлении сделало бы проблему автоматизации необозримой, а номенклатуру приборов и устройств автоматики практически беспредельной.

Рациональное сокращение номенклатуры технических средств автоматизации и их конструктивных элементов и узлов достигается на основе последовательного применения агрегатных способов построения снизу доверху, начиная от конструирования простейших функциональных блоков и кончая проектированием сложных автоматизированных систем управления.

Агрегатирование как способ (метод) построения сложных устройств и автоматизированных систем измерения, контроля, регулирования и управления из ограниченного набора унифицированных приборов, блоков, узлов, модулей в настоящее время повсеместно применяется в инженерной практике.

Научные основы конструирования системы приборов, основанной на агрегатном принципе построения, сформулированы впервые акаде-

миком В. А. Трапезниковым в начале 50-х годов.

В 1957 г. завод «Тизприбор» начал серийный выпуск агрегатного комплекса технических средств пневмоавтоматики АУС — первой в стране унифицированной системы приборов, разработанной в НИИтеплоприборе совместно с Институтом автоматики и телемеханики (ныне Институт проблем управления).

В течение последующих десяти лет приборы АУС широко применялись для автоматизации технологических процессов в химической, нефтехимической, пищевой, металлургической и других отраслях промышленности.

В конце 50-х годов была сформулирована проблема создания единой для всей страны Государственной системы промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП), представляющей рационально организованную совокупность приборов и устройств, удовлетворяющих принципам агрегатирования и предназначенных для построения автоматизированных систем измерения, контроля, регулирования и управления технологическими процессами в различных отраслях промышленности [2.1].

В начале 60-х годов были разработаны научные основы построения системы, структура, принципы совместимости приборов и устройств, обоснованы и определены различные значения унифицированных пневматических и электрических аналоговых сигналов связи, разработан комплекс стандартов ГСП, в том числе основополагающий ГОСТ 12997-67 «ГСП. Общие технические требования» [2.1, 2.2].

ГСП — это сложная развивающаяся система, состоящая из ряда подсистем. В качестве подсистем выступают проблемно-ориентированные комплексы унифицированных технических средств, обеспечивающие решение определенного круга функциональных задач в автоматизированных системах управления на принципах агрегатирования и унификации.

В начале 70-х годов в связи с непрерывным проникновением автоматизации во все сферы народного хозяйства создается ряд новых проблемно-ориентированных агрегатных комплексов унифицированных приборов и средств автоматизации различного промышленного назначения, в которых применяются не только устройства ГСП. Они отличаются от комплексов приборов и средств автоматизации

промышленного назначения условиями применения, набором функциональных задач и структурой номенклатуры. Вместе с тем идеологию и принципы построения, ряд параметров и характеристик, связанных с условиями совместимости изделий и конструктивной базой, оказалось возможным заимствовать из ГСП. Некоторые из них начали широко применяться в научных исследованиях, сфере обслуживания, медицине. В состав этих комплексов вошли изделия, не удовлетворяющие требованиям ГСП, в частности по эксплуатационным, предъявляемым к промышленным приборам. Рациональность такого подхода очевидна, так как позволяет, дополняя существующую номенклатуру комплексов ГСП, существенно расширить область применения уже разработанных и выпускаемых серийно изделий. Примером являются агрегатные комплексы средств электроизмерительной и аналитической техники, которые нашли широкое применение не только в промышленности, но и в научных исследованиях и медицине [2.15, 2.16].

2.2. ГОСУДАРСТВЕННАЯ СИСТЕМА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРИБОРОВ И СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ — ТЕХНИЧЕСКАЯ БАЗА АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

2.2.1. Целевые функции и принципы построения системы. В соответствии с теорией больших развивающихся систем целевая функция может быть раскрыта в виде «дерева целей», в котором каждому уровню соответствует своя степень детализации цели [2.4, 2.5]. Прогресс в области автоматизации промышленности оказывал непосредственное влияние на формирование целевых функций ГСП и, соответственно, структуры и номенклатуры изделий, входящих в ее состав.

На формулировку главной цели, составляющей вершину «дерева целей» ГСП, решающее влияние оказывают два исходных положения:

главное назначение системы — это построение автоматизированных систем измерения, контроля, регулирования и управления в промышленности;

критерий эффективности системы — народнохозяйственный экономический эффект.

Исходя из этих предпосылок на рис. 2.1 построены верхние уровни «дерева целей» системы. Они содержат наиболее общие формулировки целей первых трех уровней. Каждая из целей промежуточного уровня является средством достижения цели верхнего уровня и выступает в качестве главной цели по отношению к соподчиненным целям нижнего уровня. С понижением ранга (уровня) цели в иерархической структуре «дерева целей» они становятся более детализированными и их количество возрастает.

Характерной чертой структуры, показанной на рис. 2.1, является разделение главной цели на две ветви: ветвь, связанную с областью применения системы, и ветвь, связанную с ее экономической эффективностью. Реализация главной цели в каждой из этих двух ветвей по существу является необходимым и достаточным условием реализации общей главной цели ГСП.

Основываясь на анализе развития АСУ и ИИС в промышленности, ветвь «дерева целей» ГСП, обеспечивающую удовлетворение требований к приборам и средствам автоматизации, можно представить в виде структуры, показанной на рис. 2.2. ГСП должна удовлетворять требованиям в трех областях применения приборов и средств автоматизации: АСУ технологическими процессами, АСУ механизмами и ИИС (ИВС) контроля в промышленности. Каждое из указанных направлений содержит требования определенных классов АСУ и ИИС, которые, в свою очередь, разделяются на подклассы.

В условиях ограничения материальных и трудовых ресурсов приборостроительной отрасли важное значение имеет целевая функция ГСП, направленная на повышение народнохозяйственной эффективности системы. Эта ветвь общей цели представлена на рис. 2.3. Характерной чертой этой ветви целей является тесная взаимосвязь целей нижнего уровня, связанных с минимизацией затрат в производстве приборов и средств автоматизации и максимизацией эффекта от их применения. Опыт показывает, что перечень средств достижения этих целей ограничен и является типо-

Повышение народнохозяйственной эффективности приборостроения на основе максимального удовлетворения требований промышленности к приборам и средствам автоматизации

Повышение народнохозяйственной эффективности создания и применения средств автоматизации в промышленности

Минимизация затрат на создание и изготовление средств автоматизации

Максимизация эффекта от применения средств автоматизации в промышленности

Удовлетворение требований промышленности к приборам и средствам автоматизации

Удовлетворение требований АСУ ТП

Удовлетворение требований АСУ промышленными механизмами (роботы, ЧПУ, дозаторы и др.)

Удовлетворение требований ИИС и ИВС контроля в промышленности

Рис. 2.1. Верхние уровни «дерева целей» ГСП

вым для любого агрегатного комплекса. В основном он включает унификацию информационных, конструктивных, энергетических, метрологических характеристик изделий и унификацию математического обеспечения (рис. 2.3).

Достижение целей, направленных на повышение народнохозяйственной эффективности системы, является непременным условием, вследствие чего целевые функции, указанные на рис. 2.3, одновременно выступают в качестве принципов построения системы. Чем выше ранг целевой функции, тем более общий характер носит формулировка принципов построения системы.

2.2.2. Структура ГСП. ГСП состоит из ряда обособленных и достаточно устойчивых групп (семейств, комплексов, рядов) изделий. Структура ГСП отражает перечень этих групп, их назначение, выполняемые функции, а также взаимосвязи между этими группами. В зависимости от признака, положенного в основу построения структурной схемы, структура ГСП может быть представлена в виде нескольких структурных схем.

При описании сложных систем большую роль играет функциональная структура. Она теснее всего связана с целевой функцией и потому является важной для понимания сущности системы.

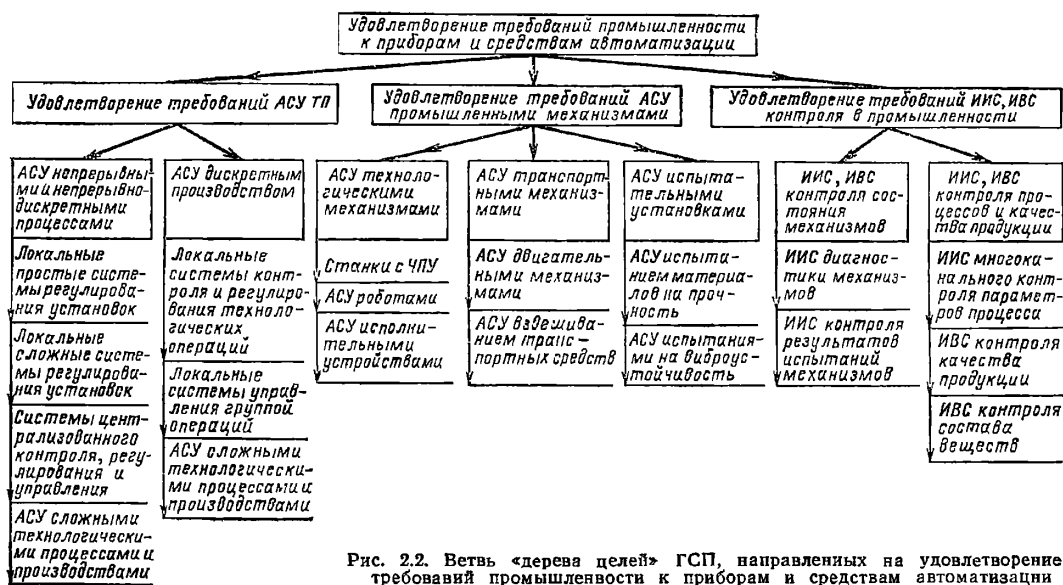


Рис. 2.2. Ветвь «дерева целей» ГСП, направленных на удовлетворение требований промышленности к приборам и средствам автоматизации

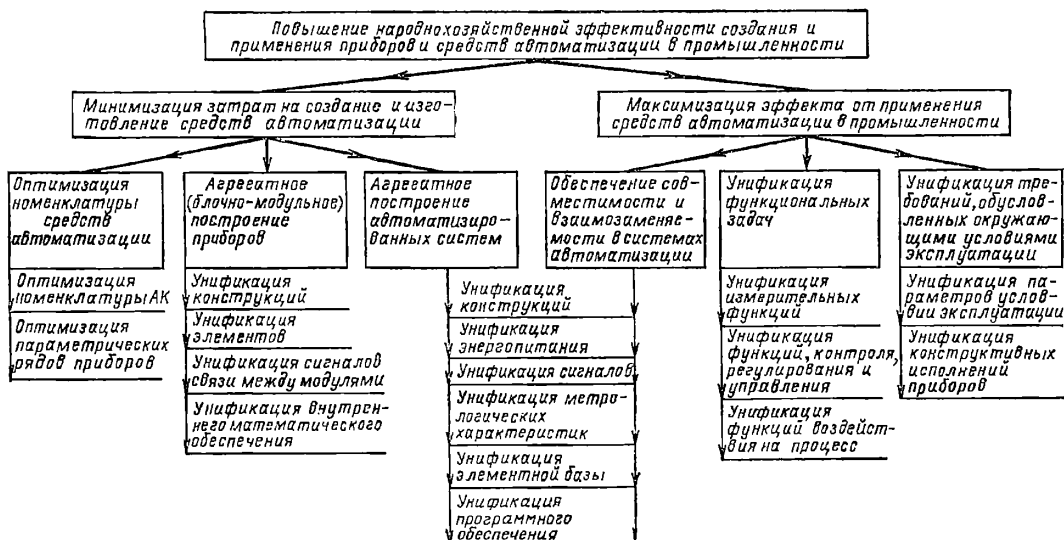


Рис. 2.3. Ветвь «дерева целей», направленных на повышение народнохозяйственного эффекта от создания и применения ГСП

Разработке функциональной структуры ГСП посвящен ряд работ, например [2.1, 2.3]. Описанная в этих работах структура носит линейный характер и состоит из электрической, пневматической, гидравлической ветвей и ветви приборов, работающих без вспомогательной энергии. В каждой из первых трех ветвей выделяются средства получения, передачи, обработки и формирования командной информации и средства, преобразующие командные сигналы в воздействие на технологический процесс.

Для разработчиков АСУ ТП более удобной является структура ГСП иерархического типа, построенная на основе функционально-целевого признака [2.6].

На рис. 2.4—2.6 представлены иерархические структуры электрической, пневматической и гидравлической ветвей. Жирными линиями на этих рисунках объединяются комплексы технических средств одного уровня, имеющие при этом общую конструктивную базу — унифицированные типовые конструктивы (УТК). Стрелками указаны направления информационных связей между отдельными

группами изделий при их совместном применении в АСУ ТП. Другими словами, наличие стрелки означает, что между этими группами приборов реализована возможность передачи информации с помощью унифицированных сигналов в направлении, указанном стрелкой. Отсутствие стрелки означает, что такие взаимосвязи не предусмотрены. Стрелки между группами средств и объектом автоматизации указывают на взаимосвязь их выходных сигналов с технологическими параметрами процесса.

Электрическая ветвь содержит пять групп технических средств, расположенных на разных уровнях в зависимости от функционально-целевого назначения (рис. 2.4). Средства нижнего уровня непосредственно связаны с объектом и осуществляют операцию преобразования параметров процессов в электрический унифицированный сигнал или преобразования унифицированного сигнала в пропорциональное воздействие на параметр процесса. На втором уровне расположены средства контроля и регулирования, применяемые в простых локальных системах. В эту группу входят вторичные приборы, осуществляющие пока-

*Средства автоматизации
управляемых процессов
в АСУ ТП*

*Средства контроля,
регулирования и управления
для централизованных систем
автоматизации
технологических процессов*

*Средства контроля и
регулирования для
сложных локальных
систем автоматизации*

*Средства контроля и
регулирования для
простых локальных
систем автоматизации*

*Средства преобразования
для получения информации
и воздействия на техноло-
гический процесс*

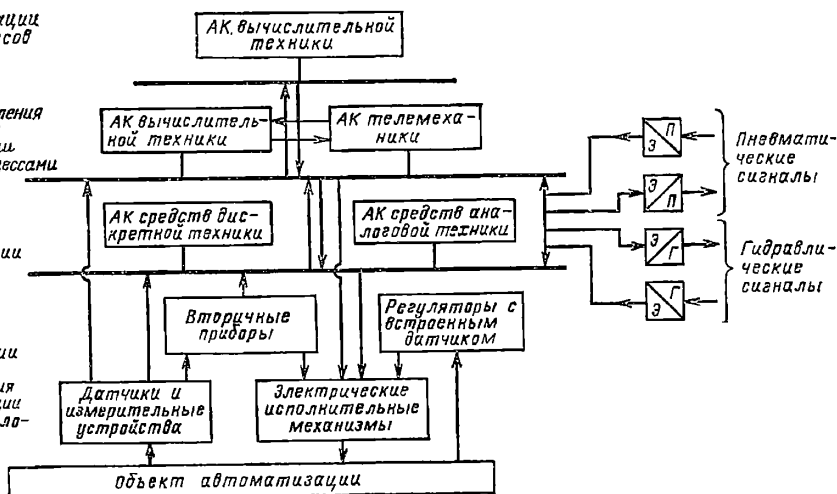


Рис. 2.4. Функционально-целевая структура электрической ветви ГСП

*Средства контроля, регули-
рования и управления для
централизованных систем
автоматизации техноло-
гическими процессами*

*Средства контроля и
регулирования для сложных
локальных систем
автоматизации*

*Средства контроля и
регулирования для простых
локальных систем
автоматизации*

*Средства преобразования
для получения информа-
ции и воздействия на
технологический процесс*

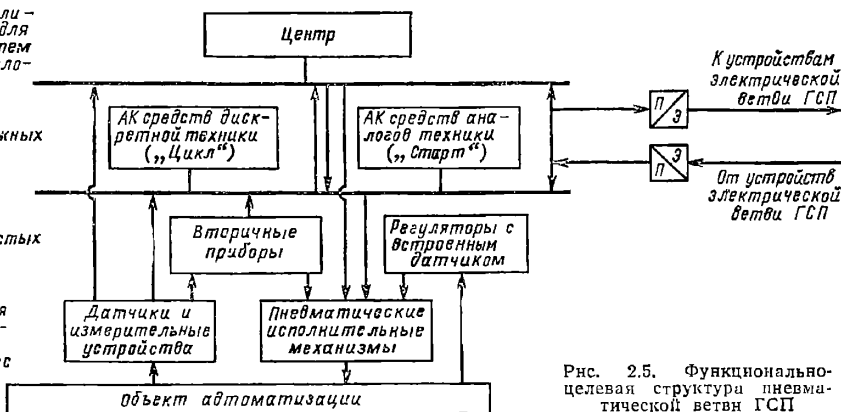


Рис. 2.5. Функционально-целевая структура пневматической ветви ГСП

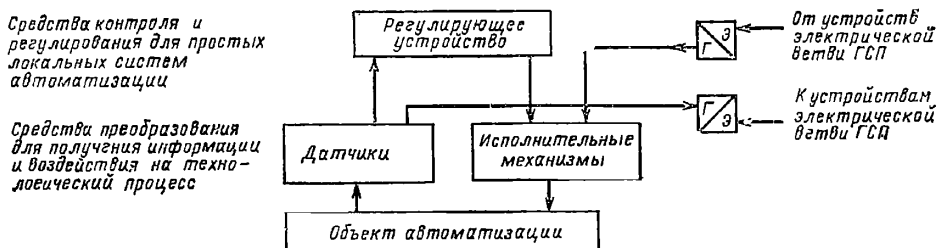


Рис. 2.6. Функционально-целевая структура гидравлической ветви ГСП

зания, регистрацию, простейшее регулирование, а также датчики со встроенными в них регулирующими устройствами. Вторичные приборы — самые массовые изделия приборостроения. Их выпускается несколько сотен тысяч штук в год, что объясняется большой потребностью промышленности в простых локальных системах автоматизации, содержащих небольшое число контролируемых и регулируемых параметров.

Сложные системы локального типа отличаются как увеличением количества каналов измерения и регулирования, так и качественными изменениями функциональных задач. Эти средства обеспечивают сложные динамические законы регулирования, программное изменение уставок во времени, дистанционное изменение уставок по командам оператора из центрального диспетчерского пункта или по командам от управляющей вычислительной машины [2.7—2.9].

В ГСП средства для сложных локальных систем строятся по агрегатному принципу и реализуются на базе дискретной и аналоговой техники. Применение нескольких АК с приблизительно одинаковыми функциональными возможностями диктуется в основном двумя обстоятельствами: необходимостью выпускать в течение определенного периода комплексы нового и старого поколений и технико-экономической целесообразностью применения различных АК, приспособленных к определенному классу локальных систем. При большом разнообразии объектов автоматизации экономически целесообразно иметь разные исполнения технических средств (например, на основе дискретной и аналоговой техники), решающих в основном одинаковые функциональные задачи, но позволяющие учитывать специфику объекта и за счет этого иметь меньшие затраты, обусловленные конкретными условиями применения.

Вместе с тем нужно отметить, что вопрос оптимизации номенклатуры данной группы устройств ГСП нельзя считать полностью решенным, он требует проведения дальнейших исследований.

Технические средства следующего уровня призваны решать задачи централизованного контроля, регулирования и управления для построения иерархических АСУ ТП. Основное отличие средств этого уровня — телемеханическая передача и цифровая обработка информации на основе агрегатных средств вычислительной техники. Эти средства должны обеспечивать автоматическую регистрацию

хода технологического процесса во времени в целом, быстрый поиск и контроль состояния низовых подсистем АСУ ТП с указанием отклонений параметров технологического процесса и их места, определение необходимых значений регулируемых параметров и управление уставками на входе регуляторов. Эти задачи реализуются в ГСП на основе устройств, входящих в состав агрегатного комплекса средств вычислительной техники (АСВТ М-6000, М-7000, СМ-1, СМ-2, СМ-3, СМ-4 и др.), а также на основе агрегатного комплекса средств телемеханической техники (АСТТ) [2.11, 2.12].

В указанных комплексах технических средств широко используются дисплейная техника, обеспечивающая быстрый поиск и устранение отклонений процесса от заданного режима по всем контролируемым параметрам, а также диалоговый режим работы оператора с управляющими ЭВМ.

С развитием оптимальных методов управления сложными производствами, состоящими из нескольких технологических линий, начинают пользоваться средствами вычислительной техники для решения задач автоматизации организационно-управленческих процессов. Для этих средств характерны отсутствие непосредственной информационной связи с датчиками и исполнительными устройствами и большая производительность управляющих ЭВМ. В ГСП для этих целей используется ЭВМ М-4030, входящая в состав АСВТ-М. В качестве средств этого уровня могут применяться универсальные ЭВМ, не входящие в состав ГСП, например ЕС ЭВМ.

Использование межсистемных преобразователей унифицированных сигналов (см. рис. 2.4) позволяет совместно применять в АСУ ТП приборы и устройства разных ветвей ГСП.

Структура пневматической ветви ГСП состоит из средств четырех уровней (см. рис. 2.5). В ней отсутствуют средства, предназначенные для автоматизации организационно-управленческих процессов. Средства верхнего уровня реализованы на базе агрегатного комплекса «Центр» [2.13], который широко применяется в химической, нефтехимической и других родственных отраслях промышленности. Для построения сложных иерархических АСУ ТП в этом комплексе предусмотрено устройство связи с управляющими ЭВМ, входящими в состав электрической ветви ГСП.

Для построения сложных локальных систем пневматической ветви выпускаются комплекс аналоговых приборов «Старт» и агрегат-

ный комплекс «Цикл», построенный на базе элементов дискретной техники. Для автоматизации простых локальных систем применяются вторичные приборы, в том числе входящие в комплекс средств «Старт».

Гидравлическая ветвь включает устройства двух низших уровней (рис. 2.6). Основой гидравлической ветви является агрегатный комплекс средств гидравлического регулирования (АСГР, см. разд. 13). Он содержит датчики, регуляторы и исполнительные механизмы. Главное назначение этих средств — построение автоматизированных систем управления гидравлическими исполнительными устройствами.

Ветвь приборов, работающих без вспомогательной энергии, состоит из совокупности различного рода регуляторов прямого действия для автоматизации простейших установок. Функциональные задачи этой группы устройств ограничиваются регулированием технологического параметра на заданном уровне, как правило, с применением простейших динамических законов. Приборостроительные заводы выпускают приборы для регулирования температуры (около 50 типов), давления (около 20 типов), расхода и уровня (4 типа). Для сокращения номенклатуры выпускаемых регуляторов прямого действия разработаны основы построения унифицированных регуляторов, собираемых из ограниченного ряда взаимозаменяемых узлов.

По конструктивно-технологическому признаку изделия ГСП разделяются на ряд взаимосвязанных классификационных подразделений (рис. 2.7). Основным классификационным подразделением промышленных приборов и средств автоматизации, наиболее широко используемым в технической документации, является тип изделия.

Тип — это классификационное подразделение, включающее совокупность изделий одинакового функционального назначения и принципа действия, сходных по конструктивному исполнению и имеющих одинаковую номенкла-

туру главных параметров. При этом под главными понимаются параметры, определяющие основное функциональное назначение изделия. Например, для средств информации главными параметрами являются вид измеряемой физической величины и вид выходного сигнала.

В состав типа входят несколько типоразмеров или модификаций изделия.

Типоразмер — это классификационное подразделение, включающее изделия одного типа, имеющие определенное числовое значение главного параметра. Совокупность типоразмеров, включающая типоразмеры со всеми числовыми значениями главного параметра данного типа, расположенных в определенном порядке числового значения главного параметра, образует типоразмерный ряд по параметру. Типоразмеры обычно выделяются в одноклассификационные изделия.

Модификация — классификационное подразделение, включающее совокупность изделий одного типа, имеющих определенные конструктивные особенности или определенное значение неглавного параметра.

Наряду с понятием модификации часто применяется понятие «исполнение». Под исполнением понимается классификационное подразделение, включающее совокупность изделий одного типа, которые имеют определенные конструктивные особенности, влияющие на их эксплуатационные характеристики. Например, имеются тропические исполнения многих изделий, которые отличаются повышенной влагостойкостью пропиточных и изоляционных материалов, устойчивостью к разрушающему воздействию тропических живых организмов. Понятие «исполнение» используется иногда и как типоразделительное. Например, иногда говорят: «Измерительные преобразователи (ИП) в искробезопасном исполнении», имея в виду тип датчиков, обладающих свойством искробезопасности. В этом случае понятие «исполнение» не выступает в качестве классификационного подразделения.

Существует ряд классификационных подразделений, более крупных, чем тип, — унифицированные комплексы и агрегатные комплексы.

Изделия нескольких типов, предназначенных для измерения различных параметров или выполнения различных функций, но построенных на основе одного принципа действия и имеющие одинаковые конструктивные элементы, объединяются в унифицированные комплексы.

Изделия унифицированного комплекса строятся по блочно-модульному принципу на основе унифицированных базовых конструкций, используемых в нескольких или во всех типах изделий комплекса.

Примером является унифицированный комплекс электрических датчиков с силовой компенсацией. В его состав входят манометры, напорометры, тягомеры, вакуумметры, дифманометры, уровнемеры, термометры (более 40 типов приборов), построенные на принципе силовой компенсации и использующие унифицированный электросиловой преобразователь и усилитель.

Агрегатные комплексы технических средств представляют собой совокупность типов изде-

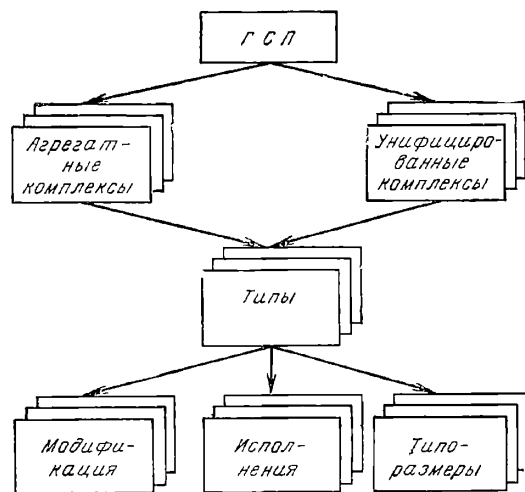


Рис. 2.7. Конструктивно-технологическая структура изделий ГСП

количества типоразмеров затрудняет проектирование автоматизированных систем и увеличивает общее количество применяемых средств. Отсюда возникает задача оптимизации параметрических рядов изделий ГСП.

Оптимизация параметрических рядов изделий осуществляется на основе анализа и учета совокупности технико-экономических данных о потребности народного хозяйства в приборах, зависимости потребности и затрат от основных параметров приборов, зависимости стоимости от серийности выпуска и других факторов. Критерием оптимальности, как правило, является минимум суммарных затрат, необходимых для удовлетворения заданных потребностей.

2.2.4. Конструктивные принципы агрегатирования. Принцип конструктивного агрегатирования применительно к изделиям ГСП можно сформулировать как построение функционально более сложных устройств из ограниченного набора более простых унифицированных изделий методом «стыковки» без дополнительной разработки устройств для их сочленения. Применение такого принципа при построении изделий ГСП делает приборы универсальными, позволяет использовать при их создании рациональный минимум конструктивных элементов (сокращает количество наименований изделий), обеспечивает взаимозаменяемость приборов в целом и отдельных их узлов, значительно упрощает и удешевляет процессы ремонта приборов, позволяет компоновать различные промышленные системы ав-

томатизации с заданными техническими характеристиками и решать, таким образом, широкий круг задач контроля, регулирования и управления.

Весьма важным преимуществом агрегатного построения технических средств является возможность модификации и дополнения номенклатуры ГСП без полного обновления всей номенклатуры системы.

Применяются два конструктивно различных вида агрегатирования в ГСП (рис. 2.9). При использовании конструкций первого вида технические средства с новыми характеристиками и (или) функциями создаются за счет агрегатного соединения унифицированных элементов, модулей и блоков на основе общей унифицированной базовой конструкции (или нескольких конструкций). Типичными примерами реализации этого вида агрегатирования на основе базовой конструкции являются параметрические ряды унифицированных датчиков тепловых энергетических величин, электрических исполнительных механизмов, комплекс вторичных приборов типа КС, узкопрофильные приборы типа АСК [2.21].

На рис. 2.10 для иллюстрации приведены измерительные схемы датчиков теплоэнергетических величин с унифицированным пневматическим или электрическим сигналом. Несмотря на значительное разнообразие физической природы измеряемых величин, каждый датчик содержит унифицированный электрический или пневматический преобразователь измеряемой величины в усилне и измерительный блок. В этом случае принцип агрегатирования на основе унификации позволил сократить номенклатуру деталей и одновременно улучшить показатели качества датчиков. Для 136 типов и 863 модификаций датчиков применяется всего около 600 наименований деталей [2.2].

Второй вид агрегатирования (см. рис. 2.9) основан на применении унифицированных типовых конструктивов (УТК), позволяющих компоновать различные исполнения изделий: приборное, шкафное (напольное или подвесное), пультовое. Комплекс УТК представляет набор унифицированных узлов и деталей, образующих конструктивно иерархическую систему. Нижний уровень иерархической системы составляют монтажные платы и частные каркасы. Средний уровень состоит из блочных и приборных каркасов. Верхний уровень образуют внешние несущие конструкции: корпуса приборов, стоек, шкафов и пультов. Элементы конструкций нижних уровней служат для компоновки конструкций более высокого уровня.

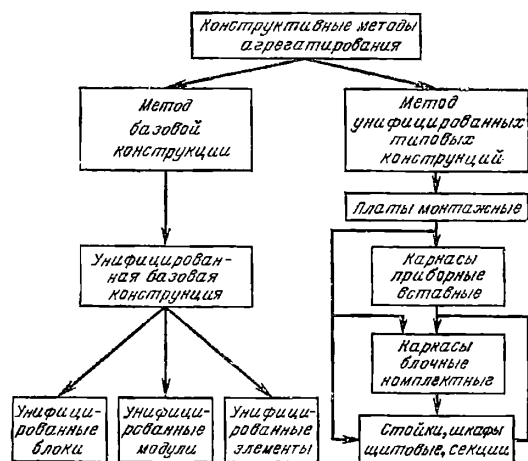
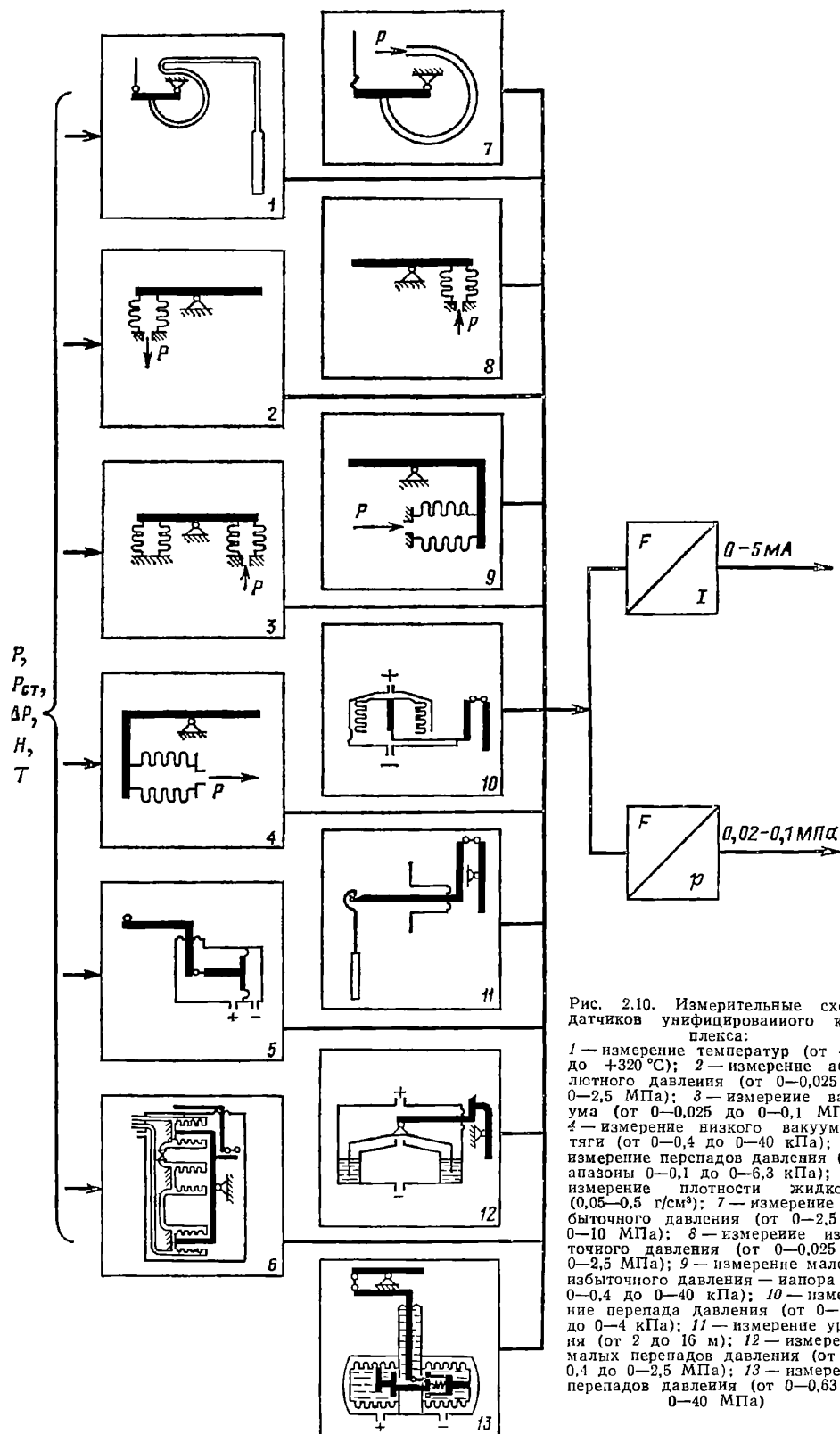


Рис. 2.9. Классификация конструктивных методов агрегатирования в ГСГ

рические ряды датчиков ГСП

почтительных чисел R 10

10,0	12,5	16,0	20,0	25,0	31,5	40,0	50,0	63,0	80,0	100	125	160	200	210	315	400	500	630	800	1000
+		+		+		+		+		+		+		+		+		+		+
+		+	+	+	+	+	+		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
						+		+	+	+		+	+	+	+			+	+	+



Применение УТК обеспечивает прогрессивный способ конструктивной компоновки технических средств из плоских или объемных составных частей, обычно с разъемными соединениями, устанавливаемых при монтаже методом поступательного перемещения в од-

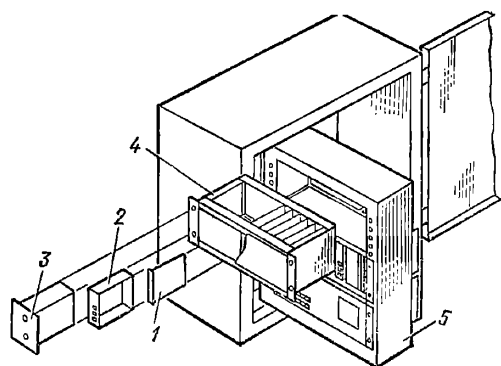


Рис. 2.11. Схема конструктивной компоновки на основе унифицированных типовых конструкций ГСП: 1 — монтажная плата; 2 — каркас первого порядка; 3 — каркас второго порядка; 4 — каркас третьего порядка; 5 — шкаф

ном или двух взаимно перпендикулярных направлениях (рис. 2.11).

Общую структуру агрегатирования в ГСП, начиная от построения отдельных технических средств до АСУ ТП, можно представить схемой рис. 2.12.

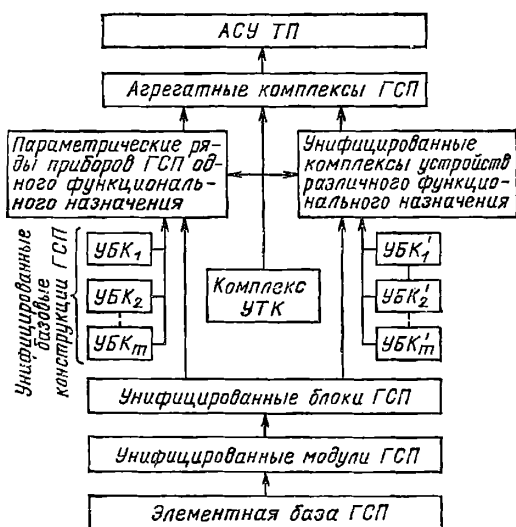


Рис. 2.12. Структура агрегатирования в ГСП

Из ограниченного числа унифицированных простейших элементов создается определенный набор базовых модулей. Модуль — конструктивно целостная ячейка, выполняющая одну типовую функцию (усилитель постоянного тока, цепочка обратной связи, источник питания и т. п.) и, как правило, не являющаяся товарной продукцией.

Модули объединяются в унифицированные блоки, которые выполняют типовую функцию измерения, контроля, регулирования и управления. При этом получают автономные изделия ГСП, представляющие собой товарную продукцию, либо блоки, которые

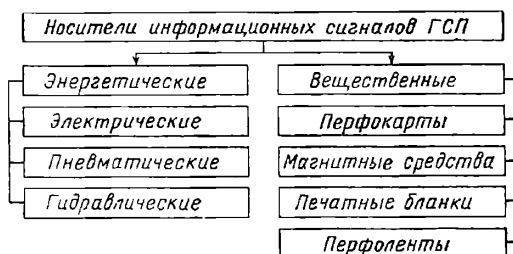


Рис. 2.13. Классификация носителей информационных сигналов ГСП

вновь связываются агрегатным способом на основе унифицированных базовых конструкций (УБК) или комплекса унифицированных несущих типовых конструкций (УТК).

В результате образуются параметрические ряды устройств одного функционального назначения и унифицированные комплексы устройств различного функционального назначения. На основе тех и других создаются комплексы устройств ГСП.

Агрегатные комплексы предназначены как для самостоятельного применения в соответствии с их спецификой, так и для системного применения во взаимосвязи с другими комплексами.

Принципы совместимости, реализуемые при построении АК, позволяют создавать АСУ ТП различных отраслей промышленности и разной сложности, используя изделия различных АК также на основе методов агрегатирования. Таким путем в ГСП реализуется высшая ступень агрегатирования — на стадии разработки АСУ ТП [2.14].

2.2.5. Унификация информационных связей. Обмен информацией между различными устройствами ГСП, входящими в автоматизированные системы управления, осуществляется при помощи сигналов связи и интерфейсов.

Сигналы связи осуществляют дистанционную передачу измерительной контрольной и командной информации от источника информации к приемнику.

Понятие интерфейса, включающее в общем случае и понятие сигнала связи, появилось в связи с широким применением вычислительной техники и кодированных сигналов в системах управления. Интерфейсы обеспечивают передачу информации в обоих направлениях и используются для сопряжения технических средств управляющих вычислительных комплексов и других средств с кодированными сигналами.

По характеру носителей информационных сигналов они могут быть разделены на две группы: энергетические и вещественные (рис. 2.13). Энергетические носители используются для дистанционной связи технических средств,

вещественные — для хранения и представления информации.

В связи с существенными преимуществами, важнейшими из которых являются высокая скорость передачи сигнала, дешевизна и простота прокладки линий связи, большая дистанционность, универсальность и доступность источников энергии, наибольшее распространение в АСУ ТП получили электрические сигналы связи. Одним из ограничивающих факторов их использования в ряде случаев были взрывоопасность и недостаточная помехозащищенность. Успешное решение проблем создания универсальных средств, обеспечивающих искро- и взрывобезопасность электрических систем, а также повышение их помехозащищенности, позволяет надеяться, что в ближайшем будущем область применения электрических сигналов еще более расширится.

Пневматические сигналы связи применяются главным образом в нефтяной, химической и нефтехимической промышленности. Это объясняется принципиальной взрывобезопасностью пневматических систем и тем, что технологические процессы в указанных отраслях достаточно инерционны для использования пневматических средств контроля и регулирования. В отечественных средствах контроля и регулирования используется только один унифицированный аналоговый сигнал $0,2 - 1 \text{ кгс/см}^2$ и дискретные сигналы: $0-0,1 \text{ кгс/см}^2$ (логический 0) и $1,1-1,54 \text{ кгс/см}^2$ (логическая 1).

Область применения унифицированных гидравлических сигналов ограничивается гидравлическими следящими системами и устройствами управления гидравлическими исполнительными механизмами.

Из электрических сигналов наибольшее распространение получили унифицированные сигналы постоянного тока: $0 \div +5 \text{ мА}$, $+4 \div +20 \text{ мА}$ и напряжения: $0 \div +5 \text{ В}$ и $0 \div +10 \text{ В}$. Они используются как для дистанционной передачи информации от средств получения информации к исполнительным устройствам, так и для обмена информацией между устройствами на щитах и пультах управления.

В значительно меньшей степени применяются сигналы переменного напряжения частотой 50 Гц : $0 \div +2 \text{ В}$ и $-1 \div 0 \div +1 \text{ В}$ (в ферродинамической системе приборов). Частотные сигналы используются главным образом в телемеханической аппаратуре и в КТС ЛИУС, где применяется сигнал с изменением частоты от 4 до 8 кГц . Сигнал изменения индуктивности применяется в датчиках теплоэнергетических параметров в связи с тем, что дифтрансформаторный преобразователь перемещения в сигнал взаимной индуктивности имеет простую конструкцию, высокую надежность и устойчив к воздействию окружающей среды.

Импульсные сигналы с дискретным изменением параметра применяются для передачи информации от сигнализирующих измерительных преобразователей, для контроля состояния различных двухпозиционных устройств, а также для передачи командных сигналов типа «включить — выключить». Наибольшее распространение получил импульсный сигнал постоянного тока 0 и 24 В .

Наряду с унифицированными сигналами, вид и параметры которых не зависят от измеряемой величины и метода ее измерения, стандартами ГСП допускаются использование и так называемых естественных сигналов измерительных преобразователей (термопреобразователей сопротивления, термоэлектрических преобразователей и т. п.). Вид и диапазон измерения естественных сигналов определяется физическими свойствами преобразователя и диапазоном изменения измеряемой величины. Обычно в качестве естественных используются электрические сигналы воспринимающих органов датчиков, которые достаточно просто могут быть переданы на некоторое расстояние.

Интерфейс представляет собой совокупность условий — конструктивных, логических, физических, которым должны удовлетворять технические средства, чтобы их можно было соединить и производить между ними обмен информацией. В состав интерфейса входят: перечень сигналов взаимодействия и правила (протоколы) обмена этими сигналами (алгоритмы и временные диаграммы); совокупность физических элементов, реализующих передачу и прием сигналов взаимодействия (модули приема и передачи сигналов, кабели связи);

совокупность конструктивных элементов, обеспечивающих соединение взаимодействующих элементов (разъемы, интерфейсные блоки).

С целью обеспечения информационной совместимости технических средств интерфейсы унифицируются. В современных устройствах используются интерфейсы пяти различных рангов:

системные интерфейсы (4-й ранг) для подключения внешней аппаратуры к процессору и для обмена информацией между локальными УВК одного и различных иерархических уровней;

коммуникационные интерфейсы (3-й ранг) для дистанционной передачи по телефонным, телеграфным и специальным линиям связи (интерфейсы С1, С2, С3, последовательный интерфейс для АСУ ТП);

интерфейсы связи (2-й ранг) для подключения внешних устройств к индивидуальным и групповым блокам;

базовые интерфейсы внешних устройств (1-й ранг) для групп устройств с одинаковым алгоритмом функционирования;

интерфейс исполнительных устройств (0-й ранг).

В технических средствах ГСП наибольшее распространение получили интерфейсы 2К, ОЩ, ЕИ.

Интерфейс 2К реализует один из простейших вариантов радиальной структуры подключения внешних устройств и устройств УВК. Он применяется в АСВТ М-40, М-6000, М-7000, СМ-1, СМ-2 [2.14]. Отличительные особенности интерфейса 2К заключаются в том, что в нем предусматривается параллельная передача информационных слов, содержащих до 16 двоичных разрядов, не регламентируются жесткий порядок обмена информацией в начале и конце выполнения операции ввода-вывода и контрольные функции, возлагаемые на устройства ввода-вывода. Допускается двусторонний обмен информацией в одной операции.

Интерфейс типа ОШ (общая шина) используется в АСВТ М-400, СМ-3, СМ-4 [2.14]. Общая шина представляет собой унифицированную систему связей и сигналов. По ОШ передаются данные, адреса, команды, информация о состоянии внешних устройств, сигналы управления. Большинство линий двунаправленные; используемый в ОШ асинхронный режим связи позволяет работать с устройствами различного быстродействия и повысить предельную скорость передачи данных по сравнению с синхронным способом, используемым в интерфейсе 2К.

Интерфейсы семейства ЕИ используются в устройствах агрегатных комплексов телемеханики (АСТТ), электроизмерительной техники (АСЭТ), средств для локальных систем управления (КТС ЛИУС). В интерфейсах унифицированы информационные, управляющие, известительные, адресные сигналы и сигналы состояния. Обмен сигналами по интерфейсам ЕИ0 и ЕИ1 производится в асинхронном режиме, т. е. по принципу «запрос—ответ». Обмен сигналами по интерфейсу ЕИ2 производится в синхронном режиме с выдачей из блоков памяти сигнала ответа после выполнения основной операции.

Конструктивные условия сопряжения обеспечиваются применением для всех интерфейсов стандартизованного разъема РПП по ОСТ 25 160-75. В пределах каждого интерфейса установлен порядок распределения сигналов по контактам разъема [2.17].

дежности, метрологии, условиям эксплуатации, к упаковке, транспортировке, хранению и т. п.; стандарты, нормирующие входные и выходные сигналы; стандарты, нормирующие требования к функциональным группам изделий; стандарты, нормирующие требования к различным видам конструктивного исполнения; стандарты, нормирующие требования к типовым деталям и узлам изделий ГСП. Структура комплекса государственных стандартов показана на рис. 2.14. Основополагающим является ГОСТ 12997-76 «Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации. Общие технические требования, методы испытаний». Этим стандартом регламентируются принципы совместности промышленных приборов и средств автоматизации, функциональное разделение, виды исполнений устройств, общие требования к условиям эксплуатации.

Комплекс общесистемных стандартов обеспечивает на основе унификации технических характеристик приборов и устройств ГСП их стыковку при совместном применении без конструктивной доработки или использования для этой цели дополнительных устройств.

Информационная совместимость изделий ГСП обеспечивается стандартами на сигналы связи и интерфейсы, в частности унифицированные сигналы связи регламентированы четырьмя стандартами: сигналы тока и напряжения электрические непрерывные входные и выходные изделий ГСП (ГОСТ 9895-78); сиг-

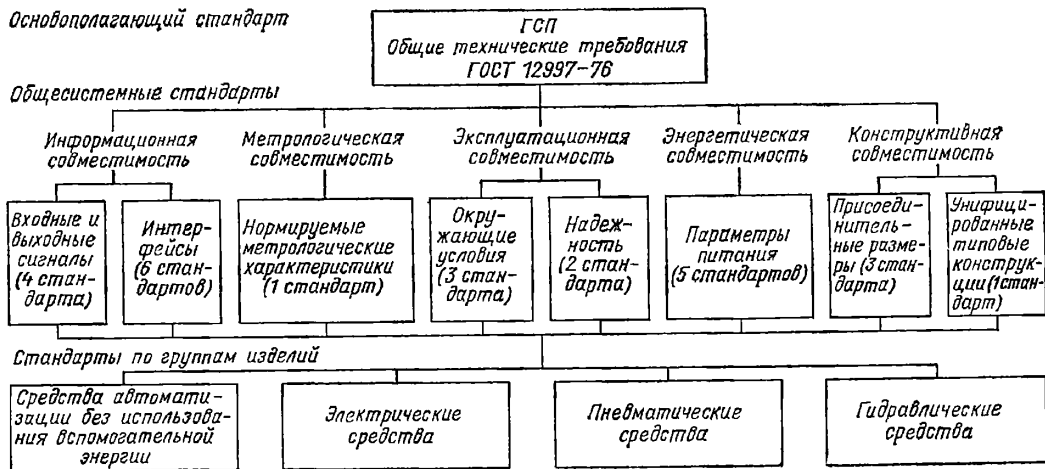


Рис. 2.14. Структура комплекса стандартов ГСП

2.2.6. Система стандартов. Комплекс стандартов ГСП обеспечивает получение определенной совокупности характеристик системы технических средств, предназначенных для создания промышленных систем контроля, регулирования и управления, обеспечивает и регламентирует условия совместности этих средств, а также развитие и совершенствование как самих средств, так и систем управления, построенных на их основе.

Государственные и отраслевые стандарты включают в себя: общие стандарты, нормирующие общие технические требования к на-

налы частотные электрические непрерывные входные и выходные (ГОСТ 26010-80 взамен ГОСТ 14853-69); сигналы входные и выходные электрические кодированные (ГОСТ 12814-74); сигналы пневматические (ГОСТ 9468-60).

Для обеспечения совместной работы приборов и устройств, использующих вспомогательную энергию, проведена унификация параметров источников питания (ГОСТ 11908-80).

К входящим в ГСП приборам и устройствам предъявляются единые эксплуатацион-

ные требования, обеспечивающие их совместное использование в системах контроля, регулирования и управления, и единые требования к исполнению (ГОСТ 17167-71, ГОСТ 17786-72, ГОСТ 17785-72).

Стандартами регламентированы также условия и методы испытаний изделий ГСП (ГОСТ 14770-69, ГОСТ 14753-69), классы точности и требования к надежности (ГОСТ 13832-68, ГОСТ 13216-74), причем ГОСТ 13216-74 регламентирует нижнее значение вероятности безотказной работы и наработки на отказ (среднего времени безотказной работы), верхнее значение интенсивности потока отказов, а также время, на которое задаются показатели надежности.

Ряд стандартов ГСП предусматривает унификацию присоединительных приборов, элементов и вспомогательных узлов (ГОСТ 15579-70, ГОСТ 16848-71).

Отраслевым стандартом ОСТ 25 38-71 определены структура, состав и конструктивные параметры УТК, включая габаритные и присоединительные размеры его изделий. Созданы отраслевые стандарты на унифицированные типовые конструкции: на монтажные платы (ОСТ 25 50-78), блочные и комплексные каркасы (ОСТ 25 51-79), контейнеры и кожухи (ОСТ 25 114-71), столы и пульта (ОСТ 25 155-72), шкафы и стойки (ОСТ 25 54-71) [2.18—2.23].

К стандартам, регламентирующим требования к определенным группам изделий, следует отнести: ГОСТ 13033-76 «Приборы и устройства электрические аналоговые ГСП. Общие технические условия», ГОСТ 22520-77 «Преобразователи измерительные с электрическими унифицированными аналоговыми выходными сигналами. Общие технические условия», ГОСТ 13053-76 «Приборы и устройства пневматические ГСП. Общие технические условия» и др.

ОСТ 25 13-70 «ГСП. Комплекс технических средств для локальных информационно-управляющих систем (КТС ЛИУС). Общие технические требования» и др. Общие технические требования на агрегатный комплекс средств вычислительной техники АСВТ-М определяет ГОСТ 20397-74.

2.3. АГРЕГАТНЫЕ КОМПЛЕКСЫ СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В НАРОДНОМ ХОЗЯЙСТВЕ

2.3.1. Системное описание агрегатных комплексов технических средств автоматизации. Под агрегатными комплексами технических средств автоматизации (АК) понимаются комплексы изделий, взаимосвязанных между собой по функциональному назначению, конструкции, основным параметрам и техническим данным, имеющие технико-экономическую обоснованную минимальную номенклатуру, созданные на единой конструктивной и технологической базе по блочному принципу построения на основе использования базовых моделей и обеспечивающие решение всех функциональных задач, соответствующих назначению АК [2.23]. Это определение полностью соответствует понятию АК как системы, представляющей целостное множество объектов (элементов), связанных между собой взаимными отношениями [2.24].

С позиций теории развивающихся систем АК должен обладать свойствами целенаправленности, целостности и приспособляемости к изменяющимся условиям внешней среды, обеспечивающими возможность его развития на основе преемственности основных характеристик комплекса без коренной ломки его в целом. Эти свойства обеспечиваются совокупностью внешних (потребительских) характеристик АК, которые необходимы для проекти-

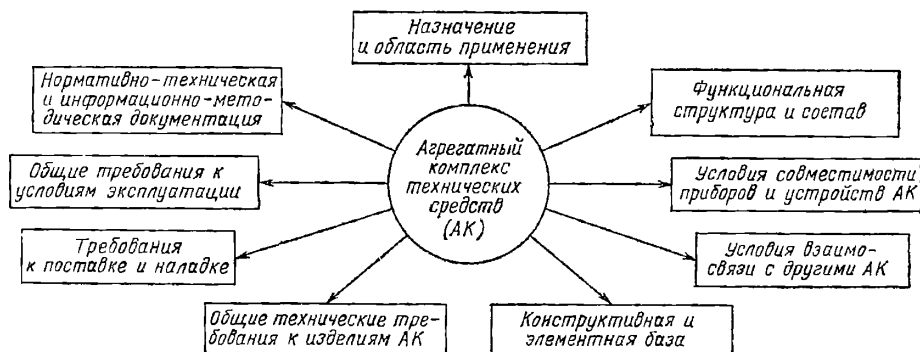


Рис. 2.15. Основные характеристики агрегатного комплекса технических средств автоматизации

Технические требования к агрегатным комплексам (АК) нормируются рядом отраслевых стандартов (ОСТ 25 49-71 «Агрегатная система средств вычислительной техники. Структура», ОСТ 2561-71 «Агрегатная система средств вычислительной техники. Общие правила испытаний и приемка изделий серийного производства», ОСТ 25 77-71 «Агрегатная система средств вычислительной техники. Механические и климатические испытания»,

рования, наладки и эксплуатации автоматизированных систем, построенных на основе данного АК [2.25]. Перечень основных характеристик АК приведен на рис. 2.15.

Назначение и область применения. Назначение характеризует круг функциональных задач, решаемых с помощью АК; типовые АСУ, для оснащения которых предназначен АК; области народного хозяйства, где могут применяться изделия комплекса.

Структура и состав включают классификацию номенклатуры изделий АК по функциональному признаку и основным техническим данным (конструктивному исполнению, точности, быстродействию и т. п.). Структура включает в себя также характеристику функциональных групп с учетом типов, исполнения и модификаций изделий.

Условия совместимости приборов и устройств АК определяются согласованием технических характеристик изделий комплексов, исходя из необходимости обеспечения их совместной работы при построении автоматизированных систем измерения, контроля, регулирования и управления, на которые ориентирован АК.

В соответствии с основными группами технических характеристик различаются виды совместимости: информационная, конструктивная, энергетическая, метрологическая, эксплуатационная и эргономическая. С целью обеспечения «стыковки» технических средств при построении систем часть характеристик в каждой группе унифицируется для всех изделий или в пределах определенных функциональных групп изделий, например для информационной совместимости выбирается единый унифицированный сигнал. Конструктивная совместимость может быть обеспечена выбором присоединительных размеров для изделий, предназначенных для установки на общем щите, энергетическая — выбором единых параметров источника питания, эксплуатационная — выбором единых требований к исполнению, обеспечивающим возможность работы при определенных условиях окружающей среды, эргономическая — выбором внешней окраски и дизайнерского исполнения, обеспечивающих стыковку приборов с точки зрения эргономических требований. Для вычислительных средств информационная совместимость предполагает выбор единого интерфейса и программного обеспечения.

Условия взаимосвязи с другими АК предполагают решение нескольких задач: стыковку изделий данного АК с изделиями других АК при совместном их использовании в автоматизированных системах управления; определение отношений подчиненности в том случае, если данный АК является частью другого или, наоборот, включает в себя другой АК с четко определенным, более узким кругом решаемых задач.

Взаимосвязь двух АК осуществляется двумя способами. Первый способ заключается в использовании определенной группы изделий из другого АК для совместного применения при проектировании определенного класса автоматизированных систем управления. Этот способ предполагает, как правило, выполнение общих условий совместимости в обоих АК.

При использовании второго способа применяются различные согласующие устройства: преобразователи сигналов, терминалы для согласования устройств с различным программным обеспечением.

Конструктивная и элементная база предполагает наличие рационально ограниченной совокупности единых элементов: полупроводниковых приборов, интегральных микросхем, разъемов, переключателей, микросборок и еди-

ной системы унифицированных типовых конструктивов или базовых конструкций, на основе которых спроектированы приборы и устройства АК.

Общие технические требования к изделиям АК определяются условиями применения. Эти требования содержат ограничения по параметрам окружающей среды, ограничения вида исполнения приборов: пылезащищенные, брызгоустойчивые и т. д. Определенные требования к точности, быстродействию и надежности и другим характеристикам накладывает специфика автоматизированных систем, для оснащения которых предназначен АК.

Требования к поставке и наладке предполагают наличие правил оформления заказа, комплектования и наладки технических средств АК при монтаже и запуске автоматизированных систем управления.

Общие требования к условиям эксплуатации включают в себя требования по проведению профилактических, ремонтных и других работ, осуществляемых в процессе эксплуатации технических средств АК.

Нормативно-техническая и информационно-методическая документация является неотъемлемой частью АК, играющей очень важную роль для повышения эффективности применения АК в народном хозяйстве. Она предусматривает систему документального обеспечения, охватывающую все стороны жизни АК, начиная от проектирования изделий АК и кончая изготовлением и эксплуатацией изделий. В соответствии с анализом, проведенным в [2.25], целесообразной является иерархическая структура нормативно-технических и информационно-методических документов. К нормативно-техническим документам относятся технические условия, отраслевые и государственные стандарты. Информационно-методические документы включают в себя: проспекты, номенклатурный справочник, каталожные описания изделий и сводный каталог по АК, содержащий общее описание комплекса и рекомендации по применению, а также другие документы, содержащие общие указания и методические рекомендации по проектированию систем, совместному применению АК с другими комплексами технических средств, монтажу, наладке и эксплуатации изделий АК.

2.3.2. Краткое описание агрегатных комплексов [2.14—2.16]. Агрегатный комплекс средств электроизмерительной техники (АСЭТ). Предназначен для измерения физических величин электрическими методами, измерения, сбора, обработки и дистанционной передачи электрических параметров при контроле и управлении технологическими процессами, разведочных, испытательных и поверочных работах.

АСЭТ представляет собой совокупность унифицированных устройств, обеспечивающих на их основе проектирование по агрегатному принципу измерительных информационных систем, измерительно-вычислительных комплексов и отдельных электроизмерительных устройств.

По функциональному признаку АСЭТ разделяются на следующие группы:

средства сбора и преобразования информации (первичные измерительные преобразователи (ИП) неэлектрических, электрических,

магнитных величин, коммутаторы, вторичные ИП);

средства измерения и представления информации (аналого-цифровые преобразователи, показывающие и регистрирующие приборы);

средства управления (микропроцессорные устройства, устройства выбора полярности и диапазона измерения, программные устройства, пульты оператора);

вспомогательные средства (источники питания, калибраторы).

Устройства АСЭТ одного функционального назначения образуют параметрические ряды, упорядоченные по основным параметрам.

В АСЭТ обеспечивается сочетание различных исполнений: приборного (настольного, переносного, щитового) и шкафного (навесные, напольные шкафы, стойки, операторские пульты), предусмотренных в УТК.

Устройства АСЭТ, предназначенные для применения в системах автоматизации технологических процессов в промышленности, выполнены в соответствии с требованиями стандартов ГСП.

Агрегатный комплекс средств аналитической техники (АСАТ) предназначен для получения, обработки и дистанционной передачи информации о химическом составе и свойствах веществ. Комплекс располагает устройствами для определения состава газов, жидкостей и твердых веществ.

АСАТ состоит из нескольких подкомплексов технических средств, ориентированных на реализацию различных методов измерения: фотометрического (АСАТ-Ф), кондуктометрического (АСАТ-К), потенциометрического (АСАТ-П), полярографического (АСАТ-Пг), хроматографического (АСАТ-Х), рентгеновского (АСАТ-Р), акустического (АСАТ-А), диэлектрического (АСАТ-Д), магнитного (АСАТ-М).

Каждый подкомплекс содержит необходимый набор унифицированных функциональных блоков и устройств. В этот набор входят: устройства формирования пробы (подготовки, дозирования и подачи исследуемого вещества); устройства воздействия на исследуемое вещество (генерирование подводимой к пробе энергии, ее стабилизация или изменение по программе); устройства получения, сбора, преобразования, накопления и отображения информации; устройства управления и согласования работы всех устройств, входящих в измерительную систему; различные вспомогательные устройства.

На основе функциональных блоков выпускаются базовые модели и модификации аналитических приборов. Базовые модели и функциональные блоки служат основой для проектирования агрегатным методом универсальных аналитических систем измерения и регулирования.

Аналитические системы измерения, реализуемые на основе средств комплекса, подразделяются на три группы: однопараметрические системы с одним видом воздействия на пробу, многопараметрические системы с несколькими видами воздействия на пробу, многоканальные системы, позволя-

ющие одновременно исследовать несколько проб материала разными методами.

При построении АСАТ часть блоков преобразования, обработки и хранения информации заимствуется из других агрегатных комплексов, в частности из АСЭТ и АСВТ.

Агрегатный комплекс средств измерения вибрации (АСИВ). Основное назначение АСИВ — получение и дистанционная передача информации о механических колебаниях: вибрации, ударе, акустическом шуме. Комплекс позволяет обеспечить задание и воспроизведение механических колебаний, преобразование получаемой измерительной информации в виде унифицированных сигналов, обработку и представление информации, построение информационно-измерительных систем, применяемых в различных отраслях народного хозяйства.

АСИВ состоит из конструктивно и функционально обособленных устройств, имеющих согласованные параметры. В соответствии со спецификой решаемых задач АСИВ подразделяется на несколько подкомплексов: подкомплекс производственных средств виброметрии (АСИВ-п); подкомплекс контрольно-сигнальных средств (АСИВ-к); подкомплекс исследовательских средств (АСИВ-и); подкомплекс метрологических средств виброметрии (АСИВ-м).

АСИВ-п предназначен для измерения, спектрального анализа вибрации и шума, балансировки роторных машин. АСИВ-к предназначен для контроля вибрации технологического и энергетического оборудования. АСИВ-и осуществляет задание, воспроизведение, измерение и анализ вибрации, удара и шума при исследовании различных изделий. АСИВ-м предназначен для калибровки вибродатчиков в полевых, цеховых и лабораторных условиях.

Устройства АСИВ конструктивно выполнены в виде автономных переносных приборов (АСИВ-п); приборных каркасов (АСИВ-и) и шкафных стоек (АСИВ-к) системы УТК.

Для создания информационно-измерительных и управляющих систем виброметрии предусмотрена возможность сопряжения устройств АСИВ с устройствами АСВТ. Для проектирования испытательных комплексов предусмотрено совместное использование устройств АСИВ и агрегатного комплекса средств испытания материалов и конструкций на прочность (АСИП).

Агрегатный комплекс средств вычислительной техники (АСВТ) предназначен для компоновки проектным путем информационных и управляющих вычислительных комплексов (УВК) для технологических объектов и для проведения научных экспериментов в реальном масштабе времени, а также для нерархических и многопроцессорных автоматизированных систем управления, обеспечивающих достаточную гибкость управления и высокую производительность.

АСВТ представляет собой набор агрегатных модулей и устройств, каждое из которых является конструктивно и функционально законченным изделием с унифицированными входами и выходами.

По своему функциональному назначению агрегатные модули АСВТ делятся на устрой-

ства центрального управления и переработки информации, хранения информации, связи с объектом, связи с оперативным персоналом, внутрисистемной связи, выхода на внешние линии связи, согласователи.

Конструктивной базой АСВТ являются унифицированные типовые конструкции (УТК), обеспечивающие технологичность на всех стадиях изготовления и монтажа блоков и устройств, простоту компоновки вычислительных комплексов и систем потребителем.

Модели АСВТ (М-40, М-400, М-4030, М-6000, М-7000) нашли наибольшее распространение на всех уровнях автоматизации управления технологическими процессами и оборудованием, цехами и производствами. Модель М-40 (машина централизованного контроля) осуществляет сбор, первичную обработку и регистрацию информации и многоканальное двухпозиционное регулирование. Для автоматизации технологического процесса, научного эксперимента, решения инженерно-технических задач и передачи информации в ЭВМ высшего ранга используется модель М-400. Модели М-6000 и М-7000 являются самыми распространенными моделями АСВТ, вычислительная мощность которых позволяет реализовать сложные алгоритмы оптимального управления технологическими процессами в реальном масштабе времени.

Дальнейшим этапом совершенствования и развития агрегатных средств вычислительной техники явилось создание системы малых ЭВМ (СМ ЭВМ), разработанных на основе микропроцессорных наборов БИС, схем повышенной интеграции, 8- и 16-разрядных микропроцессоров, устройств памяти большой емкости и повышенного быстродействия. Это позволило значительно улучшить технико-экономические показатели средств вычислительной техники, расширить функциональные возможности УВК, повысить эффективность их использования.

В рамках первого поколения СМ ЭВМ имеется два ряда процессоров различной производительности, обеспечивающих преемственность по архитектуре с УВК М-6000, М-7000 (СМ-1М, СМ-2М), М-400 (СМ-3М, СМ-4М) и программную совместимость и обладающих более высокими производительно-стью, объемом памяти и повышенной надежностью.

Программное обеспечение СМ ЭВМ построено по агрегатно-модульному принципу, позволяющему компоновать программные системы в соответствии с требуемыми режимами работы и выполняемыми функциями для определенной конфигурации аппаратных средств.

Параллельно с развитием СМ ЭВМ в составе комплексов средств вычислительной техники создаются управляющие вычислительные комплексы с ЭВМ на перестраиваемых однородных структурах АСВТ ПС (ПС 300; ПС 2000; ПС 3000).

АСВТ ПС представляет собой относительно самостоятельную ветвь вычислительных устройств, отличающихся структурой построения процессоров и способом осуществления вычислительных операций на основе применения перестраиваемых однородных структур. Комплексы ПС отличаются между собой

набором функциональных задач и соответственно структурой и составом устройств.

Агрегатный комплекс средств телемеханической техники (АСТТ) предназначен для сбора и передачи оперативно-технологической и производственно-статистической информации в территориально рассредоточенных автоматизированных системах управления.

Устройство АСТТ подразделяется на устройства (аппараты, приборы, блоки) пункта управления (ПУ) и устройства контролируемого пункта (КП).

Устройства телемеханики строятся из ограниченного набора функциональных блоков и узлов. Функциональные блоки обмениваются сигналами по стандартному сопряжению. Функциональные узлы не имеют стандартного сопряжения. Блоки и узлы подразделяются на следующие группы: преобразователи кодов и сигналов; блоки управления передачей и приемом информации на КП и ПУ; преобразователи информации; блоки обработки и воспроизведения информации. Алгоритм функционирования каждого типа устройства задается специальным блоком режима работы ВР. Эти блоки определяют порядок передачи информации с КП и ПУ согласно установленным приоритетам.

Ряд блоков имеет модификации, отличающиеся друг от друга точностью преобразования, быстродействием, сложностью и стоимостью.

Из устройств ПУ и КП и устройств обработки информации проектируются проблемно-ориентированные комплексы, отличающиеся областью применения, количественным и качественным составом решаемых задач. В составе АСТТ выпускается ряд таких комплексов: для центрального диспетчерского управления магистральными трубопроводами (ТМ-120-1), для районного управления магистральными трубопроводами (ТМ-120-2), для АСУ ТП предприятий горнодобывающей промышленности (ТМ-810), для АСУ нефтепромысловых объединений (ТМ-620), для АСУ угольных и рудных разрезов (ТМ-900) и ряд других.

Функциональные блоки и устройства АСТТ сопрягаются между собой по единому интерфейсу (ЕИ1). Единый интерфейс позволяет организовать многофункциональные комплексы и системы с произвольной структурой соединения блоков и устройств — магистральной, цепочечной и радиальной.

С АСВТ телемеханические устройства сопрягаются с помощью интерфейсных карт. Аппаратура передачи данных (АПД) стыкуется с вычислительными комплексами через устройства сопряжения, входящие в состав АСВТ.

Агрегатный комплекс средств электрического централизованного контроля и регулирования (АСКР-ЭЦ) представляет собой совокупность унифицированных блоков, приборов и типовых установок, предназначенных для непрерывного и циклического контроля и многоотчетного регулирования технологических параметров.

Средства комплекса обеспечивают возможность построения простых и дешевых установок контроля и регулирования относительно небольшого числа параметров.

АСКР-ЭЦ содержит следующие группы функциональных устройств: центральные устройства обработки информации (многоканальный аналого-цифровой преобразователь, устройство программной обработки дискретной информации), периферийные средства (средства преобразования аналоговых сигналов); коммутаторы (блоки распределения сигналов), средства связи с оператором (показывающие и регистрирующие блоки, блоки вызова), модули связи с УВК, вспомогательные устройства. В состав АСКР-ЭЦ входят также типовые многофункциональные установки: установка избирательного контроля и позиционного регулирования; установка многоточечной цифровой регистрации; установка централизованного контроля технологических параметров; установка многоканального регулирования.

Состав и структура АСКР-ЭЦ ориентированы на три вида объектов автоматизации: объекты группы А, полностью автоматизируемые с помощью локальных приборов и автономных установок; объекты группы Б, автоматизируемые с помощью автономных установок, координируемых с центрального пульта управления, который комплектуется из средств АСКР-ЭЦ; объекты группы В, автоматизация которых связана со сложной математической и логической обработкой информации и возможна лишь при совместном использовании АСКР-ЭЦ и АСВТ.

Агрегатный комплекс средств пневматического контроля и регулирования АСКР-П выпускается под наименованием комплекс «Центр». Он предназначен для автоматизированных систем централизованного контроля и управления технологическими установками непрерывного и непрерывно-периодического действия в основном в химических и нефтехимических производствах.

Комплекс состоит из многоканальных функциональных блоков. В каждом блоке содержится 10, 15 или 20 функциональных преобразователей или регулирующих устройств. В многоканальных блоках использована часть унифицированных аналоговых устройств комплекса «Старт».

Структура комплекса включает в себя: регулирующие устройства (регуляторы и блоки управления программные); функциональные устройства (блоки обнаружения отклонений параметров, блоки централизованного контроля, нелинейные преобразователи сигналов, сигнализаторы, блоки цифровой регистрации, пневмоэлектрические и электропневматические преобразователи); устройства оперативного управления (пульта контроля и управления, блоки местного управления); исполнительные устройства.

Аппаратурно блоки и пульта комплекса «Центр» выполнены на базе унифицированных типовых конструкций (УТК). В качестве типовых конструктивных единиц выступают: унифицированный шкаф, пульт оператора, унифицированная монтажная рама, конструктивные модули и многоканальные пневматические разъемы.

Реализация систем централизованного контроля и управления на базе комплекса «Центр» с использованием средств контроля по вызову и автоматической цифровой регистрации текущих значений параметров сводит

к минимуму число индивидуальных регистрирующих и показывающих приборов. Наличие блоков пневмоэлектрического и электропневматического преобразования сигналов, а также средств записи информации на перфоленте позволяет использование комплекса «Центр» совместно с электрическими устройствами ГСП, в том числе с управляющими вычислительными комплексами на верхнем уровне АСУ ТП.

Агрегатный комплекс средств электрического регулирования (АСЭР) представляет собой совокупность аналоговых устройств получения информации, регулирования, функциональных устройств арифметической и логической обработки электрических сигналов, предназначенных для построения разнообразных систем регулирования и управления технологическими процессами.

В состав центральной части АСЭР входят унифицированные и объектно-ориентированные электрические средства регулирования (АКЭСР): устройства ввода-вывода информации (блока кондуктивного разделения с сумматорами и нуль-органами); функциональные устройства (блоки вычислительных операций, нелинейные преобразователи и блоки сигнализации, интегрирующие динамические преобразователи); регулирующие устройства (импульсные и аналоговые); устройства оперативного управления; усилители мощности; источники питания; сервисные устройства (испытатель блоков, устройство для настройки регуляторов).

Конструктивно блоки комплекса, исключая выносные устройства оперативного управления, выполнены в двух исполнениях: приборном (малоблочном) и шкафом (субблочном). В приборном исполнении каждый блок содержит автономный источник питания и заключен в индивидуальный корпус, рассчитанный на щитовой утепленный монтаж. В шкафом исполнении блоки выполнены в виде защищенных конструкций, помещаемых в контейнеры, напольный или навесной шкаф. Питание шкафов блоков осуществляется от группового источника питания.

АСЭР комплектуется унифицированными датчиками теплоэнергетических параметров «Сапфир» и электрическими исполнительными механизмами.

В комплексе предусмотрены регулирующие устройства, которые могут работать совместно с ЭВМ верхнего уровня, в режиме корректировки задания, а также в режиме подстройки статических и динамических параметров регулятора.

Агрегатный комплекс средств гидравлического регулирования (АСГР) предназначен для построения систем автоматического регулирования в технологических процессах, требующих быстродействующих исполнительных устройств с большими перестановочными усилиями; АСГР применяется в листопрокатном, трубопрокатном и сталеплавильном производствах, машиностроении, в энергетике.

Комплекс включает в себя датчики давления и разности давления, регуляторы, преобразовательно-усилительные и вспомогательные устройства, гидравлические исполнительные механизмы с гидравлическим, электрическим и пневматическим управлением. В изде-

лиях комплекса используется ряд блоков из других ветвей ГСП, в частности электрические датчики положения штока исполнительного механизма, чувствительные элементы датчиков параметров регулируемых установок.

В состав комплекса входят также различные вспомогательные устройства: насосы, фильтры, гидравлические распределительные золотники.

Использование стандартных электрических и пневматических сигналов связи позволяет сопрягать устройства АСГР с комплексами АСКР-П, АСЭР, АСВТ и др.

Электронные изделия комплекса и пульта гидравлических систем регулирования построены на базе унифицированных типовых конструкций (УТК).

В качестве рабочей жидкости в АСГР используются минеральные масла с вязкостью от 0,07 до 0,7 м²/с в рабочем диапазоне температур, давление питания 0,4±0,04 МПа и диапазон гидравлического сигнала от 0,1 до 0,3 МПа.

Исполнительные механизмы АСГР обладают скоростью перемещения более 100 мм/с, перестановочными усилиями от 2400 до 130 000 Н и массой, приходящейся на единицу усилия, от 0,05 до 0,0006 кг на 1 Н. Гидравлические исполнительные механизмы могут оснащаться позиционерами с гидравлическим, электрическим или пневматическим унифицированными входами.

Комплекс технических средств локальных информационно-управляющих систем (КТС ЛИУС-2) представляет собой агрегатный комплекс средств, построенный на базе микропроцессоров и микросхем с повышенной степенью интеграции. В локальных автоматизированных системах КТС ЛИУС-2 обеспечивает выполнение следующих функций: сбор, обработку технологической информации и централизованный контроль за ходом процесса; цифровое регулирование; программно-логическое управление; ручной ввод и отображение технологической информации; передачу данных между территориально удаленными локальными подсистемами.

КТС ЛИУС-2 может использоваться в качестве устройства связи УВК с объектом.

Аппаратная часть КТС ЛИУС-2 включает: агрегатные модули, образующие элементную базу локальных АСУ ТП; компоновочные изделия, образующие конструктивную базу АСУ ТП; стендовое и сервисное оборудование; вспомогательные устройства.

Номенклатура модулей включает в себя следующие функциональные группы: средства обработки информации и управления; средства обмена информацией; средства хранения программ, констант и данных; средства преобразования, гальванического разделения цепей и ввода сигналов от датчиков; средства вывода управляющих сигналов; оперативно-диспетчерское оборудование, в том числе цветные квазиграфические дисплеи; специализированные средства для систем регулирования; специализированные средства передачи данных между рассредоточенными подсистемами АСУ ТП на базе КТС ЛИУС-2.

В КТС ЛИУС-2 используются интерфейсы, позволяющие компоновать АСУ по магистрально-модульному принципу.

Базовое программное обеспечение КТС ЛИУС-2 включает языки низкого, высокого уровней и специализированные (проблемно-ориентированные), которые относятся к задачам программно-логического управления; трансляторы с этих языков разрабатываются в составе комплекса программ для специализированного процессора.

Унификация конструкции и информационных связей позволяет осуществлять поставки для АСУ ТП объектно-ориентированного комплекса изделий КТС ЛИУС-2 полной заводской готовности, конструктивно законченного и выполняющего все функциональные задачи применительно к параметрам и характеристикам автоматизируемого объекта.

На основе опыта, накопленного при создании ГСП, разрабатывается единая система стандартов приборостроения (ЕССП), целью которой является удовлетворение потребности всех отраслей народного хозяйства в средствах измерения и автоматизации на основе максимизации народнохозяйственного экономического эффекта. Очевидно, ГСП войдет составной частью в Государственную систему приборов и средств автоматизации измерений, контроля и управления, которая будет создаваться в соответствии с ЕССП.

2.4. СХЕМЫ СВЯЗИ ДАТЧИКОВ С ПРИЕМНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ ГСП

Для обеспечения информационной совместимости электрических средств ГСП важную роль играет типизация схем подключения выхода измерительных преобразователей (датчиков) с унифицированными сигналами к входу приемных устройств контроля и регулирования [2.26, 2.27].

В системах автоматического контроля и регулирования применяются четырех-, трех- и двухпроводные схемы связи измерительных преобразователей (ИП) с приемником сигнала и источником питания. На рис. 2.16 для примера показаны схемы подключения ИП, имеющих на выходе сигнал постоянного тока. Аналогичные схемы применяются для подключения ИП и с другими выходными сигналами.

Четырехпроводная схема (рис. 2.16, а) является универсальной и гибкой. В ней используются два сигнальных и два сетевых провода. Она может применяться для любых видов сигналов. Однако ей присущи следующие недостатки: повышенный расход кабеля и трудность обеспечения взрывобезопасности системы из-за наличия сетевого напряжения, подводимого к ИП.

Трехпроводная система (рис. 2.16, б), в которой линия связи источника питания с датчиком и линия датчика с приемником сигнала имеют общий провод, обеспечивает снижение расхода кабеля. Здесь источник питания и вход приемника подключаются к общей точке. Ток в общем проводе является суммой тока ИП и источника питания. Разнесение точек соединения источника питания и приемника сигнала может вызвать погрешность измерения выходного тока ИП.

В двухпроводной схеме, представленной на рис. 2.16, в, источник питания, вход при-

емника и выход датчика включены последовательно. Эта схема может быть использована для передачи токового сигнала 4—20 мА со смещением нулем. В случае применения двухпроводной схемы для передачи сигнала постоянного тока питание усилителя ИП осуществляется

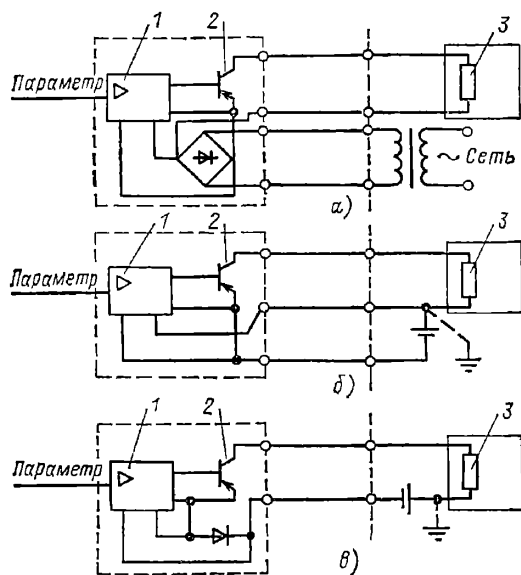


Рис. 2.16. Схемы подключения к приемнику сигнала измерительного преобразователя (ИП) с токовым выходом:

1 — усилитель; 2 — выходной транзистор; 3 — сопротивление приемника сигнала

ствляется напряжением, снимаемым со стабилизатора. Минимальный ток сигнала, протекающий в цепи, является одновременно током начального смещения стабилизатора.

Двухпроводная схема подключения ИП с токовым сигналом имеет следующие преимуще-

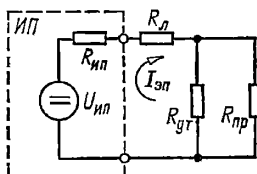


Рис. 2.17. Эквивалентная схема выходной цепи измерительного преобразователя:

$R_{пр}$ — входное сопротивление приемника сигнала; $R_{ИП}$ — выходное сопротивление ИП; $R_{Л}$ — сопротивление соединительных проводов

ства: снижение расхода кабеля в связи с уменьшением числа проводов; возможность контроля целостности кабеля, так как при обрыве кабеля исчезает ток смещения, равный 4 мА; простота обеспечения искробезопасности системы при помощи барьеров искробезопасности.

Сравним схемы подключения ИП при помощи сигналов тока и напряжения с точки зрения точности и помехозащищенности (рис.

2.17). В случае использования сигнала напряжения выходное сопротивление ИП мало ($R_{ИП} \approx 0$), а сопротивление нагрузки не менее нескольких килоом. В случае использования токового сигнала эквивалентное выходное сопротивление ИП достигает нескольких мегаом,

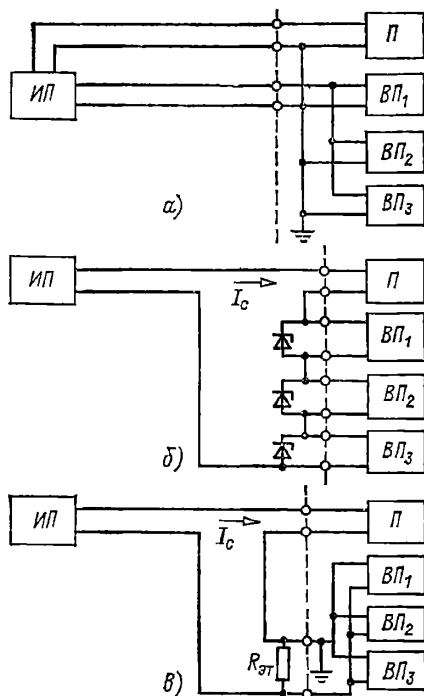


Рис. 2.18. Типовые схемы подключения вторичных приборов к измерительному преобразователю ИП

а сопротивление нагрузки не превышает нескольких килоом. Сопротивление утечки $R_{Ут}$ линии в обоих случаях превышает несколько мегаом.

Изменение сопротивления утечки $R_{Ут}$ в обоих случаях незначительно сказывается на точности передачи сигнала, а изменение сопротивления линии $R_{Л}$ в случае использования сигнала напряжения влияет существенно сильнее. Мощность источника помехи, который вызывает протекание в контуре тока помехи $I_{эл}$, распределяется между элементами цепи пропорционально сопротивлению. В первом случае практически вся мощность помехи выделяется на приемнике сигнала, а во втором — на внутреннем сопротивлении ИП и не поступает на вход приемника сигнала.

Часто сигнал одного и того же ИП должен одновременно подаваться на вход нескольких вторичных приборов (рис. 2.18).

В случае использования сигнала напряжения осложнений не возникает. К выходу одного ИП (рис. 2.18, а) может быть подключено любое количество вторичных приборов ВП при условии, что их эквивалентное входное сопротивление не ниже допустимого (для сигнала 0—10 В допустимое сопротивление нагрузки не ниже 2 кОм). При этом входы всех приемников сигнала могут соединяться с землей и все они могут быть подключены к одному источнику питания П. Каждый прибор

может быть отсоединен, так как режим холостого хода для ИП допустим.

В случае использования токового сигнала I_c (рис. 2.18, б) выходной ток ИП должен последовательно протекать через входные сопротивления вторичных приборов, причем отсоединение прибора с разрывом сигнальной цепи недопустимо.

Для обеспечения возможности отсоединения ВП вход каждого из них шунтируется стабилизаторами, устанавливаемыми на присоединительных колодках щита. Заземление входов всех приборов недопустимо. Каждый приемник сигнала должен иметь индивидуальный источник питания, не связанный с землей.

Таким образом, схема подключения ИП с токовым сигналом имеет преимущество с точки зрения помехозащищенности, экономии кабеля и искробезопасности, а схема с сигналом напряжения имеет преимущество с точки зрения удобства и простоты подключения вторичных приборов.

Преимущества обеих схем сочетаются в так называемой схеме «ток — напряжение» (рис. 2.18, в). Сущность этой схемы заключается в том, что на входе приемников сигнала ставится общий эталонный резистор $R_{эт}$, с помощью которого токовый сигнал преобразуется в стандартное значение сигнала напряжения. Недостатком этой схемы является дополнительная погрешность, получаемая при подключении приборов — приемников сигнала с конечным входным сопротивлением. Для уменьшения этой погрешности необходимо увеличивать входное сопротивление приемников сигнала.

В зарубежных системах с сигналом 4—20 мА эталонное сопротивление $R_{эт}$ выбрано равным 250 Ом, а входное сопротивление приборов не менее 1 МОм. В этом случае параллельное подключение четырех приборов вносит дополнительную погрешность передачи токового сигнала не более 0,1 %.

Схема «ток — напряжение» с использованием $R_{эт}$ позволяет: подключать приборы центральной части к общему источнику питания; заземлять общую точку приборов; непосредственно подключать датчики к вычислительной машине без дополнительного блока гальванического разделения.

Эти преимущества послужили основанием к тому, что система «ток — напряжение» получила широкое распространение в разработках зарубежных фирм. Система «ток — напряжение», приведенная на рис. 2.18, в, позволяет уменьшить общую стоимость всей аппаратуры центральной части аналоговой ветви ГСП и повысить ее технические и эксплуатационные характеристики. Действительно, возможность питания нескольких приборов от одного общего источника питания повышает надежность их работы и уменьшает затраты на оборудование в целом за счет уменьшения общего числа выпрямителей. Наличие общего источника постоянного напряжения позволяет применять систему аварийного питания приборов центральной части от резервной аккумуляторной батареи.

Общее заземление приборов центральной части является важным преимуществом с точки зрения эксплуатации и монтажа оборудования: нет необходимости принимать специальные ме-

ры на случай обрыва сигнальной линии при замене приборов; упрощается связь контура регулирования со входом ЭВМ; упрощается монтаж приборов, проверка соединений; уменьшается количество высоковольтных цепей и т. д. Система с общим источником предпочтительнее и с точки зрения безопасности, так как уменьшение количества разделительных сетевых трансформаторов увеличивает сопротивление изоляции между корпусом панели и сетевым проводом.

Схема преобразования сигнала тока в сигнал напряжения естественным образом предполагает использование этого сигнала во всех дальнейших операциях с сигналом, осуществляемых приборами центральной части — множителем-делителями устройствами, ограничителями сигнала, селекторами и др., не связанными с исполнительным усилителем или

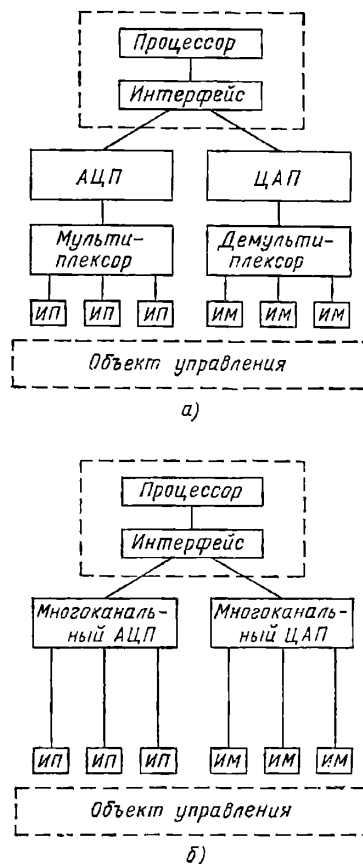


Рис. 2.19. Схемы подключения измерительного преобразователя и исполнительного механизма с использованием АЦП и ЦАП

механизмом. Для этих приборов целесообразно иметь вход и выход по напряжению. В измерительных преобразователях, регуляторах и задатчиках необходимо иметь токовый выходной сигнал, преимущество которого с точки зрения использования в системах дистанционной связи были рассмотрены ранее.

В последнее время в связи с достижениями микроэлектроники наметилась тенденция к расширению использования кодированных сиг-

налов для связи измерительных преобразователей и исполнительных механизмов с устройствами центральной части. На рис. 2.19, а показана схема подключения к УВК большого количества измерительных преобразователей ИП и исполнительных механизмов ИМ при помощи аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей АЦП, ЦАП, мультиплексора и демультиплексора, а на рис. 2.19, б — аналогичная схема с использованием многоканальных АЦП и ЦАП.

В первом случае по коммутируемому каналу, связывающему АЦП с мультиплексором, передается аналоговый сигнал, возможна установка мультиплексора на объекте управления, а АЦП — в операторской. Однако этот канал должен быть защищен от электромагнитных помех.

Во втором случае многоканальный АЦП совмещает в себе функции мультиплексора и одноканального АЦП. При этом многоканальный АЦП должен устанавливаться непосредственно на объекте. С точки зрения устойчивости к воздействиям окружающей среды второй вариант менее выгоден, так как АЦП обычно более чувствительны к ним, чем мультиплексоры. Однако в схеме, приведенной на рис. 2.19, б, отсутствует длинная линия передачи аналогового сигнала низкого уровня.

В обоих случаях достигается значительная экономия за счет уменьшения расхода кабеля. Например, в случае использования мультиплексора на 32 канала на объекте со средней дистанцией передачи сигналов 300 м расход кабеля сокращается примерно на 10 км. В случае использования кабеля типа РВШЭ это дает экономию 500 руб., не считая уменьшения затрат на его прокладку.

Список литературы

- 2.1. Карыбский В. В., Сотсков Б. С. Общая Государственная система приборов и технических средств автоматизации. — Стандартизация, 1962, № 10.
- 2.2. Арутюнов К. Б., Николаев Г. В., Рухадзе В. А. Номенклатура датчиков теплоэнергетических параметров для ГСП. — Приборы и средства автоматизации, 1962, № 5, с. 421—428 с.
- 2.3. Кавалеров Г. И. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации. — Приборы и системы управления, 1972, № 7, с. 1—7.
- 2.4. Поспелов Г. С., Ириков В. А. Программно-целевое планирование и управление. М.: Советское радио, 1976.
- 2.5. Месарович М. Теория иерархических многоуровневых систем. М.: Мир, 1973. 344 с.
- 2.6. Современное состояние и перспективы развития Государственной системы промышленных приборов и средств автоматизации/В. А. Рухадзе, В. А. Царьков и др. М.: ЦНИИЭИприборостроения, 1975.
- 2.7. ГСП. Комплекс технических средств для локальных информационно-управляющих систем на ба-

зе микросхем с повышенной степенью интеграции и микропроцессоров (КТС—ЛИУС—2). Каталог, ЦНИИЭИприборостроения, 1981, т. 4, вып. 4.

2.8. ГСП. Электрическая унифицированная система приборов автоматического регулирования «Каскад». Каталог, ЦНИИЭИприборостроения, 1979, т. 3, вып. 1 (изд. 2).

2.9. ГСП. Агрегатный комплекс аналоговых средств регулирования в микроэлектронном исполнении (АКЭСР). Каталог, ЦНИИЭИприборостроения, 1979, т. 4, вып. 2.

2.10. ГСП. Комплекс агрегатных средств контроля и регулирования АСКР—ЭЦ. Каталог, ЦНИИЭИприборостроения, 1977, т. 3, вып. 16.

2.11. ГСП. Управляющие вычислительные комплексы М-6000, М-7000, М-40 агрегатной системы средств вычислительной техники в микроэлектронном исполнении (АСВТ-М). Каталог, ЦНИИЭИприборостроения, 1978, т. 3, вып. 15.

2.12. ГСП. Система малых ЭВМ СМ-1, СМ-2. Каталог, ЦНИИЭИприборостроения, 1979, т. 5, вып. 1.

2.13. ГСП. Агрегатный функционально-аппаратурный комплекс пневматических средств (ЦЕНТР). Каталог, ЦНИИЭИприборостроения, 1975, т. 3, вып. 2.

2.14. ГСП. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации (методическое пособие для инженерно-технических работников)/под общей ред. Г. И. Кавалерова. Каталог, ЦНИИЭИприборостроения, 1981.

2.15. Состояние разработки агрегатных комплексов в приборостроении. Специализированные комплексы/Е. В. Волков, П. П. Иванов, Г. С. Певзнер, М. Б. Цодиков. М.: ЦНИИЭИприборостроения, 1976.

2.16. Состояние разработки агрегатных комплексов в приборостроении. Агрегатные комплексы широкого применения/Е. В. Волков, П. П. Иванов, Г. С. Певзнер, М. Б. Цодиков. М.: ЦНИИЭИприборостроения, 1977.

2.17. ОСТ 25 160-75. Агрегатированные комплексы приборов и средств автоматизации. Разъемы прямоугольные РПП.

2.18. ОСТ 25 38-71. Агрегатированные комплексы приборов и средств автоматизации. Система унифицированных типовых конструкций.

2.19. ОСТ 25 50-78. Система унифицированных типовых конструкций. Конструкции. Платы монтажные выдвижные. Технические условия.

2.20. ОСТ 25 51-79. Системы унифицированных типовых конструкций. Каркасы. Технические условия.

2.21. ОСТ 25 155-72. Агрегатированные комплексы приборов и средств автоматизации. Система унифицированных типовых конструкций. Столы и секции пульта.

2.22. ОСТ 25 54-71. Агрегатированные комплексы приборов и средств автоматизации. Система унифицированных типовых конструкций. Шкафы и стойки.

2.23. ОСТ 25 114-71. Агрегатированные комплексы приборов и средств автоматизации. Система унифицированных типовых конструкций. Кожухи и контейнеры.

2.24. ОСТ 25 125-72. Агрегатированные комплексы технических средств автоматизации и средств измерительной техники. Общие технические требования. Порядок разработки.

2.25. Системное проектирование средств автоматизации/С. В. Емельянов, Н. Е. Костылев, Б. П. Матич, Н. Н. Миловидов. М.: Машиностроение, 1978. 190 с.

2.26. Пискунов В. А., Царьков В. А. Искровзрывобезопасность приборов и систем автоматики. — Измерения, контроль, автоматизация, 1975, № 6.

2.27. Царьков В. А., Пискунов В. А. Схемы связи и вопросы унификации сигналов в электронных системах автоматизации. — Приборы и системы управления, 1974, № 1, с. 30, 35—37.

Раздел 3

ПЕРВИЧНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

3.1. ИЗМЕРЕНИЕ ВАЖНЕЙШИХ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Конечной целью процесса измерения, как известно, является сравнение данного значения измеряемой величины с некоторым

ее значением, принятым за единицу. Однако строго говорить о непосредственном сравнении можно лишь при измерении линейных размеров, массы, времени и некоторых других величин. Многие физические величины не могут быть непосредственно сравнены с еди-

нций измерения, а для ряда величин (например, мощности, энергии, расходов) единица вообще не может быть вещественно воспроизведена и использована. Поэтому процесс измерения в основе своей связан с преобразованием измеряемой величины в другую величину.

Исследование свойств первичных измерительных преобразователей (датчиков), а также разработка новых их видов существенно облегчается, если рассматривать датчики как совокупность простейших звеньев. Каждое звено представляет собой самостоятельный преобразователь одной величины в другую. Датчик может состоять как из одного такого звена (тензорезистор, емкостный уровнемер), так и из нескольких, соединенных между собой в определенном порядке.

Элементарные преобразовательные звенья могут быть разбиты на группы, отличающиеся принципами преобразования, свойствами и видом характеристик.

По характеру энергетических преобразований различают: звенья-преобразователи, осуществляющие непосредственное энергетическое преобразование входного сигнала в выходной, и звенья-модуляторы, в которых входная величина тем или иным способом модулирует энергию внешнего источника.

Любой измерительный преобразователь-датчик представляет собой систему, в которой осуществляется преобразование энергии. Измерительные сигналы формируются при этом двумя путями: переводом энергии из одного вида в другой (механической энергии в электрическую, тепловой — в механическую, электрической — в магнитную и т. п.) или переводом энергии одного вида из одной формы в другую (кинетической энергии в потенциальную и наоборот) (см. табл. 1.3 и 1.4).

Основными характеристиками датчиков являются:

Входная измеряемая величина — величина, воспринимаемая и преобразуемая датчиком. Входными величинами могут быть величины, характеризующие протекание процессов, величины, характеризующие свойства и состав веществ.

Выходной сигнал датчика представляет собой определенное изменение несущей величины (тока, напряжения, давления), используемое для передачи информации. Изменение (модуляция) несущей величины может осуществляться по амплитуде, по временному признаку (изменение частоты, длительности воздействия, порядка чередования воздействий), а также по пространственному признаку (чередование сигналов в каналах связи).

В табл. 3.1 приведена классификация выходных сигналов. Примениение датчиков в АСУ в соответствии с условиями ГСП обеспечивает максимальную унификацию выходных сигналов, легкость преобразования их в цифровую форму, возможность коммутации сигналов простыми средствами без снижения точности передачи информации. Этим требованиям удовлетворяют сигналы высокого уровня, сигналы, выраженные в виде частоты переменного тока или следования импульсов, время-импульсные сигналы (длительность импульса или время между двумя импульсами), а также кодовые или цифровые сигналы.

В ряде случаев датчики имеют на выходе изменяющиеся омическое, индуктивное или емкостное сопротивление и рассчитаны на использование совместно с измерительными схемами, которые не являются их конструктивными элементами. В данном случае датчик характеризуется не выходным сигналом (получаемым только после последующего преобразования), а выходным параметром, выражаемым изменениями сопротивления, индуктивности или емкости.

Когда выходные сигналы датчика не соответствуют условиям ГСП, в составе датчика или отдельно применяется нормирующий преобразователь, приводящий их к стандартным значениям.

Статической характеристикой датчика называется функциональная зависимость между изменениями входной x и выходной y величинами. На рис. 3.1 приведены различные виды

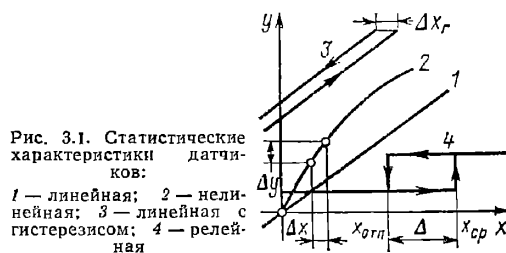


Рис. 3.1. Статистические характеристики датчиков:

1 — линейная; 2 — нелинейная; 3 — линейная с гистерезисом; 4 — релейная

характеристик датчиков. Наиболее приемлемой для большинства случаев является линейная характеристика $y = S'x$. Величина $S' = \Delta y / \Delta x$ называется чувствительностью датчика. При $S' = \infty$ характеристика принимает релейный характер.

Реле (реле-датчик) как частный вид датчика характеризуется скачкообразными изменениями выходной величины y при определенных значениях входной величины $x_{ср}$ и $x_{отп}$ (рис. 3.1, 4), называемых соответственно параметром срабатывания и параметром отпускания реле.

Отношение $x_{отп} / x_{ср} = k_v$ называется коэффициентом возврата, а разность $x_{ср} - x_{отп} = \Delta$ — дифференциалом реле.

Гистерезисом называется неоднозначность хода статической характеристики датчика при увеличении и уменьшении входной величины (рис. 3.1, 3). Гистерезис выражается в процентах:

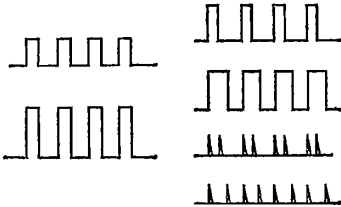
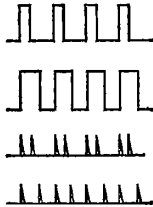
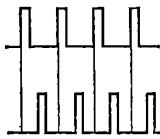
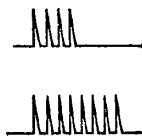

$$\delta_r = \frac{\Delta x_r}{x_{max} - x_{min}} 100,$$

где $x_{max} - x_{min}$ — изменение входной величины в рабочих пределах.

Причинами гистерезиса в датчиках может быть множество явлений, ухудшающих работу измерительных преобразователей, таких, как трение в подшипниках, недостаточная плотная затяжка винтов, наличие деталей с коррозией или трещинами, магнитный гистерезис и т. п. Эти явления носят случайный характер и не поддаются предварительным расчетам.

Механический гистерезис в элементах, подвергающихся деформации (мембраны, пружины и т. п.), является следствием несовер-

Т а б л и ц а 3.1. Классификация выходных сигналов датчиков

Характеристики сигналов	Виды сигналов									
	Аналоговые					Цифровые				
	Непрерывные по времени				Дискретные по времени (прерывистые)					
	Давление газа	Постоянный ток	Напряжение		Импульсы постоянного тока (видеоимпульсы), импульсы переменного тока (радиоимпульсы)					
постоянное			переменное							
Способ модуляции	По амплитуде			По частоте	По амплитуде импульса	По длительности импульса	По фазе импульса	По числу импульсов в пакете	По комбинации импульсов в пакете	
Название сигнала	Гневматический	Токовый	Сигнал по напряжению	Частотный	Амплитудно-импульсная модуляция (АИМ)	Широтно-импульсная модуляция (ШИМ)	Фазоимпульсная модуляция (ФИМ)	Число-импульсный код	Цифровой код	
Примерные количественные характеристики Вид сигнала	0,02—0,1 МПа	0—5 (0—20) (0—100) мА	0—20; 0—50; 0—100 мВ; 0—1 В	0,5—0—0 5; 1—0—1; 0—2 В	0—100; 0—200; 1000—2500 Гц					

шенства микроструктуры материала; подобное явление аналогично гистерезису в ферромагнитных материалах или диэлектриках. Например, при циклической нагрузке стальной пружины увеличение напряжений в ней сопровождается увеличением количества деформируемых и частично перемещенных кристаллов, которые полностью не возвращаются на свои старые места и не принимают прежней формы при снятии нагрузки. Остаточная деформация зависит от максимального напряжения в материале, но не зависит от времени. Гистерезисная кривая представляет собой замкнутую петлю, площадь которой прямо пропорциональна тепловой энергии, рассеиваемой деформируемым телом [3.10].

Порог чувствительности датчика — минимальное изменение входного сигнала.

Основная погрешность датчика — максимальная разность между получаемым выходным сигналом и его номинальным значением, определяемым по статической характеристике для данной входной величины при нормальных условиях. Она выражается как в абсолютных единицах $\delta y = y - y_{\text{ном}}$, так и в относительных. В последнем случае ее обычно относят к разности предельных значений выходной величины и выражают в процентах:

$$\delta = \frac{\delta y}{y_{\text{max}} - y_{\text{min}}} 100.$$

Нормальными условиями эксплуатации можно считать следующие: температура окружающей среды $20 \pm 5^\circ\text{C}$; атмосферное давление 0,1 МПа; относительная влажность $60 \pm 20\%$; вибрации, электрические и магнитные поля отсутствуют.

Дополнительные погрешности — погрешности, вызываемые изменением внешних условий по сравнению с их нормальными значениями. Они выражаются в процентах, соответствующих изменению мешающего фактора на определенное значение (например, температурная погрешность 1,5 % на 10°C ; погрешность от магнитного поля 0,2 % на 10^{-3} Тл и т. д.) [3.3].

Измерительный преобразователь создается ради выполнения единственного заданного преобразования. Однако на процессы в нем оказывают влияние и другие воздействия со стороны объекта исследования или внешней среды. Почти любые средства измерения чувствительны к изменению внешней температуры, давления, влажности и т. п. или к нагрузкам, возникающим в процессе работы объекта: вибрациям, инерционным силам и т. п. Такие воздействия изменяют уровень выходного сигнала и являются источниками погрешности измерения.

При практической реализации средств измерения и входящих в их состав первичных преобразователей необходимо исключить неопределенность связи измеряемая величина — выходной сигнал. С этой целью используется ряд мероприятий, определяющих свойства преобразователей и возможность повышения качества измерений.

Во-первых, необходима стабилизация внутренних параметров во времени, что достигается соответствующим выбором материалов и форм деталей, а также снижением механи-

ческих и тепловых нагрузок на детали. Оставшийся некомпенсированный дрейф значений влияющих параметров периодически контролируется путем повторных опытных определений функции преобразования. В межконтрольные периоды изменения функции преобразования, вызванные нестабильностью внутренних параметров, относят к полю погрешностей измерений.

Во-вторых, необходимо снижать восприимчивость измерительного преобразователя к действию входных возмущений, т. е. добиваться значительного превышения коэффициента преобразования по входу измеряемой величины над коэффициентами преобразования по входам возмущений. Практически почти никогда не удается построить прибор, полностью нечувствительный к внешним воздействиям, однако в большинстве случаев достигается инвариантность по отношению к внешним воздействиям в определенном диапазоне изменений их уровней [3.10].

По виду статической характеристики датчики можно разделить на линейные (без начального сигнала $y = S'x$ и с начальным сигналом $y = y_0 + S'x$), нелинейные (с растущей или падающей характеристикой), релейные. Нелинейную характеристику в узком диапазоне изменений входных величин ($x_0 \pm x$) можно рассматривать как линейную $y = y_0 + S'(x - x_0)$, где S' — чувствительность в точке $x = x_0$.

По реакции на изменение знака входной величины различают звенья с четной характеристикой $f(-x) = -f(x)$, с четной характеристикой $f(-x) = f(x)$ и несимметричной характеристикой (вентильные) $|f(-x)| \neq |f(x)|$.

По возможности осуществления обратного преобразования: звенья обратимые (трансформатор, пьезокристалл) и необратимые (электромагнит, все звенья-модуляторы).

Соединение звеньев в последовательную цепочку (рис. 3.2, а) характеризуется тем, что выходная величина каждого звена является входной величиной последующего. Принимая характеристики линейными, вида $y = Sx$, получаем суммарную характеристику $y = S_1 S_2 S_3 \dots S_n x$.

Если же характеристики нелинейны, но функциональные зависимости $y_1 = f_1(x)$ и $y_2 = f_2(y_1)$ обратны по своему характеру, то общая характеристика преобразователя линейна. Это обстоятельство используется для линеаризации характеристик датчиков.

Структурная схема преобразователя дифференциального типа приведена на рис. 3.2, б. Характерной его особенностью является наличие двух однотипных преобразовательных звеньев, выходные сигналы которых вычитаются. На входы звеньев в качестве x_1 и x_2 могут быть поданы различные величины:

- 1) контролируемая величина x подается на вход x_1 , вход x_2 остается свободным;
- 2) то же, но на вход x_2 подается постоянная величины x_0 ;
- 3) на входы x_1 и x_2 подается контролируемая величина с разными знаками ($+x$ и $-x$); так может быть использован датчик, имеющий звено с нечетной характеристикой;
- 4) на входы x_1 и x_2 подается контролируемая величина с разными знаками и постоянная величина x_0 , т. е. $x_0 + x$ и $x_0 - x$. Используется при звеньях с четной характеристикой.

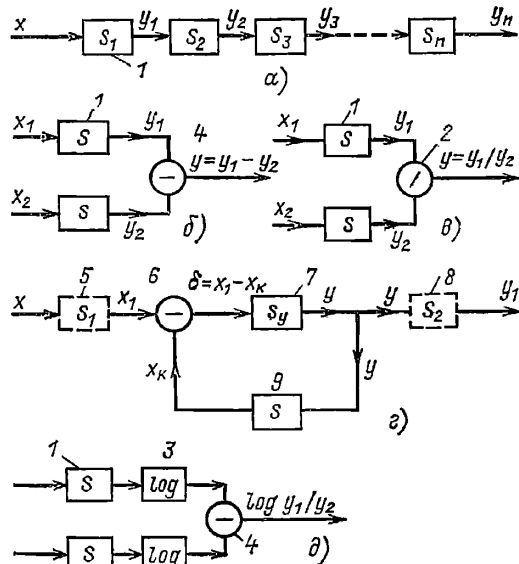


Рис. 3.2. Структурные схемы датчиков:

а — каскадная; б — дифференциальная; в — логометрическая; г — компенсационная; д — логарифмическая; 1 — преобразовательное звено; 2 — делительное звено; 3 — логарифмирующее звено; 4 — вычитающее звено; 5 и 8 — входной и выходной преобразователи; 6 — нуль-орган (звено вычитания); 7 — звено, создающее компенсирующее воздействие; 9 — усилитель

Основные преимущества дифференциальной схемы следующие:

а) для всех указанных выше вариантов влияние внешних факторов (изменения напряжения питания, температуры и т.п.) на точность преобразования одинаковое для обоих преобразователей, компенсируется в одной точке характеристики при $x_1 = x_2$ (компенсация 1-го рода). Для остальных точек влияние этих факторов пропорционально $x_1 - x_2$. В некоторых случаях достигается существенное снижение интенсивности побочных явлений, связанных с действием звеньев (например в индуктивных и трансформаторных датчиках достигается снижение усилий притяжения якоря);

б) для варианта 2 достигается смещение нулевой точки характеристики на x_0 ;

в) для вариантов 3 и 4 достигается увеличение чувствительности в 2 раза (рис. 3.3, а);

г) получение нечетной характеристики (проходящей через нулевую точку) при наличии двух звеньев с одинаковыми несимметричными характеристиками, устранение постоянной составляющей y_0 выходного сигнала (рис. 3.3, а и б);

д) спрямление характеристики; если характеристика звеньев нелинейна, но не имеет перегибов в рабочем участке, то дифференциальная схема по вариантам 3 и 4 дает большую степень линеаризации. При квадратичной характеристике вариант 4 дает полную линеаризацию (рис. 3.3, в), что следует из выражения

$$y = y_1 - y_2 = (x_0 + x)^2 - (x_0 - x)^2 = 4x_0 x.$$

Хорошая линеаризация имеет место при использовании звеньев с гиперболической характеристикой при $x_0 \gg x$ (рис. 3.3, з):

$$y = y_1 - y_2 = \frac{1}{x_0 - x} - \frac{1}{x_0 + x} = \frac{2x}{x_0^2 - x^2}.$$

Вычитание выходных сигналов y_1 и y_2 может осуществляться различными способами. Многие энергетические величины (напряжение, ток, усилие и т.п.) для вычитания подаются на общий приемник с разными знаками. Параметрические величины (сопротивление, индуктивность, емкость) вычитаются с помощью мостовых схем.

Энергетические величины, которые по своей природе не могут принимать отрицательное значение (световой поток), могут вычитаться модуляционным методом. Для этой цели потоками модулируют несущую, изменяющуюся по периодическому закону со сдвигом на половину периода, и подают на общий приемник. Переменная составляющая суммарного сигнала пропорциональна разности потоков до модуляции:

$$y'_1 = y_1 [f(\omega t) + k];$$

$$y'_2 = y_2 [f(\omega t - \pi) + k];$$

$$y'_1 + y'_2 = k(y_1 + y_2) + (y_1 - y_2)f(\omega t),$$

где $f(\omega t)$ — несущая периодическая функция (используется синусоидальная, трапецевидная, прямоугольная и треугольная несущие); k — постоянная величина, обеспечивающая смещение периодической кривой на значение, равное или большее амплитуды периодической составляющей, что необходимо для осуществления модуляции без перемены знака.

В логометрических преобразователях выходная величина пропорциональна отношению двух других, одна из которых (или обе) являются функцией входной величины. По струк-

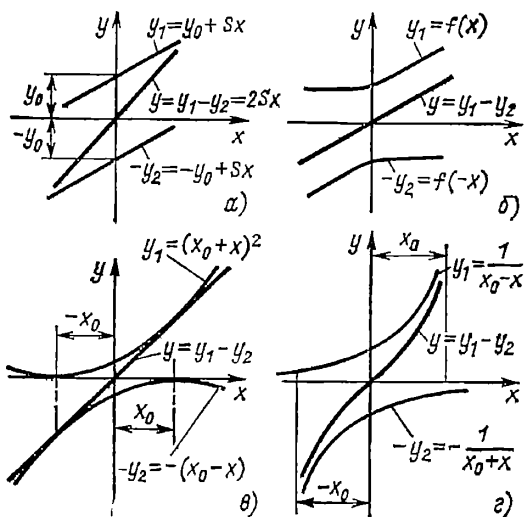


Рис. 3.3. Характеристики дифференциальных датчиков со звеньями разных типов:

а — с двумя линейными звеньями; б — с несимметричными звеньями; в — с квадратичными звеньями; г — с гиперболическими звеньями

турной схеме логометрический преобразователь отличается от дифференциального тем, что звено вычитания двух величин заменено звеном отношения (см. рис. 3.2, в). Основное достоинство логометрической схемы состоит в том, что многие дополнительные факторы, одинаково влияющие на точность обоих преобразователей, могут быть скомпенсированы во всем диапазоне изменений входной величины.

Так, если

$$y_1 = S_1 \psi x; \quad y_2 = S_2 \psi x_0,$$

то

$$y = \frac{y_1}{y_2} = \frac{S_1 x}{S_2 x_0},$$

где ψ — множитель, выражающий влияние внешних факторов, например $\psi = U(1 + \alpha\Theta)$; U — напряжение питания; α — температурный коэффициент; Θ — изменение температуры.

Компенсация успешно осуществляется при линейной характеристике первичных преобразователей, проходящей через нуль. Если выбранный принцип преобразования не обеспечивает такой характеристики, то можно в логометрическую схему включить два сведенных дифференциальных преобразователя.

Наиболее ответственной и трудно реализуемой частью логометрического преобразователя является делительное звено. С теми же результатами возможно применение логарифмических схем (см. рис. 3.2, д), в которых имеются дополнительные логарифмирующие звенья, а деление заменяется вычитанием, как в дифференциальной схеме, причем выходная величина равна логарифму отношения:

$$y = \log y_1 - \log y_2 = \log \frac{y_1}{y_2}.$$

В компенсационных преобразователях входная величина x_1 (непосредственно или после предварительного преобразования) компенсируется другой величиной x_k того же рода (см. рис. 3.2, а). Для осуществления непрерывной компенсации преобразователь содержит отрицательную обратную связь: сигнал расогласования $\delta = x_1 - x_k$ усиливается и подается на вход звена S , создающего компенсирующее воздействие. Для схемы рис. 3.2, а, представляющей собой компенсационный преобразователь в самом общем виде, имеем следующие уравнения звеньев:

$$\delta = x_1 - x_k; \quad y = S_y \delta; \quad x_k = S y.$$

Решая уравнения совместно, получаем связь между y и x_1 :

$$y = \frac{S_y}{1 + S_y S} x_1 = \frac{x_1}{\frac{1}{S_y} + S}.$$

При больших коэффициентах усиления S_y имеем $1/S_y \ll S$ и $y = x_1/S$. Из анализа полученного выражения и схемы рис. 3.2, а вытекают следующие характерные особенности компенсационного преобразователя:

1. Введением обратной связи достигается ответственное обращение звена S , т. е. его вход и выход меняются местами. Из этого

следует, что если не удастся выбрать достаточно стабильный преобразователь величины M в N , то можно получить те же результаты, если взять преобразователь N в величину M и включить его в качестве звена S в компенсационную схему.

2. Мощность выходного сигнала определяется только мощностью усилителя. Обращаемое звено S может быть поставлено в любой режим независимо от требуемой выходной мощности.

3. При $1/S_y \ll S$ точность компенсационного преобразователя определяется практически только точностью звена S . Нестабильность усилителя S_y и других включенных последовательно с ним звеньев мало влияет на точность преобразователя.

4. Потребление энергии на входе компенсационного преобразователя минимально. Так, можно преобразовывать усилие почти без перемещения, перемещение — без затраты усилия, напряжение — без затраты тока и т. п.

Реальные схемы компенсационных преобразователей отличаются от схемы рис. 3.2, а наличием ряда дополнительных звеньев, однако все они могут быть сведены к простейшей.

Звенья S_1 и S_2 , показанные на рис. 3.2, г пунктиром, являются входным и выходным. Их влияние учитывается по закону каскадного соединения:

$$y_1 = S_1 S_2 x/S.$$

Компенсационный преобразователь, в котором звено S и входное звено S_1 однотипны, т. е. $S_1 = S$, обладает тем свойством, что выходная величина равна входной, но отличается большей мощностью. Такого рода преобразователи могут быть названы повторителями [3.3].

Строго постоянные измеряемые величины встречаются чрезвычайно редко. Если практически постоянны линейные размеры деталей, масса или вес, то такие физические величины, как давление, температура, скорости потоков и др., постоянны лишь в среднем даже на так называемых статических режимах. Поэтому представление об измерении неизменной величины есть некоторая идеализация, реализуемая лишь при мгновенном безынерционном измерении местного значения физического параметра.

Зависимость между входной $x(t)$ и выходной $y(t)$ величинами линейного первичного преобразователя описывается дифференциальным уравнением, которое с помощью символа дифференцирования по времени $p = d/dt$ обычно можно записать в виде

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + 1) y = S_0 (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + 1) x,$$

или

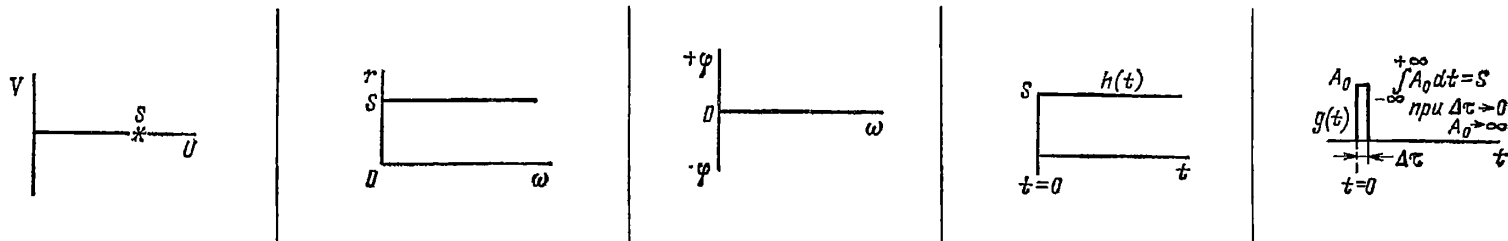
$$y = S(p) x = S_0 \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + 1}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + 1} x,$$

где $S(p)$ называется передаточной функцией или операторной чувствительностью, а S_0 — статической чувствительностью, т. е. чувствительностью к постоянной входной величине. Представление любого преобразователя этими уравнениями не является

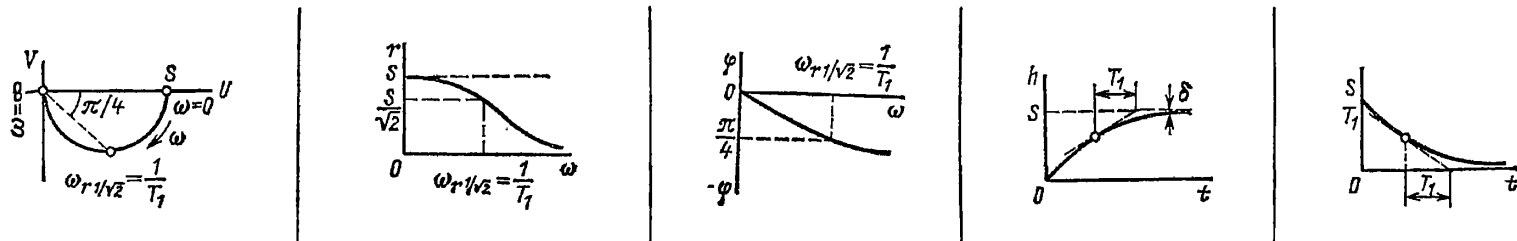
Таблица 3.2. Динамические характеристики измерительных преобразователей

Частотные характеристики			Временные характеристики	
Амплитудно-фазовая	Амплитудная	Фазовая	Переходная	Импульсная

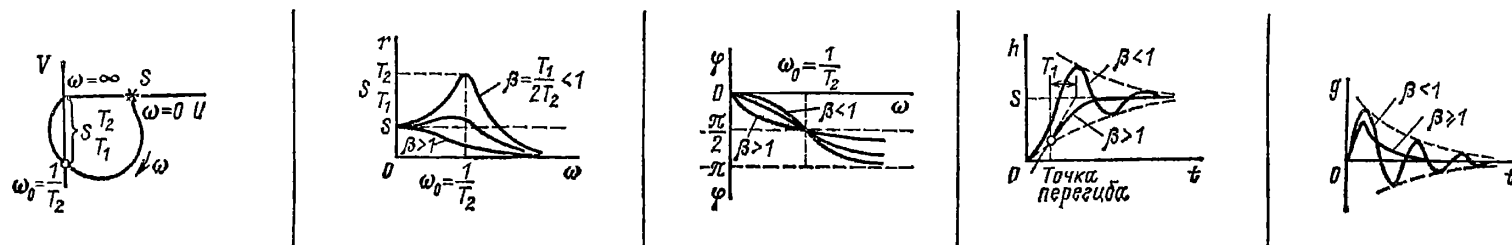
1. Идеальные. Практически не реализуются. Выполняются приближенно для медленно меняющихся значений измеряемой величины в измерительных преобразователях высокого качества



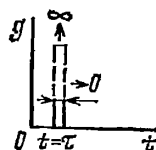
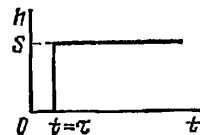
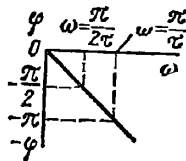
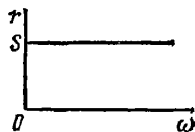
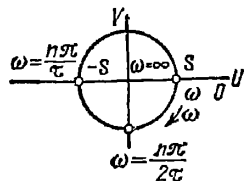
2. Инерционные первого порядка. Преобразователи с сильным переускоением, термопреобразователи, линейные модели тахометрического расходомера. Последовательности коротких импульсов измеряемой величины воспроизводятся со значительными искажениями. Длительность переходного процесса определяется в масштабе T_1 (при $t=T_1$ ошибка около 5 %, при $t=5 T_1$ ошибка около 0,6 %).



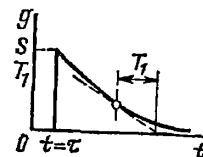
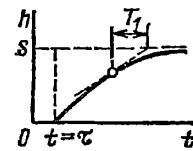
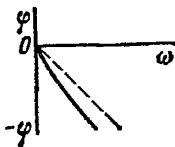
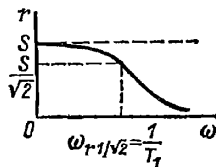
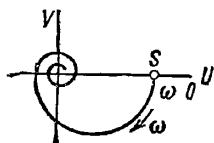
3. Колебательные. Преобразователи типа механической колебательной системы (в том числе стрелочные указатели) и их электрические аналоги или (при $\beta > 1$) температурные преобразователи. Короткие импульсы измеряемой величины воспроизводятся со значительными искажениями. Длительность переходного процесса не менее $6 T_2^2/T_1$.



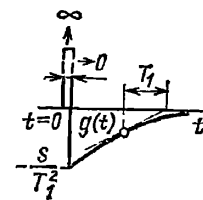
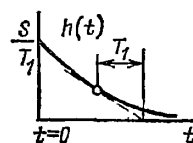
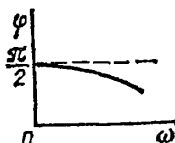
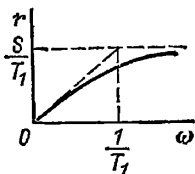
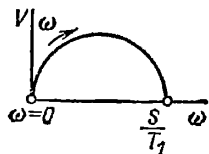
4. Идеальные с запаздыванием. Преобразователи типа идеального запаздывающего элемента, например соединительные трубопроводы между первичным преобразователем давления и автоматическим устройством. Искажения выходного сигнала отсутствуют (кроме сдвига во времени)



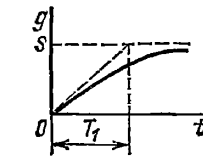
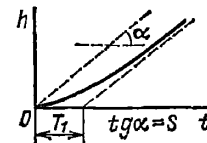
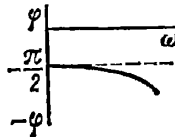
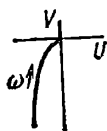
5. Инерционные с запаздыванием. Цепь из последовательно соединенных преобразователей типов пп. 2 и 4, например термопреобразователь с теплопередающим устройством. Искажения выходного сигнала такие же, как в п. 2, но сдвинутые во времени на τ.



6. Дифференцирующие реальные. Цепь из преобразователя по п. 2 и идеального дифференцирующего (функционального) преобразователя. При низких частотах измерительного сигнала воспроизводится его производная, Амплитудно-частотная характеристики не совпадают с идеальными.



7. Интегрирующие реальные. Область правильного интегрирования входного сигнала ограничена при частоте снизу; верхняя граница пропускаемых частот не очень велика. В электромеханических преобразователях эффект интегрирования обусловлен действием массы подвижной части.



однозначным, а зависит от скорости изменения входного воздействия, требований к точности анализа, а также выбора входных и выходных величин. Действительно, если $x(t)$ меняется весьма медленно, то многие измерительные преобразователи можно считать безынерционными и описывать их уравнением вида $y(t) = S_0 x(t)$.

На практике используются характеристики, которые можно рассматривать как решения уравнений при определенных типовых воздействиях $x(t)$ и начальных условиях $y(0)$.

Реакция $y(t)$ измерительного преобразователя на воздействие в виде единичного скачка при нулевых начальных условиях называется переходной функцией $h(t)$. Чем быстрее приближается переходная функция $h(t)$ к установившемуся значению $h(\infty) = S_0$, тем меньше инерционность средства измерений. Если переходная функция хорошо аппроксимируется экспонентой $h(t) = S_0(1 - e^{-t/T})$, что соответствует представлению средств изменений аperiodическим звеном, то инерционность средства можно характеризовать постоянной времени T . Зная постоянную времени, легко определить и время, необходимое для приближения переходного процесса к установившемуся значению с любой заданной точностью.

Реакция преобразователя на воздействие в виде короткого импульса единичной площадью $x(t) = \delta(t)$ называется импульсной переходной функцией или функцией веса $g(t)$. Чем быстрее затухает функция веса, тем меньше инерционность средств измерения.

Любое реальное воздействие $x(t)$ сложной формы можно разложить либо на бесконечное количество примыкающих друг к другу бесконечно коротких импульсов с амплитудами, равными мгновенным значениям $x(t)$, либо на бесконечное количество бесконечно малых скачков, пропорциональных $x'(t) = dx(t)/dt$. Реакцию на сложное воздействие при нулевых начальных условиях можно найти по формулам свертки:

$$y(t) = \int_0^t W(t - \tau) x(\tau) d\tau = x(0) h(t) + \int_0^t h(t - \tau) x'(\tau) d\tau.$$

При подаче на вход линейного преобразователя гармонического воздействия

$$x = A \sin \omega t$$

на выходе устанавливают колебания по закону

$$y = B \sin(\omega t + \varphi).$$

Отношение B/A является мерой коэффициента преобразования и зависит от частоты колебаний ω ; фазовый сдвиг φ также определяется значением ω . Зависимость $r = B/A = f(\omega)$ носит название амплитудно-частотной, а зависимость $\varphi = f(\omega)$ — фазо-частотной характеристики. У линейного преобразователя

амплитуда B пропорциональна A , поэтому его частотные характеристики не зависят от A .

Динамические характеристики основных типов измерительных преобразователей приведены в табл. 3.2 [3.10, 3.35].

3.2. МЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Механические измерительные преобразователи очень широко используются в различных приборах, их можно разделить на упругие, частотные, инерционные и датчики теплового расширения.

3.2.1. Упругие преобразователи. Выходной величиной *упругих преобразователей* является, как правило, механическая деформация тела самого преобразователя. Эта деформация воспринимается или непосредственно наблюдателем (как это имеет место в механических приборах), или последующим измерительным преобразователем с естественной входной величиной

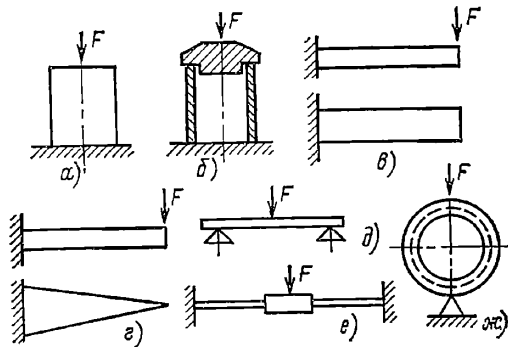


Рис. 3.4. Схемы упругих преобразователей с выходной величиной в виде линейного перемещения

ной в виде механического перемещения (резистор, индуктивные и другие преобразователи), механического напряжения (тензорезисторы) или частоты (вибрационные).

Входной величиной упругих механических преобразователей может быть сосредоточенная сила, крутящий момент (т. е. пара сил), давление газа или жидкости.

На рис. 3.4 схематически изображены наиболее употребительные упругие преобразователи с входной величиной в виде сосредоточенной силы и выходной в виде линейного перемещения или деформации.

Для восприятия больших усилий (свыше 10 кН) используются, как правило, сплошные стержни (рис. 3.4, а), для меньших усилий (10—1 кН) — полые тонкостенные стержни и кольца (рис. 3.4, б и ж), а для малых усилий — плоские пружины (рис. 3.4, в, г, д) и мембраны с жестким центром (рис. 3.4, е). При этом более выгодными оказываются балки равного сопротивления (рис. 3.4, з), когда по всей поверхности упругого элемента механическое напряжение одинаково и материал используется наиболее эффективно.

На рис. 3.5 показаны наиболее употребительные упругие преобразователи с входной величиной в виде крутящего момента M и вы-

ходной в виде углового перемещения φ . Это сплошные и полые валы круглого и квадратного сечения (рис. 3.5, а—в), подвесы (рис. 3.5, г), растяжки (рис. 3.5, д и е) и спиральные пружины (рис. 3.5, ж).

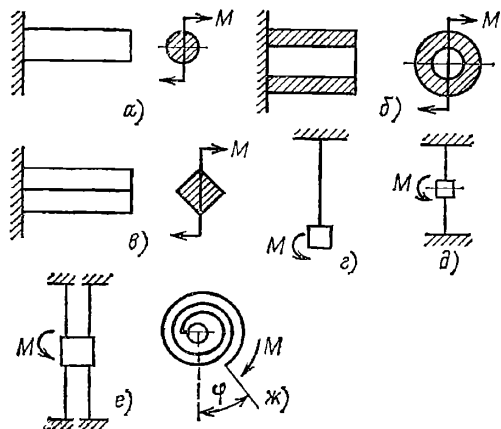


Рис. 3.5. Схемы упругих преобразователей с выходной величиной в виде углового перемещения

Особенно разнообразны упругие измерительные преобразователи, применяемые для измерения давления. Это плоские и гофрированные мембраны (рис. 3.6, а), мембранные коробки, использующие собственную жесткость или опирающиеся на внешнюю плоскую пружину (рис. 3.6, б) или на полый стержень (рис. 3.6, в). Последний случай особенно удобен для сочетания с тензорезисторами, которые наклеиваются на пружину (рис. 3.6, б) или полый стержень (рис. 3.6, в).

Для получения больших линейных выходных перемещений используются сильфоны (рис. 3.6, г) и трубки Бурдона (рис. 3.6, д), а для получения больших угловых перемещений — спиральные и винтовые трубки с внутренним давлением (рис. 3.6, е и ж). Для из-

мерения давлений в сочетании с тензорезисторами применяются упругие преобразователи (рис. 3.6, з, и), причем последний из них интересен тем, что позволяет получить одновременно деформации как сжатия, так и растяжения.

Погрешности упругих измерительных преобразователей прежде всего определяются свойствами материала. Например, даже для преобразователей из лучших сортов упругих материалов погрешность от гистерезиса составляет 0,2—0,05 %. Поскольку возникновение заметных пластических деформаций измерительных упругих элементов недопустимо, рабочие напряжения σ в них должны всегда оставаться меньше $\sigma_{\text{доп}}$. Значения основных параметров материалов, необходимых при расчете и конструировании упругих преобразователей, приведены в табл. 3.3 [3.35].

Упругая мембрана представляет собой круглую, плоскую или гофрированную пластину, способную получить прогиб центра δ под действием давления p . Зависимость прогиба центра мембраны δ от действующего на нее давления p является основной статической характеристикой мембраны.

Прогиб δ центра плоской мембраны, закрепленной по контуру, под действием давления p при малых ее перемещениях

$$\delta = \frac{3(1-\mu^2)}{16} \frac{R^4}{Eh^3} p,$$

где R — радиус заделки мембраны по контуру; h — толщина мембраны; E — модуль упругости (табл. 3.3).

Прогиб δ гофрированных мембран можно определить из формулы

$$a \frac{\delta}{h} + b \frac{\delta^3}{h} = \frac{R^4}{Eh^4} p,$$

где a и b — коэффициенты, зависящие от формы гофра мембраны и ее толщины.

Эластичные вальцы мембраны представляют собой зажатые между фланцами плоские

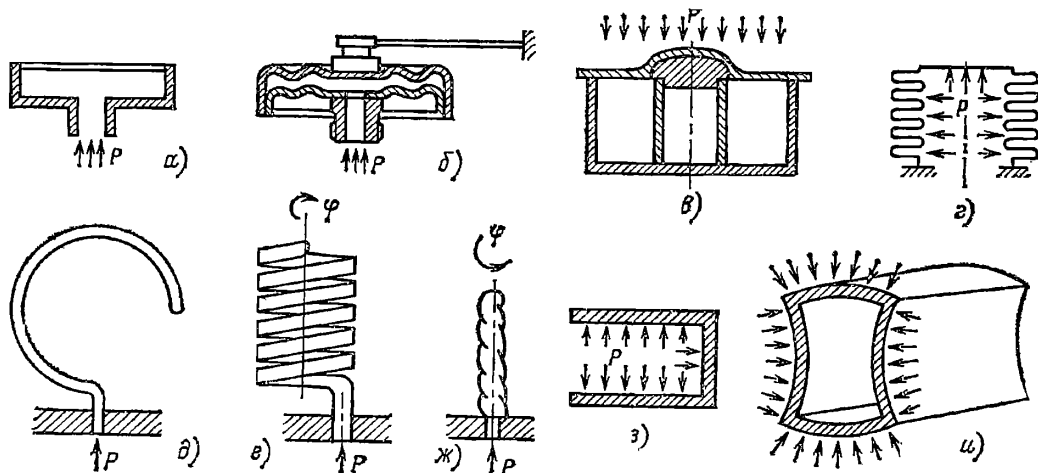


Рис. 3.6. Схемы упругих преобразователей, применяемых для измерения давления

Таблица 3.3

Материал	Марка	Временное сопротивление при растяжении, МПа	Предел текучести при растяжении, МПа	Предел пропорциональности при растяжении, МПа	Допустимое напряжение $\sigma_{\text{доп}}$, МПа	Модуль упругости при растяжении E , ГПа
Сталь углеродистая	65	1000	800	—	350	210
Сталь марганцовистая	65Г	1000	800	—	—	196
Сталь хромистая	45Х	1000	840	—	—	210
То же	4Х13Г	1680	1400	—	500	218
Сталь хромомарганцовистая	50ХГА	1300	1200	—	—	196
Сталь хромованадиевая	50ХФА	1300	1200	1100	—	208
Сталь сложнлегированная	35ХГСА	1100	950	—	—	—
Сталь хромоникелевая	1Х18Н9Т	1000	196	—	—	200
Сталь хромоникель-молибденовая	45ХН2МФА	1500	1350	—	—	204
Сталь кремнистая	60С2А	1600	1400	—	—	190
Сплав нихромовый	Н41ХГА	1400	1250	770	620	180
Сплав эливарный	ЭИ278	—	—	—	—	142
То же	ЭИ702	1220	1000	—	300	210
Бронза оловянистоцинковая	БрОЦ4-3	1150	—	800	400	115
Бронза оловянистофосфористая	БрОФ4-0,25	600	521	343	—	110
То же	БрОФ6,5-0,4	800	607	441	—	110
Бронза берилловая	БрБ2	1600	—	1000	500	130
Сплав железобальтовый	К40НХМВ	3000	—	2000	1000	210
Сплав платиносеребряный	ПлСр-20	2000	—	1600	800	175
Нити плавленого кварца	—	600	600	600	150	0,7
Сталь углеродистая струнная	—	3000	—	1600	800	200

или гофрированные пластины, выполненные из прорезиненной ткани, винипласта и других материалов. К материалам эластичных мембран предъявляются требования высокой механической прочности, хорошей эластичности, долговечности и способности работать в сравнительно большом диапазоне температур ($-50 \div +50^\circ\text{C}$).

Плоские и гофрированные мембраны предназначены в основном для преобразования давления сжатого воздуха (газа) p в усилие P при сравнительно небольших прогибах центра. Усилие, развиваемое мембраной, равно ее эффективной площади $F_{\text{эф}}$, умноженной на перепад давлений на мембране.

Эффективная площадь плоской эластичной мембраны (рис. 3.7, а) при малом прогибе центра мембраны приблизительно равна $1/3$ ее геометрической площади, т. е. $F_{\text{эф}} = \pi D^2/12$, где D — диаметр заделки мембраны. Таким образом,

$$P = pF_{\text{эф}} = p\pi D^2/12.$$

Для увеличения эффективности площади мембраны применяют эластичные мембраны с жестким центром (рис. 3.7 б). Значение эффективной площади мембраны в этом случае равно:

$$F_{\text{эф}} = \frac{\pi}{12} (D^2 + Dd + d^2),$$

где d — диаметр жесткого центра.

При перемещении центра мембраны от уровня заделки мембраны ее эффективная площадь уменьшается. Это вызывает дополнительные трудности при создании приборов, работающих при сравнительно больших перемещениях центра мембраны, и в тех случаях, когда требуется сохранение постоянства эффективной площади мембраны при больших

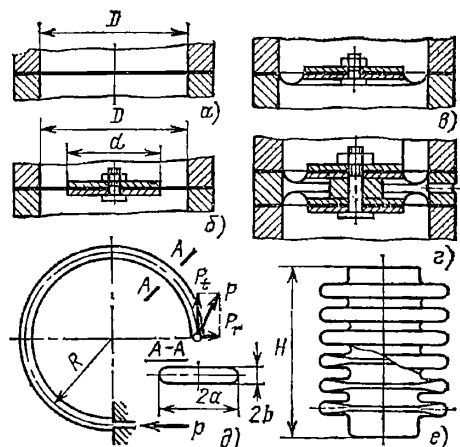


Рис. 3.7. Конструкции основных преобразователей для преобразования давления

Модуль упругости при кручении G , ГПа	Температурный коэффициент линейного расширения, $10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$	Упругое послепействие, %	Температурный коэффициент модуля упругости при растяжении, $10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$	Удельное электрическое сопротивление, мкОм·м	Плотность, кг/м ³	Область применения
80	11,8	—	—	—	7800	—
80,5	11,1	—	—	—	7810	Для работы на изгиб
79	12,8	—	—	—	—	Агрессивные среды
85	—	—	—	0,59	7800	—
78,5	—	—	—	—	—	Работа на кручение, растяжение, сжатие
81,5	12,4	—	—	0,23	—	—
—	—	—	—	—	—	Для растяжек
80,0	16,0	—	—	0,75	7900	Немагнитная сталь для агрессивных сред
—	—	—	—	—	—	Работа на кручение, знакопеременная нагрузка
85	11,1	—	—	—	—	—
59,6	8	—	—20	0,9	7000	—
—	—	—	—	0,6	8000	Для температур 223—323 К
—	12	—	—	0,6	8000	—
47,1	15	0,1	—400	0,087	8800	—
—	17,6	—	—480	0,091	8900	Для растяжек
—	17,1	—	—480	0,176	8800	То же
49,0	16,6	0,2	—310	0,068	8230	» »
80	15,0	0,02	—300	1,0	8800	» »
—	14	0,05	—250	—	19 700	—
—	0,5	—	130	—	2100	—
—	12	—	—	—	—	—

перемещениях, применяют мембрану с полукруглым гофром (рис. 3.7, в). Однако при изменении знака перепада давлений на подобной мембране резко меняется положение гофра — мембрана «прохлопывает», что влечет за собой резкое изменение ее эффективной площади. Поэтому в пневматических приборах, где необходимо иметь мембраны со стабильными эффективными площадями при относительно больших перемещениях центра мембран и при изменяющемся знаке перепада давлений, применяют сдвоенные гофрированные мембраны с гофром внутрь, сообщающая полость, ограниченную мембранами, с атмосферой (рис. 3.7, г). Иногда для этих же целей используют сдвоенные мембраны, собираемые так, чтобы их гофры ориентировались в направлении, противоположном направлению, показанному на рис. 3.7, г. В камеру между мембранами подают давление, большее максимально возможного рабочего давления (обычно это давление питания).

Наиболее распространены эластичные резиновые и резинотканевые мембраны на основе капронового полотна.

Трубчатая пружина (манометрическая трубка или трубка Бурдона) представляет собой упругую криволинейную металлическую полу трубку, один из концов которой имеет возможность перемещаться, а другой жестко закреплен. Наиболее распространенной трубчатой пружиной является пружина, имеющая

один виток и представляющая собой изогнутую по дуге окружности трубку с вытянутым овальным поперечным сечением (рис. 3.7, д).

Трубчатые пружины предназначены для преобразования давления, поданного внутрь пружины, в пропорциональное перемещение ее свободного конца и используются в пневматических измерительных приборах.

Изменение центрального угла γ трубки под действием давления P определяется по формуле

$$\Delta\gamma = p\gamma \frac{1-\mu^2}{E} - \frac{R^2}{bh} \left(1 - \frac{b^2}{a^2}\right) \frac{\alpha}{\beta + \kappa},$$

где μ — коэффициент Пуассона; E — модуль упругости материала трубки (модуль Юнга); R — радиус кривизны центральной оси трубки; h — толщина стенки; a и b — большая и малая полуоси сечения трубки, измеренные по среднему контуру; γ — центральный угол; $\kappa = Rh/a^2$ — параметр трубки и α и β — опытные коэффициенты, зависящие от формы поперечного сечения и отношения полуосей поперечного сечения трубки. Составляющие силы, развиваемые свободным концом трубки соответственно в тангенциальном и радиальном направлениях,

$$P_t = rab \left(1 - \frac{b^2}{a^2}\right) \frac{48s}{\varepsilon + \kappa} \times \\ \times \frac{\gamma - \sin \gamma}{3\gamma - 4\sin \gamma + \sin \gamma \cos \gamma}; \\ P_r = rab \left(1 - \frac{b^2}{a^2}\right) \frac{48s}{\varepsilon + \kappa} \frac{1 - \cos \gamma}{\gamma - \sin \gamma \cos \gamma},$$

где s и ε — коэффициенты, зависящие от отношения a/b .

Кроме одновитковых трубчатых пружин в пневмоавтоматике применяют многовитковые (геликоидные) трубчатые пружины.

Трубчатые пружины изготавливаются из различных марок стали, латуни, титана и других материалов.

Сильфон представляет собой тонкостенную цилиндрическую оболочку с поперечными гофрами (рис. 3.7, е). Сильфон способен обеспечивать большие перемещения, вызываемые действием давления или силы.

Сильфоны могут быть со свободными (открытыми) концами и глухие (с одним свободным концом и дном). В пределах линейности характеристики сильфона отношение действующей на нее силы к вызванной ею деформации остается постоянным и называется жесткостью сильфона $k = \Delta P / \Delta H$. Осевая сила, развиваемая сильфоном под воздействием перепада давлений Δp , $P = \Delta p F_{\text{эф}}$. Эффективная площадь сильфона, которая при значительных перемещениях сильфона практически остается постоянной, равна: $F_{\text{эф}} = \pi (R_n + R_s)^2 / 4$.

Сильфоны изготавливают из бронзы различных марок, углеродистой стали, нержавеющей стали, алюминиевых сплавов и др.

Сильфоны применяются в качестве упругих и уплотнительных элементов в манометрах, вычислительных и вторичных приборах.

Частотные датчики. Механические упругие преобразователи с инерционным элементом могут образовывать колебательные системы, которые, как правило, обладают очень высокой добротностью ($Q = 10^3 \div 10^4$), что позволяет получить высокую точность преобразования. Частота собственных колебаний системы с сосредоточенными параметрами

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{m}}.$$

Воздействовать на частоту, являющуюся выходной величиной датчика, можно, изменяя жесткость K или массу m . Датчики с изменяющейся массой практически не используются. Жесткость характеризуется силой, пропорциональной отклонению массы от нейтрального положения и направленной в сторону, противоположную отклонению. Эта сила может быть создана упругими элементами, на которых закреплена масса или же приложена к массе извне. Для изменения жесткости в первом случае требуется изменить размеры, форму или свойства упругих элементов, во втором случае — внешние силы. На практике используются оба метода.

Частотные датчики с механическими колебательными системами могут быть построе-

ны для измерения перемещения, силы, температуры, давления, тока и т. д.

На рис. 3.8 приведены структурные схемы возбуждения колебаний в датчиках с механической колебательной системой. Эти схемы обеспечивают непрерывную генерацию колебаний. Схема рис. 3.8, а представляет собой генератор с управляемой частотой. Преобразователи Π_1 и Π_2 обеспечивают непрерывную генерацию колебаний. Колебательный контур включен в цепь положительной обратной связи уси-

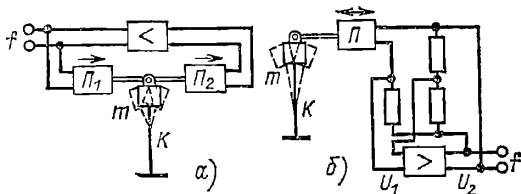


Рис. 3.8. Схемы электромеханических датчиков с колебательными системами

лителя. Схема рис. 3.8, б построена на базе одного обратимого преобразователя. Для разделения цепей возбуждения и схемы сигнала применен мост, сбалансированный так, что при неподвижной массе напряжение U_2 , поданное на возбуждающую диагональ, не проходит на диагональ схемы сигнала U_1 . Электро-механический преобразователь, связанный с колеблющейся массой, отбирает часть энергии и вносит затухание. Коэффициент демпфирования

$$K_d = F_c / v,$$

где F_c — сила сопротивления, вносимая преобразователем; v — скорость движения тела при колебаниях.

Большое распространение в настоящее время получили так называемые струнные датчики. Собственная частота колебаний натянутой струны определяется выражением

$$f = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{F}{\rho_l}} = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{F}{\rho S}},$$

где l — длина струны, м; F — сила натяжения, Н; ρ_l — линейная плотность струны, кг/м; ρ — плотность материала струны, кг/м³; n — номер гармоники (обычно $n=1$); S — сечение струны, м².

Приведенная формула выведена из предположения, что жесткость создается только за счет внешней растягивающей силы. Это имеет место при $l/d \gg 300$. Изменение частоты колебаний струны может быть осуществлено за счет изменения ее длины l или, что более удобно, изменением силы ее натяжения F . Таким образом, растягиваемый отрезок струны, снабженный электромеханическим преобразователем, представляет собой датчик усилий с частотным выходом. Удлинение струны при растяжении равно:

$$\Delta l = \frac{Fl}{ES},$$

где E — модуль упругости, Па.

Это соотношение позволяет использовать струнный датчик для контроля малых перемещений в пределах Δl . Струны могут быть круглого или плоского сечения.

В зависимости от материала струны выбирают тот или иной метод возбуждения колебаний. Для немагнитизирующихся струн, например, используют магнитоэлектрический метод, при котором ток возбуждения подается в струну, расположенную между полюсами постоянного магнита. Выходная ЭДС снимается с той же струны. Для намагнитизирующихся струн применяют электромагнитный метод возбуждения колебаний.

Точность струнного датчика существенно зависит от режима его работы: при измерении усилий, когда жесткость струны значительно выше приведенной жесткости присоединенной к ней системы, погрешности минимальны. Так, температурная зависимость частоты колебаний численно равна температурному коэффициенту удлинения.

Влияние посторонних вибраций на работу струнных датчиков незначительно. Частота посторонних вибраций обычно много ниже соб-

чика является частота биений, т. е. разность частот колебаний двух струн

$$f = f_1 - f_2 = \frac{1}{2l} \left[\sqrt{\frac{F_0 + F}{\rho S}} - \sqrt{\frac{F_0 - F}{\rho S}} \right].$$

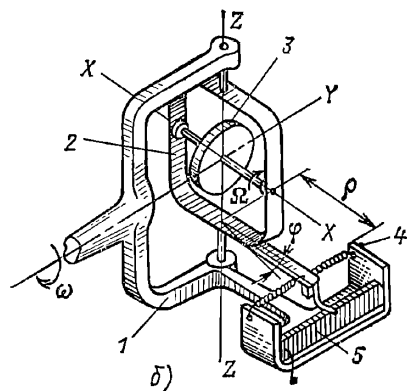
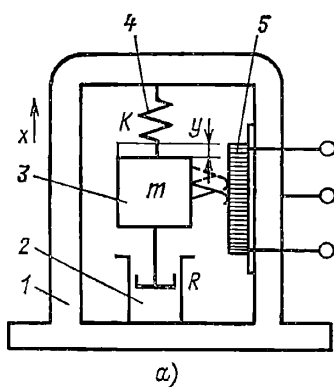
3.2.2. Инерционные преобразователи. К механическим инерционным датчикам необходимо отнести датчики ускорений.

Наиболее распространенным исполнением датчика ускорения является датчик сейсмического типа, отличительной особенностью которого является отсутствие связи с неподвижной опорой (рис. 3.9, а).

Датчик состоит из корпуса, которому сообщается входное перемещение x со скоростью $dx/dt = x' = v$ и ускорением $d^2x/dt^2 = x'' = a$, инерционной массы m , кг, упругосвязанной с корпусом через систему пружин с жесткостью K , Н/м, и через демпфер, создающий вязкое трение R , Н·с/м. Взаимное перемещение y массы и корпуса преобразуется с помощью датчика перемещения любого типа в выходной сигнал.

Рис. 3.9. Датчики ускорения и угловой скорости:

а — схема датчика ускорения с инерционной массой (1 — корпус; 2 — демпфер; 3 — масса; 4 — пружина; 5 — выходной (резистивный) преобразователь; x — перемещение корпуса; y — перемещение массы относительно корпуса); б — гироскопический датчик угловой скорости (1 — наружная рамка; 2 — внутренняя рамка; 3 — ротор; 4 — противодействующие пружины; 5 — резистивный выходной преобразователь)



ственной частоты колебаний струны (500—10⁴ Гц).

Известны измерительные системы, когда роль струны выполняет контролируемая деталь. Так, силу натяжения проволоки при ее протяжке можно измерять по частоте ее колебаний.

Существенным недостатком струнных датчиков простейшего исполнения является нелинейность характеристики $f = k \sqrt{F}$.

Для спрямления характеристики используют следующие методы:

1. Ограничение диапазона изменения частоты узкими пределами. Так, при изменении усилия на $\pm 10\%$ изменения частоты могут быть приняты линейными с точностью до $\pm 1,2\%$.

2. Использование дополнительных кинематических преобразователей. Этот метод применим только для случая измерения перемещений.

3. Применение дифференциальных схем. В этом случае в датчике используются две струны, растянутые постоянной силой F_0 . Входное усилие F прикладывается к струнам с разными знаками. Выходной величиной дат-

Уравнение движения системы имеет вид

$$y'' + \frac{1}{T_1} y' + \frac{1}{T_1 T_2} y = x'',$$

где $T_1 = m/R$; $T_2 = \frac{R}{K}$, или в операторной форме

$$y = \frac{T_1 T_2 p^2 x}{T_1 T_2 p^2 + T_2 p + 1}.$$

Из этого уравнения следует, что перемещение y массы относительно корпуса пропорционально ускорению $a = p^2 x$ корпуса.

Расширение частотного диапазона работы сейсмических датчиков может быть осуществлено выбором соответствующих собственной частоты колебаний и коэффициента демпфирования, однако этот путь в ряде случаев приводит к утяжелению конструкции и понижению надежности. Более предпочтительной иногда является электрическая коррекция характеристик, осуществляемая добавлением специальных корректирующих звеньев.

Центробежная сила, действующая на тело массы m , движущееся со скоростью v по радиусу r , равна:

$$F_{ц} = \frac{mv^2}{r} = m\omega^2 r,$$

где $\omega = v/r = \pi n/30$ — угловая скорость.

Использование этого уравнения кладется в основу построения *датчиков угловой скорости*. Расчет их сводится к определению усилия или перемещения, передаваемого исполнительному органу. Погрешности центробежных механизмов определяются трением в шарнирах и температурными изменениями размеров и упругих свойств элементов.

Поворот *гироскопа* со скоростью ω относительно оси Y вызывает появление гироскопического момента относительно оси Z , т. е.

$$M_z = J\Omega\omega,$$

где J — момент инерции ротора; Ω — угловая скорость ротора. Из этого соотношения следует, что датчик угловых ускорений может быть выполнен в виде гироскопа, дополненного преобразователем момента M_z в выходной сигнал.

На рис. 3.9, б приведена схема гироскопического датчика скорости с реостатным выходным преобразователем. Противодействующий момент создается пружинами.

Угол поворота рамки 2 гироскопа со шеткой равен:

$$\varphi = \frac{J\Omega}{K\rho} \omega,$$

где K — жесткость пружины; ρ — расстояние от оси Z до пружины.

Погрешности датчика определяются сухим трением в подшипниках.

Отличительной особенностью гироскопического датчика является то, что он реагирует на угловую скорость, не требуя связи с неподвижной опорой. На этой особенности и основаны области применения датчика: он используется для измерения скоростей поворота или крена подвижных объектов — самолетов, кораблей и т. д.

3.2.3. Датчики теплового расширения. В основу построения датчиков, основанных на использовании теплового расширения твердых тел, положено упругое изменение линейных размеров рабочего тела при изменении температуры (дилатометрический эффект). Перемещение свободного конца рабочего тела относительно закрепленного преобразуется в выходной сигнал с помощью любого из преобразователей положения.

Чувствительность всех систем пропорциональна их длине и разности температурных коэффициентов расширения рабочих элементов. Для увеличения перемещения выходного органа применяются рычажные системы или специальные формы воспринимающих элементов.

В качестве материалов с малым температурным коэффициентом расширения используются инвар, кварц; с большим — алюминий, латунь, сталь и др. Данные материалов, применяемых в датчиках указанного типа, приведены ниже. Выбор материалов для деталей датчика в значительной степени определяет его динамические характеристики. Для уменьшения запаздывания детали, кото-

рые быстрее воспринимают изменения температуры (наружные трубки, нить и т. п.), изготавливаются из материалов с большим температурным коэффициентом расширения.

Материал	α , $10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
Цинк	30
Олово	27
Алюминий	24
Серебро	19
Латунь	18
Нейзильбер	18
Бронза	18
Немагнитная сталь (75 % Fe+25 % Ni)	16
Медь	13
Никель	13
Золото	14
Железо	11
Платина	8
Стекло	3—8,5
Вольфрам	8,36
Платинит	3,5
Инвар (64 % Fe+36 % Ni)	1
Плавленный кварц	0,55
Чугун	10

Пределы измеряемых температур для данного типа датчиков лимитируются химической устойчивостью рабочего тела и стабильностью температурного коэффициента расширения. Максимальная температура лежит в пределах 200—550 °C.

Точность датчиков в зависимости от используемых выходных органов составляет 1,5—5 %. Постоянная времени в воде равна 6—7 с.

На принципе теплового расширения твердых тел основаны также датчики, использующие биметаллы. Биметаллическая пластина состоит из двух слоев металлов с различными коэффициентами линейного расширения (α_1 и α_2), сваренных между собой. При увеличении температуры пластина изгибается в сторону металла с меньшим α .

Чувствительность биметаллической пластины — прогиб ее конца при нагреве на 1 °C — определяется размерами пластины и физическими свойствами материалов. Последние учитываются коэффициентом чувствительности

$$M = (\alpha_1 - \alpha_2) F_1.$$

Коэффициент F_1 зависит от соотношения толщин (δ_1 и δ_2) и модулей упругости (E_1 и E_2) составляющих элементов термобиметаллической пластины. Максимальное значение коэффициента M , равное единице, имеет место для так называемых нормальных биметаллов, для которых выполняется условие

$$\frac{\delta_1}{\delta_2} = \sqrt{\frac{E_2}{E_1}}.$$

Изготавливаемые промышленностью биметаллы обычно удовлетворяют этому условию [3.3].

3.3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ОСНОВАННЫЕ НА СВОЙСТВАХ ЖИДКОСТЕЙ И ГАЗОВ

Для контроля ряда параметров широко применяются измерительные преобразователи, использующие свойства газов и жидкостей, а также явления, имеющие место при воздействии на эти среды энергетических по-

лей. Предпосылками для их создания являются зависимости между различными параметрами.

Соотношения между давлением, объемом и температурой могут быть найдены для любых веществ в практически достижимых пределах экспериментальным путем и могут быть представлены в виде термодинамической p - V - T поверхности.

Соотношения между давлением, объемом и температурой газов в широких интервалах, изменения этих параметров не имеют до настоящего времени точного математического описания. Для приближенного описания этих соотношений для газов предложено значительное количество уравнений состояния. Известные в настоящее время уравнения состояния построены на использовании двух различных подходов. Первый подход: феноменологическое описание механизмов, управляющих поведением атомов и молекул газа, классическим и наиболее совершенным примером которого является уравнение Ван-дер-Ваальса

$$(p + a/V^2)(V - b) = RT,$$

где p — давление газа, Па; V — объем газа, м³; T — температура газа, К; R — универсальная газовая постоянная; a , b — индивидуальные для каждого вещества коэффициенты.

Второй подход исходит из математического описания наблюдаемых явлений, примером которого является вириальное уравнение состояния Камерлинг — Оннеса

$$PV/RT = Z = 1 + B(T)/V + C(T)/V^2 + D(T)/V^3 + \dots$$

(где Z — коэффициент сжимаемости; $B(T)$, $C(T)$, $D(T)$... — вириальные коэффициенты).

Оба рассмотренных подхода считаются равноправными, и целесообразность использования того или иного подхода определяется поставленными задачами.

В определенных диапазонах изменения параметров приведенные уравнения состояния с достаточной точностью могут быть аппроксимированы более простыми и удобными формулами. Так, при $T \gg T_{кр}$ и $p \ll p_{кр}$ справедливы соотношения

$$p_1/p_2 = T_1/T_2,$$

где индексы 1 и 2 относятся к состояниям 1 и 2.

Обобщением первого подхода, исходящим из предположения о геометрическом подобии термодинамических p - V - T поверхностей, является закон соответственных состояний и вытекающее из него приведенное уравнение состояния

$$(\pi + 3/\varphi^3)(3\varphi - 1) = 8\tau,$$

где

$$\pi = p/p_{кр}; \quad \varphi = V/V_{кр}; \quad \tau = T/T_{кр};$$

$p_{кр}$, $T_{кр}$, $V_{кр}$ — критические параметры.

Это уравнение может быть полезно при анализе возможностей способов измерения с использованием различных рабочих тел.

Для жидкостей до настоящего времени отсутствует удобная форма корреляции пара-

метров p - V - T поверхности. Для определения плотности жидкостей при переменных параметрах используют различные корреляции, основанные на законе соответственных состояний, из которых наиболее удобны три следующие:

$$1) V_1 \rho_{1*} = V_2 \rho_{2*},$$

где $\rho_{1*} = \rho_1/\rho_{кр}$ — приведенная плотность; $\rho_{кр}$ — плотность в критическом состоянии;

$$2) \rho_{ж} = 2\rho_{кр} + [(T_{кр} - T)/(T_{кр} - T_{н,к})] \times \\ \times (\rho_{ж,н,к} - 2\rho_{кр}) - \rho_{г},$$

индексы: г — газ; ж — жидкость; н, к — при нормальном кипении; кр — критическая;

$$3) \rho_{ж} = \rho_{ж,н,к} (2 - \tau)/(2 - \tau_{н,к}) - \rho_{г}.$$

Приведенные зависимости дают удовлетворительные результаты (погрешность менее 3 %) для переохлажденных жидкостей, за исключением околоскритической области.

Для определения давления паров на линии насыщения, как показывают расчетно-теоретические исследования, можно использовать приведенное уравнение Кирхгофа

$$\ln \pi = h(1 - 1/\tau),$$

где h — индивидуальная константа для каждого вещества, которая может быть определена по критическим параметрам или по экспериментальным данным методом наименьших квадратов:

$$h = T_{н,к} \ln p_{кр}/(T_{кр} - T_{н,к}).$$

Точность определения давления насыщенных паров может быть повышена введением в уравнение Кирхгофа дополнительного эмпирического коэффициента k , необходимого из имеющихся экспериментальных данных методом наименьших квадратов:

$$\ln \pi = h(1 - 1/k\tau).$$

Погрешность определения давления при этом не превышает 2 %.

Зависимость плотности от параметров состояния индивидуальных веществ вытекает из уравнения состояния.

Плотность смесей газов, а также и жидкостей, объем которых не изменяется при смешивании,

$$\rho_{см} = \sum_{i=1}^n V_i \rho_i = 1 / \sum_{i=1}^n g_i / \rho_i,$$

где V_i — объемная доля i -го компонента; g_i — массовая доля i -го компонента.

Плотность смесей, при образовании которых происходит изменение объема, может быть найдена экспериментальным способом.

Взаимодействие веществ, находящихся в различных фазовых состояниях, сопровождается явлениями сорбции, т.е. поглощения. Поглощаемое вещество называется сорбатом, а поглотитель — сорбентом. Различают хемосорбцию, сопровождающуюся химическим взаимодействием между сорбатом и сорбентом с образованием новых соединений, и физическую сорбцию, или адсорбцию, обусловленную межмолекулярными силами. При целенаправленной организации адсорбции обычно в качестве

адсорбента используют твердые вещества с развитой поверхностью.

Процесс, обратный адсорбции, называется десорбцией. Процессы адсорбции — десорбции являются полностью обратимыми. До настоящего времени нет достаточно обоснованной и точной теории адсорбции.

Термическое уравнение равновесной адсорбции в общем виде таково:

$$F(a, p, T) = 0,$$

где a — адсорбция.

Известен ряд выражений, описывающих с определенным приближением изотерму адсорбции, т. е. являющихся частным решением уравнения адсорбции.

Одним из уравнений изотермы адсорбции, дающих качественное соответствие наблюдаемым явлениям при мономолекулярной адсорбции, является уравнение Ленгмюра

$$a = a_{\max} bp / (1 + bp),$$

где a_{\max} — максимальная адсорбция; b — коэффициент, зависящий от температуры, вида адсорбента и адсорбата.

При постоянном количестве адсорбата в замкнутом объеме, заполненном адсорбентом, зависимость давления от температуры в первом приближении может быть выражена таким образом:

$$p = k_T T,$$

где k_T — эмпирический коэффициент.

Рассмотрение другого частного случая $F(a, T)|_{p=\text{const}}=0$, т. е. изобары адсорбции, показывает, что для каждой пары веществ имеется своя минимальная температура, при которой $a = a_{\max}$, и максимальная температура, при которой $a = 0$. Таким образом при сорбате, состоящем из нескольких веществ, с изменением температуры процессы адсорбции — десорбции протекают с различной интенсивностью для различных компонентов смеси.

Процессы адсорбции — десорбции характеризуются определенной скоростью. Характер протекания этих процессов во времени описывается уравнением кинетики

$$C = C_0 e^{-\beta_{\text{эф}} t},$$

где C_0 — начальная концентрация сорбата; $\beta_{\text{эф}}$ — эффективный коэффициент диффузии.

При движении сорбата через слой адсорбента $t = L/v$, где L — длина слоя; v — скорость сорбата.

За счет использования явлений адсорбции — десорбции возможно разделение многокомпонентных смесей.

Вязкость — это свойство газов и жидкостей препятствовать изменению формы, происходящему путем сдвига слоев. При ламинарном потоке сила, необходимая для сдвига, определяется из следующего уравнения:

$$F = \mu S dv/dx,$$

где μ — динамическая вязкость, Па·с; S — площадь, по которой происходит трение, м²; dv/dx — градиент скорости по нормали к поверхностям сдвига, с⁻¹.

Теория вязкости газов и в особенности жидкости развита до настоящего времени не настолько, чтобы предложить универсальные

уравнения, связывающие вязкость с параметрами состояния, справедливые в достаточно большой области параметров состояния.

Зависимость динамической вязкости газов при низких давлениях от температуры удовлетворительно описывается уравнением Сатерленда

$$\mu = aT^{3/2}/(b + T),$$

где a, b — эмпирические коэффициенты.

Зависимость динамической вязкости чистых газов от плотности, а следовательно, и от давления определяется из уравнения Энскога

$$\mu/\mu_0 = b_0 \rho [1/b\rho\chi + 0,8 + 0,761b_0\rho\chi],$$

где μ_0 — вязкость при той же температуре и низком давлении; $b_0 = 2\pi N_0 \sigma^3/3$; N_0 — число Авогадро; σ — диаметр твердой сферы, эквивалентной диаметру молекулы; ρ — плотность; χ — поправочный коэффициент.

Динамическая вязкость жидкости в зависимости от температуры в области ниже нормальной точки кипения описывается различными уравнениями, характерными из которых являются следующие:

$$\mu = Ae^{B/T};$$

$$\ln \mu = A + B/T + C/T^2,$$

где A, B, C — эмпирические коэффициенты.

Динамическая вязкость n -компонентной смеси газов определяется по следующей формуле:

$$\mu_{\text{см}} \approx \rho_{\text{см}} \left| \sum_{i=1}^n \frac{v_i \rho_i}{\mu_i} \right|,$$

где $\rho_{\text{см}}$ — плотность смеси, кг/м³; v_i — объемная доля i -го компонента; ρ_i — плотность i -го компонента, кг/м³; μ_i — динамическая вязкость i -го компонента, Па·с.

Динамическую вязкость смеси жидкостей находят из соотношения

$$\mu_{\text{см}} = 1 / \sum_{i=1}^n v_i / \mu_i,$$

где v_i — объемная доля i -го компонента.

Наряду со свойствами жидкостей и газов в измерительной технике широко используются явления, возникающие в этих средах при их взаимодействии с потенциальными полями. Наиболее часто в качестве потенциально поля выступает гравитационное поле Земли. При нахождении неподвижной жидкости или газа в гравитационном поле имеют место явления гидро- и аэростатики.

Уравнение равновесия жидкости:

$$dp = \rho (q_x dx + q_y dy + q_z dz),$$

где ρ — плотность жидкости; q_x, q_y, q_z — компоненты силы по координатам x, y, z .

При нахождении жидкости в гравитационном поле $q_x = 0, q_y = 0$ и уравнение равновесия определяет границу раздела жидкой и газовой фаз.

Давление жидкости или газа передается во всех направлениях одинаково.

Твердое тело, полностью или частично погруженное в газовую или жидкую среду, находящуюся в гравитационном поле, испытывает выталкивающую силу, направленную против

гравитационной силы:

$$p = V\rho,$$

где V — объем погруженной части твердого тела; ρ — плотность газовой или жидкой среды. Эта зависимость является известным обобщением закона Архимеда.

Если средняя плотность твердого тела $\rho_T = M_T/V_T$ и оно не закреплено, то при $\rho_T < \rho_{ж}$ тело будет погружено в жидкость лишь частично, т.е. будет плавать, имея ватерлинию, положение которой определяется из уравнения

$$\rho_{ж} V = \rho_T \int_0^{h_B} S(h) dh,$$

где $S(h)$ — площадь сечения твердого тела как функция высоты; h_B — высота ватерлинии.

При движении жидкости или газа одним из важнейших условий является уравнение неразрывности

$$\partial \rho / \partial t + \partial (\rho v_x) / \partial x + \partial (\rho v_y) / \partial y + \partial (\rho v_z) / \partial z = 0.$$

Взаимосвязь основных параметров движущейся несжимаемой жидкости описывается уравнением Навье—Стокса, из которого при вязкости $\mu=0$ получаем уравнение Бернулли для единицы массы:

$$z_1 g + p/\rho + \alpha v^2/2 + U = \text{const},$$

где $z_1 g$ — энергия положения; p/ρ — энергия давления; $\alpha v^2/2$ — кинетическая энергия; U — удельная внутренняя энергия.

Уравнение Бернулли может быть записано также для двух различных сечений потока:

$$z_1 g + p_1/\rho_1 + \alpha_1 v_1^2/2 + U_1 = z_2 g + p_2/\rho_2 + \alpha_2 v_2^2/2 + U_2 + \Sigma h,$$

где Σh — сумма потерь энергии между сечениями 1 и 2.

Для несжимаемых сред $\Delta U=0$, и этот член может не записываться. Для организованных потоков в трубах принимается $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, а вносимая таким допущением погрешность исправляется за счет Σh . При движении жидкостей без свободной поверхности можно объединить первый и второй члены, и тогда

$$p + \rho v^2/2 = \text{const}.$$

Изменение геометрии канала, по которому движется среда, при условии неразрывности приводит к изменению скорости и соответственному перераспределению энергии по отдельным составляющим.

Увеличение скорости сопряжено с понижением давления, и при некотором давлении, соответствующем давлению насыщенных паров жидкости при этой температуре или давлению растворенных в жидкости газов, происходит образование парогазовых пузырьков, т.е. кавитация. При последующем повышении давления пузырьки схлопываются и происходит эрозийное разрушение конструкций.

Для сжимаемых сред уравнение Бернулли имеет вид

$$p_1 + v_1^2/2 = p_2 + v_2^2/2 - k_{\pi} p_1 [1 - (p_2/p_1)^{(k_{\pi}-1)/k_{\pi}}] / (k_{\pi} - 1) \rho_1 + \Sigma h,$$

где $k_{\pi} = 1,11 \div 1,6$ — показатель политропы.

Величина Σh учитывает в этом случае главным образом потери за счет отвода тепла в окружающую среду. При надежной теплоизоляции величиной Σh можно пренебречь.

Уравнение движения несжимаемой среды во вращающемся относительно внешней оси канале:

$$z_1 g + p_1/\rho_1 + \omega_1^2/2 - v_1^2/2 = z_2 + p_2/\rho_2 + \omega_2^2/2 - v_2^2/2 + \Sigma h,$$

где ω — относительная скорость элемента потока; v — переносная (окружная) скорость.

Если левая часть уравнения больше правой, то вращающееся тело отнимает у потока энергию, т.е. является колесом турбины.

При обтекании потоком неподвижного тела в среде при определенных условиях образуются вихри, которые периодически отрываются от тела, и в результате возникает дорожка Кармана.

Динамика вихревых движений для вязкой несжимаемой жидкости описывается уравнением в проекциях на направленные радиуса

$$\partial p / \partial r = \rho (v^2/r + v \partial^2 v / \partial r^2),$$

где p — давление; v — вектор скорости; ρ — плотность жидкости; v — коэффициент кинематической вязкости.

Из приведенного уравнения следует, что распределение давлений в ядре кругового вихря с диаметром d будет описываться следующим образом:

$$p_2 - p_1 = \rho \left[\int_{r_1}^{r_2} (v^2/r) dr + v \int_{r_1}^{r_2} (\partial^2 v / \partial r^2) dr \right],$$

где r_1, r_2 — расстояния до точек измерения давлений p_1 и p_2 .

Отсюда следует, что давление уменьшается по мере перемещения от периферии к ядру вихря. Частота следования вихрей дорожки Кармана в широких пределах критерия Рейнольдса Re зависит только от скорости движения среды

$$\omega = k v,$$

где k — эмпирический коэффициент.

При вихреобразовании в сжимаемой среде

$$\rho = \rho_0 (p/p_0)^{1/k_a},$$

где ρ_0 — плотность среды в точке, принимаемой за нулевую; p_0 — давление среды в точке, принимаемой за нулевую; $k_a = c_p/c_v$ — показатель адиабаты; c_p — теплоемкость при постоянном давлении; c_v — теплоемкость при постоянном объеме. При этом в ядре вихря плотность понижена по сравнению с периферией. При этом также наблюдается распределение температур по сечению вихря, причем температура понижается к ядру вихря.

В реальных условиях движения потока любой среды неизбежно возникают также локальные отклонения ее параметров состояния от средних значений. Причинами возникновения таких локальных неоднородностей являются, с одной стороны, побудители движения (насосы, компрессоры), а с другой стороны, различные местные сопротивления тракта подачи среды; возникнув, локальные неоднород-

ности движутся в потоке среды, постепенно деформируясь и диссипируя. Отклонения какого-либо параметра во времени в определенном сечении его могут быть представлены таким образом:

$$\Delta p(t) = \Delta p_d(t) + \Delta p_c(t),$$

где $\Delta p_d(t)$ — детерминированная составляющая отклонений (например, пульсация давления при работе поршневых компрессоров); $\Delta p_c(t)$ — случайная функция времени.

Использование рассмотренных свойств газов и жидкостей и явлений, сопряженных с воздействием потенциальных полей на газовые и жидкие среды, позволяет создать ряд датчиков (табл. 3.4).

Таблица 3.4

Контролируемый параметр	Принцип действия			
	Гидростатическое давление	Термодинамические свойства	Сорбция	Динамическое давление
Плотность	+	—	—	—
Уровень	+	—	—	—
Давление	+	—	—	—
Перепад давления	+	—	—	—
Температура	+	+	+	—
Состав	+	—	+	—
Концентрация	+	—	+	—
Скорость	—	—	—	+
Расход	—	—	—	+

Взаимосвязи, определяемые уравнениями состояния, широко используются при разработке датчиков температуры: манометрических термометров, контактных термометров, термоконтакторов, реле температуры [3.19]. Контактные термометры и термоконтакты используют изменения объема рабочей жидкости при изменении температуры.

Контактные термометры и термоконтакты состоят из рабочего объема, переходящего в капилляр. Обычно контактные термометры и термоконтакты изготавливаются из специального стекла. В стенку рабочего объема впаивается контакт, обычно из платины. Рабочий объем заполняется ртутью. В контактных термометрах второй контакт, размещаемый в верхней части капилляра, выполнен подвижным. Его перемещение производится с помощью магнитного ручного привода. В термоконтакторы по длине капилляра впаивается один или несколько контактов. В качестве рабочей жидкости обычно используется ртуть. При изменении температуры объем жидкости изменяется и происходит замыкание или размыкание электрической цепи. Промышленность выпускает ряд термоконтакторов и контактных термометров.

Для дистанционного контроля температуры и последующего преобразования сигнала, пропорционального контролируемой температуре, широко используются *манометрические термометры*. В манометрических термометрах используется зависимость давления от температуры веществ, помещенных в замкнутый объем.

Чувствительным элементом манометрических термометров является термобаллон:

цилиндрический тонкостенный резервуар из материала с хорошей теплопроводностью, заполненный рабочим веществом. Термобаллон через капилляр соединяется со вторичным прибором, обеспечивающим преобразование давлений в нужную форму сигнала, а также перемещение стрелки показывающего прибора или пера самописца.

В качестве рабочих веществ в манометрических термометрах используются газы (газовые термометры), жидкости (жидкостные термометры), парожидкостные смеси (конденсационные термометры). Термобаллон может быть также заполнен сорбентом и газом (сорбционные термометры).

В газовых и жидкостных термометрах рабочее вещество для достижения линейности шкалы выбирается так, чтобы его критические параметры были удалены от диапазона измерений. В конденсационных термометрах рабочее вещество находится на линии насыщения, а следовательно, и закон шкалы, как следует из приведенного уравнения Кирхгофа, близок к экспоненциальному. В сорбционных термометрах для обеспечения линейности шкалы подбирается пара адсорбент — адсорбат; изменением начального давления сорбата достигается смещение диапазона шкалы прибора.

Выбором рабочего вещества можно несколько изменять закон шкалы.

Промышленность выпускает ряд манометрических термометров общепромышленного назначения с преобразованием выходного сигнала в электрический или пневматический унифицированный сигнал.

В качестве заполнителя термосистемы применяются: в газовых манометрических термометрах — азот и гелий; в жидкостных манометрических термометрах — полиметилсилоксановые жидкости; в парожидкостных манометрических термометрах — ацетон, хлористый метил, фреоны.

Преимуществами газовых термометров являются относительная простота заполнения термосистемы, сравнительно малая погрешность и наибольшая длина соединительного капилляра, обеспечивающего дистанционную передачу сигнала.

Преимуществами жидкостных термометров являются малые инерционность и размеры термобаллона, что позволяет устанавливать термобаллон в трубопроводах разного диаметра.

Преимуществами парожидкостных термометров являются небольшая погрешность при изменении температуры окружающей среды и сравнительно малые размеры термобаллона.

Наряду с манометрическими датчиками температуры плавного действия промышленность выпускает датчики позиционного действия — реле температуры.

Использование свойств веществ на линии насыщения позволяет создавать конденсационные датчики уровня [3.3, 3.9].

Конденсационный датчик уровня представляет собой цилиндрический термобаллон с длиной, равной перепаду измеряемых уровней и соединенный капилляром со вторичным преобразователем давления в сигнал нужного вида. Датчик заполняется рабочим веществом,

находящимся в состоянии насыщения при температуре несколько выше температуры кипения контролируемой жидкости.

За счет разницы температур контролируемой жидкости и ее насыщенного пара, а также коэффициентов теплоотдачи от жидкости и от пара по длине датчика устанавливается некоторое распределение температур и соответственно давление в датчике. Давление определяется соотношением частей термобаллона в жидкой и паровой фазах.

Конденсационные датчики пригодны для контроля уровня при постоянной температуре жидкости, в частности для кипящих жидкостей при постоянном давлении.

Вязкость жидких и газообразных сред при постоянной температуре, как показано ранее, существенно зависит от их состава. На основании значений вязкости при постоянной температуре можно вести количественную оцен-

казателем вязкости. Для исключения влияния трения в подшипниках и уплотнениях датчики вязкости этого типа выполняются по схеме рис. 3.10, б и часто называются ротационными датчиками вязкости. Такой датчик имеет цилиндрический ротор, вращаемый электродвигателем и расположенный коаксиально по отношению к ротору, цилиндрический статор, механически соединенный с преобразователем усилия в электрический или пневматический выходной сигнал. В зазор между ротором и статором подается контролируемая среда, и на статоре возникает усилие, пропорциональное вязкости. Такие датчики вязкости, выпускаемые серийно, используют в бумажно-целлюлозной и пищевой промышленности.

В ряде технологических процессов вязкость перерабатываемых сред может использоваться в качестве косвенного показателя их состава. Для количественного определения состава сред на основании вязкости необходимо проведение градуировки приборов применительно к конкретным условиям. Изменение параметров состояния контролируемых сред, в особенности температуры, может приводить к существенным отклонениям вязкости, как это следует из рассмотренных в настоящей параграфе зависимостей. В связи с этим при использовании датчиков вязкости для регулирования состава необходимо обеспечить стабилизацию параметров среды в пределах датчика. Наличие в составе контролируемых сред, взвешенных частиц, пузырьков газа и т. п. может нарушить нормальную работу датчиков вязкости.

Использование явлений адсорбции — десорбции позволяет осуществить разделение многокомпонентной смеси. Эта возможность широко используется в *хроматографических датчиках состава* [3.1, 3.5].

Схема газового хроматографа приведена на рис. 3.11. Анализируемый газ пропускается через хроматографическую колонку 4, заполненную адсорбентом. В хроматографической колонке наиболее эффективно адсорбируются интересующие нас компоненты анализируемого газа. Такая селективность адсорбции достигается за счет выбора соответствующего адсорбента. По прошествии определенного заданного интервала времени производится переключение потоков и через хроматографическую колонку пропускается специально по-

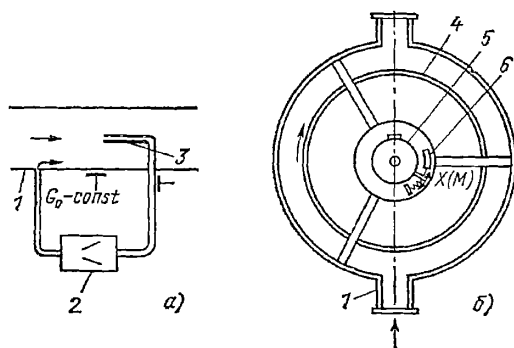


Рис. 3.10. Вискозиметры:

а — с гидравлическим сопротивлением; б — ротационный (1 — трубопровод; 2 — насос-дозатор; 3 — капилляр; 4 — ротор, вращаемый электродвигателем; 5 — датчик перемещения)

ку состава двухкомпонентных смесей или качественную оценку состава многокомпонентных смесей. Для этой цели используются *датчики вязкости*, которые могут быть построены на использовании истечения контролируемой среды через гидравлическое сопротивление или на прямом использовании сил, необходимых для межслойного сдвига [3.4]. Схемы вискозиметров приведены на рис. 3.10.

В датчиках вязкости первого типа контролируемая среда проходит через определенное гидравлическое сопротивление в виде отрезка трубки малого диаметра и измеряется возникающий при этом перепад давлений.

Для обеспечения постоянства расхода через измерительный элемент применяют дозирующие устройства.

В промышленности такие датчики используются для контроля и регулирования состава горюче-смазочных материалов.

В датчиках вязкости второго типа в потоке контролируемой среды с помощью электродвигателя вращается чувствительный элемент, в частности цилиндр. Изменение крутящего момента при изменении вязкости жидкости приводит к соответствующему приращению мощности двигателя, которая и является по-

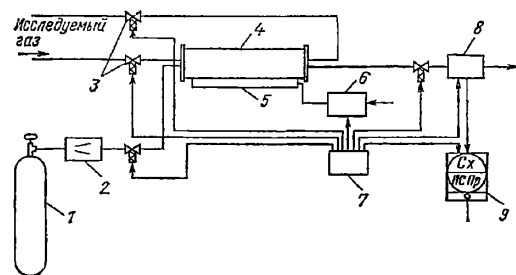


Рис. 3.11. Схема газового хроматографа:

1 — баллон; 2 — дозатор; 3 — клапан; 4 — хроматографическая колонка; 5 — электронагреватель; 6 — регулятор; 7 — устройство управления; 8 — детектор; 9 — вторичный прибор

добренный газ-носитель, который не вступает в реакцию с определяемыми компонентами и существенно отличается от них по некоторым физическим характеристикам, например по теплопроводности или частоте важнейших спектральных линий.

В процессе пропускания газа-носителя хроматографическая колонка постепенно нагревается, и при этом происходит дробная десорбция поглощенных ранее компонентов анализируемого газа. При этом из адсорбента по мере возрастания температуры сначала выделяются компоненты, у которых $a=0$ при наиболее низкой температуре. Десорбируемые компоненты переносятся газом-носителем в детектор δ , в качестве которого возможно использование известных газоанализаторов, например термокондуктометрических, спектральных. Сигнал с выхода детектора записывается самопишущим прибором в виде временной диаграммы — хроматограммы. Отдельные пики хроматограммы соответствуют различным компонентам анализируемого газа, а площадь под ними пропорциональна их концентрациям. Для обработки хроматограммы с целью определения концентрации имеются специализированные вычислительные устройства.

Газовые хроматографы являются датчиками дискретного действия: цикл анализа состоит из периода адсорбции анализируемого газа, периода десорбции отдельных компонентов и вспомогательных операций переключения потоков. Длительность цикла 5—15 мин. Для сокращения времени между последовательными анализами хроматографы могут иметь две колонки, последовательно работающие в режимах адсорбции, десорбции. Для обеспечения воспроизводимости результатов хроматографические колонки размещаются в термостатах, в которых может поддерживаться оптимальная для данного анализируемого газа температура как в процессе адсорбции, так и при десорбции. Процесс десорбции может вестись с подогревом колонок при постоянной температуре (изотермический нагрев) или при ее изменении по заданному закону (программированный нагрев).

За счет разделения анализируемой газовой смеси на отдельные компоненты хроматографы позволяют за один цикл производить определение содержания нескольких компонентов. За счет изменения соотношений времени пропускания через хроматографическую колонку анализируемого газа и времени нагрева, достаточного для десорбции одного из компонентов, а также соотношения расходов анализируемого газа и газа-носителя достигается эффект существенного повышения концентрации определяемого компонента в газе-носителе. Таким образом, хроматографическая колонка может рассматриваться как преобразователь малых концентраций компонентов в исходном газе в более высокие концентрации в газе-носителе.

Основная область применения хроматографов — определение концентрации ряда компонентов многокомпонентных смесей, в том числе и микроконцентраций.

Промышленность выпускает ряд газовых хроматографов для различных условий, в том числе и для контроля состава газообразных продуктов непосредственно на технологичес-

ких установках с выдачей сигнала в системы автоматики. Для анализа предельных и не-предельных газообразных углеводородов, а также некоторых неуглеводородных газов выпускается газовый хроматограф с пневматическим выходным сигналом.

Законы гидростатики позволяют создать ряд датчиков уровня.

Зависимость давления от глубины погружения в жидкость постоянной плотности положена в основу *гидростатических датчиков уровня* (рис. 3.12).

Гидростатическое давление может контролироваться любым способом, в частности: с помощью манометров при отсутствии над поверхностью жидкости избыточного давления (рис. 3.12, а) и дифманометров при избыточном давлении над поверхностью жидкости (рис. 3.12, б). Это давление может также уравниваться любыми способами, например газом, подаваемым через диафрагму в трубку, опущенную до дна сосуда, и при этом мерой уровня будет давление газа в трубке (рис. 3.12, в).

Использование закона Архимеда позволяет создать поплавковые и буйковые датчики уровня, а также буйковые датчики плотности [3,3, 3.4, 3.9]. Основным элементом поплавковых датчиков уровня является поплавок, который механически связан с преобразователем его перемещения в выходной сигнал. Поплавки могут иметь различную форму и размещаться либо непосредственно внутри контролируемого объекта, либо в сообщающемся с объектом сосуде (рис. 3.12, г, д). Связь поплавка с преобразователем может

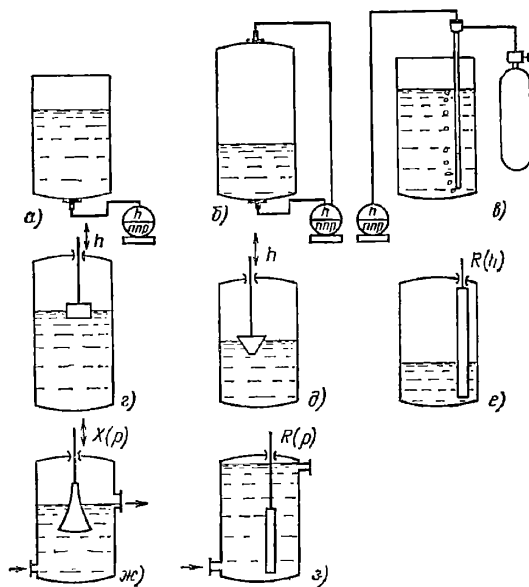


Рис. 3.12. Гидростатические датчики:

а — датчик уровня с контролем давления; б — датчик уровня с контролем перепада давлений; в — датчик уровня с газом; г — датчик уровня с поплавком; д — датчик уровня с профильным поплавком; е — буйковый датчик уровня; ж — поплавковый датчик плотности; з — буйковый датчик плотности

быть жесткой или гибкой. В последнем случае применяются специальные мерные ленты, цепи и т. п. В качестве преобразователей перемещения в выходной сигнал могут использоваться любые устройства: переменные резисторы, дифференциальные трансформаторы, сельсинны и т. д.

Изменение плотности жидкости, зависящее от температуры или состава, приводит к изменению глубины погружения поплавка, т. е. к возникновению погрешности. Относительное изменение глубины погружения поплавок с постоянным по высоте сечением при изменении плотности жидкости на $\Delta\rho$ составляет $\Delta h/h = \Delta\rho/(\rho - \Delta\rho)$.

Поплавок с переменным по высоте сечением $S(h)$ будет иметь другой закон изменения относительной глубины погружения $\Delta h/h(h)$. Выбором формы поплавок можно уменьшить относительное изменение глубины его погружения. Если поплавок выполнен в виде тела вращения, то одной из таких форм будет конус с основанием, расположенным сверху (рис. 3.12, д). При этом увеличение центрального угла сокращает погрешность. Подобная погрешность возникает и при изменении объема поплавок под влиянием температуры или давления. Сокращение погрешности от изменения размеров поплавок может быть достигнуто выбором материала и конструктивными приемами.

Влияние погрешности, вносимой глубиной погружения поплавок, тем больше, чем меньше полное перемещение поплавок, т. е. меньшая погрешность за счет этого фактора возникает в уровнемерах для измерения больших перепадов уровня.

Источником погрешностей в поплавковых датчиках уровня являются также элементы, обеспечивающие механическую связь поплавок с преобразователем. Здесь может иметь место их деформация и трение в сопряжениях. Для сокращения влияния деформаций передаточных элементов необходимо учитывать эти факторы при разработке приборов, а для сокращения влияния трения можно увеличивать усилие, создаваемое поплавком за счет увеличения его размеров.

Достоинствами поплавковых датчиков уровня являются простота чувствительного элемента и хорошая воспроизводимость результатов; их недостатками — сравнительно большие габариты, резкое снижение точности при контроле жидкостей, из которых выпадают твердые частицы. Поплавковые датчики уровня различных конструкций нашли широкое применение в промышленности.

Если чувствительный элемент датчика выполнен в виде тела постоянного сечения по высоте и закреплен неподвижно, то при изменении уровня жидкости с плотностью ρ усилие на элементе крепления меняется следующим образом:

$$R = (-Sh\rho + G)g,$$

где G — масса чувствительного элемента, кг; S — площадь горизонтального сечения чувствительного элемента, м².

Измерение возникающего усилия обеспечивает создание буйковых датчиков (рис. 3.12, е), которые могут использоваться для контроля уровня или плотности жидкости.

Обычно буйковый датчик уровня сопрягается с компенсатором усилия, с которого и снимается выходной сигнал. Таким образом, буйковые датчики уровня работают в режиме нулевого перемещения, что исключает влияние трения и способствует повышению точности измерения. Вместе с тем чувствительный элемент буйковых датчиков должен по высоте соответствовать диапазону измеряемых уровней, в результате чего увеличиваются его габариты и масса.

Буйковые датчики уровня серийно выпускаются в различных исполнениях. Отношение $Sh\rho/G$ определяет чувствительность датчика. Изменение плотности жидкости, уровень которой измеряется, приводит к возникновению погрешности:

$$\Delta R/R = Sh \Delta\rho / (G - Sh\rho).$$

Из приведенного соотношения очевидно: чем меньше плотность жидкости, тем больше погрешность.

Буйковый датчик с чувствительным элементом, полностью погруженным в контролируемую среду, используется для контроля ее плотности (рис. 3.12, з). В принципе, контролируемая среда может быть газовой или жидкой. В последнем случае чувствительный элемент может быть погружен в нее частично, но до постоянного уровня (рис. 3.12, ж).

Для повышения чувствительности датчика необходимо, чтобы масса чувствительного элемента была минимальной. Особое значение это имеет при контроле сред с малой плотностью, в частности газов.

Буйковые датчики плотности для газов могут найти применение для контроля массового расхода.

Для контроля плотности жидкости выпускается сильфонный пневматический плотномер, в котором использован буйковый чувствительный элемент. Он не предназначен для контроля коллоидных растворов, взвесей, а также кристаллизующихся или загустевающих жидкостей.

Датчики давления и перепада давлений с использованием законов гидростатики могут иметь ряд конструктивных разновидностей [3.3, 3.19].

Следует отметить, что, как правило, *жидкостные датчики давления* предназначены для контроля разности между измеряемым и атмосферным давлением, которое условно принимается за нуль. Из жидкостных датчиков давления и перепада давления наибольшее значение имеют двух- и однотрубные, а также колокольные дифманометры.

Пределы измерения жидкостных датчиков определяются их геометрическими размерами и плотностью рабочей жидкости:

$$\Delta\rho_{max} = \rho \Delta h_{max} g.$$

Жидкостные датчики давления используют принцип уравнивания давления столбом жидкости.

Датчики давления строятся с использованием принципа сообщающихся сосудов. Сосуды датчика давления могут иметь одинаковую или разную площадь. Один из сосудов соединяется с объектом измерения, а другой герметизируется. Сосуды частично заполняются рабочей жидкостью с определенной плот-

ностью, например ртутью. Зависимость перемещения столба рабочей жидкости от измеряемого давления определяется геометрией сосудов и характером заполнения герметизированного сосуда. При вакуумированном сосуда постоянного сечения по высоте шкала прибора линейная:

$$\Delta h = \Delta p / \rho g,$$

где Δp — диапазон измеряемых давлений, Па; ρ — плотность жидкости, кг/м³; g — ускорение силы тяжести, м/с².

В действительности над жидкостью в герметизируемом сосуде всегда имеется некоторое остаточное давление, равное давлению насыщенных паров рабочей жидкости при температуре измерения. При постоянной температуре давление насыщенных паров неизменно, а изменяется разность измеряемого давления и давления насыщенных паров рабочей жидкости:

$$\Delta p = p - p_{\text{нас}} = \rho g \Delta h,$$

откуда $p = \rho g \Delta h + p_{\text{нас}}$, т.е. для определения действующего давления необходимо вводить поправку, учитывающую давление насыщенных паров рабочей жидкости при температуре измерения. Выбором рабочей жидкости с учетом изложенных ранее закономерностей поведения вещества на линии насыщения можно существенно уменьшить $p_{\text{нас}}$. При точных измерениях необходимо учитывать поправку на температуру рабочей жидкости.

При одинаковых площадях сечения сосудов полный перепад Δh образуется за счет перемещения уровня жидкости в каждом из сосудов на $\Delta h/2$.

Изменение соотношения площадей сосудов приводит к соответствующему изменению перемещений уровня жидкости в сосудах при сохранении значения Δh :

$$S_1 \Delta h_1 = S_0 \Delta h_0.$$

Увеличивая отношение площадей сечения сосудов S_1/S_0 , можно получить пренебрежимо малое перемещение в одном из сосудов, т.е. показателем изменения давления становится перемещение уровня жидкости в одном сосуде с меньшей площадью сечения.

Наклонная установка под углом α к горизонту измерительного сосуда приводит к увеличению цены деления шкалы:

$$\Delta l = \Delta h / \sin \alpha.$$

Заполнение герметичного сосуда газом под начальным давлением p_{20} приводит к изменению закона шкалы:

$$p = \rho g \Delta h + p_{20} (\Delta h).$$

В частности, при использовании герметичного сосуда с постоянным по высоте сечением и высотой H , занятой газом, при начальном значении измеряемого давления p_{20} имеем: $p_2 (\Delta h) \approx H p_{20} / (H - \Delta h)$. Таким образом, изменение p_{20} позволяет изменять масштаб шкалы.

Изменение геометрии герметичного сосуда позволяет получить нужный закон шкалы, однако при значительных изменениях давления необходимо учитывать неидеальность заполняющего сосуда газа.

Подключение обоих сосудов к измеряемым точкам позволяет прямым способом

контролировать разность давлений, т.е. мы получаем дифманометрический датчик, датчик разности давлений, который может использоваться для контроля уровней, расходов, гидравлических сопротивлений. Подключение жидкостных датчиков давления и перепада давлений к измеряемым объектам может производиться как непосредственно, так и через разделительные сосуды.

Использование в качестве рабочей жидкости ртути требует соблюдения специальных мер техники безопасности, и применение в промышленности таких приборов требует согласования с органами санитарного надзора.

Преобразование перемещения уровня рабочей жидкости в выходной сигнал может осуществляться различными способами: с помощью поплавка, воздействующего на электрический или пневматический преобразователь, посредством электроемкостных преобразователей, расположенных на сосудах, и т.д.

Промышленность серийно выпускает поплавковые дифманометры, в которых преобразование перемещения уровня жидкости воспринимается поплавком и передается далее на один из преобразователей. Промышленность также выпускает колокольные дифманометры, служащие также тягомерами и тягонапорометрами, расходомерами. Основная погрешность таких приборов 1,5—4 % в зависимости от класса точности. Дифманометры являются взаимозаменяемыми и предназначены для контроля перепадов давления как при избыточном, так и при пониженном давлении. Основная ошибка дифманометров 1,5 %.

Достоинство жидкостных манометров и дифманометров — хорошая воспроизводимость при возможности достаточного полного учета различных факторов, вносящих дополнительную погрешность. Недостатками жидкостных манометров и дифманометров являются сравнительно большие габариты, необходимость установки в строго определенном положении.

Гидродинамические явления в потоке используются в различных датчиках расхода. Перепады давления, возникающие при движении жидкости через гидравлические сопротивления, используются в датчиках объемного расхода [3.3, 3.24, 3.26]. Основными типами сужающих (дроселирующих) устройств являются широко используемые в промышленности камерные диафрагмы и сопла.

Из уравнения Бернулли можно получить зависимость, связывающую расход с параметрами метода переменного перепада давления:

$$G = \alpha S_0 \sqrt{2 (p_1 - p_2) / \rho},$$

где S_0 — площадь сечения отверстия сужающего устройства;

$$\alpha = \frac{R_2^2 \sqrt{(p_1 - p_2) / (\bar{p}_1 - \bar{p}_2)}}{R_0^2 \sqrt{\xi_2^2 - m_1^2 \xi_1 + k_w (\eta_2 \varphi - m_1^2 \eta_1) + m_1 k_w (1 - m_1) + \lambda_0}};$$

p_1, p_2 — реально отбираемые давления; \bar{p}_1, \bar{p}_2 — теоретические значения давлений; $m_1 = R_2/R_1$; $k_w = \bar{\omega}_1^2 R_1^2 / \bar{v}_1^2$; $k_u = \bar{\omega}_2^2 / \bar{v}_1^2$; $\varphi = \bar{u}_2^2 / \bar{v}_1^2$; ξ_1, ξ_2 — коэффициенты гидравлического сопротивления;

k_u , k_m — поправочные коэффициенты, учитывающие неравномерность распределения скорости по сечению.

Возникающий на сужающем устройстве перепад давлений дальше преобразуется в нужный вид сигнала дифманометрами различных конструкций.

Промышленность выпускает ряд нормализованных сужающих устройств на разные диаметры трубопроводов, давления и характеристики контролируемой среды.

Размеры отверстий диафрагм и сопл подлежат расчету применительно к конкретным условиям. Методика выбора и расчета сужающих устройств детально изложена в [3.21].

Отклонение температуры и давления потока измеряемой среды от расчетных приводят к возникновению дополнительной погрешности.

Измерение расхода методом переменного перепада давления, возникающего на специальных сужающих устройствах, является основным способом измерения объемного расхода газов и жидкостей во многих отраслях промышленности. На базе использования приборов переменного перепада давления созданы также массовые расходомеры, в которых компенсация влияния температуры и давления производится на основании сигналов соответствующих чувствительных элементов.

Частным случаем расходомеров переменного перепада для жидкости являются так называемые расходомеры истечения, основанные на истечении жидкости под действием силы тяжести через калиброванное отверстие. Имеется несколько конструктивных разновидностей таких датчиков, их схемы приведены на рис. 3.13. Показателем расхода для этих датчиков является уровень жидкости в мерном сосуде расходомера, который можно рассматривать как перепад давления над сливным отверстием $\Delta p = \Delta h \rho g$. Закон шкалы таких расходомеров зависит от формы сливного

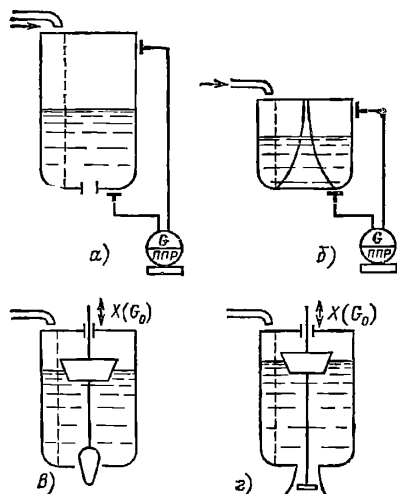


Рис. 3.13. Шелевые расходомеры:

а — с отверстием в дне; б — с отверстием в боковой стенке; в — с подвижным профильным органом; г — с подвижным рабочим органом и профилированным соплом

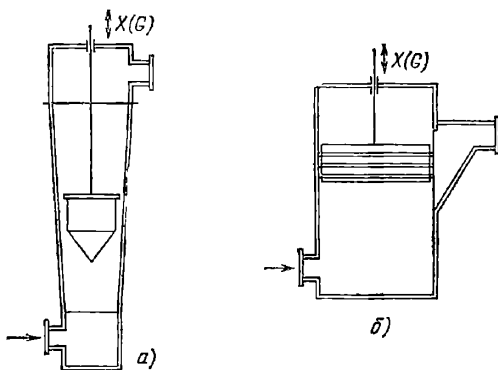


Рис. 3.14. Расходомеры постоянного перепада давлений:

а — ротаметр; б — поршневой датчик

отверстия: при отверстии постоянной площади в дне (рис. 13, а) — шкала квадратичная; выбор геометрии отверстия в боковой стенке (рис. 13, б) позволяет получить любой закон шкалы.

Применение в таких датчиках подвижной системы с профильным рабочим органом позволяет не только получить нужный закон шкалы, но и существенно уменьшить изменение уровня и габариты прибора (рис. 3.13, а, г).

Датчики этого типа находят применение прежде всего для измерения расхода жидкостей, находящихся близ кривой фазового равновесия: в этом случае за счет выбора скоростей через отверстия сливается чистая жидкость, а пары отводятся через верхний патрубок.

При необходимости измерения расхода жидкости в сосуд, находящийся под давлением, датчик устанавливается внутри сосуда.

Наличие в составе сужающего устройства подвижных элементов, изменяющих сечение проходного отверстия, позволяет осуществить режим поддержания перепада давлений. При этом показателем расхода будет положение подвижного элемента. Известно несколько конструктивных разновидностей датчиков расхода, работающих на принципе поддержания постоянного перепада давлений. Схемы таких датчиков приведены на рис. 3.14 [3.21].

Во всех нашедших практическое применение вариантах перемещение подвижного элемента, регулирующего сечение, обеспечивается посредством внутреннего контура прямого регулирования. Наибольшее распространение из этой группы датчиков расхода получили ротаметры (рис. 3.14, а). Положение подвижной поплавка может быть определено из уравнения равновесия

$$[M_{\text{п}} - V_{\text{п}} \rho] g - Fc \rho v^2 / 2 - \mu d_{\text{п}} l_{\text{п}} dv/dr = 0,$$

где $M_{\text{п}}$ — масса поплавка, кг; $V_{\text{п}}$ — объем поплавка, м³; ρ — плотность измеряемой среды, кг/м³; F — площадь сечения поплавка, м²; c — коэффициент лобового сопротивления; v — измеряемая скорость среды, м/с; $d_{\text{п}}$ — диаметр поплавка, м; dv/dr — градиент скорости; $l_{\text{п}}$ — длина поплавка, м; μ — динамиче-

ская вязкость, Па·с, а расход через кольцевую щель для несжимаемой жидкости

$$G = \mu S \sqrt{2gl_{\text{ш}} (\rho_{\text{п}}/\rho - 1)}.$$

При изменении положения поплавка при обычно применяемой конусной трубе с центральным углом α проходное сечение изменяется при $D_0 = d_{\text{п}}$ таким образом:

$$S(h) = \pi (h \operatorname{tg} \alpha/2)^2/4 + \pi d_{\text{п}} h \operatorname{tg} (\alpha/2)/2.$$

При перемещении поплавка с изменением ширины кольцевой щели изменяется также коэффициент расхода μ . Пульсации коэффициента расхода возникают также и при вращении поплавка из-за смещения оси поплавка относительно оси трубы.

Ротаметры обычно градуируются по воде. Основная погрешность индивидуально градуированного ротаметра 1—1,5 %. При переходе на другие среды необходима новая градуировка, а нередко и замена поплавка для улучшения характеристики. Замена поплавка производится с обеспечением $\rho_{\text{п}} \approx 2\rho$. Градуировка ротаметра на новую среду может производиться экспериментальным или расчетным способом. Градуировка экспериментальным способом дает лучшие результаты, но трудоемка. Расчетные методы градуировки основаны на использовании критериев подобия. Одна из возможных формул для пересчета шкал

$$h_p = h_r \frac{1 - A \sqrt{\rho_{\text{п}}/\rho_p - 1/B}}{1 - A \sqrt{\rho_{\text{п}}/\rho_r - 1/B}} \times \frac{\sqrt{\rho_{\text{п}}/\rho_r - 1}}{\sqrt{\rho_{\text{п}}/\rho_p - 1}},$$

где $\rho_{\text{п}}$, ρ_r , ρ_p — плотности поплавка, градуировочной и расчетной сред; A , B — индивидуальные градуировочные коэффициенты.

Основное достоинство ротаметров — их простота. Ротаметры выпускаются для измерения расходов жидкостей и газов в широком диапазоне (1—4000 см³/с) при давлениях до 35 МПа. Диапазон измерения расходов одного прибора 1:5 — 1:10.

Изменение скорости движения потока в каком-либо сечении приводит в соответствии с уравнением Бернулли к перераспределению величин кинетической и потенциальной энергии. При торможении потока в каком-либо сечении кинетическая энергия создает избыточное давление

$$p = \rho v^2/2,$$

где ρ — плотность среды, кг/м³; v — скорость потока в месте торможения, м/с; a — коэффициент, учитывающий распределение скоростей по сечению. Это динамическое давление потока может быть измерено с помощью трубок скоростного напора и служить показателем локальной скорости потока или расхода среды.

Известен ряд конструктивных вариантов трубок скоростного напора, различающихся соотношением размеров измерительной части.

При изменении направления движения потока за счет местных сопротивлений на эле-

ментах, на которые набегает поток среды, развивается усилие

$$R = f(\rho v^2/2).$$

Используется несколько конструктивных форм чувствительных элементов таких датчиков в виде заслонки, несимметричного диска, эксцентричного диска. Такие датчики с подвижным чувствительным элементом имеют существенно нелинейную характеристику. Из-

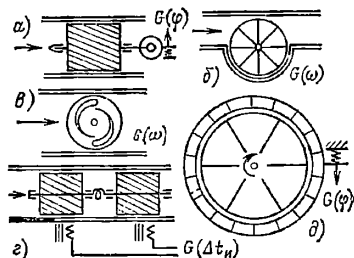


Рис. 3.15. Турбинные расходомеры: а — с винтовым колесом; б — с тангенциальным колесом; в — с винготорным колесом; г — с дифференциальным включением рабочих колес; д — импеллер

вестны попытки оптимизации параметров таких датчиков с целью улучшения их метрологических характеристик.

Явления, возникающие при движении среды по каналам, вращающимся относительно внешней оси, широко используются в датчиках расхода [3.3, 3.7, 3.16, 3.35]. Известно значительное количество разновидностей датчиков, построенных на использовании этих явлений; схемы наиболее характерных из них приведены на рис. 3.15. Такие датчики можно классифицировать по нескольким признакам: а) по направлению передачи энергии: от потока к датчику, от датчика к потоку и комбинированные; б) по типу вращающихся каналов: открытого и закрытого типа; в) по доле протекающей во вращающихся каналах жидкости: с полным или частичным протоком; г) по виду выходного сигнала: крутящий момент, мощность и т. д.

Крутящий момент, возникающий на движущемся канале, или мощность, передаваемая в нем, являются основными типами выходных сигналов. Вместе с тем возможны и другие виды выходных сигналов, зависящие от указанных ранее, например частота вращения при постоянном моменте сопротивления.

В первом приближении зависимость выходного сигнала в виде крутящего момента от массового расхода такова:

$$M_{\text{кр}} \approx G_m R_{\text{и}}^2 \omega,$$

где ω — частота вращения; $R_{\text{и}}$ — радиус инерции. Такая зависимость получается при допущениях о постоянстве скоростей по сечению вращающихся каналов как на входе, так и на выходе и, кроме того, не учитывает наличия вредных сопротивлений. В действительности картина движения среды через движущиеся каналы много сложнее и требуется проведение специальных исследований для ее уточнения в каждом конкретном случае.

До настоящего времени наиболее надежным источником для получения такой зависимости является индивидуальная градуировка. Индивидуальная градуировка позволяет получать приборы с основной погрешностью около 0,1—0,2 %. Вместе с тем необходимость индивидуальной градуировки создает затруднения в производстве датчиков.

Промышленность выпускает ряд турбинных расходомеров для холодной и горячей воды. Турбинные расходомеры характеризуются большими пределами измерения 10:1 и возможностью измерения как малых, так и больших расходов (5 мм³/с—1 м³/с). Выпускаются образцовые турбинные расходомеры.

Турбопоршневые расходомеры характеризуются повышенной точностью: при оптимальных соотношениях параметров основная погрешность — 0,05 %.

Недостатки турбинных расходомеров: существенная зависимость показаний от вязкости измеряемой среды; износ сопряженных деталей пар трения, приводящий к ухудшению метрологических характеристик и снижению срока службы.

Датчики с использованием сил Кориолиса и гироскопических сил нечувствительны к изменению вязкости, но сложность подвижных уплотнений, изменение жесткости упругих элементов и трудности поддержания неизменной угловой скорости при переменных нагрузках приводят к тому, что основная погрешность достигает 1—2 %.

Использование явлений, происходящих при образовании вихрей, позволяет создавать датчики скорости, плотности, объемного и массового расхода [3.17]. Характерно, что все перечисленные параметры контролируются

ро вихря совершает прецессионное движение относительно оси трубы. При этом перепады давления от периферической области к ядру потока для несжимаемой среды определяются из следующего выражения:

$$p_{\text{ц}} - p_{\text{я}} = (\rho \omega^2 / 2) (r_0^2 - 2r_{\text{я}}^2),$$

где ρ — плотность среды; ω — угловая частота прецессии; r_0 — радиус патрубка, формирующего вихрь; $r_{\text{я}}$ — радиус ядра вихря.

Датчики давления, размещенные на периферии и в центральной части потока, воспринимают периодические импульсы с частотой ω и максимальной амплитудой $A = \rho \omega^2 r_{\text{я}}^2$.

На основании этих сигналов определяют значение объемного расхода G_0 , плотности ρ и массового расхода G_M :

$$G_0 = k_0 \omega; \quad \rho = A / \omega^2 k_p; \quad G_M = k_M \rho G_0,$$

где k_0 , k_p , k_M — масштабные коэффициенты.

Вычисление всех величин может производиться с помощью любого функционального пригодного для этой цели вычислительного устройства.

Вместо перепадов давлений возможно также измерение разностей температур, т. е. в потоке могут устанавливаться как элементы, воспринимающие разность давлений, так и разность температур.

Другой вариант вихревого датчика (рис. 3.16, б) состоит из тела обтекания, например в виде полого цилиндра, ось которого нормальна оси трубопровода. По противоположным образующим цилиндра имеются прорезы, ориентированные по нормали к стенкам трубопровода.

Через эти щели под воздействием разности давлений, возникающей при образовании вихрей, происходит движение среды. По оси цилиндра размещается малоинерционный термочувствительный элемент, например терморезистор.

В этом случае разность температур, а следовательно, и напряжений ΔU на термочувствительном элементе пропорциональна перепаду давлений в боковых щелях, а частота следования импульсов $\omega_{\text{ш}}$ соответствует частоте отрыва вихрей, в результате интересующие нас параметры определяются с помощью вычислительного устройства так:

$$G_0 = k_0 \omega_{\text{ш}}; \quad G_M = k_M \Delta U / \omega_{\text{ш}};$$

$$\rho = k_p \Delta U / \omega_{\text{ш}}^2.$$

одновременно с помощью одного чувствительного элемента.

Вихревые датчики появились сравнительно недавно и, по-видимому, еще не доведены до совершенства, но возможность их совершенствования и применения имеет хорошие перспективы.

Можно выделить две разновидности вихревых датчиков, схемы которых приведены на рис. 3.16. В первой из них потоку в дополнение к поступательному движению придается вращательное движение с помощью винтовой лопасти, установленной по оси трубы или тангенциального ввода среды. В этом случае весь поток можно рассматривать как вихрь и вести контроль упомянутых ранее эффектов. Кроме того, при расширении трубопровода яд-

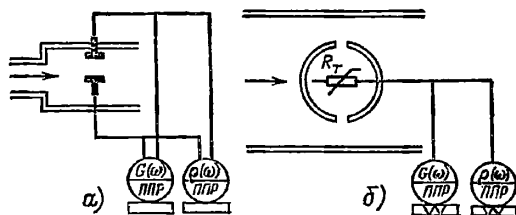


Рис. 3.16. Вихревые расходомеры:

а — массовый расходомер с вихрем, охватывающим весь поток; б — массовый расходомер с локальным вихреобразованием

Вихревые датчики пригодны для контроля расхода газовых и жидких сред. Основная погрешность таких датчиков составляет 1—2 %.

Основное достоинство вихревых датчиков — возможность посредством сравнительно простого чувствительного элемента получать информацию о нескольких параметрах, в том числе о массовом расходе. Недостатки таких датчиков связаны со стохастическим характером образования вихрей и усложнением вторичной аппаратуры.

Наличие в потоке локальных неоднородностей может быть использовано для создания датчиков локальных скоростей среды и датчиков расхода [3.14].

Принцип действия таких датчиков состоит в том, что в двух сечениях потока a и b проводится непрерывный контроль какого-либо параметра среды и сигналы, пропорциональные значениям измеряемого параметра, подаются на вход автокоррелографа, в котором осуществляются математические операции, обеспечивающие получение корреляционной функции

$$R_{ab}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \Delta p_a(t) \Delta p_b(t + \tau) dt,$$

где Δp_a , Δp_b — отклонения контролируемого параметра в сечениях a и b ; T — длительность реализации; t — текущее время; τ — время корреляции.

Значение времени корреляции τ_1 , при котором достигается $\max[R_{ab}(\tau)]$, определяет время переноса среды между этими сечениями, т. е. скорость движения v , а при усреднении по сечению и известном сечении потока и расход G :

$$v = L/\tau_1; \quad G = SL/\tau_1,$$

где L — расстояние между сечениями контроля по оси потока; S — сечение потока.

Корреляционные датчики пригодны для контроля скоростей при любых фазовых состояниях сред. Корреляционные датчики расхода пока нашли некоторое применение для контроля расходов на трубопроводах больших диаметров.

Контроль параметров среды в трубопроводе может осуществляться одним из известных способов, например ультразвуковым, оптическим.

Основным достоинством корреляционных датчиков является ненужность их градуировки. При этом погрешность контроля расхода составляет 2—2,5 %. Недостаток корреляционных датчиков расхода — сложность.

Инерционные свойства жидкой массы позволяют использовать жидкостные элементы в качестве датчиков ускорения и угловой скорости.

Датчик ускорения представляет собой цилиндр с упругими торцевыми крышками, заполненный рабочей жидкостью. При осевом ускорением перемещении цилиндра жидкость в соответствии со вторым законом Ньютона давит на торцевые крышки:

$$R = ma/S,$$

где m — масса жидкости, кг; a — ускорение, испытываемое датчиком, m/c^2 ; S — площадь торцевой крышки, m^2 .

Это давление может быть преобразовано в сигнал нужного вида с помощью известных преобразователей.

При установке такого датчика на вращающемся объекте с осью цилиндра, расположенной по радиусу вращения, выходной сигнал датчика будет пропорционален угловой скорости:

$$F \approx m\omega^2/r = m\omega^2 r,$$

где ω — угловая скорость объекта, рад/с; r — радиус, на котором расположен центр тяжести датчика, м.

3.4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

3.4.1. Резистивные преобразователи. Резистивными преобразователями называют преобразователи, у которых выходная величина является переменным активным сопротивлением.

В контактных резистивных преобразователях механическое перемещение преобразуется в замкнутое или разомкнутое состояние контактов, релейно изменяющих сопротивление в цепи преобразования выходной информации.

В реостатных преобразователях подвижной контакт реостата перемещается в соответствии со значением измеряемой неэлектрической величины. Естественной входной величиной реостатных преобразователей является перемещение движка, которое может быть либо угловым, либо линейным, а выходной величиной — активное сопротивление, распределенное линейно или по некоторому закону по пути движка.

Основными элементами резистивного датчика являются каркас и нанесенный на него резистивный элемент в виде намотки проволоки, слоя полупроводника или пленки металла. В конструкциях проволоочных реостатов чаще всего применяют провода из манганина, константана или фехраля. В очень ответственных случаях, когда требования к износостойкости контактной поверхности особенно высоки или когда контактные давления очень малы, применяют провод из сплава платины с иридием (90 % Pt + 10 % Ir). Добавка иридия к платине увеличивает твердость и прочность последней, повышает кислотоупорность, антикоррозийность и износостойкость. Удельное сопротивление этого сплава $\rho = 0,23$ мкОм·м. Платиноиридиевый провод выпускается весьма малых диаметров (до 0,03 мм), что позволяет выполнять высокоомные (до нескольких тысяч омов) преобразователи массой всего 10—12 г и габаритов примерно 1×2 см. Хорошими параметрами обладают также преобразователи из проводов, изготовленных из сплавов платины с палладием, рутинем, рутением, осмием.

Движок (щетка) выполняется либо из двух-трех проволок, изготовленных из сплавов платины с иридием или из платины с бериллием, либо в виде пластинчатых щеток из серебра или фосфористой бронзы. В случае проволоочных щеток контактное усилие должно быть около 0,003—0,005 Н, а в случае пластинчатых — 0,05—0,1 Н. Контактная поверхность намотанного провода полируется, ширина контактной поверхности движка должна быть равна двум-трем диаметрам провода.

При работе реостатного преобразователя в условиях вибраций применяют щетки из проволок различной длины (от точки крепления до точки контактов) или из пластин с двумя-тремя надрезами. Этим обеспечивается разная собственная частота вибраций отдельных частей щетки.

Каркас реостатного преобразователя обычно выполняется из текстолита или пластмассы, применяются также каркасы из алюминия, покрытого или изоляционным лаком, или

оксидной пленкой толщиной до 10 мкм, обладающей достаточно хорошими изоляционными свойствами. Алюминиевый каркас, сохраняя стабильность геометрических размеров, позволяет также за счет лучшей теплопроводности повысить плотность тока в обмотке и, следовательно, увеличить чувствительность преобразователя. Формы каркасов очень разнообразны: они могут быть в виде плоской или цилиндрической пластины, плоского или цилиндрического кольца, плоского сегмента и т. д.

Индуктивное и емкостное сопротивления реостатных преобразователей весьма малы, и их можно не принимать во внимание до нескольких десятков тысяч герц.

Реостатные преобразователи аналогично контактным являются ступенчатыми (дискретными) преобразователями (за исключением преобразователей реохордного типа, когда контакт перемещается вдоль провода), поскольку непрерывному изменению измеряемой неэлектрической величины соответствует ступенчатое изменение сопротивления. Это обстоятельство вызывает погрешность квантования, уменьшающуюся с увеличением числа витков ω преобразователя.

Для преобразователей с равномерной намоткой погрешность квантования $\gamma = 100/(2\omega) \%$. Число витков преобразователя, определяющее его разрешающую способность, обычно выбирают не меньше 100—200.

В ряде случаев применяются функциональные реостатные преобразователи с нелинейным распределением сопротивления вдоль каркаса, последнее достигается, например, изменением высоты каркаса, шунтированием части линейного реостата постоянными сопротивлениями, применением намотки с переменным шагом, намотки отдельных участков каркаса проводами разного диаметра или проводами с разными удельными сопротивлениями [3.35].

Тензорезисторы. В основе работы тензорезисторов лежит явление тензоэффекта, заключающееся в изменении активного сопротивления проводников при их механической деформации.

Характеристикой тензоэффекта материала является коэффициент относительной тензочувствительности k , определяемый как отношение изменения сопротивления к изменению длины проводника: $k = \epsilon_R/\epsilon_l$, где $\epsilon_R = \Delta R/R$ — относительное изменение сопротивления проводника; $\epsilon_l = \Delta l/l$ — относительное изменение длины проводника.

Для жидких материалов, практически не меняющих своего объема в процессе деформации, — ртуть, электролиты коэффициент тензочувствительности $k=2$. Это становится понятным, если вспомнить, что сопротивление проводника при постоянном объеме зависит от квадрата его длины:

$$R = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{l^2}{V}; \quad \Delta R = \frac{\rho}{V} 2l \Delta l,$$

откуда

$$k = \frac{\epsilon_R}{\epsilon_l} = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = 2.$$

Здесь S — площадь поперечного сечения проводника; V — объем проводника; ρ — удельное сопротивление материала проводника.

При деформации твердых тел изменение их длины связано с изменением объема, причем изменение объема в зоне упругих деформаций для каждого материала постоянно и характеризуется коэффициентом Пуассона $\mu = -\epsilon_b/\epsilon_l$, где $\epsilon_b = \Delta b/b$ — относительная поперечная деформация; b — поперечный размер проводника квадратного сечения (или радиус для круглого). В этом случае $\Delta R = \rho \Delta l/S - \rho l \Delta S/S^2$ и $\Delta R/R = \Delta l/l - \Delta S/S = \Delta l/l - 2\Delta b/b$. Учитывая, что $\Delta b/b = -\mu \Delta l/l$, получаем: $\Delta R/R = (1+2\mu) \Delta l/l$, а коэффициент тензочувствительности $k = \epsilon_R/\epsilon_l = 1+2\mu$.

Коэффициент Пуассона μ для металлов имеет значения 0,24—0,4. Следовательно, значение коэффициента тензочувствительности k для большинства металлов не должно выходить за пределы 1,48—1,8. Однако значения k для различных материалов, определенные экспериментально, выходят за указанные пределы как в ту, так и в другую сторону. Это свидетельствует о том, что при деформации проводника помимо изменения геометрических размеров изменяются и его свойства, в частности удельное сопротивление ρ . Поэтому коэффициент тензочувствительности в общем случае должен быть выражен как $k = (1+2\mu) + m$. Здесь величина $(1+2\mu)$ характеризует изменение сопротивления, связанное с изменением геометрических размеров (длина и сечение) проводника, а $m = \frac{\Delta \rho/\rho}{\Delta l/l}$ — изменение

удельного сопротивления материала, связанное с изменением его физических свойств. Для металлов значение m составляет небольшую долю от $(1+2\mu)$. Для полупроводниковых материалов, наоборот, $m \gg (1+2\mu)$, и для них без особой ошибки можно считать, что $k \approx m$.

В технике измерения неэлектрических величин тензорезисторы используются в двух вариантах. Первый — использование тензоэффекта проводника, находящегося в состоянии объемного сжатия, когда естественной входной величиной преобразователя является давление окружающего его газа или жидкости. На этом принципе строятся манометры для измерения высоких и сверхвысоких давлений, преобразователи которых представляют собой катушку провода (обычно манганинового) или полупроводниковый элемент (чаще всего германиевый или кремниевый), помещенные в область измеряемого давления (жидкости или газа). Выходной величиной преобразователя является изменение его активного сопротивления.

Второй вариант — использование тензоэффекта растягиваемого или сжимаемого тензочувствительного материала. При этом тензорезисторы применяются в виде «свободных» преобразователей и в виде наклеиваемых.

«Свободные» тензопреобразователи состоят из тензорезистора в виде одной или ряда проволок, закрепленных по концам между подвижной и неподвижной деталями и, как правило, выполняющих одновременно роль упругого элемента. Входной величиной таких преобразователей является весьма малое перемещение подвижной детали.

Таблица 3.5

Материал	Коэффициент тензочувствительности	Модуль упругости E , ГПа	Температурный коэффициент линейного расширения, $10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$	Удельное сопротивление, мкОм·м	Термо-ЭДС в паре с медью, мкВ/°C
Манганин	0,47—0,50	150	16—18	0,40—0,45	+2
Константан	1,9—2,1	150	14—15	0,46—0,50	—40
Нихром	2,1—2,3	180	14	0,9—1,7	+22
Никель	—12	—	12	0,11	—22,6
Висмут	22	—	13,4	—	—

Измерительной базой преобразователя является длина детали, охватываемая проволокой. Наиболее часто используются преобразователи с базами 5—20 мм, обладающие сопротивлением 30—500 Ом.

Кроме наиболее распространенной петлевой конструкции проволоочных тензорезисторов существуют и другие. При необходимости уменьшения измерительной базы преобразователя (до 3—1 мм) его изготавливают двухслойным.

Когда надо получить от цепи с тензорезистором большой ток, часто используют «мощные» проволоочные тензорезисторы. Они состоят из большого числа (до 30—50) параллельно соединенных проволок, отличаются большими габаритами (длина базы 150—200 мм) и развивают мощность, достаточную для осциллографического гальванометра без использования усилителей.

Разновидность «мощных» тензорезисторов — эластичные преобразователи представляют собой резиновый капилляр с внутренним диаметром 0,1—0,5 мм, заполненный ртутью (иногда электролитом) и снабженный проволоочными выводами. Наклеенный на объект измерения такой преобразователь, деформируясь вместе с этим объектом, изменяет свое сопротивление. Эластичные тензорезисторы с ртутным наполнителем имеют коэффициент тензочувствительности $k=2$ и позволяют измерять весьма большие деформации материалов (до 30—50 %). Характерными особенностями являются весьма малое сопротивление и ограниченные температурный и частотный диапазоны.

Фольговые преобразователи представляют собой весьма тонкую ленту из фольги толщиной 4—12 мкм, на которой часть металла выбрана травлением таким образом, что оставшаяся его часть образует специальную решетку с выводами.

В последние годы появился еще один способ массового изготовления тензорезисторов, заключающийся в вакуумной возгонке тензочувствительного материала и последующей конденсации его на подложку. Такие тензорезисторы получили название пленочных.

Для изготовления пленочных тензорезисторов помимо металлических материалов (например, титаноалюминиевый сплав 48Т-2, обеспечивающий измерение деформаций до 12 % при коэффициенте тензочувствительности около 0,2) используется также ряд полупроводниковых материалов, например германий, кремний ($k=100 \div 120$) и др. (см. § 5.2).

При изготовлении фольговых и пленочных преобразователей можно предусмотреть любой

рисунку решетки, что является существенным их достоинством.

Однако результирующая эффективность тензорезистора определяется не только коэффициентом тензочувствительности, но и конструктивными параметрами преобразователя и допускаемой им температурой нагрева. Высокая допустимая для тензорезистора температура важна при измерении деформаций деталей, работающих при высоких температурах. Металлические тензоматериалы и их параметры приведены в табл. 3.5 и 3.6.

Таблица 3.6

Материал	Коэффициент тензочувствительности	Допустимая температура, °C
Платиносеребряный сплав	0,8—1,4	450
Платиновольфрамовый сплав ЛС-22	2,7—3,3	550
Стеклоуглерод	60—150	1000

Погрешности приборов с проволоочными, фольговыми и пленочными тензорезисторами тесно связаны с градуировкой этих приборов. Если нет возможности градуировать непосредственно рабочий преобразователь, то погрешность, обусловленная неидентичностью и качеством приклейки рабочих и градуируемых тензорезисторов, может составлять 1—5 % даже при весьма тщательной приклейке, а общая погрешность прибора (включая погрешность усилителя, указателя и др.) может достигать 10—15 %. При градуировке непосредственно рабочего преобразователя, а также при возможности контроля чувствительности усилителя и установки нуля перед каждым измерением погрешность прибора может быть снижена до 0,2—0,5 % при статических и до 1—1,5 % при динамических измерениях.

3.4.2. Пьезоэлектрические преобразователи. Пьезоэлектрическими называются кристаллы и текстуры, электризующиеся под действием механических напряжений (прямой пьезоэффект) и деформирующиеся в электрическом поле (обратный пьезоэффект). Особенностью пьезоэффекта является знаочувствительность, т. е. изменение знака заряда при замене сжатия растяжением и изменение знака деформации при изменении направления поля. Наиболее известным пьезоэлектриком являются кристаллы кварца.

Пирозлектрики представляют собой особую разновидность пьезоэлектрических кристаллов и отличаются от собственно пьезо-

электриков тем, что их ячейка имеет одно или несколько взаимно неуравновешенных полярных направлений. Благодаря этому указанная группа кристаллов поляризуется при всестороннем гидростатическом давлении и тепловом расширении, откуда и происходит название «пирозлектрики». Типичным представителем пирозлектриков является турмалин.

Сегнетоэлектрики входят в группу пирозлектрических кристаллов. Характерным отличием сегнетоэлектриков является то, что их кристалл разбит на домены, в пределах которых существует упорядоченная структура и свое полярное направление. Однако полярные направления доменов ориентированы по-разному. Такое строение подобно строению ферромагнетиков. Сегнетоэлектрикам присущи нелинейная зависимость плотности поляризованных зарядов от внешних воздействий (механические напряжения, температура и т. д.) и гистерезис.

Одни и те же кристаллы в зависимости от температуры могут быть как сегнетоэлектриками, так и линейными кристаллами. Температура, при которой сегнетоэлектрическая структура кристалла преобразуется в структуру линейного кристалла или в другую сегнетоэлектрическую структуру, называется точкой Кюри. Вблизи точки Кюри аномальные свойства сегнетоэлектриков, например высокая поляризация при действии механических напряжений и температуры или очень большое изменение диэлектрической проницаемости при действии температуры, проявляются особенно сильно. Типичными представителями сегнетоэлектриков являются сегнетовая соль между точками Кюри от -18 до $+24^\circ\text{C}$ и монокристаллический титанат бария, имеющий три точки Кюри: -80 ; 0 и $+120^\circ\text{C}$. Сегнетоэлектрические монокристаллы сравнительно мало используются в измерительной технике из-за относительно низкой стабильности свойств и трудности получения бездефектных монокристаллов.

Сегнетоэлектрические пьезокерамики представляют собой продукт обжига спрессованной смеси, состоящей из мелкоиздробленного специального диэлектрического материала с присадками. Пьезоэлектрические свойства они приобретают после поляризации в сильном электрическом поле, направление которого и определяет полярный вектор пьезокерамики (направление поляризации в пьезокерамике обычно обозначают осью Z). В настоящее время сырьем для производства пьезокерамики наряду с титаном бария с точкой Кюри $+120^\circ\text{C}$ служит титанат свинца PbTiO_3 с точкой Кюри около $+500^\circ\text{C}$ и цирконат свинца PbZrO_3 с точкой Кюри примерно $+230^\circ\text{C}$. Наилучшие результаты получаются при использовании смесей этих материалов — так называемых цирконато-титанатов свинца (керамики типа ЦТС), которые получили сейчас самое широкое распространение, так как, обладая такой же чувствительностью, как и BaTiO_3 , они обеспечивают работу преобразователя в температурном диапазоне до 200 — 250°C .

Область применения пьезоэлектрических преобразователей весьма обширна.

1. Преобразователи, использующие прямой пьезоэффект (рис. 3.17, а), применяются

в приборах для измерения силы, давления, ускорения.

2. Преобразователи, выполненные из материалов, обладающих пирозэффектом, могут быть использованы для измерений тепловой радиации (рис. 3.17, б).

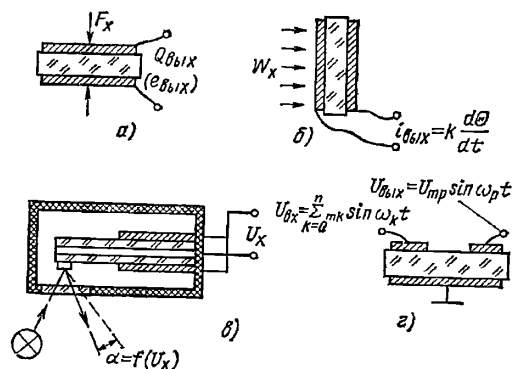


Рис. 3.17. Схемы пьезоэлектрических преобразователей

3. Преобразователи, использующие обратный пьезоэффект, применяются в качестве излучателей ультразвуковых колебаний, в качестве преобразователей напряжения в деформацию, например в пьезоэлектрических реле, пьезовибраторах осциллографов (рис. 3.17, в), в качестве обратных преобразователей приборов уравнивания и т. д.

4. Преобразователи, использующие одновременно прямой и обратный пьезоэффекты, — пьезорезонаторы, имеющие максимальный коэффициент преобразования одного вида энергии в другой на резонансной частоте и резко уменьшающийся коэффициент преобразования при отступлении от резонансной частоты (т. е. высокую добротность), используются в качестве фильтров, пропускающих очень узкую полосу частот (рис. 3.17, г).

Пьезорезонаторы, включенные в цепь положительной обратной связи усилителя, работают в режиме автоколебаний и используются в генераторах. В зависимости от типа кристалла, среза и типа возбуждаемых колебаний пьезорезонаторы могут выполняться с высокостабильной, не зависящей от внешних факторов собственной частотой и с управляемой собственной частотой. Управляемые резонаторы используются как преобразователи различных, преимущественно неэлектрических величин (температура, давление, ускорение и т. д.) в частоту. Пьезоэлектрические генераторы могут применяться и как амплитудные преобразователи, работая в режиме изменения добротности, например для фиксации соприкосновения колеблющегося кристалла с каким-либо телом. Пьезоэлементы, кроме того, используются в твердых схемах, заменяющих собой ряд электронных устройств.

Выходная мощность пьезоэлектрических преобразователей очень мала, поэтому на выход преобразователя должен быть включен усилитель с возможно большим входным сопротивлением.

Собственное сопротивление пьезоэлемента R_0 определяется удельным сопротивлением материала пластин и их поверхностным сопротивлением. Первая составляющая, в особенности для кварца (10^{15} — 10^{16} Ом), как правило, значительно выше второй, поэтому определяющим является поверхностное сопротивление, для повышения которого до $R_{пов} = 10^9 \div 10^{10}$ Ом преобразователь приходится герметизировать.

Для увеличения чувствительности пьезоэлектрического преобразователя его пьезоэлемент выполняется в виде ряда параллельно соединенных при помощи металлических прокладок пластин. В этом случае чувствительность преобразователя определяется формулой $S = dn / (C_{вх} + nC_0)$, где n — число параллельно соединенных пластин; C_0 — емкость одной пластины.

Выходное напряжение пьезоэлектрического преобразователя зависит от емкости входной цепи последующего звена. Поэтому если в характеристиках преобразователя указывается его чувствительность по напряжению, то обязательно должна быть указана и емкость, соответствующая этой чувствительности. В ряде случаев указывается чувствительность по количеству электричества Q/F и собственная емкость преобразователя C_0 или напряжение холостого хода $U_{вх} = dF/C_0$ и также собственная емкость преобразователя.

Для расширения частотного диапазона измеряемых величин в сторону низких частот, очевидно, следует увеличивать постоянную времени цепи $\tau = R(C_{вх} + C_0)$. Расширение частотного диапазона путем увеличения емкости $C_{вх}$ легко осуществляется включением параллельно преобразователю конденсаторов, однако это приводит к уменьшению выходного напряжения преобразователя. Увеличение сопротивления R приводит к расширению частотного диапазона без потери чувствительности, однако трудно повысить входное сопротивление усилителя $R_{вх}$ больше чем до 10^8 — 10^9 Ом.

Ограничение частотного диапазона пьезоэлектрических преобразователей в области низких частот затрудняет градуировку датчиков статическими силами, это приводит к усложнению градуировочной аппаратуры и весьма существенным погрешностям градуировки. Поэтому большой интерес представляют измерительные цепи, позволяющие измерять заряд без изменения его в течение хотя бы сотен секунд. Для этих целей применяются специальные усилители с емкостной обратной связью, которые фактически являются усилителями заряда.

Погрешности пьезоэлектрических преобразователей складываются прежде всего из погрешности от изменения параметров измерительной цепи, температурной погрешности, вызываемой изменением пьезоэлектрической постоянной, погрешности вследствие неправильной установки пластин, погрешности из-за чувствительности к силам, действующим перпендикулярно измерительной оси преобразователя, и частотной погрешности. Верхняя граница допустимого частотного диапазона определяется в основном механическими параметрами преобразователя. Пьезоэлектрические преобразователи могут быть выполнены с

Таблица 3.7

Материал	$d, 10^{-12}$ Кл/Н	$E, \text{ГПа}$	$\eta, \%$	$\beta_0 = \frac{\Delta S_U}{S_U}$	η/β_0
Пьезокварц	2,3	80	1	0,01—0,02	0,5—0,8
Ниобат свинца	90	29	10	—	—
Керамика ЦТС	200	57	18	0,14—0,20	1,1
Керамика титана бари	190	110	24	0,5—0,6	0,4
Керамика PZT (США)	320	67	50	0,12—0,20	3,3

частотой собственных колебаний $f_0 \approx 100$ кГц, что позволяет измерять механические величины, изменяющиеся с частотой до 7—10 кГц.

Достоинствами пьезоэлектрических преобразователей являются малые габариты, простота конструкции, надежность в работе, возможность измерения быстропеременных величин. Наиболее широкое распространение пьезоэлектрические преобразователи получили для измерения вибрационных ускорений. Повышенную чувствительность имеют преобразователи с пьезоэлементами, работающими на изгиб, однако они имеют значительно меньшую собственную частоту и поэтому применяются только в низкочастотных датчиках.

Энергетическая эффективность различных пьезоэлектрических материалов характеризуется значением $\eta = p_{эл}/p_{мех} = d^2 E/\epsilon_r$, где d — коэффициент пропорциональности, называемый пьезомодулем и ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость пьезоэлемента. Параметр ряда пьезоматериалов приведен в табл. 3.7. Из 3-го столбца этой таблицы видно, что η пьезоматериалов различается в 50 раз (1 % у кварца, 50 % у PZT).

Изменение чувствительности пьезоматериалов от изменения температуры происходит вследствие изменения с температурой практически всех их параметров. В результате этого изменение чувствительности преобразователя на отдельных участках температурного диапазона может быть как положительным, так и отрицательным. Модуль возникающей при этом температурной погрешности характеризуется температурным коэффициентом β_0 , значения которого приведены в табл. 3.7. Этот коэффициент имеет наибольшее значение у титаната бари, меньшее у цирконато-титановых керамики и наименьшее у кварца. Поэтому о результирующей температурно-энергетической эффективности пьезоматериалов можно судить по значению отношения η/β_0 , приведенного в последнем столбце таблицы.

Практически выбор того или иного пьезоматериала определяется допустимой температурной погрешностью. Если она допускается равной $\pm 20\%$, то использование керамики ЦТС обеспечивает работу прибора в температурном диапазоне 200—250 °С. При ограничении этой погрешности до $\pm 5\%$ температурный диапазон сокращается до 40—60 °С, а погрешность до $\pm 2\%$ в диапазоне 400—450 °С возможна только при использовании кварца.

Проведенный анализ показывает, что в энергетическом отношении в разработке пьезоматериалов достигнут некоторый предел. Действительно, если преобразователи из кера-

мики типа PZT превращают в электрическую энергию 50 % подводимой к ним механической энергии, то дальнейшее совершенствование пьезоматериалов в этом отношении уже не может дать даже двукратного выигрыша по мощности. Другое дело — совершенствование температурной стабильности параметров пьезоматериалов, так как температурная стабильность современных керамик все еще в 12—20 раз хуже, чем у кварца. Что же касается анализа конструктивной эффективности созда-

ваемой частоте: если $u = U_m \sin \omega t$, то $i = \omega C U_m \cos \omega t$.

При емкости, принудительно изменяемой по известному закону, например $C = C_0 + \Delta C \sin \Omega t$, преобразователь работает в емкостных модуляторах и измерителях поверхностных зарядов (а также в электростатических генераторах). Например, преобразователь емкостного модулятора («динамический конденсатор») в зависимости от постоянной времени RC -цепи может работать в режиме за-

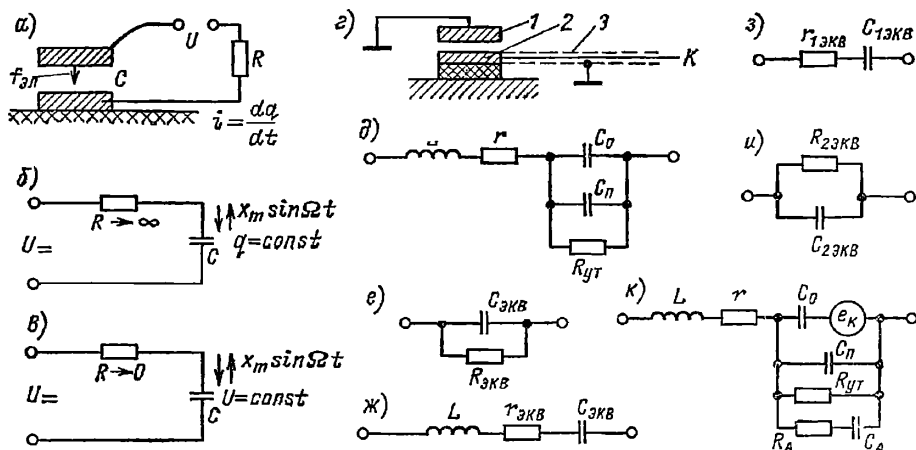


Рис. 3.18. Принципиальные схемы и схемы замещения электростатических преобразователей

ваемых конструкций пьезодатчиков, то он крайне необходим, так как без него допускается разработка и выпуск датчиков, в сотни раз уступающих по эффективности наиболее удачно сконструированным образцам.

3.4.3. Электростатические преобразователи.

Электростатический преобразователь представляет собой два или несколько тел, между которыми действует электрическое поле. Простейший преобразователь (рис. 3.18, а) содержит два электрода площадью S , параллельно расположенные на расстоянии δ в среде с абсолютной диэлектрической проницаемостью ϵ_a .

С электрической стороны электростатический преобразователь характеризуется напряжением U между пластинами, зарядом $q = C U$, где C — емкость, равная для плоскопараллельного расположения пластин: $C = \epsilon_a S / \delta$ (без учета краевого эффекта), током $i = dq/dt$, энергией электрического поля $W = q^2 / 2 = C U^2 / 2$.

Если одна из пластин (или диэлектрик между ними) имеет возможность перемещаться, то с механической стороны преобразователь характеризуется перемещением x , скоростью $v = dx/dt$ и электростатической силой притяжения $f_{эл} = dW_{эл}/dx$. В качестве электростатических преобразователей используются также закрытые p - n переходы: p - и n -области играют роль пластин, разделенных обедненным слоем, ширина δ которого возрастает при увеличении запирающего напряжения.

При постоянной емкости $C = \text{const}$ электростатический преобразователь работает как мера емкости или как элемент электрической цепи с реактивной проводимостью, пропорцио-

данного заряда при $\Omega RC < 1$ (рис. 3.18, б) и заданного напряжения при $\Omega RC > 1$ (рис. 3.18, в). В первом случае $q \approx C_0 U_x = \text{const}$;

$$u_C = q/C = \frac{C_0 U_x}{C_0 + \Delta C \sin \Omega t} = U_x \left(1 - \frac{\Delta C}{C_0} \sin \Omega t \right),$$

т.е. выходной величиной является переменная составляющая напряжения u_C (или u_R). Во втором случае $U_C \approx U_x$; $q \approx (C_0 + \Delta C \sin \Omega t) U_x$;

$$i = dq/dt = U_x \Omega \Delta C \cos \Omega t,$$

т.е. выходной величиной модулятора, пропорциональной постоянному напряжению U_x , является ток.

При емкости, изменяющейся в зависимости от измеряемой неэлектрической величины, электростатический преобразователь (называемый в этом случае емкостным) работает в различных датчиках прямого преобразования, а также как преобразователь неравновесия в датчиках уравнивания. Величинами, влияющими на емкость, могут быть механическое перемещение, изменяющее зазор δ или площадь S , температура и состав диэлектрика, влияющие на ϵ_a , и т.д. При этом преобразователь может работать либо на постоянном токе (в режиме заданного напряжения или заданного заряда), либо на переменном токе (на несущей частоте). Например, если $\delta = \delta_0 + x$, то $C = \epsilon_a S / (\delta_0 + x)$ и при работе на постоянном токе в режиме заданного заряда (при условии, что переменная x меняется с

такой круговой частотой Ω , что $\Omega RC \gg 1$) напряжение $u_c = q/C = q(\delta_0 + x)/(\epsilon S)$ содержит составляющую, пропорциональную x . При работе в режиме заданного напряжения $U = \text{const}$ заряд $q = \epsilon_a SU/(\delta_0 + x)$. Если $x \ll \delta_0$, то приближенно

$$q = \frac{\epsilon_a SU}{\delta_0} \left(1 - \frac{x}{\delta_0}\right)$$

$$\text{и } i = \frac{dq}{dt} = \frac{\epsilon_a SU}{\delta_0^2} \frac{dx}{dt},$$

т. е. преобразователь может служить для измерения скорости $v = dx/dt$ относительно движения.

При работе на несущей частоте электростатический преобразователь питается напряжением $u = U_m \sin \omega t$, угловая частота ω которого должна значительно превышать наибольшую частоту Ω изменения емкости под действием измеряемой величины. Пусть, например, $C = C_0 + \Delta C \sin \Omega t$.

Тогда

$$i = d(Cu)/dt = C du/dt + u dC/dt =$$

$$= U_m (\omega C_0 \cos \omega t + \omega \Delta C \cos \omega t \cdot \sin \Omega t +$$

$$+ \Omega \Delta C \sin \omega t \cdot \cos \Omega t).$$

Первый член в скобках выражает несущее колебание постоянной амплитуды, второй член — составляющую тока, изменяющуюся пропорционально изменению емкости, однако третий член нарушает эту пропорциональность. Для уменьшения влияния третьего члена нужно увеличивать отношение ω/Ω . В дальнейшем рассматриваются исключительно емкостные преобразователи, работающие на несущей частоте, так как этот режим встречается наиболее часто.

При емкости, изменяющейся под действием силы электростатического притяжения, электростатический преобразователь работает в измерительных механизмах вольтметров и в датчиках уравнивания в качестве обратного преобразователя. При измерении неэлектрических величин, например перемещения, сила f_e обычно считается вредным эффектом, поскольку она является реакцией прибора на объект измерения. Однако следует отметить, что другие преобразователи, например индуктивные, создают еще большую реакцию, так что электростатические преобразователи по малости воздействия на объект можно поставить сразу же за фотоэлектрическими и ионизационными, которые практически совсем не воздействуют на объект.

Конструктивная схема ЭС преобразователя показана на рис. 3.18, а, а его электрическая эквивалентная схема — на рис. 3.18, б. Она учитывает не только емкость C_0 между его электродами 1 и 2, но и конечное сопротивление утечки $R_{ут}$ изоляции между электродами, сопротивление r и индуктивность L кабеля K , а также паразитную емкость C_{π} между электродами и заземленными деталями конструкции и между жилой кабеля K и его заземленным экраном \mathcal{E} . Влияние отдельных элементов схемы учитывается в зависимости от конкретных обстоятельств работы. Так, при работе на низкой частоте сопротивление конденсатора велико и влияние индуктивности и

сопротивления ввода не сказывается; пренебрегая им, можно упростить эквивалентную схему, как показано на рис. 3.18, в, где $R_{эвб} \approx R_{ут}$ и $C_{эвб} \approx C_0 + C_{\pi}$. При работе на высоких частотах сопротивление конденсатора падает и большую роль начинает играть индуктивность и сопротивление ввода, в то время как шунтирующее действие сопротивления утечки перестает сказываться. В этом случае удобнее последовательная эквивалентная схема преобразователя (рис. 3.18, ж), где $r_{эвб} \approx r$ и $C_{эвб} = C_0 + C_{\pi}$. Влияние сопротивления утечки может быть учтено соответствующей добавкой в сопротивлении $r_0 = r + 1/(\omega^2 C_{эвб}^2 R_{ут})$. Эффективная емкость C_{ω} на высокой частоте оказывается за счет индуктивности L больше емкости $C_{эвб}$, так как $C_{\omega} = C_{эвб}/(1 - \omega^2 LC_{эвб})$. Действие индуктивности токопроводов начинает сказываться обычно на частотах свыше 10 МГц.

В эквивалентной схеме ЭС преобразователя с диэлектриком должны быть учтены потери в последнем. Из-за потерь в электростатическом преобразователе сдвиг фаз между напряжением и током оказывается меньше $\pi/2$ на угол потерь δ . Эквивалентные сопротивления для этих схем выражают часто через приводимый в справочных данных тангенс угла потерь δ как $r_{1эвб} = \text{tg } \delta / (\omega C_{1эвб})$ (рис. 3.18, з) или $R_{2эвб} = 1/(\omega^2 C_{2эвб} \text{tg } \delta)$ (рис. 3.18, и). Емкости $C_{1эвб}$ и $C_{2эвб}$ связаны между собой зависимостью $C_{2эвб} = C_{1эвб}/(1 + \text{tg}^2 \delta)$ и, так как обычно $\text{tg } \delta \ll 1$, их можно считать приблизительно равными: $C_{1эвб} = C_{2эвб} = C_{эвб}$. В образцовых воздушных конденсаторах $\text{tg } \delta$ не превышает $5 \cdot 10^{-5}$, так как определяется только потерями в изоляции между электродами и в материале электродов.

В конденсаторах с диэлектриком угол потерь значительно больше и, кроме того, может зависеть от напряжения на конденсаторе, частоты, температуры и влажности. В частности, зависимость от влажности настолько существенна, что на этом принципе строятся измерители влажности зерна и некоторых других продуктов.

В некоторых случаях при наличии диэлектрика между электродами преобразователя приходится считаться с тем, что после поляризации диэлектрики еще в течение какого-то времени (0,1–2 с) сохраняют заряд (абсорбция), что приводит к остаточным напряжениям, достигающим нескольких процентов от приложенного напряжения. Влияние абсорбции в эквивалентной схеме конденсатора в первом приближении можно учесть включением параллельно емкости C_0 цепочки, состоящей из емкости C_A и сопротивления R_A . Поэтому полная эквивалентная схема преобразователя может быть представлена в виде рис. 3.18, к.

Кроме диэлектриков с временно сохраняющейся поляризацией существуют еще специальные диэлектрики, называемые электретами, поляризация которых сохраняется длительное время. Электреты используются в ряде ЭС преобразователей для создания постоянного электрического поля аналогично тому, как для создания постоянного магнитного поля используются постоянные магниты.

При работе электростатических преобразователей на постоянном токе нужно учитывать существующую между электродами контактную разность потенциалов (КРП) e_k , включаемую в эквивалентной схеме последовательно с емкостью. КРП зависит от природы материалов, свойств и чистоты поверхности и существует даже между электродами, выполненными из одного и того же материала.

Относительное изменение емкости $C = \epsilon_e S/\delta$ определяется как $\gamma_c = \gamma_e + 2\gamma_l - \gamma_\delta$, где l — линейный размер, определяющий площадь $S = l^2$.

Для воздуха при изменении давления 0,1 МПа ϵ_e изменяется на $\gamma_e = 0,06\%$, а при изменении влажности от 30 до 40 % — на $\gamma_e = 0,01\%$.

Изменение температуры сказывается как на изменении диэлектрической проницаемости, так и на изменении геометрических размеров, вызываемом линейным расширением материалов. Средние температурные коэффициенты линейного расширения для наиболее распространенных материалов составляют: для металлов $(15-30) \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, для инвара $(1-5) \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, для плавленого кварца $0,5 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, для неорганических диэлектриков $(6-10) \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, для органических диэлектриков $(50-100) \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. Изменение диэлектрической проницаемости для воздуха равно $\gamma_e = -2 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, а для твердых диэлектриков (плавленый кварц, слюда) $\gamma_e = 5 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

Некоторые специальные материалы, например титанат бария или сегнетова соль, имеют резко выраженную зависимость диэлектрической проницаемости от температуры. При температурах, соответствующих точкам Кюри, диэлектрическая проницаемость возрастает во много раз. Это явление используется в емкостных преобразователях для систем аварийной сигнализации.

Емкостные преобразователи находят самое широкое применение и используются для измерения уровня, плотности, толщины ленты диэлектриков, для измерения угла поворота вала.

Достоинством емкостных преобразователей с переменной площадью пластин является возможность соответствующим выбором формы подвижной и неподвижной пластин получить заданную функциональную зависимость между изменением емкости и входным углом или линейным перемещением. Преобразователи с переменной площадью применяются для измерения перемещений, больших 1 мм. Для измерения малых перемещений $(10^{-6}-10^{-3} \text{ м})$ получили применение преобразователи с переменным зазором.

Емкости большинства преобразователей составляют 10—100 пФ, и поэтому даже на высоких частотах их выходное сопротивление велико (10^3-10^7 Ом) , а выходная мощность настолько мала, что емкостные преобразователи работают только с усилителем и, чтобы избежать наводок, соединяются с ним экранированным проводом или коаксиальным кабелем. Экранированные провода имеют относительно большие емкости между жилой и заземленным экраном ($C \approx 50 \text{ пФ/м}$), коаксиаль-

ный кабель имеет емкость $C \approx 30 \text{ пФ/м}$ и волновое сопротивление $\rho = \sqrt{L/C} = 50 \text{ Ом}$. Пренебрегая сопротивлением провода и проводимостью изоляции кабеля, эквивалентную емкость преобразователя с кабелем можно приблизительно оценить по формуле $C_{\text{экв}} = C[1 + \omega^2 L_k (C_k + C)] + C_k$, где L_k и C_k — полные индуктивность и емкость кабеля. Емкость линий связи, если не предусмотреть специальных мер, шунтирует преобразователь, значительно снижая его чувствительность и точность. Распространенными для емкостных преобразователей являются мостовые схемы.

Габаритные размеры емкостных преобразователей обычно определяются конструктивными соображениями. Однако следует всячески стремиться к увеличению емкости преобразователя, так как это уменьшает его выходное сопротивление и облегчает требования, предъявляемые к измерительной цепи и изоляции преобразователя. Для увеличения емкости преобразователя зазор между пластинами уменьшают, насколько это возможно по технологическим и конструктивным соображениям. Он обычно составляет 100—500 мкм, а в некоторых преобразователях даже 10—20 мкм.

При таких малых зазорах изменение их в процессе работы на 0,1—1 мкм уже не может вызвать существенное изменение емкости, поэтому воздушный зазор должен быть тщательно защищен от влаги, пыли и паров, способных вызвать коррозию.

При проектировании емкостных преобразователей одним из важнейших вопросов является способ изоляции и крепления электродов. Лучшими свойствами обладают керамические изоляционные материалы, однако их поверхностное сопротивление сильно зависит от загрязнения и влажности, поэтому при выборе крепления деталей преобразователя нужно предусмотреть минимальное влияние поверхностных сопротивлений изоляции на полное сопротивление утечки.

Для того чтобы в зависимости от температуры не изменялось расстояние между пластинами емкостного преобразователя, нужно подобрать материалы с соответствующими температурными коэффициентами линейного расширения. Температурная погрешность нуля в значительной степени снижается при применении дифференциальных преобразователей.

Выходное сопротивление преобразователя при заданной емкости падает с ростом частоты, поэтому частоту напряжения питания не следует выбирать меньше 500—1000 Гц, а большинство измерительных цепей работает на частотах 10^5-10^7 Гц .

Допустимое напряжение на конденсаторе определяется пробивной напряженностью. Для воздуха при нормальном давлении и зазорах между пластинами 0,1—10 мм пробивная напряженность составляет 2—3 МВ/мм. При зазорах, меньших 0,1 мм, можно не снижать напряжения, так как при напряжениях, меньших 350 В, воздушный промежуток вообще не пробивается независимо от длины зазора. Для большинства диэлектриков пробивная напряженность при электрическом пробое при нормальной температуре составляет 100—500 МВ/мм. Однако допустимое напряжение конденсаторов с диэлектриком определяется

Таблица 3.7

Тип преобразователя	Режим питания	Конструктивная разновидность	Сила, действующая в направлении измеряемого перемещения
Преобразователь с переменной площадью $C=f(S)$, где $S=xh$; U_0 — напряжение между пластинами при $x=x_0$; h — параметр площади	Режим заданного напряжения	Одинарный	$\frac{1}{2} U^2 \frac{\varepsilon_a h}{\delta}$
		Дифференциальный	0
	Режим заданного тока	Дифференциальный	$2U_0 \frac{\varepsilon_a h}{\delta} \frac{\Delta x/x_0}{\left[1 - \left(\frac{\Delta x}{x_0}\right)^2\right]^2}$
Преобразователь с переменным зазором $C=f(\delta)$	Режим заданного напряжения	Одинарный	$\frac{1}{2} U^2 \frac{\varepsilon_a S}{\delta^2}$
		Дифференциальный	$2U^2 \frac{\varepsilon_a S}{\delta_0^2} \frac{\Delta\delta/\delta_0}{[1 - (\Delta\delta/\delta_0)^2]^2}$
	Режим заданного тока	Дифференциальный	0

не только электрическим, но и тепловым пробоем, напряженность при котором зависит от геометрических, тепловых и электрических параметров преобразователя и уменьшается с увеличением частоты обратно пропорционально $\sqrt{\omega}$.

В ряде случаев напряжение питания ограничивается допустимыми силами электростатического притяжения между пластинами. Для наиболее часто встречающихся условий работы выражения для сил приведены в табл. 3.7.

В одинарном преобразователе при диаметре пластины $d = 25$ мм, зазоре $\delta = 0,1$ мм и напряжении $U = 50$ В электростатическая сила достигает $f_{эл} = 5 \cdot 10^{-4}$ Н.

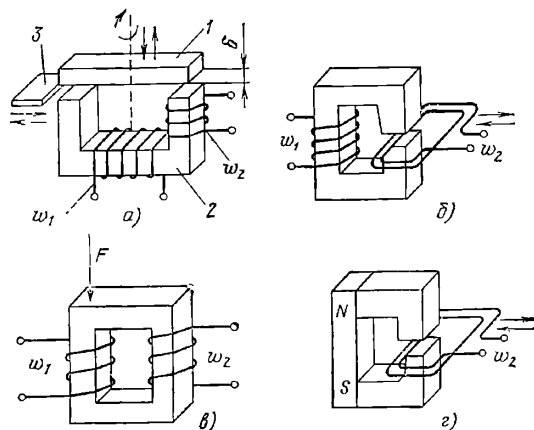


Рис. 3.19. Принципиальные схемы электромагнитных преобразователей

В дифференциальном преобразователе с переменным зазором силы, действующие между парами пластин, направлены встречно и полностью компенсируют друг друга, если входное сопротивление цепи, включенной в диагональ моста, бесконечно велико и рабочие емкости ничем не шунтируются. В этом случае уменьшение или увеличение зазора вызывает пропорциональное уменьшение или увеличение напряжения между соответствующими пластинами: сила, действующая между ними, остается неизменной, т. е. разность сил равна нулю независимо от перемещения, что и показано в табл. 3.7.

3.4.4. Электромагнитные преобразователи. На рис. 3.19, а изображена магнитная цепь электромагнитного преобразователя с двумя обмотками w_1 и w_2 . Полное сопротивление обмотки w_1 , пренебрегая рассеянием магнитного потока, можно записать в виде

$$\begin{aligned}
 Z &= R_0 + j\omega \frac{w_1^2}{Z_M} = R_0 + j\omega \frac{w_1^2}{Z_{\text{мFe}} + R_\delta} = \\
 &= R_0 + \frac{\omega w_1^2 X_M}{(R_\delta + R_M)^2 + X_M^2} + \\
 &+ j\omega \frac{w_1^2 R_M + R_\delta}{(R_\delta + R_M)^2 + X_M^2} = R_{\text{экв}} + j\omega L_1,
 \end{aligned}$$

где R_0 — сопротивление обмотки постоянному току; $Z_{\text{мFe}}$ — магнитное сопротивление ферромагнитной части магнитной цепи, которое при работе преобразователя на переменном токе следует считать комплексным: $Z_{\text{мFe}} = R_M + jX_M$, причем X_M отражает потери в ста-

ли на гистерезис и вихревые токи; $R_\delta = \delta/(\mu_0 S)$ — магнитное сопротивление воздушного зазора; δ и S — длина и площадь зазора; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная.

Если потери в стали малы ($X_m \ll R_m$), то индуктивность $L = w_1^2/(R_m + R_\delta)$ и аналогично взаимная индуктивность между обмотками $M = w_1 w_2/(R_m + R_\delta)$.

Если изменять R_δ , например, приближая подвижный якорь 1 к неподвижному сердечнику 2 (уменьшение δ), или уменьшать S , поворачивая сердечник относительно неподвижной части магнитной цепи, то при этом будет изменяться значение индуктивности L и взаимной индуктивности M .

Значения L и M можно изменять и при неподвижных якоре 1 и сердечнике 2 путем введения в воздушный зазор пластины 3 из ферромагнитного материала (уменьшение δ) или пластины из электропроводящего неферромагнитного материала. В последнем случае изменение L и M обусловлено размагничивающим действием токов, индуцированных в пластине основным магнитным потоком, проходящим по магнитной цепи.

Преобразователи, преобразующие естественную входную величину в виде перемещения в изменение индуктивности, называют индуктивными. Преобразователи, преобразующие перемещение в изменение взаимной индуктивности, принято называть трансформаторными, хотя более строгое название для этой группы преобразователей — взаимоиндуктивные.

В трансформаторных преобразователях изменение взаимной индуктивности M можно получить не только при изменении магнитного сопротивления, но и при перемещении одной из обмоток, как это показано на рис. 3.19, б.

Если к магнитной цепи преобразователя (3.19, в) приложить сжимающие, растягивающие или скручивающие усилия, то вследствие их воздействия произойдет изменение магнитной проницаемости сердечника. Последнее вызовет изменение магнитного сопротивления $Z_{\text{мгFe}}$ сердечника: $Z_{\text{мгFe}} = l_0/\mu_{\text{Fe}} S_0$, где l_0 и S_0 — длина и площадь сечения сердечника. Это, в свою очередь, приведет к изменению индуктивности обмотки, помещенной на сердечнике, или взаимной индуктивности между обмотками w_1 и w_2 .

Подобные преобразователи в качестве естественной входной величины имеют упругую деформацию сердечника и могут быть использованы для измерения сил, давлений, моментов и т. д. Эти преобразователи, основанные на изменении магнитного сопротивления, обусловленном изменением магнитной проницаемости ферромагнитного сердечника под воздействием механической деформации, называются магнитоупругими.

Существует и обратное явление (магнитострикция), когда внешнее магнитное поле вызывает механические деформации ферромагнитного тела. Под численным значением магнитоустрикции понимают относительное изменение $\Delta l/l = \lambda$ длины l стержня, обусловленное воздействием внешнего магнитного поля. Некоторые ферромагнитные тела имеют положительную магнитоустрикцию, т. е. увели-

чивают свои размеры под действием магнитного поля, у некоторых же она отрицательная, т. е. эти тела уменьшают свои размеры. Кроме того, магнитоустрикция и ее знак зависят от материала магнитной цепи, его термообработки, температуры и напряженности магнитного поля.

Магнитоупругий эффект также неоднозначен. Для одного и того же материала под действием механического напряжения магнитная проницаемость в слабых полях может возрастать, в то время как в сильных полях — падать.

Магнитоанизотропные свойства материала могут быть использованы для измерения напряжения в нем без непосредственного контакта датчика с деталью.

Преобразователи с использованием эффекта Видемана применяют в основном для измерения крутящего момента. При скручивании ферромагнитного стержня в нем появляется винтовая составляющая повышенной магнитной проницаемости и, следовательно, в магнитном поле — винтовая составляющая потока, которую можно считать результатом суперпозиции продольного и кругового потоков. Таким образом, при прохождении тока через стержень, на который воздействует крутящий момент, в стержне кроме кругового магнитного потока возникает продольный магнитный поток (обратный эффект Видемана). Прямой эффект Видемана заключается в том, что стальной стержень с проходящим по нему током, помещенный в продольное магнитное поле, испытывает деформацию кручения.

Типы магнитоупругих преобразователей можно разбить на две основные группы. К первой группе относятся преобразователи, в которых используются изменения магнитной проницаемости чувствительного элемента в одном направлении. Ко второй группе относятся преобразователи, в которых используется изменение магнитной проницаемости одновременно в двух взаимно перпендикулярных направлениях или, иначе говоря, магнитная анизотропия материала чувствительного элемента. Преобразователи той и другой группы могут работать как индуктивные сопротивления, которые определяются приложенным к сердечнику механическим усилием, и как трансформаторные преобразователи с переменной взаимной индуктивностью между обмотками.

Как правило, магнитоупругие преобразователи предназначены для измерения больших усилий (десятки тысяч ньютонов). Их сердечники не имеют разъемов, и обмотки приходится наматывать вручную.

Выбор размеров сердечника магнитоупругого преобразователя диктуется техническими условиями работы и допустимым напряжением для выбранного ферромагнитного материала. Напряженность магнитного поля влияет на магнитоупругую чувствительность.

Магнитоупругая погрешность выражает невоспроизводимость магнитного состояния сердечника преобразователя при нагрузке и разгрузке. Ее возникновение обусловлено магнитоупругим гистерезисом. Экспериментальные исследования показали, что магнитоупругая погрешность γ_m при статических нагрузках преобразователя больше, чем при динамических. Так, у преобразователя индуктивного ти-

па с сердечником из стали, содержащей 4,5 % Si, при динамических нагрузках $\gamma_m = 1\%$, при статических $\gamma_m = 4\%$.

Как показали исследования, γ_m уменьшается с увеличением напряженности магнитного поля в сердечнике, а также в результате механической тренировки преобразователя. Для получения возможно меньшей магнитоупругой погрешности сердечник следует изготавливать из ферромагнитных материалов с узкой петлей магнитного гистерезисного цикла и высоким пределом упругости. Кроме того, максимальная нагрузка на сердечник не должна быть больше $1/6 - 1/7$ предела упругости.

В процессе старения материала происходит изменение его магнитной проницаемости и внутренних напряжений в нем. Это приводит к нестабильности магнитоупругой чувствительности, составляющей после искусственного старения (термообработка и многократное нагружение) не более 0,5 % для преобразователей из сплошного материала и не более 2 % для преобразователей из листового материала. При изменении напряжения питания меняется как начальное значение магнитной проницаемости, так и магнитная упругость. Поэтому стабилизация напряжения питания необходима для всех типов преобразователей.

Колебания температуры преобразователя вызывают изменение сопротивления катушки постоянному току, изменение начальной магнитной проницаемости и изменение магнитострикции, а следовательно, магнитной упругости. Все эти изменения создают температурную погрешность преобразователя. У преобразователей с сердечниками из электротехнических сталей, содержащих от 3 до 4,5 % кремния, при сильно выраженном поверхностном эффекте в интервале температур от 10 до 110 °C погрешность от температуры составляет 0,5—1 %, а при слабо выраженном поверхностном эффекте может достигать 2—3 %. Погрешности существенно уменьшаются при использовании дифференциальных магнитных преобразователей. Наименьшими погрешностями обладают магнитоанізотропные преобразователи, в которых используется дифференциальный эффект самого материала и, следовательно, обеспечивается наиболее полная идентичность внешних условий и собственных свойств.

На рис. 3.19, а изображен преобразователь, конструктивно аналогичный трансформаторному преобразователю на рис. 3.19, б, но с постоянным магнитом, который может быть заменен постоянным электромагнитом, если через обмотку ω_1 (рис. 3.19, б) пропустить постоянный ток. При неподвижной обмотке ω_2 ЭДС на ее выводах равна нулю. Однако если обмотка ω_2 под воздействием измеряемой величины начинает перемещаться, то согласно закону электромагнитной индукции в обмотке возникает ЭДС, равная:

$$e = -\omega_2 d\Phi/dt,$$

где $d\Phi/dt$ — скорость изменения магнитного потока, сцепляющегося с витками обмотки.

Поскольку скорость изменения магнитного потока определяется скоростью перемещения обмотки в воздушном зазоре, то преобразователь по рис. 3.19, а имеет естественную величину в виде скорости линейных или угловых

перемещений, а выходную — в виде индуктированной ЭДС. Подобные преобразователи, в которых скорость изменения измеряемой (механической) величины преобразуется в индуктированную ЭДС, называются индукционными.

Индукционные преобразователи, представляющие собой небольшие генераторы постоянного тока, используются в приборах для измерения частоты вращения валов (тахометры), а также в приборах для измерения линейных и угловых вибраций. Так как выходное напряжение индукционных преобразователей пропорционально скорости вибраций подвижной части, то для получения напряжения, пропорционального амплитуде вибраций или ускорению, выходное напряжение индукционного преобразователя подвергается интегрированию или дифференцированию с помощью интегрирующих или дифференцирующих цепей.

Для повышения чувствительности преобразователя выгоднее применять катушку с большим числом витков, поскольку индуктированная ЭДС прямо пропорциональна числу витков. Однако при увеличении числа витков необходимо учитывать следующие обстоятельства.

1. Увеличить число витков при заданном сечении $S_{\text{окл}}$ катушки можно только за счет уменьшения диаметра провода, а следовательно, за счет резкого увеличения (с увеличением квадрата числа витков) ее сопротивления. При работе преобразователя на указатель конечного сопротивления $R_{\text{ук}}$ выходная мощность возрастает только до тех пор, пока сопротивление катушки не становится равным значению $R_{\text{ук}}$. При дальнейшем увеличении числа витков чувствительность падает.

2. Увеличение числа витков при неизменном диаметре провода вызывает увеличение толщины катушки, т. е. $S_{\text{окл}}$, и требует соответствующего увеличения воздушного зазора, что приводит к падению индукции. Поэтому оптимальное число витков может быть найдено только путем ряда расчетов различных чисел витков и соответствующих зазоров.

3. При расчете катушки необходимо учитывать реакцию поля катушки. Ток в катушке должен быть достаточно мал, чтобы перенесенная магнитная индукция, создаваемая катушкой, была значительно меньше индукции постоянного магнитного поля в зазоре, создаваемого постоянным магнитом.

Расчет магнитной цепи электромагнитного преобразователя (например, показанной на рис. 3.19, а) упрощается, если удастся составить ее эквивалентную схему, полагая сосредоточенными комплексные магнитные сопротивления отдельных участков стальной цепи, магнитные сопротивления воздушных зазоров и проводимости путей рассеяния.

Расчет магнитных проводимостей зазоров и путей рассеяния через воздух производится по обычным формулам, применяемым при расчете магнитных цепей постоянного тока. Магнитное сопротивление зазора при поперечных размерах зазора, много больших его длины δ , определяется формулой $R_\delta = \delta/(\mu_0 S)$, где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная и S — площадь поперечного сечения зазора. Однако в большинстве случаев сопротивление рабоче-

го зазора следует определять с учетом искажений магнитных линий у краев зазора, а также линий, замыкающихся через боковые поверхности магнитопровода, так как наличие этих магнитных линий приводит к отсутствию пропорциональности между изменением магнитного сопротивления зазора и изменением его длины.

При измерении динамических величин частота источника питания должна быть в соответствующее число раз больше частоты измеряемого процесса, чтобы измеряемая величина воспроизводилась без заметных искажений. Если же частота измеряемого процесса невелика, то проще питать преобразователь от сети переменного тока частотой 50 Гц. При повышении частоты мощность преобразователя увеличивается, но лишь до тех пор, пока потери в стали $I^2\omega^2 X_m/Z_m^2$ остаются много меньше потерь в меди $I^2 R_0$ и магнитные сопротивления стали Z_m значительно меньше сопротивлений воздушных зазоров. При больших частотах выходная мощность преобразователя падает, поэтому при использовании сердечника из листового материала можно увеличить частоту питания до 1—10 кГц, а при использовании ферритовых сердечников — до 100—300 кГц.

Дифференциальные преобразователи позволяют уменьшить погрешности и увеличить линейный участок характеристики, поэтому в практике индуктивные преобразователи почти всегда выполняются дифференциальными. Зависимость параметров преобразователя от питающего напряжения и его частоты обусловлена зависимостью магнитного сопротивления стальной части магнитной цепи от индукции частоты. Радикальным средством уменьшения погрешности от внешних факторов является кроме применения дифференциальных преобразователей увеличение относительной чувствительности преобразователя к измеряемой величине. Для увеличения чувствительности следует максимально использовать длину зазора, т. е. увеличивать $\Delta\delta/\delta$, уменьшая при заданном $\Delta\delta$ начальный зазор δ_0 . Увеличение $\Delta\delta/\delta$ ограничено соображениями линейности характеристики преобразователя.

Для точного измерения больших перемещений (например, в металлорежущих станках) применяются линейные и круговые индуктивные преобразователи с зубчатыми сердечниками. Такие преобразователи имеют периодическую характеристику и позволяют измерять приращение входной величины, т. е. линейное или угловое перемещение, путем счета периодов изменения выходного сигнала в процессе движения подвижной части. Для получения более точного отсчета учитывают доли периода по амплитуде выходного сигнала.

Индуктивные преобразователи с подвижными зубчатыми барабанами или гребенчатыми дисками широко применяются также в преобразователях угла в код.

3.4.5. Электрохимические преобразователи. В общем случае электрохимический преобразователь представляет собой электролитическую ячейку, заполненную раствором с помещенными в нем двумя или несколькими элект-

родами, служащими для включения преобразователя в измерительную цепь.

Как элемент электрической цепи электролитическая ячейка может характеризоваться развиваемой ею ЭДС, падением напряжения от проходящего тока, сопротивлением (проводимостью), емкостью и индуктивностью.

Выделяя зависимость между одним из этих электрических параметров и измеряемой неэлектрической величиной и подавляя действие других факторов, можно создавать электрохимические преобразователи для измерения состава и концентрации жидких и газообразных сред, давлений, перемещений, скоростей, ускорений и ряда других неэлектрических величин.

Электрические параметры ячейки зависят от природы и состава раствора и электродов, химических превращений в ячейке, температуры, скорости перемещения раствора и других величин. Связи между электрическими параметрами электрохимических преобразователей и указанными выше неэлектрическими величинами определяются законами электрохимии.

Растворы солей, кислот и оснований в воде и в ряде других растворителей обладают ионной электропроводностью и называются проводниками второго рода. К проводникам второго рода относятся также многие твердые и расплавленные соли.

При растворении происходит диссоциация — расщепление молекул на положительные ионы (катионы) и отрицательные ионы (анионы). Вещества, расщепляющиеся при растворении на ионы и образующие поэтому электропроводящие растворы, называются электролитами. Каждый ион в соответствии с его валентностью несет положительный или отрицательный заряд, равный или кратный заряду электрона. Под воздействием электрического поля катионы движутся к отрицательному электроду (катоде), а анионы — к положительному электроду (аноду) и переносят электрические заряды. Электрическая проводимость чистой, тщательно дистиллированной воды близка к нулю и возрастает по мере повышения концентрации растворенных в ней веществ.

Растворы характеризуются массовой концентрацией ρ , эквивалентной или молярной концентрацией c и химической активностью. Активность a равна произведению эквивалентной концентрации c на коэффициент активности f , равный единице для растворов бесконечного разбавления и уменьшающийся по мере повышения концентрации, так как химическая активность растворенного вещества падает с ростом концентрации из-за уменьшения степени диссоциации и подвижности ионов.

Удельная проводимость раствора пропорциональна его эквивалентной химической активности:

$$\gamma = \lambda f c = \lambda a.$$

Коэффициент λ называется эквивалентной проводимостью. От массовой или эквивалентной концентрации c удельная проводимость зависит нелинейно. Полагать эту зависимость линейной или однозначной можно только в определенных пределах.

Зависимость проводимости электролитов от их концентрации позволяет использовать электролитическую ячейку в качестве измерительного преобразователя, естественной входной величиной которого является значение химической активности a раствора, не имеющее в общем случае однозначной связи с концентрацией раствора. Выходной величиной преобразователя является электрическая проводимость между электродами.

Обстоятельство, заключающееся в том, что при электрических методах измерения химических величин (как будет показано далее, это относится не только к проводимости) воспринимается не просто молярная концентрация вещества c , а его химическая активность $a = f c$, представляет собой большое преимущество этих методов, так как режим реальных химико-технологических процессов наиболее точно характеризуется именно значением химической активности a .

Подвижность ионов сильно зависит от температуры раствора, поэтому с увеличением температуры проводимость возрастает. Температурную зависимость проводимости растворов при небольших концентрациях (до 0,05 нормального, что обозначается 0,05 н) можно определить из выражения

$$\gamma_t = \gamma_0 [1 + (t - t_0) \beta],$$

где β — температурный коэффициент проводимости.

При комнатной температуре примерные значения β равны: $0,016^\circ\text{C}^{-1}$ для кислот; $0,019^\circ\text{C}^{-1}$ для оснований и $0,024^\circ\text{C}^{-1}$ для солей. С повышением температуры более $40-50^\circ\text{C}$, как это показано для водных растворов некоторых солей на рис. 3.20, значение β уменьшается.

Принцип действия *электролитических резисторных* преобразователей основан на зависимости сопротивления электролитической ячейки от состава и концентрации электролита, а также от геометрических размеров ячейки.

Сопротивление столба жидкости электролитического преобразователя

$$R = \frac{\rho l}{S} = \frac{1}{\gamma} K,$$

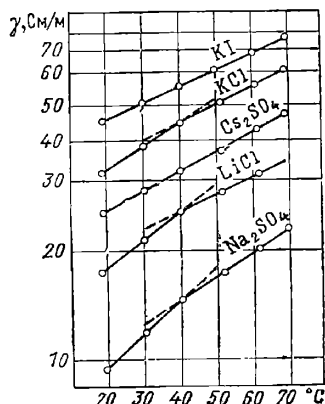


Рис. 3.20. Зависимость удельной электрической проводимости солей от температуры

где $\gamma = 1/\rho$ — удельная проводимость электролита; K — постоянная преобразователя, зависящая от соотношения его геометрических размеров, определяемая обычно экспериментально.

При постоянной концентрации электролита изменение сопротивления преобразователя может быть вызвано изменением расстояния между электродами или изменением сечения электролита. На этом основано действие электролитических преобразователей для измерения перемещений и деформаций. Для уменьшения температурной погрешности электролитические преобразователи перемещения обычно выполняются дифференциальными.

На рис. 3.21 показаны электролитические преобразователи перемещения и схема их включения в мостовую измерительную цепь. Два плеча моста (рис. 3.21, а) образованы сопротивлениями дифференциального электролитического преобразователя, имеющего один подвижный электрод (средний) и два неподвижных. На рис. 3.21, б показан электролитический преобразователь линейных перемещений, а на рис. 3.21, в — преобразователь угловых перемещений.

Основным достоинством электролитических преобразователей перемещения является то, что для перемещения электрода требуется незначительное усилие. Это усилие пропорционально скорости перемещения и становится заметным лишь при высокочастотных колебаниях подвижного электрода.

Электролитический преобразователь угла отклонения от вертикального направления имеет четыре изолированных друг от друга цилиндрических электрода, установленных по окружности в крышке преобразователя. Герметичный корпус преобразователя, образуемый крышкой из изоляционного материала и сферическим основанием из проводящего материала, не полностью заполняется электролитом: часть объема занята воздушным пузырьком. При горизонтальном расположении преобразователя воздушный пузырек располагается в центре и покрывает около половины площади каждого из четырех электродов. При этом проводимости между основанием корпуса и каждым из электродов одинаковы. При наклоне преобразователя воздушный пузырек смещается от центра, равенство проводимостей нарушается и на выходе измерительной цепи, в которую включен преобразователь, появляется сигнал, пропорциональный углу наклона.

На рис. 3.21, г приведена схема устройства электролитического тензорезистора, который состоит из каучуковой трубки 1 с внутренним диаметром 1 мм, заполненной электролитом 2, и двух цилиндрических электродов 3, плотно вставленных в концы трубки таким образом, чтобы ее внутренний объем полностью был заполнен электролитом. При помощи зажимов 4 преобразователь крепится к объекту, деформация которого измеряется. Кроме того, преобразователь можно непосредственно наклеивать на исследуемую поверхность. В зависимости от состава электролита, длины и сечения канала трубки можно изготовить преобразователи с начальным сопротивлением от сотен ом до нескольких сотен килоомов. Такие преобразователи позволяют

измерять очень большие относительные деформации (до $\Delta l/l = 0,06$), их коэффициент тензочувствительности $k = \frac{\Delta R/R_0}{\Delta l/l_0} = 2$. Частотная характеристика преобразователей практически равномерна до частот 500—700 Гц. В качестве электролита применяется 1,2 н водный раствор CuSO_4 .

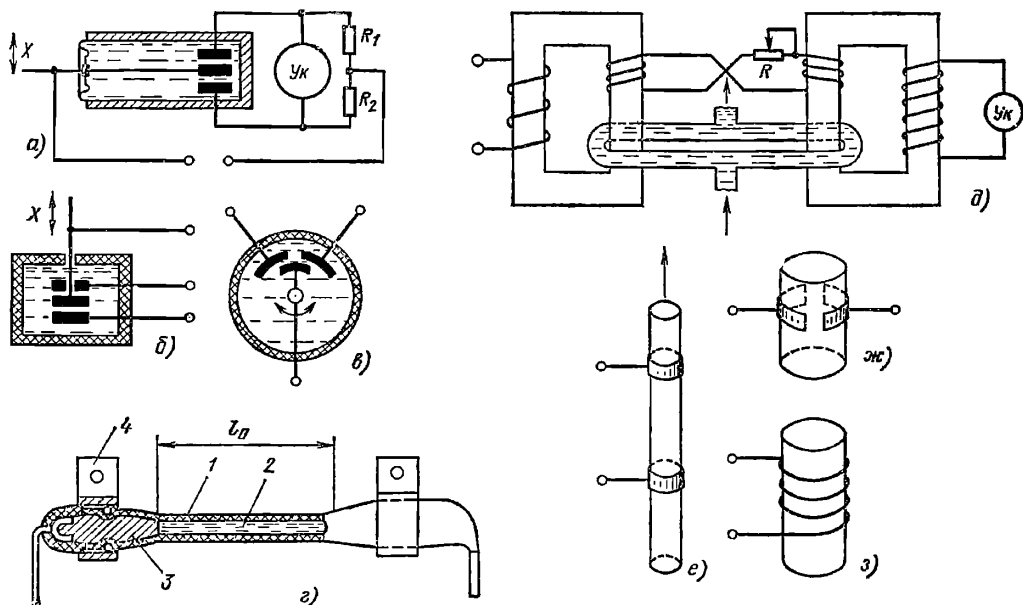


Рис. 3.21. Схемы электролитических преобразователей

Достоинством электролитических тензорезисторов является возможность использования больших напряжений питания (до 500 В). Резиновый электролитический тензопреобразователь обладает высокими изоляционными свойствами, поэтому его можно применять при измерении деформаций деталей, находящихся в воде и других жидких средах, не разрушающих каучук.

Электролитические преобразователи для измерения концентраций электролитов разделяются на контактные, электроды которых непосредственно помещаются в контролируемый раствор, и бесконтактные. Корпус преобразователя обычно изготавливается из химически стойкого стекла с вплавленными платиновыми пластинчатыми электродами.

Конструкция основания преобразователя обеспечивает возможность измерений в проточной жидкости, при погружении в исследуемый раствор и путем отбора проб. Минимально необходимое для измерений количество жидкости 6—7 мл.

Измерение проводимости электролитов при помощи контактных преобразователей производится чаще всего при питании от цепи переменного тока частотой 50 или 1000 Гц.

Для уменьшения погрешностей от поляризации и загрязнения электродов применяются четырехэлектродные преобразователи с двумя токовыми и двумя потенциальными электродами.

Градуировку приборов для измерения концентрации растворов можно осуществлять при помощи образцовых растворов с известной концентрацией или при помощи магазинов резисторов. Поскольку при питании переменным током электролитический преобразователь представляет собой комплексное сопротивление, то при использовании прибора,

градуированного с помощью магазинов резисторов, появляется погрешность измерения. Применение мостов переменного тока с раздельным уравниванием активной и реактивной составляющих комплексного сопротивления преобразователя позволяет повысить точность измерения.

Бесконтактные электролитические преобразователи не имеют контакта металлических электродов с электролитом, что исключает поляризацию и другие нежелательные взаимодействия электрода и раствора. Они разделяются на низкочастотные и высокочастотные.

На рис. 3.21, б показана схема преобразователя с жидкостным витком, который связывает питающий и дифференциальный трансформаторы. При начальной проводимости раствора указатель $Ук$ регулировкой реостата R устанавливается на нуль. При повышении проводимости показания $Ук$ соответствуют измеряемой концентрации раствора. Такие преобразователи позволяют измерять концентрации растворов при температуре до 100 °С, удельная проводимость которых равна 10^{-4} — 100 См/м .

Высокочастотные бесконтактные преобразователи разделяются на емкостные (рис. 3.21, в, ж), которые применяются для измерения концентраций растворов с малой проводимостью (10^{-6} — 1 См/м), и индуктивные (3.21, з) — для растворов с электропроводностью 10^2 — 100 См/м . Обкладки конденсатора

или обмотка индуктивности располагаются снаружи тонкостенной изоляционной трубки с контролируемым раствором. У погружных преобразователей обкладки или обмотка располагаются внутри закрытой трубки, которая помещается в раствор.

Преобразователь обычно включается в резонансный контур, питаемый от генератора с частотой в несколько десятков мегагерц. Измерение концентрации при этом сводится к измерению добротности контура. Высокочастотные преобразователи используются также в частотных датчиках на основе LC-, RC- и RL-генераторов. Приборы с высокочастотными бесконтактными преобразователями градуируются по образцовым электролитам с известной концентрацией.

Вследствие значительного температурного коэффициента проводимости электролитов одним из основных критериев практической пригодности промышленных приборов для измерения концентрации является удачное решение вопроса коррекции зависимости проводимости раствора электролита от температуры. Этот вопрос решается в основном двумя способами: термостатированием раствора и измерительного преобразователя или автоматической коррекцией температурной погрешно-

же, как и у электролитов, часто применяются мостовые измерительные цепи, в смежные плечи которых включается измерительный преобразователь R_x и терморезистор R_t (рис. 3.22, б). Для выравнивания ТКР терморезистора и раствора параллельно элементу цепи с большим ТКР включается резистор из манганина.

Указанные способы температурной коррекции дают удовлетворительные результаты при не очень широких диапазонах изменения температуры и концентрации контролируемых растворов.

Наиболее распространенной разновидностью гальванических измерительных преобразователей являются преобразователи pH-метров, применяемые для измерения активности водородных ионов, по которой можно определить состав и свойства растворов. Существуют также преобразователи для определения активности ионов натрия, калия и др.

Принцип действия гальванических преобразователей pH-метров основан на зависимости ЭДС гальванической цепи от концентрации ионов в электролите и окислительно-восстановительных процессов, происходящих на электродах.

Для характеристики раствора достаточно знать активность водородных ионов, которую для удобства записи и вычислений численно характеризуют отрицательным логарифмом активности ионов водорода — водородным показателем pH:

$$pH = -\lg a_{H^+}.$$

Приборы для измерения этого показателя получили название pH-метров.

В табл. 3.8 дан примерный диапазон изменения активности ионов H^+ и OH^- , а также значения pH для различных водных растворов электролитов при 22 °C.

Таблица 3.8

Раствор	Активность		pH
	H^+	OH^-	
Большие концентрации кислот	$10^0 - 10^{-2}$	$10^{-14} - 10^{-12}$	0—2
Малые концентрации кислот	$10^{-3} - 10^{-6}$	$10^{-11} - 10^{-8}$	3—6
Нейтральные растворы	10^{-7}	10^{-7}	7
Малые концентрации оснований	$10^{-8} - 10^{-11}$	$10^{-6} - 10^{-3}$	8—11
Большие концентрации оснований	$10^{-12} - 10^{-14}$	$10^{-2} - 10^0$	12—14

Рис. 3.22. Схемы коррекции температурной погрешности электролитических преобразователей

сти с использованием медных, никелевых, полупроводниковых и электролитических терморезисторов, помещаемых в контролируемый раствор вместе с измерительным преобразователем с тем, чтобы их температура равнялась температуре раствора.

Первый способ применяется только в лабораторных условиях и в некоторых типах соленомеров, используемых для измерения концентрации солей в питающей воде и конденсированном паре паровых котлов, а также в некоторых типах газоанализаторов, основанных на измерении проводимости электролитов.

На рис. 3.22 показаны схемы температурной коррекции с применением медного (рис. 3.22, а) и полупроводникового (рис. 3.22, б) терморезисторов. Медный терморезистор обычно соединяется последовательно с измерительным преобразователем.

При использовании полупроводниковых и электролитических терморезисторов, которые имеют отрицательный температурный коэффициент сопротивления (ТКР) по знаку такой

Таким образом, диапазон измерения pH водных растворов любых веществ составляет 0—14 ед. В растворах других растворителей (неводных) диапазоны изменения pH другие, например в аммиаке 0—32,7 ед., в муравьиной кислоте 0—6,1 ед. и т. д.

Наиболее точным и универсальным методом измерения pH является электрометриче-

ский метод, т. е. определение электродных потенциалов различных электродов, помещаемых в исследуемый раствор, содержащий водородные ионы.

Так как измерить потенциал одного электрода невозможно, то гальванический преобразователь всегда состоит из двух полуэлементов: измерительного электрода, помещаемого в исследуемый раствор, и вспомогательного полуэлемента, электродный потенциал которого должен оставаться постоянным. В гальванических преобразователях используются каломельный, бромосеребряный, хлорсеребряный и другие вспомогательные полуэлементы.

Хлорсеребряный полуэлемент представляет собой платиновую проволоку, покрытую слоем хлористого серебра и погруженную в раствор HCl . Нормальный потенциал хлорсеребряного полуэлемента равен 0,222 В при 25 °С. Достоинствами хлорсеребряных полуэлементов являются простота и компактность конструкции, хорошая воспроизводимость потенциала электрода, возможность применения при 150—250 °С, а также в условиях тряски и вибраций.

В качестве измерительных электродов кроме водородного применяются хингидронный электрод, сурьмяный электрод и получивший наибольшее распространение стеклянный электрод.

Хингидронный электрод образуется путем помещения в контролируемый раствор платинового электрода и добавления небольшого количества хингидрона $\text{C}_6\text{H}_4\text{O}_2 \cdot \text{C}_6\text{H}_4(\text{OH})_2$. Такой электрод является аналогом водородного электрода, получающего водород из равновесной окислительно-восстановительной системы хинон — гидрохинон, благодаря чему отпадает необходимость непрерывно подавать в контролируемый раствор газообразный водород.

На потенциал хингидронного электрода влияют присутствующие в растворах окислители и восстановители (CrO_3 , MnO_4 и др.), белки и концентрированные растворы нейтральных солей. Они могут вызывать погрешность порядка $\Delta \text{pH} = 0,1$.

Вместо электрода из платины в хингидронном полуэлементе может быть использован угольный электрод. Угольнохингидронный электрод дает весьма устойчивый потенциал, лишь незначительно отличающийся от потенциала платинохингидронного электрода.

Сурьмяный электрод представляет собой литой сурьмяный стержень, опускаемый непосредственно в испытуемый раствор. Сурьмяный электрод используют при не очень высоких требованиях к точности измерения для анализа растворов с $\text{pH} = 2 \div 12$.

Стеклянный электрод представляет собой шаровую тонкостенную колбочку (мембрану), выдуваемую на конце трубки из специальных сортов стекла. Колбочка заполняется контрольным раствором (нормальным или децинормальным) какой-либо соли или кислоты и погружается в исследуемый раствор, концентрация которого надо измерить.

На границе стекло — раствор появляется определенный потенциал, зависящий от активности водородных ионов раствора. При этом безразлично, какая поверхность колбочки бу-

дет использована — внутренняя или внешняя; обе поверхности нужно рассматривать как водородные электроды, один из которых в практических измерениях должен иметь постоянный потенциал. Промежуточный слой стекла между обеими поверхностями является проводником, соединяющим оба электрода.

Принцип действия стеклянного электрода основан на процессе ионного обмена. При помещении стеклянного электрода в раствор щелочные ионы стекла (Na или Li) переходят в раствор, а их места занимают более подвижные ионы водорода из раствора. В результате этого поверхностный слой стекла оказывается насыщенным водородными ионами и стеклянный электрод приобретает свойства водородного электрода.

Гальванический преобразователь со стеклянным электродом обычно состоит из стеклянного электрода и двух вспомогательных полуэлементов, которые используются для снятия потенциала с внутренней и внешней поверхностей стеклянного электрода. Во вспомогательном полуэлементе для снятия потенциала с внутренней поверхности чаще всего используется хлорсеребряный микроэлектрод, который встраивается внутрь стеклянного электрода.

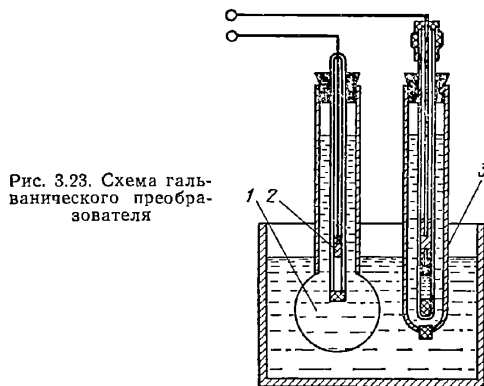


Рис. 3.23. Схема гальванического преобразователя

Схема устройства гальванического преобразователя со стеклянным электродом показана на рис. 3.23. Стеклянный электрод 1 и каломельный полуэлемент 3 помещаются в исследуемый раствор. Внутрь стеклянного электрода, заполненного образцовым раствором с известным значением pH , например 0,1, и раствором HCl , вставлен вспомогательный хлорсеребряный электрод 2.

На выводах преобразователя возникает ЭДС, равная алгебраической сумме потенциалов хлорсеребряного полуэлемента, внутренней и наружной поверхностей стеклянного электрода и каломельного полуэлемента. При изменении pH исследуемого раствора изменяется только потенциал наружной поверхности электрода, который зависит от активности водородных ионов в растворе.

Стеклянный электрод может применяться для измерения pH большинства растворов и поэтому получил наиболее широкое применение.

Характерной особенностью гальванических преобразователей со стеклянными электродами

ми является их большое внутреннее сопротивление, так как в него входит сопротивление стеклянной мембраны. В зависимости от химического состава и толщины стеклянного электрода его сопротивление составляет 0,5—1000 МОм. Сопротивление стеклянного электрода сильно зависит от температуры. При уменьшении температуры сопротивление стеклянных электродов резко возрастает, что препятствует их использованию при температурах ниже 0°C.

Постоянные времени стеклянных электродов лежат в пределах 1—10 с. Время установления потенциала увеличивается с понижением температуры, с уменьшением скорости протекания раствора и при загрязнении электродов. В настоящее время разработаны стеклянные электроды, которые можно использовать при повышенных температурах (до 150°C).

Конструкции стеклянных электродов весьма разнообразны. Для измерения pH кожи, бумаги применяются стеклянные электроды с плоской мембраной, для измерений в вязких средах и для медицинских целей — кольцевидные и игольчатые электроды. Существуют малогабаритные гальванические преобразователи, в которых стеклянный и вспомогательные электроды совмещены в одном корпусе.

Повышения механической прочности стеклянного электрода можно достигнуть, если покрыть одну из поверхностей мембраны электрода металлом. Существует конструкция прочного стеклянного электрода, выполняемого в виде трубки, внутри которой протекает исследуемый раствор.

Основное влияние на точность измерения pH оказывают температурные погрешности. При изменении температуры изменяется ЭДС преобразователя, а также сопротивление (особенно сильно, как указывалось выше, у преобразователей со стеклянным электродом). Для уменьшения температурной погрешности используются электрические цепи температурной коррекции.

Кроме того, у гальванических преобразователей могут быть погрешности от наличия диффузионных потенциалов, возникающих на границе жидкостных контактов растворов, входящих в электрическую цепь преобразователя. Для уменьшения диффузионных потенциалов исследуемый раствор соединяют со вспомогательным полужелезным через электролитический ключ, заполненный насыщенным раствором, на границах с которым диффузионные потенциалы не превышают 1—2 мВ.

Градуировку pH-метров производят по образцовым буферным растворам, обладающим высокой стабильностью значений pH. Значения pH буферных растворов установлены в диапазоне температур 0—95°C с погрешностью $\pm 0,01$ pH и лежат в основе стандартизации шкал pH [3.35].

3.5. ТЕПЛОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В процессе теплообмена различают три основных вида передачи теплоты: теплопроводность, теплообмен путем конвекции и тепловое излучение.

Интенсивность теплообмена определяется плотностью теплового потока, под которой понимается количество теплоты, проходящей в единицу времени через единицу площади поверхности тела.

С помощью одной лишь теплопроводности теплота передается только через твердые непрозрачные тела.

Теплообмен путем конвекции имеет место при передаче теплоты через жидкости и газы, а также при передаче теплоты от жидкости или газа к поверхности твердого тела или, наоборот, от твердой поверхности к жидкости или газу. Теплообмен путем конвекции всегда сопровождается теплообменом посредством теплопроводности.

Электромагнитные колебания, способные переносить тепловую энергию, обычно называют тепловыми, а процесс их распространения — тепловым излучением. Всякое тело, имеющее температуру, отличную от 0 K, всегда излучает энергию. При попадании на другие тела эта энергия частью поглощается и снова превращается в тепловую, частью отражается, частью проходит сквозь тела. Отраженная и прошедшая сквозь тело энергия в конце концов поглощается другими (окружающими) телами. Следовательно, каждое тело не только непрерывно излучает, но и непрерывно поглощает энергию.

Основным уравнением теплового преобразования является уравнение теплового баланса, физический смысл которого заключается в том, что вся теплота, поступающая к преобразователю, идет на повышение его теплосодержания $Q_{тс}$ и, следовательно, если теплосодержание преобразователя остается неизменным (не изменяются температура и агрегатное состояние), то количество поступающей в единицу времени теплоты равно количеству отдаваемой теплоты. Теплота, поступающая к преобразователю, является суммой количества теплоты $Q_{эл}$, создаваемой в результате выделения в нем электрической мощности, и количества теплоты $Q_{т0}$, поступающей в преобразователь или отдаваемой им в результате теплообмена с окружающей средой.

Таким образом, уравнение теплового баланса имеет вид $Q_{эл} + Q_{т0} = Q_{тс}$ и основы расчета тепловых преобразователей заключаются в расчете процессов теплопередачи и теплосодержания.

Выражая соответствующими формулами все виды тепловых потерь, уравнение теплового баланса можно представить как

$$I^2 R + G' (\theta - \theta_0) + G_\theta (\theta - \theta_{cp}) + \xi S (\theta - \theta_{cp}) + C_\Pi S \left[\left(\frac{\theta}{100} \right)^4 - \left(\frac{\theta_{ст}}{100} \right)^4 \right] = 0,$$

где θ_0 , θ_{cp} , $\theta_{ст}$ — соответственно температура внешней среды (атмосферы); среды, окружающей преобразователь, и стенок; S — поверхность стенок; G_θ — термическая проводимость среды; C_Π — коэффициент теплового излучения и G'_θ — термическая проводимость преобразователя.

Как видно из этого уравнения, температура преобразователя зависит от температуры окружающей среды, от коэффициента теплоотдачи ξ , зависящего от скорости движения

окружающей среды, от термической проводимости среды, определяемой ее свойствами, от геометрической формы окружающих тел и расстояния их до преобразователя. Выделив соответствующий эффект и сделав пренебрежимо малыми все остальные, тепловые преобразователи можно использовать для измерения температуры среды, скорости ее движения и концентрации вещества, изменяющей теплопроводность среды.

Переходный процесс нагревания или охлаждения тела описывается уравнением теплового баланса. В стадии регулярного теплового режима в уравнении появляется член, учитывающий дополнительную теплоту, идущую на повышение теплосодержания тела:

$$I^2 R - G'_\Theta (\Theta - \Theta_{\text{ср}}) - G_\Theta (\Theta - \Theta_{\text{ср}}) - \xi S (\Theta - \Theta_{\text{ср}}) - C_\Pi S \left[\left(\frac{\Theta}{100} \right)^4 - \left(\frac{\Theta_{\text{ст}}}{100} \right)^4 \right] - mc \frac{d\Theta}{dt} = 0.$$

Если пренебречь потерями на излучение, то из уравнения видно, что тепловой преобразователь является аperiodическим преобразователем с постоянной времени $T = mc/\xi S$, где $\xi S = (G'_\Theta + G_\Theta + \xi S)$ — суммарный коэффициент теплопередачи, определяемый теплопроводностью и конвекцией. Необходимо обратить внимание на то, что постоянная времени теплового преобразователя зависит от условий охлаждения и будет различной для одного и того же преобразователя, находящегося в воздухе и в жидкости, в спокойной жидкости и в движущейся жидкости и т. д. Чем больше ξS , тем быстрее протекает переходный процесс. Однако при $\xi S \rightarrow \infty$ постоянная времени преобразователя T не уменьшается бесконечно (переходный процесс при этом соответствует дорегулярному режиму), а стремится к какому-то пределу $T = 1/(ka)$, который определяется геометрическими размерами и формой тела (коэффициент k) и коэффициентом температуропроводности a . В частности, для цилиндра радиусом R и длиной l коэффициент

$$k = \frac{1}{(2,4/R)^2 + (\pi/l)^2}.$$

В операторной форме температура преобразователя определяется уравнением

$$\Theta(p) = \frac{I^2 R + G'_\Theta \Theta_0 + G_\Theta \Theta_{\text{ср}} + \xi S \Theta_{\text{ср}}}{(G'_\Theta + G_\Theta + \xi S) \left(1 + \frac{mc}{G'_\Theta + G_\Theta + \xi S} p \right)}.$$

Переходный процесс преобразователя при внезапном скачкообразном изменении температуры на $\Delta\Theta_{\text{ср}}$ описывается уравнением

$$\Theta = \Theta_0 + \frac{1}{1 + \frac{G'_\Theta}{G_\Theta + \xi S}} \Delta\Theta_{\text{ср}} e^{t/T},$$

где Θ_0 — начальная температура преобразователя.

В большинстве случаев при описании переходного процесса пренебрегают статической погрешностью из-за наличия теплопроводности через преобразователь G'_Θ и выражают переходный процесс уравнением

$$\Theta = \Theta_0 + \Delta\Theta_{\text{ср}} e^{-t/T}; \quad \Delta\Theta = \Delta\Theta_{\text{ср}} e^{-t/T}.$$

Переходный процесс преобразователя при внезапном изменении одного из коэффициентов теплоотдачи, например при изменении ξ вследствие изменения скорости движения окружающей среды, описывается уравнением

$$\Theta = \Theta_0 + \frac{\Delta\xi S \Theta_{\text{ср}}}{G'_\Theta + G_\Theta (\xi + \Delta\xi) S} e^{-t/T'},$$

где

$$T' = \frac{mc}{G'_\Theta + G_\Theta (\xi + \Delta\xi) S}.$$

Постоянную времени преобразователя T не всегда легко рассчитать, и она часто определяется экспериментально.

Время установления показаний для тепловых (как и для любых других аperiodических) преобразователей определяется формулой

$$t_{\text{уст}} = T \ln \frac{\Delta\Theta_{\text{ср}}}{(\Delta\Theta_{\text{ср}} - \Delta\Theta_{\text{доп}})},$$

где $\Delta\Theta_{\text{ср}}$ — абсолютный скачок температуры; $(\Delta\Theta_{\text{ср}} - \Delta\Theta_{\text{доп}})$ — допустимая абсолютная погрешность установления.

При изменении пульсирующих температур или при изменении в пульсирующих потоках синусоидальная составляющая изменения температуры преобразователя составляет:

$$\Delta\Theta = \frac{\Delta\Theta_{\text{ср max}}}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \sin(\omega t - \arctg \omega T),$$

где $\Delta\Theta_{\text{ср max}}$ — амплитуда переменной составляющей температуры окружающей среды; ω — частота переменной составляющей температуры.

Таким образом, вследствие тепловой инерции колебания температуры преобразователя отстают по фазе на угол $\varphi = \arctg \omega T$ и уменьшены по амплитуде в $\sqrt{1 + \omega^2 T^2}$ раз относительно колебаний температуры среды. Амплитудная погрешность, обусловленная тепловой инерцией преобразователя, равна:

$$\gamma_t = 1 + 1/\sqrt{1 + \omega^2 T^2} = -\omega^2 T^2/2.$$

Явление термоэлектричества заключается в следующем. Если составить цепь из двух различных проводников (или полупроводников) A и B , соединив их между собой концами, причем температуру Θ_1 одного места соединения сделать отличной от температуры Θ_2 другого, то в цепи появится ЭДС, называемая термо-ЭДС и представляющая собой разность функций температур мест соединения проводников:

$$E_{AB}(\Theta_1, \Theta_2) = f(\Theta_1) - f(\Theta_2).$$

Подобная цепь называется термоэлектрическим преобразователем, содержащим термопару; проводники, составляющие термопару,

ру, — термоэлектродами, а места их соединения — спаями.

При небольшом перепаде температур между спаями термо-ЭДС можно считать пропорциональной разности температур:

$$E_{AB} = S_{AB} \Delta \theta.$$

В измерительной технике термоэлектрические преобразователи получили широкое распространение для измерения температур.

Если один спай термопары, называемый рабочим, поместить в среду с температурой θ_1 , подлежащей измерению, а температуру θ другого, нерабочего, спая поддерживать постоянной, то $f(\theta_0) = C \cdot \text{const}$ и

$$E_{AB}(\theta_1, \theta_2) = f(\theta_1) - C = f_1(\theta_1)$$

независимо от того, каким образом произведено соединение термоэлектродов (спайкой, сваркой и т. д.). Таким образом, естественной входной величиной термоэлектрического преобразователя является температура θ_1 рабочего спая, а выходной величиной — термо-ЭДС, которую термопара развивает при строго постоянной температуре θ_2 нерабочего спая.

В табл. 3.8 приведены термо-ЭДС, которые развиваются различными термоэлектродами в паре с платиной при температуре рабочего спая $\theta_1 = 100^\circ\text{C}$ и температуре нерабочего спая $\theta_2 = 0^\circ\text{C}$. Зависимость термо-ЭДС от температуры в широком диапазоне температур обычно нелинейна, поэтому данные таблицы нельзя распространить на более высокие температуры.

При использовании данными таблицы следует иметь в виду, что развиваемые термоэлектродами термо-ЭДС в значительной степени зависят от малейших примесей, механической обработки (наклеп) и термической обработки (закалка, отжиг).

При конструировании термопар, естественно, стремятся сочетать термоэлектроды, один из которых развивает с платиной положительную, а другой — отрицательную термо-ЭДС. При этом необходимо учитывать также пригодность того или иного термоэлектрода для применения в заданных условиях измерения (влияние на термоэлектрод среды, температуры и т. д.).

Кроме промышленного измерения температур специальные термопары используются

при измерениях тепловой радиации, для измерений температуры нагревателей в термоанемометрах и вакуумметрах, в термоэлементах термоэлектрических амперметров, вольтметров и ваттметров. Термопары этого типа работают при сравнительно небольших температурах, но для повышения чувствительности преобразователей мощности в температуру должны поглощать минимальное количество теплоты. Поэтому такие термопары выполняются из тонкой проволоки диаметром $d = 5 \div 10$ мкм. Для повышения выходной ЭДС используется несколько термопар, образующих термобатарею. Свободные концы термопары должны находиться при постоянной температуре, лучше всего при 0°C . Однако не всегда возможно сделать термоэлектроды термопары настолько длинными и гибкими, чтобы свободные концы ее можно было разместить в достаточном удалении от рабочего спая. Кроме того, при использовании благородных металлов делать длинные термоэлектроды экономически невыгодно, поэтому приходится использовать провода из другого материала. Соединительные провода, идущие от зажимов в головке термопары до места нахождения нерабочих спаев и выполняемые из дешевых материалов, называют термоэлектродными проводами. Чтобы при включении удлинительных термоэлектродов не изменялась термо-ЭДС термопары, необходимо выполнить два условия. Первое — термоэлектродные провода должны быть термоэлектрически идентичны с основной термопарой, т. е. иметь ту же термо-ЭДС в диапазоне возможных температур места соединения термоэлектродов в головке термопары (примерно в диапазоне от 0 до 100°C), и второе — места присоединения термоэлектродных проводов к основным термоэлектродам в головке термопары должны иметь одинаковую температуру.

Градуировка термопар осуществляется при температуре нерабочих спаев, равной нулю. Если при практическом использовании термоэлектрического термометра температура нерабочих спаев будет отличаться от 0°C на $\Delta\theta_0$, то необходимо ввести соответствующую поправку в показания термометра. Однако следует иметь в виду, что из-за нелинейной зависимости между ЭДС термопары и температурой рабочего спая поправка к показаниям указателя $\Delta\theta$, градуированного непосредственно в градусах, не будет равна разности тем-

Таблица 3.8

Материал	Термо-ЭДС, мВ	Материал	Термо-ЭДС, мВ
Кремний	+44,8	Сплав 90 % Pt+10 % Rh	+0,64
Сурьма	+4,7	Свинец	+0,44
Хромель	+2,4	Олово	+0,42
Нихром	+2,2	Магний	+0,42
Железо	+1,8	Алюминий	+0,40
Сплав 90 % Pt, 10 % Ir	+1,3	Графит	+0,32
Молибден	+1,2	Уголь	+0,30
Кадмий	+0,9	Ртуть	0,00
Вольфрам	+0,8	Палладий	-0,57
Манганин	+0,76	Никель	-1,5
Медь	+0,76	Алюмель	-1,7
Золото	+0,75	Сплав 60 % Au+30 % Pd+10 % Pt	-2,31
Цинк	+0,75	Константан	-3,4
Серебро	+0,72	Копель	-4,5
Иридий	+0,65	Пирит	-12,1
Родий	+0,64	Молибденит	От -69 до -104

ператур $\Delta\theta_0$ свободных концов. В термоэлектрических термометрах для измерения термо-ЭДС применяют как обычные милливольтметры, так и низкоомные компенсаторы с ручным или автоматическим уравниванием на предел измерения до 100 мВ.

В тех случаях, когда термо-ЭДС преобразуется компенсатором, сопротивление цепи термо-ЭДС роли не играет. В тех же случаях, когда термо-ЭДС измеряется милливольтметром, может возникнуть погрешность, обусловленная изменением сопротивлений всех элементов, составляющих цепь термо-ЭДС; поэтому необходимо стремиться к постоянному значению сопротивления проводов и самой термопары.

Для измерения температуры применяют также металлические и полупроводниковые *терморезисторы*.

Большинство химически чистых металлов обладает положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКР), колеблющимся (в интервале 0—100 °C) от 0,0035 до 0,0068 °C⁻¹.

Для измерения температур используются материалы, обладающие высокостабильным ТКР, линейной зависимостью сопротивления от температуры, хорошей воспроизводимостью свойств и инертностью к воздействиям окружающей среды. К таким материалам в первую очередь относится платина. Благодаря своей дешевизне широко распространены медные терморезисторы, применяются также вольфрамовые и никелевые.

Сопротивление платиновых терморезисторов в диапазоне температур от 0 до +650 °C выражается соотношением $R_t = R_0(1 + A\theta + B\theta^2)$, где R_0 — сопротивление при 0 °C; θ — температура, °C. Для платиновой проволоки, применяемой в промышленных термометрах сопротивления, $A = 3,96847 \cdot 10^{-3}$ °C⁻¹; $B = -5,847 \cdot 10^{-7}$ °C⁻². В интервале от 0 до -200 °C зависимость сопротивления платины от температуры имеет вид $R_t = R_0[1 + A\theta + B\theta^2 + C(\theta - 100)^3]$, где $C = -4,22 \cdot 10^{-12}$ °C⁻³.

При расчете сопротивления медных проводников в диапазоне от -50 до +180 °C можно пользоваться формулой $R_t = R_0(1 + \alpha\theta)$, где $\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3}$ °C⁻¹.

Если для медного терморезистора требуется определить сопротивление R_{t2} (при температуре θ_2) по известному сопротивлению R_{t1} (при температуре θ_1), то следует пользоваться формулой

$$R_{t2} = R_{t1} \frac{1 + \alpha\theta_2}{1 + \alpha\theta_1}$$

или более удобным соотношением

$$R_{t2} = R_{t1} \frac{\theta_0 + \theta_2}{\theta_0 + \theta_1},$$

где $\theta_0 = 1/\alpha = 234,7$ °C — постоянная, имеющая размерность температуры (по физическому смыслу θ_0 — это такое значение температуры, при котором сопротивление меди должно было бы стать равным нулю, если бы ее сопротивление уменьшалось все время по линейному закону, чего нет на самом деле).

В значительной степени сопротивление металлов зависит от их химической чистоты и термообработки. У сплавов ТКР обычно мень-

ше, чем у чистых металлов, и для некоторых сплавов может быть даже отрицательным в определенном диапазоне температур.

Выбор металла для терморезистора определяется в основном химической инертностью металла к измеряемой среде в интересующем интервале температур. С этой точки зрения медный преобразователь можно применять только до 200 °C в атмосфере, свободной от влажности и корродирующих газов. При более высоких температурах медь окисляется. Нижний предел температуры для медных термометров сопротивления равен -50 °C, хотя при введении индивидуальной градуировки возможно их применение вплоть до -260 °C. Промышленные платиновые термометры используются в диапазоне температур от -200 до +650 °C, однако есть данные, свидетельствующие о возможности применения платиновых термометров для измерения температур от -264 до +1000 °C.

Основным преимуществом никеля является его относительно высокое удельное сопротивление, но зависимость его сопротивления от температуры линейна только для температур не выше 100 °C. При условии хорошей изоляции от воздействия среды никелевые терморезисторы можно применять до 250—300 °C. Для более высоких температур его ТКР неоднозначен. Медные и никелевые терморезисторы выпускают из литого микропровода в стеклянной изоляции. Микропроволочные терморезисторы герметизированы, высокостабильны, малоинерционны и при малых габаритах могут иметь сопротивления до десятков килоом.

Высокий ТКР имеют вольфрам и тантал, но при температуре свыше 400 °C они окисляются и применяться не могут. Для низкотемпературных измерений хорошо зарекомендовали себя некоторые фосфористые бронзы. Кроме того, для измерений низких температур находят применение индиевые, германиевые и углеродные терморезисторы.

Погрешности, возникающие при измерении температуры термометрами сопротивления, вызываются нестабильностью во времени начального сопротивления термометра и его ТКР, изменением сопротивления линии, соединяющей термометр с измерительным прибором, перегревом термометра измерительным током.

Терморезисторы относятся к одним из наиболее точных преобразователей температуры. Так, платиновые терморезисторы позволяют измерять температуру с погрешностью около 0,001 °C.

Термопары, составленные из различных неметаллических соединений, могут работать при температурах до 3000 °C. Конструкция неметаллической термопары содержит внешний экран, который защищает внутренний стержень от воздействия окружающей атмосферы: горячий спай термопары образуется соединенными соответствующим образом внутренней и внешней частями устройства термопары, имеющей концентрическую конструкцию.

Одним из наиболее распространенных типов неметаллических термопар являются графитовые термопары. Термопары, образованные из графита и графита с примесью бора, при 3000 °C вырабатывают термо-ЭДС около

100 мВ; при температурах до 2600 °С устойчиво работают в нейтральных и восстановительных средах. Из-за относительно большой площади поперечного сечения (внешний диаметр конструкции термопары составляет примерно 13 мм) приходится учитывать потери на теплопроводность, и по этой причине графитовые термопары требуют градуировки в местах установки.

Кроме графитовых материалов неметаллические термопары могут быть образованы из карбидов циркония, ниобия, гафния и других соединений.

Основными недостатками неметаллических термопар являются хрупкость, объемность и плохая воспроизводимость характеристик, однако высокотемпературный рабочий диапазон делает их применение весьма перспективным и выгодным.

Чувствительные элементы, как правило, помещаются в тонкостенные металлические гильзы и герметизируются. Защитные корпуса термопреобразователей сопротивления обычно выполняются такими же, как и для термопар, — в виде защитной трубы с резьбовым штуцером и головкой, к зажимам которой терморезистор может быть присоединен двумя, тремя или четырьмя выводами для того, чтобы можно было осуществить его включение в цепь двух-, трех или четырехпроводной линии. Платиновые термопреобразователи могут в одном корпусе содержать два терморезистора, выходные величины которых используются в различных целях. Для специальных применений выпускаются также малогабаритные термопреобразователи сопротивления.

По сопротивлению при 0 °С (R_0) промышленные платиновые термопреобразователи изготавливаются трех типов: с $R_0 = 10$ Ом (обозначение градуировки — гр. 20), с $R_0 = 46$ Ом (гр. 21) и с $R_0 = 100$ Ом (гр. 22). Первые, предназначенные для измерения температур от 0 до +650 °С, термопреобразователи градуировок гр. 21 и гр. 22 применяются для измерения температур от —200 до +500 °С. Медные термопреобразователи выпускаются с $R_0 = 53$ Ом (гр. 23) и с $R_0 = 100$ Ом (гр. 24) и применяются для измерения температур от —50 до +180 °С.

Инерционность терморпар и терморезисторов характеризуется их постоянной времени T , определяемой как время, необходимое для того, чтобы изменение выходной величины преобразователя, перенесенного из среды с температурой 30—35 °С в сосуд с интенсивно перемешиваемой водой с температурой 15—20 °С, достигло 63 % установившегося значения перепада. Различают термопары и терморезисторы малоинерционные ($T_{\text{тп}} \leq 40$ с для термопары и $T_{\text{тр}} \leq 9$ с для терморезистора), средней инерционности ($T_{\text{тп}} \leq 60$ с, $T_{\text{тр}} \leq 80$ с), большой инерционности ($T_{\text{тп}} < 3,5$ мин, $T_{\text{тр}} < 4$ мин) и ненормированной инерционности.

Если нагреваемый тепловой преобразователь помещен в поток жидкости или газа, то температура преобразователя при постоянной подводимой к нему мощности $I^2 R$ и постоянной температуре окружающей среды $\Theta_{\text{ср}}$ является функцией скорости потока. На этом принципе строятся весьма чувствительные и достаточно быстродействующие преобразователи для измерения скорости движения жид-

ких и газообразных сред. Приборы для измерения скорости газовых потоков называются *термоанемометрами*, и их датчики выполняются таким образом, чтобы их можно было легко поместить в любую точку газового потока.

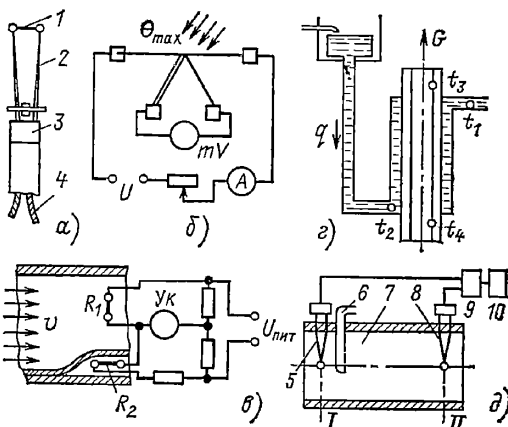


Рис. 3.24. Схемы тепловых преобразователей

Устройство датчиков термоанемометров с терморезистором и термопарой показано на рис. 3.24, а и б. Нить 1 нагревается до 200—800 °С протекающим по ней током и одновременно охлаждается обдувающим ее газовым потоком. При постоянном токе подогрева температура нити является функцией скорости. В преобразователе на рис. 3.24, а нить выполнена из платиновой проволоки, сопротивление которой меняется в зависимости от температуры, и припаяна к двум манганиновым стерженькам 2; сквозь ручку 3 пропущены выводы 4 для включения преобразователя в измерительную цепь. В преобразователе на рис. 3.24, б температура нити измеряется термопарой, сама нить может быть выполнена из любого высокотемпературного сплава. Для уменьшения тепловых потерь из-за теплопроводности самого терморезистора и излучения отношение длины проволоки к ее диаметру берется не менее $l/d = 500 \div 800$.

Диаметр проволоки выбирается 10—20 мкм, и длина ее — несколько миллиметров. Диаметр проволоки желательно выбирать возможно меньшим для уменьшения постоянной времени преобразователя и увеличения его сопротивления, однако минимальный диаметр ограничивается технологическими соображениями и прочностью проволоки. Увеличение температуры проволоки приводит к повышению чувствительности прибора, но ограничено возможной нестабильностью свойств проволоки при высокой температуре. Если проволока или термопара выполнена из благородных металлов, например из вольфрама, меди и константана, то при температуре выше 600 °С (а для меди выше 200 °С) есть опасность окисления проволоки. Платиновую проволоку нагревают до 700—800 °С. Сопротивление нити платинового термоанемометра ($d = 10$ мкм, $l = 5$ мм), нагретой до 700 °С, составляет 22 Ом.

Как видно из уравнения теплового баланса, преобразователи термоанемометров могут работать в режиме заданной температуры и в режиме заданного тока.

Погрешности термоанемометра, вызванные потерями теплоты на теплопроводность и излучение, в большинстве случаев можно учесть градуировкой. Основными причинами погрешностей являются изменение температуры $\Theta_{\text{ср}}$ и изменение положения нити, т. е. угла между нитью и вектором скорости. Одна из возможных принципиальных схем коррекции температурной погрешности (дифференциальная) приведена на рис. 3.24, в. Терморезистор R_2 находится в той же среде, что и терморезистор R_1 , но не обдувается потоком.

При измерении скорости пульсирующих потоков нужно учитывать частотную погрешность, определяемую соотношением постоянной времени термоанемометра и частотой пульсирующего потока. В частности, постоянная времени платинового термоанемометра при $d = 20$ мкм и скорости воздуха $v = 20$ м/с составляет примерно 10^{-3} с. Для измерения быстропеременных потоков используются термоанемометры с уравниванием [3.35]. К тепловым расходомерам можно отнести приборы, осуществляющие измерение расхода путем обмена тепловой энергии вспомогательного и измеряемого потоков. Как правило, эти системы применяются в энергетических системах, имеющих теплообменники, либо в системах, где теплообменники или устройства, их заменяющие, применяются специально для целей измерения. В общем случае такие приборы используют уравнение теплового баланса между измеряемым потоком и дополнительным источником либо потребителем тепловой энергии. Из различных реализаций этого способа наиболее удачными являются системы измерения расхода по отношению разностей температур измеряемого потока с определяемым расходом G и дополнительного потока с известным расходом q .

Зная теплоемкость вещества измеряемого потока C_G и теплоемкость вещества вспомогательного потока C_q , из уравнения теплового баланса можно определить

$$G = \frac{C_q (\Theta_1 - \Theta_2)}{C_G (\Theta_3 - \Theta_4)} q,$$

где $\Theta_1 - \Theta_2$ — изменение температуры вспомогательного потока; $\Theta_3 - \Theta_4$ — изменение температуры измеряемого потока в теплообменнике расходомера (рис. 3.24, з). Полученное выражение по существу ничем не отличается от общей основной измерительной зависимости метода смешения.

Для области постоянства теплоемкостей измеряемого и вспомогательного потоков, а также при несложных конструктивных решениях расходомера, обеспечивающих постоянство q , измерительная зависимость сводится к

$$G = K \frac{\Theta_1 - \Theta_2}{\Theta_3 - \Theta_4}.$$

Если применить в качестве вещества вспомогательного потока воду, то достаточно простыми средствами можно обеспечить постоянство ее расхода. Теплоемкость воды из-

меняется незначительно в большом диапазоне температур, что позволяет принять $C_q = \text{const}$. Теплоемкость измеряемых потоков в большинстве стабилизированных технологических процессов также бывает постоянной. При переменной теплоемкости вещества измеряемого потока имеется возможность в ряде случаев выявить зависимость $C_G = f(t_3 - t_4)$ и внести коррекцию в показания прибора.

К этой же группе расходомеров относится устройство, позволяющее определить расход высокотемпературных газов, в частности дыма, путем измерения температуры в двух сечениях потока, между которыми подают в распыленном виде воду в таком количестве, чтобы она испарялась полностью на участке между двумя измерителями температуры.

На рис. 3.24, д показана принципиальная схема такого устройства. В сечении *I* трубопровода 7 установлен датчик температуры 5, в непосредственной близости от которого расположено устройство 6 для распыления воды.

Для распыления подводится постоянное количество воды, такое, чтобы она полностью испарялась в потоке продуктов горения, не достигнув стенок трубопровода и датчика температуры 8, установленного в сечении *II* на некотором расстоянии от устройства, распыляющего воду.

Расход высокотемпературного газа определяют по разности температур в сечениях *I* и *II* и количеству теплоты, затрачиваемой на испарение воды и перегрев пара до температуры в сечении *II*. Количество теплоты, идущей на испарение постоянного расхода впрыскиваемой воды и перегрев образованного пара, автоматически в зависимости от температуры в сечении *II* вводится с потенциометра 9 в блок 10, выходной сигнал которого пропорционален расходу.

Возможен другой вариант того же принципа измерения высокотемпературных газовых потоков. При этом способе в поток между измерителями температуры вводят определенное количество высококалорийного газа, сжигают его и по разности температур в двух сечениях и по количеству сожженного газа судят о расходе контролируемого потока.

В качестве вводимого газа может использоваться даже природный газ. Наибольшая точность измерения расхода контролируемого газа достигается при условии, если температура горения дополнительного газа значительно выше или ниже температуры основного потока. В этом случае поправка на перегрев либо остывание сгоревшего газа незначительна [3.14].

Для измерения уровня жидких сред тепловыми методами используются различия температур жидкости и парогазовой смеси над ней либо различия их теплопроводностей. Сопоставление значений коэффициентов теплопроводности жидкости и газов показывает, что последние на порядок или два ниже (при одних и тех же температурах и давлениях). Поэтому граница раздела жидкость—газ характеризуется значительным скачком коэффициента теплопроводности, что и используется при измерении уровня жидкости. Чувствительный элемент представляет собой резистор, электрическое сопротивление которого определяется его температурой. Так как темпера-

тура жидкости и газа в общем случае может быть одной и той же, то для нормального функционирования датчика применяется его подогрев, который может быть прямым и косвенным. При прямом подогреве роль подогревателя выполняет сам чувствительный элемент, подогрев осуществляется за счет теплоты, выделяемой в резисторе при прохождении через него электрического тока. При косвенном подогреве датчик имеет дополнительный подогревательный элемент. Схемы измерения таких уровнемеров имеют компенсаторы температуры жидкой и газовой фаз. В этом случае датчик помимо основного резистора имеет два компенсационных, один из которых находится постоянно в жидкой, а другой — в газовой фазе. Все более широкое применение в качестве датчиков уровня находят полупроводниковые терморезисторы, основное преимущество которых заключается в большом температурном коэффициенте сопротивления и в высоком электрическом сопротивлении, гарантирующем при малых габаритах высокую чувствительность.

Если нагреваемый электрическим током преобразователь поместить в камеру с испытуемым газом и создать условия, чтобы конвективные потери, потери на излучение и тепловой поток через держатели преобразователя были пренебрежимо малы, то тепловое равновесие определится потоком теплопроводности. Уравнение теплового баланса в этом случае имеет вид $I^2 R = G_\Theta \Delta \Theta = \lambda k_r (\Theta - \Theta_{cp})$ и температура преобразователя при постоянном токе I , неизменных геометрических размерах преобразователя, учитываемых коэффициентом k_r , и постоянной температуре газа Θ_{cp} определяется составом газа и его плотностью $\Theta = f(\lambda)$. На этом принципе и строятся *газоанализаторы и вакуумметры*.

Теплопроводность газовых смесей, состоящих из газов, не вступающих в реакцию друг с другом, в первом приближении есть среднее арифметическое теплопроводностей компонентов смеси.

Для смеси из двух газов

$$\lambda_{12} = (\lambda_1 a + \lambda_2 b) / 100,$$

где a и b — процентное содержание компонентов смеси, или

$$\lambda_{12} = [\lambda_1 a + \lambda_2 (100 - a)] / 100.$$

Из этого выражения видно, что если λ_1 и λ_2 существенно различны, то по теплопроводности смеси можно судить о содержании компонентов.

Относительная теплопроводность воздуха приведена в табл. 3.9. В этой же таблице указаны относительная теплопроводность некоторых чистых газов и температурные коэффициенты теплопроводности. Зависимость теплопроводности от температуры с достаточной для практических целей точностью подчиняется уравнению $\lambda_\Theta = \lambda_0(1 + A \Delta \Theta)$, где λ_Θ — теплопроводность при температуре Θ ; λ_0 — теплопроводность при температуре Θ_0 ; A — температурный коэффициент теплопроводности; $\Delta \Theta = \Theta - \Theta_0$.

Как видно из таблицы, теплопроводность некоторых газов существенно отличается от теплопроводности воздуха. Используя это различие, строят газоанализаторы для определения концентрации водорода, углекислого газа,

Таблица 3.9

Газ	Относительная теплопроводность при 0° С	Температурный коэффициент теплопроводности A для температур от 0 до 100 °С, °С ⁻¹
Воздух	1,000	0,00253
Аргон	0,685	0,00311
Неон	1,991	0,00256
Кислород	1,015	0,00303
Азот	0,998	0,00264
Водород	7,130	0,00261
Хлор	0,322	—
Оксись углерода	0,964	0,00262
Двуокись углерода	0,614	0,00495
Двуокись серы	0,344	—
Сернистый углерод	0,285	—
Сернистый водород	0,538	—
Закись азота	0,646	—
Водяные пары	0,973 при 100 °С	0,00455 при 100 °С
Аммиак	0,897	—
Метан	1,318	0,00655
Этан	0,807	0,00583
Бензин	0,370	0,00980
Этиловый эфир	0,543	0,00700
Хлороформ	0,273	0,00530
Этилен	0,735	0,00763

метана, аргона и сернистого ангидрида в воздухе.

При плотности газа, соответствующей области атмосферного давления, теплопроводность газа практически не зависит от плотности, так как в передаче теплоты от нагретой поверхности к холодной участвует много молекул, что приводит к постоянству среднего по объему значения теплопроводности среды.

Градуировка газоанализаторов производится экспериментально либо по образцовым газоанализаторам, либо по образцовым специально приготовляемым газовым смесям [3.35].

3.6. РАДИОЧАСТОТНЫЕ И АКУСТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Явления, происходящие в колебательных системах, а также явления, возникающие при распространении колебаний через среды, широко реализуются в различных радиочастотных и акустических измерительных преобразователях (датчиках) [3.3].

3.6.1. Радиочастотные измерительные преобразователи. Радиочастотной условно считается область частот электромагнитных колебаний 20 кГц — 200 МГц. Электромагнитные колебания являются поперечными и содержат электрическую и магнитную составляющие.

Для генерации гармонических электромагнитных колебаний радиочастотной области спектра используются различные автогенераторы. Наиболее часто в датчиках используют одноконтурные ламповые и полупроводниковые автогенераторы с трансформаторной, индуктивной и емкостной обратной связью, а также диатронные, транзитронные и RC -генераторы. Частота автогенератора определяется параметрами колебательного контура. Собственная частота колебательного контура (с емкостью C и индуктивностью L) $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$;

частота одноконтурного автогенератора с трансформаторной связью

$$\omega = \sqrt{1/LC} \sqrt{1 + CD^2 r^2 / (M - DL)} = \\ = \omega_0 \sqrt{1 + CD^2 r^2 / (M - DL)},$$

где D — проницаемость активного элемента; M — взаимная индуктивность; r — активное сопротивление в колебательном контуре.

В автогенераторе с трансформаторной связью $\omega > \omega_0$, для индуктивной трехточечной схемы $\omega < \omega_0$, а для емкостной трехточечной схемы $\omega > \omega_0$.

Изменение любого из параметров элементов колебательного контура приводит к изменению возбуждаемой частоты, которая и используется для оценки произошедшего изменения.

Для транзистронного генератора возбуждаемая частота

$$\omega = \omega_0 \sqrt{[1 - (r_1/\rho)^2][1 - (r_2/\rho)^2]},$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$; $\rho = \sqrt{L/C}$; r_1, r_2 — активные сопротивления соответственно в индуктивной и емкостной ветвях колебательного контура.

Если $r_1 \ll \rho$ и $r_2 \ll \rho$, то $\omega \approx \omega_0$. Перераспределением активных сопротивлений можно в довольно широких пределах изменять частоту таких автогенераторов.

Частота RC -генераторов зависит от типа и параметров элементов RC -цепочки. При использовании трехъчейковых «прогрессивных» RC -цепочек

$$\omega = 1/(RC \sqrt{3 + 2/a + 1/a^2})$$

или

$$\omega = \sqrt{3 + 2/a + 1/a^2}/RC,$$

где $1/a = C_i/C_{i+1}$; $a = R_i/R_{i+1}$.

Первая из формул относится к автогенераторам с емкостным элементом в последовательной цепи, а вторая — к автогенераторам с резистивным элементом в последовательной цепи.

Генерирование несинусоидальных колебаний может осуществляться с помощью автогенераторов, работающих в импульсном режиме, а также с помощью релаксационных генераторов. В формирующие цепи релаксационных генераторов могут входить различные чувствительные элементы контролируемых величин. Импульсы, формируемые релаксационными генераторами, могут иметь различную форму, и для их характеристик используются следующие параметры: длительность τ , длительность переднего фронта τ_1 , длительность спада τ_2 , нестабильность на вершине ΔE_a . Отсчеты длительности могут вестись на различном уровне относительно максимальной высоты, и это должно оговариваться. Параметры импульсов зависят от типа и параметров формирующих цепей. Изменение параметров отдельных элементов формирующей цепи может вести к изменению одного или нескольких параметров импульса.

При рассмотрении распространения радиочастотных сигналов по электрическим цепям

необходимо замещать все элементы этих цепей их эквивалентами. В качестве универсального эквивалента можно использовать комплексную цепь из R, C, L , характеризующуюся полным сопротивлением Z :

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}.$$

Вклад отдельных составляющих полного сопротивления зависит от частоты. Полные сопротивления реальных элементов существенно зависят от частоты сигнала ω .

При высоких частотах важное значение приобретают объемные резонаторы, объединяющие в одном элементе индуктивность и емкость. Объемный резонатор в виде цилиндра имеет основную резонансную частоту

$$\omega_0 = 2,405C/r,$$

где r — радиус цилиндра; C — электрическая емкость торцевых стенок. При такой частоте электрическое поле нормально к торцам резонатора, а магнитное — concentрично. Кроме того, объемный резонатор может иметь еще ряд резонансных частот, соответствующих другим ориентациям электрического и магнитного полей. Объемные резонаторы характеризуются высокой добротностью, существенно большей, чем у колебательных LC контуров. Добротность объемных резонаторов с низким активным сопротивлением внутренних стенок достигает $Q > 100\,000$.

Скорость распространения электромагнитных колебаний в вакууме постоянна и составляет по современным данным $c_0 = 299\,792,5 \pm \pm 0,1$ км/с.

Скорость распространения электромагнитных колебаний в среде с абсолютной диэлектрической проницаемостью ϵ_a и абсолютной магнитной проницаемостью μ_a

$$c = c_0 / \sqrt{\epsilon_a \mu_a}.$$

Для оценки скорости распространения электромагнитных колебаний в различных средах может быть использован связанный с ней коэффициент преломления. Коэффициент преломления определяется обычно на нескольких фиксированных частотах. Обычно в области видимого спектра для определения коэффициента преломления n_D используют линию гелия d и линии водорода C и F .

В области радиочастот комплексная диэлектрическая проницаемость среды связана с коэффициентами преломления и поглощения

$$\epsilon_a = \epsilon'_a - j\epsilon''_a; \quad \epsilon'_a = n^2 - k^2; \\ \epsilon''_a = 2nk,$$

где k — коэффициент поглощения; n — коэффициент преломления.

Диэлектрическую проницаемость на СВЧ нередко определяют на основании приведенного уравнения по экспериментальным значениям коэффициента преломления и коэффициента поглощения. Характерно, что ϵ_a и n остаются приблизительно постоянными в большом интервале частот. Если электромагнитные волны распространяются в диэлектрике, то потеря энергии приводит к постепенному уменьшению их амплитуды по мере их рас-

пространения. Для оценки уменьшения амплитуды вводится коэффициент поглощения k .

С помощью коэффициента поглощения можно найти интенсивность излучения, проходящего через некоторое сечение, находящееся на расстоянии l от источника электромагнитных колебаний:

$$J = J_0 l^{-2kl},$$

где J_0 — начальная интенсивность электромагнитных колебаний.

Движение источников или приемников электромагнитных колебаний приводит к возникновению эффекта Допплера, который имеет в этом случае релятивистский характер. Независимо от того, что мы считаем неподвижным — источник или приемник, изменение частоты имеет следующую закономерность:

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - v^2/c_0^2} / (1 - v/c_0),$$

где ω_0 — частота неподвижного излучателя; v — скорость перемещения источника относительно приемника; c_0 — скорость света.

Разрешающая способность приборов, использующих электромагнитные излучения, определяется длиной волны, и наименьший различимый объект имеет размер около λ — длины волны в исследуемой среде.

Любое изменение параметров элементов колебательного контура или частотозадающих цепей генераторов приводит к изменению частоты выходного сигнала. Для повышения стабильности частоты генераторов в качестве элементов колебательных контуров применяют радиокомпоненты, параметры которых изменяются пренебрежимо мало при изменении параметров окружающей среды, или предусматривают специальные компенсационные цепи, или стабилизируют условия работы контура за счет размещения его элементов в термостате. Использование в качестве элементов колебательного контура устройств, чувствительных к изменению различных параметров: температуры, давления, количества и состава вещества, позволяет создать разнообразные измерительные преобразователи этих параметров с частотным выходом. Основным достоинством таких преобразователей является высокая помехозащищенность выходного сигнала, позволяющая обеспечить дальнюю его передачу, в том числе и по радиоканалам, что особенно важно в системах телеметрии. Еще одно достоинство частотных сигналов — удобство их переработки в цифровых системах.

Электрический конденсатор в составе колебательного контура является частотным преобразователем и используется в качестве чувствительного элемента датчиков перемещения, давления, температуры, уровня и концентрации [3.3, 3.15, 3.23, 3.32].

Емкость конденсаторов $C(x)$ датчиков перемещения зависит от положения подвижной части x . Имеется значительное количество различных конструктивных вариантов таких датчиков, предназначенных для преобразования поступательного и поворотного движения. Для получения требуемого закона шкалы выбирается соответствующая геометрия обкладок [3.32]. С целью уменьшения влияния параметров окружающей среды такие датчики изготавливаются дифференциальными. Диффе-

ренциальные датчики могут быть включены в колебательные контуры двух автогенераторов, при этом выходной сигнал формируется как разность частот обоих автогенераторов.

Возможно также использование опорно-параметрических схем, имеющих рабочий конденсатор с подвижной частью и опорный конденсатор, выполняемый без подвижных частей, но с диэлектриком, реагирующим на изменение параметров окружающей среды. Основное достоинство частотных датчиков перемещения — в практическом отсутствии реактивных воздействий на контролируемый объект. Кроме того, с помощью частотных датчиков возможен контроль весьма малых перемещений (до 0,01 мм).

Частотные датчики перемещения могут иметь в качестве диэлектрика воздух или быть заполненными другой средой, в частности специальными жидкостями, в результате чего за счет увеличения диэлектрической проницаемости повышается чувствительность.

Частотные датчики перемещения пригодны для контроля быстрых процессов и, в частности, используются для исследований вибрации.

Конденсаторы с диэлектриками при существенной зависимости диэлектрической проницаемости от температуры или давления применяются в качестве датчиков температуры или давления.

Конденсатор с частичным заполнением межобкладочного пространства жидкостью может служить в качестве чувствительного элемента датчика уровня. При обычно применяемых в этом случае коаксиальных конденсаторах

$$h \approx [\ln(d_2/d_1)/4\pi^2 L_K \omega^2 - \varepsilon_{ат} H] / (\varepsilon_{аж} - \varepsilon_{ат}),$$

где d_1, d_2 — диаметры внутренней и внешней обкладок конденсатора соответственно, м; $\varepsilon_{ат}, \varepsilon_{аж}$ — абсолютные диэлектрические проницаемости газа и жидкости; H — полная высота конденсатора, м; L_K — индуктивность колебательного контура, Гн.

Для компенсации изменения диэлектрической проницаемости контролируемой среды по температуре могут применяться опорные конденсаторы, полностью заполненные тем же диэлектриком, конденсаторы с определенным изменением емкости по длине или специальные термочувствительные компенсационные цепи. При использовании в компенсационных цепях конденсаторов с контролируемой средой выходные сигналы датчиков не зависят от состава среды.

Основными достоинствами частотных датчиков уровня являются отсутствие движущихся частей и высокая надежность. Основная погрешность датчиков уровня составляет 1—2 % в зависимости от соотношения $\varepsilon_{аж}/\varepsilon_{ат}$. Существенное влияние на точность частотных датчиков уровня оказывает активная составляющая проводимости контролируемых сред, и для веществ, имеющих заметную электронную и ионную проводимость, применение частотных датчиков не дает положительного эффекта. Промышленность выпускает несколько типов емкостных датчиков уровня жидкости.

Применение емкостных датчиков, включенных в колебательный контур автогенератора,

может обеспечить контроль концентрации двухкомпонентных смесей (датчик концентрации). Такая возможность определяется наличием функциональной связи $C(\varepsilon_{a1}, \varepsilon_{a2}, v_1)$ | $v_d = \text{const}$, где $\varepsilon_{a1}, \varepsilon_{a2}$ — абсолютные диэлектрические проницаемости первого и второго компонентов; $v_1 = V_1/V_d$ — объемная доля первого компонента; V_d — объем датчика. Эта функция только в простейших случаях может быть получена аналитическим путем, — как правило, для ее получения требуется проведение экспериментальных исследований.

Частным случаем датчиков состава являются частотные датчики влажности сыпучих материалов [3.6, 3.25]. В основу частотных датчиков влажности положено существенное различие диэлектрической проницаемости воды ($\varepsilon_r \approx 80$) и сыпучих материалов ($\varepsilon_r \approx 3 \div 8$). Частотные датчики влажности, как правило, входят в состав колебательных контуров. Известно значительное количество частотных датчиков для контроля влажности различных материалов, в частности для угля типа ИВУ.

Следует отметить, что частотные датчики влажности не обеспечивают в большинстве случаев приемлемой точности. Основные причины погрешностей этих датчиков следующие:

1) Измеряемая емкость сложно зависит от количества твердой, жидкой и газовой фаз в объеме датчика, т.е. $C(G_T, G_{ж}, G_r)$, а относительная влажность сыпучих $w = G_{ж}/G_T$, и по одному измеряемому параметру в условиях неоднозначности $C(G_T, G_{ж}, G_r)$ нет возможности точного определения w .

2) Диэлектрические проницаемости воды и сыпучих материалов имеют различные зависимости от температуры.

3) Как правило, вода, увлажняющая сыпучие материалы, содержит различные растворенные вещества и в различных количествах, поэтому является электролитом, а не диэлектриком и в связи с этим емкостный датчик фактически является ячейкой комплексной проводимости, все составляющие которой влияют на частоту.

4) Вода в сыпучих материалах может находиться в нескольких состояниях (гигроскопическая, пленочная, капиллярная, свободная вода), каждое из которых имеет свое значение диэлектрической проницаемости.

Влияние факторов, указанных в пунктах 1 и 2, сводят к минимуму стандартизацией способов уплотнения исследуемой среды в датчике и стабилизацией его температуры. Для сокращения влияния растворенных веществ применяют специальные схемы генераторов с компенсацией активной проводимости.

Несмотря на указанные недостатки частотные датчики находят применение для контроля влажности зерна, песка, древесных материалов, чая и других продуктов.

Наряду с частотными датчиками влажности, заполняемыми исследуемой средой, применяются также частотные датчики с гигроскопическим диэлектриком, влажность которого находится в равновесии с влажностью окружающей среды [3.5]. Такие датчики применяются для контроля влажности строительных конструкций, почв, газов.

На эти датчики, находящиеся в газовой среде, не распространяются приведенные ранее

замечания, кроме пункта 2, но такие датчики требуют индивидуальной градуировки. Вместе с тем инерционность таких датчиков значительно выше, чем заполняемых измеряемой средой.

Во всех случаях использования частотных датчиков в контуре автогенератора частотный сигнал обеспечивает высокую чувствительность и точность. Вместе с тем линия, соединяющая конденсатор с колебательным контуром, может быть источником значительных погрешностей за счет неопределенности распределения температур вдоль нее, а также местных деформаций. Для сокращения погрешности за счет этого фактора необходимо стремиться сделать длину соединительной линии минимальной, в частности размещать автогенератор непосредственно на датчике. Следует отметить, что имеются схемы, обеспечивающие передачу частотного сигнала и питание автогенератора по одному кабелю.

Аналогичные результаты могут быть получены и при использовании в качестве чувствительного элемента индуктивности, включенной в колебательный контур автогенератора. Выбор чувствительного элемента должен производиться с учетом особенностей контролируемой среды. В емкостных чувствительных элементах определяющей является электрическая составляющая электромагнитных колебаний, а в индуктивных — магнитная.

Автогенераторы стабильной частоты являются датчиками интервалов времени. Стабилизация частоты автогенераторов достигается прежде всего за счет повышения качества элементов колебательного контура, а также посредством стабилизации условий их функционирования. Применение специальных индуктивностей и емкостей позволяет достичь ухода частоты на $(1-5) \cdot 10^{-5} \%$, введение кварцевых резонаторов — на $10^{-5} \%$, термостатирование элементов колебательного контура кварцевого генератора — на $10^{-6} - 10^{-8} \%$. Наиболее высокая точность достигается при использовании объемных резонаторов и квантовых переходов между энергетическими уровнями молекул. Частота таких генераторов зависит от разности энергий уровней, между которыми происходят переходы:

$$\omega = 2\pi \Delta E / h,$$

где ΔE — разность энергетических уровней; h — постоянная Планка.

Квантовые генераторы, основанные на этом принципе, имеют отклонение частоты на $10^{-15} \%$ и используются как стандарты частоты и времени.

Применение объемных резонаторов в качестве чувствительных элементов позволяет осуществлять датчики уровня жидкостей и сыпучих материалов. При этом по мере изменения уровня изменяются параметры резонаторов, которые обеспечивают получение после преобразования выходного сигнала. В качестве резонаторов могут использоваться сосуды с контролируемым уровнем или волноводы, размещенные в этих сосудах. Применение волноводов позволяет достичь независимости показаний от формы сосудов, а также унифицировать вторичные приборы. Поэтому резонаторы в виде волноводов получили преимущество

венное распространение. В комплекс высокочастотных резонансных уровнемеров [3.12] входят: размерный ряд аналоговых уровнемеров типа РУМБ-1 для жидких электропроводящих сред (водных растворов солей, кислот, щелочей и т. п.): класс точности 1,0 и 1,5; диапазоны измерений от 1,0 до 12 м; размерный ряд аналоговых уровнемеров типа РУМБ-2 для жидких диэлектрических сред (нефти и нефтепродуктов, масел и т. п.): класс точности 1,0 и 1,5; диапазоны измерений от 1 до 12 м; размерный ряд аналоговых и цифровых уровнемеров типа РУДА для сыпучих гранулированных диэлектрических и электропроводящих сред (гранулированная пластмасса, полистирол, суперфосфат и т. п.): класс точности 1,5; верхние пределы измерений от 6 до 30 м; размерный ряд 10-позиционных сигнализаторов РУДА-С10 для сыпучих гранулированных диэлектрических и электропроводящих сред (гранулированная пластмасса, полистирол, суперфосфат и т. п.): погрешность срабатывания ± 15 мм; диапазоны измерений от 2,5 до 30 м; система унифицированных одно- и двухпозиционных сигнализаторов уровня типа СУС для электропроводящих и диэлектрических жидких и сыпучих сред (включает восемь типов приборов с 14 модификациями первичных преобразователей); измеритель уровня жидкого аммиака типа 1РВУ-23: класс точности 4,0.

В основу структуры построения приборов комплекса положены принципы блочно-модульной компоновки приборов, максимальной унификации и взаимозаменяемости конструктивных узлов и электронных модулей.

Любой прибор комплектуется на основе унифицированных функциональных электронных модулей и конструктивных узлов и состоит из первичного преобразователя (ПП) и электронного блока (вторичного преобразователя).

Резонансный уровнемер типа РУМБ-1 предназначен для непрерывного автоматического дистанционного измерения уровня растворов кислот, щелочей, солей и других электропроводящих жидких агрессивных и неагрессивных сред.

Принцип действия уровнемеров типа РУМБ-1 основан на изменении частоты высокочастотного генератора с чувствительным элементом (ЧЭ) в виде отрезка длиной линии, включенного в качестве частото задающего колебательного контура в схему генератора. Выходной характеристикой ПП является зависимость его резонансной частоты от степени погружения ЧЭ в контролируемую среду.

При измерении уровня сред с удельной электрической проводимостью $\gamma > 0,03$ См/см изменение положения уровня эквивалентно перемещению короткозамыкающей перемычки вдоль отрезка линии. С повышением уровня частота генератора увеличивается в результате уменьшения электрической длины отрезка.

При измерении уровня сред с $0,03 > \gamma > 10^{-5}$ См/см чувствительный элемент представляет собой отрезок линии, проводники которого покрыты изолирующей оболочкой. Изменение частоты генератора в этом случае обусловлено изменением распределенных параметров (погонной емкости) ЧЭ. С повыше-

нием уровня вследствие увеличения емкости частота генератора уменьшается, с понижением уровня — увеличивается.

Выходные характеристики первичных преобразователей на различные диапазоны измерений уровня нормированы по перекрытию и форме. Преобразование высокочастотного сигнала первичного преобразователя в выходной

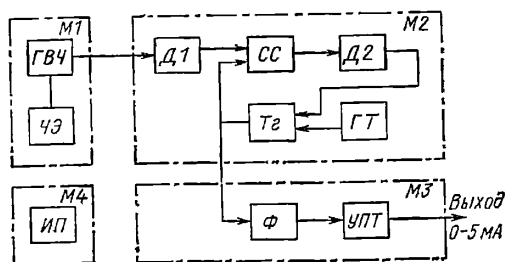


Рис. 3.25. Схема высокочастотного резонансного уровнемера РУМБ-1 для электропроводящих жидкостей

сигнал уровнемера, пропорциональный значению измеряемого уровня, осуществляется во вторичном преобразователе, структурная схема которого приведена на рис. 3.25.

Уровнемер типа РУМБ-1 состоит из четырех модулей: $M1$ (первичный преобразователь), $M2$ (высокочастотный преобразователь), $M3$ (измерительный преобразователь), $M4$ (блок питания). Модуль $M1$ образует первичный преобразователь, модули $M2-M4$ входят в состав вторичного преобразователя.

Модуль $M1$ состоит из чувствительного элемента ЧЭ и генератора высокой частоты ГВЧ. Генератор вырабатывает синусоидальное напряжение, частота которого зависит от уровня измеряемой среды в ЧЭ. Высокочастотный сигнал с ГВЧ подается на диапазонный делитель $D1$ модуля $M2$. Последний выполняет операцию преобразования частоты выходного сигнала с $M1$, определяемой размерным рядом ПП, к одному частотному диапазону, не зависящему от длины ЧЭ.

С диапазонного делителя $D1$ сигнал поступает на схему преобразования частоты в низкочастотную периодическую последовательность прямоугольных импульсов постоянной амплитуды с длительностью, пропорциональной входной частоте. Схема преобразования состоит из тактового генератора ГТ, триггера Тг с раздельными входами, схемы совпадения СС и делителя $D2$.

Тактовый генератор ГТ формирует узкие тактовые импульсы с частотой следования 1 кГц, управляющие работой схемы и задающие начало отсчета временного интервала.

Тактовый импульс с ГТ опрокидывает триггер Тг. Открывается схема совпадения СС, и последовательность импульсов с $D1$ поступает на делитель $D2$. Делитель $D2$ с постоянным коэффициентом деления, поделив приходящую частоту, выходным импульсом возвращает триггер Тг в исходное состояние. Схема совпадения СС закрывается. Прохождение сигнала с $D1$ прекращается. С триггера снимается импульс, длительность которого пропорциональна частоте входного сигнала.

Периодическая последовательность импульсов с T_2 схемы преобразования поступает на фильтр Φ модуля МЗ. С выхода Φ снимается постоянное напряжение, пропорциональное длительности входных импульсов. Далее напряжение с Φ преобразуется в усилителе постоянного тока УПТ в выходной сигнал, пропорциональный значению измеряемого уровня. Выходным является унифицированный сигнал постоянного тока 0—5 мА.

Резонансный уровнемер типа РУМБ-2 предназначен для непрерывного автоматического дистанционного измерения уровня диэлектрических жидких агрессивных и неагрессивных сред.

В основе работы уровнемера РУМБ-2 лежит принцип преобразования положения уровня в частоту, аналогичный принятому для уровнемера типа РУМБ-1. Выходная характеристика — зависимость частоты генератора от уровня заполнения ЧЭ в виде отрезка длинной линии — в случае диэлектрических сред определяется изменением (увеличением) погонной емкости заполняемой средой части отрезка линии в ϵ_r раз, где ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость среды. С повышением уровня частота генератора понижается, и наоборот.

С целью компенсации влияния изменения диэлектрической проницаемости контролируемой среды на результаты измерения уровнемер РУМБ-2 выполнен по двухканальной схеме.

Первичный преобразователь имеет ЧЭ, состоящий из двух независимых каналов в виде короткозамкнутого и разомкнутого отрезков длинной линии, включенных в схемы генераторов в качестве частото задающих колебательных контуров.

Информация с ПП в виде частот генераторов f_1 и f_2 преобразуется во вторичном преобразователе в выходной сигнал уровнемера, не зависящий от изменения ϵ_r контролируемой среды, в соответствии с алгоритмом

$$N(h) = k(t_1 - t_{10}) / (t_2 - t_{20}),$$

где t_{10} , t_{20} , t_1 , t_2 — периоды высокочастотных колебаний генераторов обоих каналов ПП соответственно при порожних и частично заполненных чувствительных элементах; k — постоянный коэффициент.

Уровнемер высокочастотный дискретный типа РУДА предназначен для дистанционного автоматического контроля уровня сыпучих гранулированных диэлектриков (с относительной диэлектрической проницаемостью не менее 1,8) и проводников с диаметром гранул до 15 мм.

Уровнемер может применяться для измерения гранулированных пластмасс, полистирола, суперфосфата, зернопродуктов, песка, апатитового концентрата и других сыпучих материалов, используемых в различных отраслях народного хозяйства.

Принцип его действия основан на определении наличия контролируемого материала в зоне действия ЧЭ первичного преобразователя, размещенных в заданных точках диапазона измерений уровня и выполненных в виде высокочастотных резонансных электрических фильтров, изменяющих свои амплитудно-

частотные характеристики при взаимодействии с контролируемым материалом.

Структурная схема уровнемера РУДА (рис. 3.26) состоит из следующих узлов: чувствительных элементов ЧЭ, генератора качающейся частоты ГКЧ, генератора модулирующего сигнала ГМС, генератора тактовых импульсов ГТИ, усилителя-детектора УД, ам-

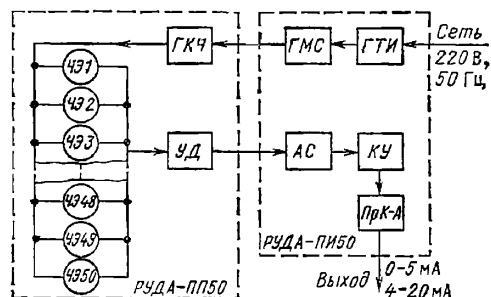


Рис. 3.26. Схема высокочастотного резонансного уровнемера РУДА

плитудного селектора АС, кодирующего устройства КУ, преобразователя «код — аналоговый сигнал» ПрК-А (или «код — цифровая индикация» ПрК-Ц).

Первичный преобразователь содержит 50 чувствительных элементов, входы и выходы которых соответственно подсоединены с помощью входного и выходного согласованных отрезков радиочастотного кабеля к генератору качающейся частоты ГКЧ и усилителю-детектору УД. В исходном состоянии каждый чувствительный элемент настроен на заданную резонансную частоту в диапазоне частот 15—25 МГц.

Синхронизацию работы уровнемера осуществляет генератор тактовых импульсов ГТИ.

Чувствительные элементы, генератор качающейся частоты и усилитель-детектор составляют первичный преобразователь РУДА-ПП50. Амплитудный селектор, кодирующее устройство, преобразователь «код — аналоговый сигнал», генератор тактовых импульсов, генератор модулирующего сигнала составляют измерительный преобразователь РУДА-ПИ50.

Система унифицированных высокочастотных сигнализаторов уровня типа СУС представляет собой семейство сигнализаторов, предназначенных для контроля уровня (в одной и двух точках) жидких и сыпучих электропроводящих и неэлектропроводящих сред, находящихся под атмосферным или избыточным давлением.

Модификация сигнализаторов при едином вторичном преобразователе отличается конструкцией первичных преобразователей в зависимости от свойств контролируемой среды, условий эксплуатации (рабочая температура и давление) и длины погружаемой части чувствительного элемента.

Принцип действия сигнализаторов уровня основан на изменении входного сопротивления высокочастотного резонансного колебательного контура в области резонанса при воздействии контролируемой среды на емкостный

или индуктивный чувствительный элемент контура.

На колебательный контур от высокочастотного генератора подается напряжение постоянной амплитуды фиксированной частоты, близкой к резонансной частоте контура при отсутствии среды в зоне ЧЭ. При этом с контура снимается сигнал максимальной амплитуды.

При перемещении контролируемой среды в зоне ЧЭ изменение емкости или индуктивности ЧЭ вызывает уменьшение амплитуды высокочастотного сигнала с контура в соответствии с его амплитудно-частотной характеристикой.

Изменение амплитуды высокочастотного сигнала с контура преобразуется в изменение постоянного напряжения, управляющего работой выходного реле во вторичном преобразователе.

Включение в цепь обратной связи генераторов механических колебательных элементов совместно с преобразователями механических колебаний в электрические создает предпосылки для создания большого количества различных *частотных датчиков*. Так, включение в эти цепи струнных датчиков с индуктивными и электромагнитными преобразователями обеспечивает контроль усилий, напряжений. Выходным сигналом таких датчиков будет частота генератора. Включение вибрационных датчиков позволяет вести контроль массы подвижных частей по резонансной частоте генератора.

Измерение времени распространения электромагнитных колебаний, посылаемых излучателем и отражаемых в обратном направлении объектом, позволяет определить расстояние до объекта, его скорость и ускорение:

$$L = C \Delta t / 2;$$

$$v = dL/dt; \quad a = d^2 L/dt^2.$$

На этом принципе построены многообразные *радиолокационные датчики*. Радиолокационные датчики обычно работают в импульсном режиме.

Использование эффекта Доплера открывает еще одну возможность — определение скорости объектов:

$$v = c_0 [(\omega/\omega_0)^2 - 1] / [(\omega/\omega_0)^2 + 1],$$

где ω — частота электромагнитных колебаний от движущегося объекта; ω_0 — частота электромагнитных колебаний объекта, неподвижно относительно наблюдателя.

3.6.2. Ультразвуковые измерительные преобразователи. Ультразвуковыми считаются механические колебания среды в области частот $f > 20$ кГц. Ультразвуковые колебания могут передаваться в виде поперечных (сдвиговых), продольных и поверхностных волн.

Для получения ультразвуковых колебаний применяется преимущественно преобразование электромагнитных колебаний за счет использования пьезоэлектрического или магнито-стрикционного эффекта.

Частота ультразвуковых колебаний в этом случае, как правило, равна частоте электромагнитных колебаний, однако в некоторых случаях могут возбуждаться и кратные частоты.

При подаче звуковых колебаний в среду они распространяются в ней с определенной

скоростью, зависящей от типа колебаний и характеристик среды. Диаграмма направленности зависит от типа колебаний их частоты и конструкции излучателя.

Скорость звука в газах при давлениях ниже критического

$$c_g = \sqrt{k_g p / \rho} = \sqrt{k_g RT / M},$$

где $k_g = c_p / c_v$; p — давление, Па; ρ — плотность, кг/м³; $R = 8,3144$ Дж/(моль·К); T — температура, К; M — молекулярная масса; c_p, c_v — теплоемкости при постоянном давлении и объеме соответственно.

В первом приближении можно принимать $c_g = k_1 \sqrt{T}$. Скорость звука в газах, находящихся в трубах, несколько ниже, чем в свободном пространстве.

Скорость звука в жидкостях

$$c_3 = 1 / \sqrt{\beta_a \rho},$$

где β_a — коэффициент адиабатического сжатия; ρ — плотность.

В изотропных твердых телах могут распространяться как поперечные, так и продольные волны. Скорость поперечных волн в свободном пространстве

$$c_{3,п} = \sqrt{G/\rho} = \sqrt{E/2\rho(1+\mu)},$$

где E — модуль Юнга; G — модуль сдвига; μ — коэффициент Пуассона.

Скорость продольных волн в свободном пространстве

$$c_3 = \sqrt{(K_g + 3G/4)/\rho} = \sqrt{E(1-\mu)/(1-2\mu)(1+\mu)\rho},$$

где K_g — модуль сжатия

Скорость звука в ограниченных объемах может быть представлена в виде аналитических выражений только для простейших случаев. Так, скорость звука в тонком стержне

$$c_{3,с} = \sqrt{E/\rho}.$$

В анизотропной среде явления распространения звуковых колебаний существенно усложняются. В анизотропных твердых средах, которые могут характеризоваться 21 независимой упругой постоянной, могут существовать три различных вектора смещения и соответственно три скорости плоской волны. Поверхностная волна может распространяться лишь в некоторых направлениях, причем скорость ее меньше скорости поперечной волны того же направления. При распространении звуковых колебаний наблюдается их ослабление, выражающееся в уменьшении амплитуды. Ослабление интенсивности звука подчиняется следующей зависимости:

$$J = J_0 e^{-2\alpha_3 l},$$

где J_0 — первоначальная интенсивность звука; l — расстояние от источника звука до контрольного сечения; α_3 — коэффициент затухания звука.

В жидкостях коэффициент затухания зависит от частоты: $\alpha_3 \approx k_{ж}\omega^2$; в твердых телах $\alpha_3 \approx k_t\omega$. Коэффициент затухания звука за-

висит от температуры. Коэффициент затухания звука в воздухе зависит от влажности, частоты и температуры сложным образом.

Достигнув границы двух сред, звуковая волна отчасти отражается от границы, а отчасти проникает во вторую среду и продолжает в ней распространяться. В простейшем случае плоской границы раздела угол падения равен углу отражения. В зависимости от угла падения продольной звуковой волны на границу раздела твердых тел будут происходить различные явления. При падении звуковой волны по нормали к границе раздела проходящие колебания будут также продольными и будут распространяться по первоначальному направлению. При падении звуковой продольной волны под небольшим углом, меньшим первого критического, образуются преломленные и отраженные продольные и слабые поперечные волны. При падении звуковой волны под первым критическим углом возникают отраженные продольные и поперечные волны и преломленные поперечная и продольная, распространяющиеся вдоль поверхности раздела сред. Если угол падения звуковой волны между первым и вторым критическими, то отражаются продольные и поперечные волны, а преломленными проходят только поперечные волны. Если угол падения звуковой волны больше второго критического, то отражаются продольные и поперечные волны, а проходит поверхностная волна.

При распространении звуковых колебаний в движущейся среде их скорости суммируются как векторы, т. е.

$$c = c_{cp} + c_{30},$$

где c_{cp} — вектор скорости среды; c_{30} — вектор скорости звука в данной среде.

Скорость среды при этом может рассматриваться как переносная. Частота колебаний, воспринимаемая неподвижным относительно среды приемником, $\omega = \omega_0 c_3 / c_{30}$, где ω_0 — частота звука в неподвижной среде; c_{30} — скорость звука в неподвижной среде; c_3 — скорость звука в движущейся среде.

При движении источника звука в неподвижной среде со скоростью u и приемника звука со скоростью v наблюдается эффект Допплера, состоящий в смещении принимаемой частоты. Смещение частоты за счет эффекта Допплера

$$\omega = \omega_0 (c_{30} + v) / (c_{30} - u),$$

где ω_0 — частота звука при неподвижных источнике и приемнике; c_{30} — скорость звука в данной среде.

Зависимость скорости звука в газовых средах от температуры позволяет создать ультразвуковые датчики температуры [3.18], рис. 3.27. Датчик ультразвукового термометра состоит из излучателя и приемника ультразвуковых колебаний, закрепленных на расстоянии L на жесткой температурно-компенсированной базе. Акустический преобразователь находится в газовой среде постоянного состава при постоянном давлении. Для контроля низких температур, где этот способ имеет существенные преимущества, берется гелиевая среда. В качестве излучателей и приемников исполь-

зуются различные пьезоэлектрики, в частности кварц, титанат бария.

Для измерения скорости распространения ультразвуковых колебаний возможно применение следующих способов: время-импульсного, частотно-импульсного, фазового [3.2].

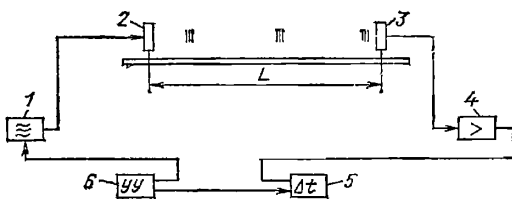


Рис. 3.27. Схема ультразвукового термометра: 1 — генератор ВЧ; 2 — излучатель; 3 — приемник; 4 — усилитель; 5 — микросекундомер; 6 — устройство управления

Время-импульсный способ основан на непосредственном измерении времени прохождения короткого ультразвукового импульса между излучателем и приемником. Обычно излучаемый импульс представляет собой пакет из нескольких периодов гармонических колебаний с $\omega = (30 \div 60) \cdot 10^6$ рад/с. Время прохождения ультразвуковым импульсом акустической базы измеряется микросекундомером, управляемым командным устройством. Скорость ультразвука в этом случае

$$c_{30} = L / \Delta t,$$

где Δt — время прохождения ультразвуковым импульсом акустической базы.

Температура

$$T = ML^2 / k_a R \Delta t^2 = k_T / \Delta t^2.$$

Частотно-импульсный способ предусматривает посылку очередного ультразвукового импульса при достижении предыдущим импульсом приемника. Выходной величиной в этом случае является частота следования импульсов $f = 1 / \Delta t$, и температура определяется из следующего выражения:

$$T = ML^2 f^2 / k_a R.$$

Акустический датчик в этом способе можно рассматривать как элемент цепи обратной связи релаксационного генератора.

Фазовый метод основан на прямом измерении разности фаз непрерывно-излучаемых и принимаемых ультразвуковых колебаний, при этом

$$\Delta t = \varphi / \omega_3,$$

где φ — угол запаздывания принимаемых колебаний; ω_3 — частота ультразвуковых колебаний.

Измеряемая температура определяется из следующего выражения:

$$T = ML^2 \omega_3^2 / k_a R \varphi^2.$$

Для определения угла фазового сдвига могут применяться вектормерные устройства.

При контроле температур преимущественно используется частотно-импульсный способ.

На базе акустического метода созданы датчики температуры, которые могут использоваться в качестве эталонов в области низ-

ких температур. Еще одна область применения ультразвуковых датчиков контроля температуры — их использование в динамических условиях, например в цилиндрах поршневых машин. Недостатком ультразвуковых датчиков температуры является их сложность; их достоинства — практически полная безынерционность и возможность использования в качестве рабочего тела самой контролируемой среды, что исключает необходимость достижения равновесных состояний.

Использование особенностей распространения ультразвука положено в основу ряда датчиков уровня. Схемы ультразвуковых датчиков уровня изображены на рис. 3.28.

Простейшим из ультразвуковых датчиков уровня является позиционный (рис. 3.28, а). В таком датчике используется существенное различие коэффициентов затухания звука в газовой и жидкой средах, в результате чего амплитуда сигнала датчика, погруженного в жидкость, существенно выше, чем находящегося в газовой среде. Сигнал датчика, погруженного в жидкость, принимается за 1, а находящегося в газовой среде — за 0. Такой датчик может работать в непрерывном или импульсном режиме. Применение нескольких позиционных датчиков, расположенных на различной высоте в сосуде, позволяет создать дискретный уровнемер. Основное достоинство позиционных датчиков уровня — независимость их сигнала от изменения в определенных пределах параметров контролируемых сред; их основные недостатки — сложность аппаратного оформления и соответствующее снижение надежности.

Использование позиционного датчика, перемещаемого по высоте сосуда с помощью следящей системы, позволяет осуществить непрерывный (аналоговый) контроль уровня (рис. 3.28, б).

Ультразвуковой датчик уровня следящего типа может располагаться внутри сосуда, как

показано на схеме, или вне сосуда. В последнем случае должен обеспечиваться хороший акустический контакт излучателя и приемника ультразвуковых колебаний с сосудом.

Погрешность ультразвуковых позиционных датчиков уровня определяется их конструкцией и составляет обычно ± 5 мм.

Ультразвуковые датчики уровня по схемам рис. 3.28, в—д могут работать во время-импульсном, частотно-импульсном или фазовом режимах. В практически реализованных приборах используется преимущественно время-импульсный способ.

Различие скоростей распространения звуковых волн в разных средах позволяет вести контроль уровня за счет измерения времени распространения ультразвукового импульса от излучателя до приемника, расположенных на верхнем и нижнем торцах сосуда (рис. 3.28, в). Уровень h при импульсном способе

$$h = (c_T \Delta t - H) / (c_T / c_{ж} - 1),$$

где Δt — время распространения ультразвукового импульса; c_T , $c_{ж}$ — скорость звука в газовой и жидкой средах; H — полная высота сосуда.

Недостатки этого способа: значительное затухание звука в газовой среде, приводящее к существенному ослаблению сигнала; изменение скорости звука при изменении температуры и состава сред, приводящее к возникновению погрешности; появление ложных сигналов за счет распространения импульса по стенкам сосуда. Прием ультразвукового импульса, отраженного от поверхности раздела сред, также позволяет вести контроль уровня при известной скорости распространения звуковой волны c_s . В этом случае уровень определяется интервалом времени между посылкой и приемом отраженного от поверхности раздела ультразвукового импульса:

$$h = c_s \Delta t / 2.$$

В этом случае в качестве излучателя и приемника ультразвуковых импульсов используют один и тот же элемент (рис. 3.28, в, д). Акустический преобразователь (излучатель-приемник) помещают как в верхней части сосуда в газовой фазе, так и нижней части сосуда в жидкой фазе. Размещение акустического преобразователя в верхней части сосуда требует увеличения мощности акустических сигналов. Вместе с тем при верхнем расположении датчика показания прибора не зависят от свойств жидкости. Это имеет большое значение при контроле уровня жидкостей переменного состава, а также суспензий, эмульсий.

Основная погрешность ультразвуковых уровнемеров — до 2 %. Дополнительная погрешность при постоянстве состава среды, в которой размещен акустический преобразователь, зависит от изменения ее температуры.

Промышленность выпускает ряд ультразвуковых уровнемеров ЭХО-1, ЭХО-2, включенных в ГСП.

Аналогичный принцип действия имеют датчики уровня ЭХО-2у и ЭХО-2с.

Измеряя время прохождения ультразвуковых импульсов через какой-либо материал или изделие, можно определить толщину этого материала. На этом принципе построены ульт-

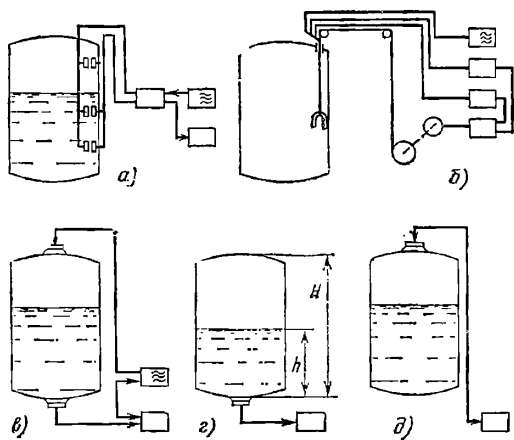


Рис. 3.28. Схема ультразвуковых датчиков уровня: а — позиционный ультразвуковой датчик уровня; б — следящий ультразвуковой уровнемер; в — акустический датчик уровня с проходящими ультразвуковыми колебаниями; г — акустический датчик уровня с отраженными ультразвуковыми колебаниями в жидкой среде; д — акустический датчик уровня с отраженными ультразвуковыми колебаниями в газовой среде

развукковые датчики толщины листового металла и других материалов.

Ультразвуковые датчики толщины могут быть с проходящими или отраженными колебаниями, и при этом могут использоваться время-импульсный, частотно-импульсный и фазовый способы. В практике наибольшее распространение получил время-импульсный способ.

Ультразвуковой эхо-импульсный толщиномер «Металл-6» предназначен для непрерывного контроля толщины стенки труб, полос, листов и других изделий металлургической и машиностроительной промышленности. Возможно использование прибора в полуавтоматическом и автоматическом режимах для адаптивного управления процессом металлообработки, например шлифованием при доводке толщины изделия до заданного значения.

Предусмотрен вывод аналогового сигнала, пропорционального толщине контролируемого изделия, для построения диаграммы распределения толщин, а также вывод логического сигнала для регистрации дефектных участков на ленте самописца. Возможна совместная работа с самописцем типа НЗ27-3.

Прибор «Металл-6» имеет возможность непосредственного измерения фактической толщины по трехзначному цифровому индикатору; его калибровка и настройка порогов срабатывания автоматических сигнализаторов проводится без использования контрольных образцов с предельными отклонениями по толщине стенки.

Прибор позволяет производить измерение при температуре окружающей среды $5-50^{\circ}\text{C}$ при шероховатости поверхности контролируемого изделия не хуже $R_z=20$.

Толщиномер ультразвуковой переносный во взрывозащищенном исполнении «Кварц-15» предназначен для измерения толщины металлоконструкций, подвергшихся коррозии и воздействию агрессивных сред, при одностороннем доступе.

Прибор позволяет производить измерение толщины стенки конструкций из материалов, скорость распространения ультразвуковых колебаний в которых находится в пределах от 4300 (латунь) до 6400 (алюминий) м/с.

Прибор может эксплуатироваться в полевых, цеховых и лабораторных условиях при температуре окружающей среды $-30 \div +50^{\circ}\text{C}$. Специальная контактная паста позволяет проводить измерения при температуре поверхности контролируемых изделий в пределах $-50 \div +600^{\circ}\text{C}$.

Измерение интенсивности проходящих через металл ультразвуковых колебаний позволяет обнаружить дефекты материала в виде раковин, трещин, не идущих нормально к поверхности, и т. п. Этот способ дефектоскопии получил название «теневого». Излучатель и приемник излучения в фиксированном относительно друг друга положении располагаются с двух сторон исследуемого изделия. Посредством взаимного перемещения изделия и акустического датчика производится сканирование всего изделия. При этом должен соблюдаться хороший акустический контакт изделия с излучателем и приемником. В местах наличия дефектов принимаемое излучение резко ослабляется, т. е. возникает как бы тень. Размеры обнаруживаемых дефектов примерно

равны длине волны и составляют 1 мм при приемлемых с точки зрения поглощения частотах ультразвука.

Достоинство «теневого» способа ультразвуковой дефектоскопии — четкое оконтуривание дефектов с размерами, превышающими длину ультразвуковой волны в материале. Главный недостаток «теневого» способа ультразвуковой дефектоскопии состоит в необходимости размещения излучателя и приемника с разных сторон исследуемого изделия.

Способ отраженной волны используется в датчиках дефектов различных материалов, где известен под названием эхо-метода.

При реализации эхо-метода используют продольные, поперечные, нормальные и поверхностные волны. Тип возбуждаемых колебаний определяется конструкцией излучателя. Продольные колебания применяют главным образом для обнаружения дефектов при большой толщине изделий; поперечные волны, направленные под углом к поверхности, используют для обнаружения вертикально ориентированных дефектов. Нормальные и поверхностные волны применяют в основном для дефектоскопии изделий малой толщины.

Ультразвуковой импульсный дефектоскоп типа УД-10УА предназначен для обнаружения дефектов (расслоений, трещин, рыхлот) внутри металлических изделий, определения координат залегания дефектов и измерения толщины изделия. С помощью дефектоскопа можно производить контроль и неметаллических изделий (органического стекла, фарфора, некоторых видов пластмасс). При использовании субблоков генератора СЕ-02 и усилителя СА-03 можно контролировать материалы с большим затуханием (слоистый стеклопластик, полиэтилен) на частотах $0,2-0,4$ МГц и обеспечить выявление мелких дефектов на более высоких частотах $10-15$ МГц. Прибор используется на предприятиях машиностроительной, металлургической, химической и других отраслей промышленности. Может работать как при эхо-импульсном, так и при теневом методе контроля в контактном или иммерсионном вариантах с прямыми, наклонными и раздельно-совмещенными искателями.

Дефектоскоп типа УД-10УА входит в состав агрегатного комплекса средств неразрушающего контроля (АСНК), предусматривающей создание автоматизированных установок на базе небольшого количества унифицированных блоков. Прибор выполнен в виде функционально законченных субблоков, вставляемых в каркас, что обеспечивает удобство эксплуатации. Может работать самостоятельно, а также в установках автоматического и полуавтоматического ультразвукового контроля. Для работы в автоматических установках предусмотрены сигнализация дефектов донного отражения или эхо-сигнала от передней грани при иммерсионном контроле; выходы напряжений, пропорциональные амплитудам эхо-сигналов; помехозащитное устройство; внешняя синхронизация и высокочастотная временная регулировка чувствительности.

Дефектоскоп позволяет выявить контрольный отражатель диаметром 1,2 мм на глубине 180 мм.

На базе ультразвукового импульсного дефектоскопа УД-10УА и ультразвукового

толщиномера УТ-70ПА создана комплексная установка для контроля сплошности и отклонения толщины стенок буровых и обсадных труб БУР-1М, которая обеспечивает проведение контроля стальных и алюминиевых труб.

Известны также другие специализированные дефектоскопы применительно к нуждам конкретных производств. Так, для контроля железнодорожных рельсов предназначен ультразвуковой дефектоскоп «Рельс-5», а для обнаружения дефектов в многослойных конструкциях и слоистых пластиках — АД-40.

Измерение времени распространения звуковых колебаний, посылаемых излучателем и отражаемых в обратном направлении к объекту, позволяет определить расстояние до объекта, его скорость и ускорение:

$$L = c_3 \Delta t / 2; \quad v = dL/dt; \quad a = d^2 L/dt^2.$$

На этом принципе построены разнообразные ультразвуковые локаторы, находящие применение преимущественно в жидких средах. Такие локаторы могут работать во время-импульсном, частотно-импульсном или фазовом режимах.

Явления, возникающие при распространении ультразвука в движущейся среде, используются в датчиках скорости потоков и расхода. Ультразвуковые датчики расхода могут быть построены по нескольким способам [3,8, 3.21]. Схемы важнейших ультразвуковых датчиков расхода изображены на рис. 3.29.

В датчике по рис. 3.29, а за счет сноса ультразвуковой волны, направленной по нормали к потоку, возникает перераспределение интенсивности сигналов на приемниках. При этом скорость потока, усредненная вдоль ультразвукового луча,

$$v = c_3 \operatorname{tg} \theta = \delta c_3 / d,$$

$$\text{где } v = \frac{1}{d} \int_0^d v(x) dx \text{ — средняя скорость по}$$

тока; c_3 — скорость распространения звуковых колебаний в контролируемой среде; θ — угол сноса звукового луча; d — расстояние между источником и приемником ультразвука; δ — снос ультразвукового луча.

Объемный расход в круглом трубопроводе

$$G_0 = \lambda \pi d c_3 \delta / 4,$$

где λ — коэффициент, учитывающий различие усреднения скорости вдоль луча и по площади сечения трубопровода.

Учитывая зависимость акустического сопротивления среды от ее плотности, возможно также определение массового расхода по сигналу, пропорциональному напряжению на излучателе,

$$G_M = k \lambda \pi d u \delta / 4 = G_0 \rho,$$

где $\rho = k u / c_3$; u — напряжение на излучателе.

Для реализации этих возможностей вторичная аппаратура должна обеспечить контроль δ и u , а также выполнение вычислительных операций.

Основным недостатком этого способа, равно как и других способов контроля скорости и расхода, является несоответствие скорости, усредненной вдоль луча звука и скорости, усредненной по площади сечения. Введение эмпирического коэффициента λ позволяет исключить погрешность за счет этого фактора только в узких пределах изменения вязкости среды, а также при незначительных изменениях числа Рейнольдса Re . Градировка ультразвуковых приборов при различных режимах движения среды характеризуется высокой трудоемкостью. Другим фактором, затрудняющим использование ультразвуковых датчиков скорости и расхода и приводящим к усложнению

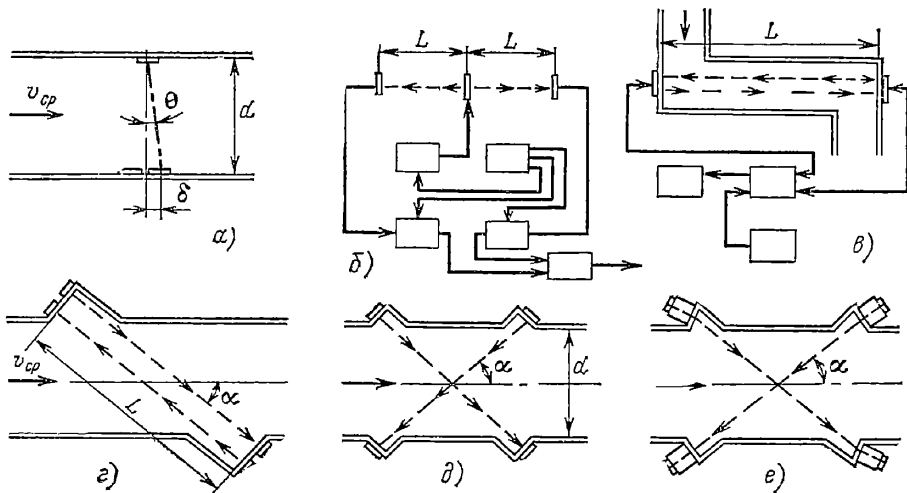


Рис. 3.29. Схемы акустических датчиков скорости и расхода:

а — со сносом ультразвуковых колебаний; б — с продольным распространением ультразвуковых колебаний и с распределением акустического канала в потоке; в — с продольным распространением ультразвуковых колебаний и с внешним расположением излучателя и приемника; г — параллельное расположение акустических каналов; д — перекрестное расположение акустических каналов; е — перекрестное расположение акустических каналов и преломление лучей

вторичной аппаратуры, является значительная разница скоростей ультразвука (1000—2000 м/с) и среды (1—10 м/с).

Достоинствами ультразвуковых датчиков являются высокое быстродействие, позволяющее определять кратковременные флуктуации скорости, отсутствие дополнительных сопротивлений в тракте подачи среды при внешнем размещении излучателей и приемников ультразвуковых колебаний, возможность контроля резервированных потоков.

Много разновидностей входит в группу датчиков скорости потока и расхода, основанных на измерении скоростей прохождения ультразвуковой волны по потоку и против потока, и поэтому здесь уместно привести их классификацию.

Основные классификационные признаки акустических датчиков скорости и расхода следующие: а) количество каналов, б) характер акустического канала, в) расположение излучателей и приемников, г) режим работы, д) метод обработки сигналов. По количеству каналов акустические датчики можно разделить на одноканальные (рис. 3.29, а) и многоканальные (рис. 3.29, б—е). По характеру акустического канала можно выделить датчики без преломления звукового луча (рис. 3.29, б—д) и с преломлением звукового луча с помощью специальных элементов (рис. 3.29, е). По расположению излучателей и приемников имеются датчики с размещением излучателей и приемников внутри потока (рис. 3.29, б) и вне потока (рис. 3.29, в—е), с параллельными акустическими каналами (рис. 3.29, в) и с перекрестными акустическими каналами (рис. 3.29, б, е). Акустические датчики могут работать с коммутацией каналов или в непрерывном режиме. Обработка сигналов может производиться время-импульсным, частотно-импульсным или фазовым способом.

Следует отметить, что практически все эти датчики могут работать во время-импульсном, частотно-импульсном и фазовом режимах.

При симметричных каналах и работе во время-импульсном режиме время распространения импульсов по потоку и против потока составляет:

$$\Delta t_1 = L/(c_3 + v) + \tau_m; \quad \Delta t_2 = L/(c_3 - v) + \tau_m,$$

где L — расстояние между излучателем и приемником; v — составляющая скорости потока по лучу ультразвука; τ_m — время распространения импульса через стенки и мембраны.

При продольном относительно оси потока направлении распространения ультразвуковых колебаний $\alpha = 0$ и $v_{cp} = v$ (рис. 3.29, б, в).

Скорость потока, усредненная вдоль луча, и соответственно объемный расход

$$v_{cp} = v/\cos \alpha = c_3^2 \Delta t / 2L \cos \alpha;$$

$$G_0 = \lambda \pi d^2 c_3^2 \Delta t / 8L \cos \alpha.$$

В этом случае изменение скорости распространения ультразвука в контролируемой среде, например при изменении температуры, приводит к возникновению погрешности.

При одноканальных датчиках измерение времени прохождения ультразвуковых импульсов по потоку и против потока может производиться либо бескоммутационным способом

с посылкой встречных импульсов на разных частотах, либо с коммутацией излучателя и приемника и с запоминанием сигналов. При бескоммутационном способе обычно частоты сигналов берутся кратными. Неодновременность измерений прямого и обратного сигналов в коммутационных способах может вызвать с источниками ошибок при работе с пульсирующими потоками.

При частотно-импульсном способе акустические каналы входят в частотно-формирующие цепи генераторов и возникают две частоты следования импульсов:

$$f_1 = (c_3 + v)/L; \quad f_2 = (c_3 - v)/L.$$

По разностной частоте определяются скорость потока и объемный расход:

$$v_{cp} = L(f_1 - f_2)/2 \cos \alpha;$$

$$G_0 = \lambda \pi d^2 L \Delta f / 8 \cos \alpha,$$

где $\Delta f = f_1 - f_2$.

В частотно-импульсном способе измерения скорость потока не зависит от скорости ультразвука, а следовательно, и изменения свойств среды.

При фазовом способе осуществляется контроль разности фаз ультразвуковых колебаний, проходящих по потоку и против потока, с помощью вектормерных устройств. Скорость потока определяется в этом случае таким образом:

$$v_{cp} = c_3^2 \Delta \varphi / 2\omega L \cos \alpha,$$

где ω — частота ультразвуковых колебаний; $\Delta \varphi$ — сдвиг фаз по каналам.

Объемный расход в этом случае

$$G_0 = \lambda \pi d^2 c_3^2 \Delta \varphi / 8\omega L \cos \alpha.$$

При необходимости контроля массового расхода в любом из этих способов может быть использован рассмотренный ранее вариант контроля плотности по акустическому сопротивлению излучателя.

Для повышения чувствительности и компенсации влияния температуры на скорость распространения ультразвука предложен ряд конструктивных вариантов датчиков с включением в акустический канал специальных звукопроводов, обеспечивающих преломление ультразвука (рис. 3.29, е).

Достижение наиболее высокой точности возможно при выборе оптимальных параметров акустических каналов. Вопросы выбора оптимальных параметров акустических каналов подробно рассмотрены в [3.3, 3.27, 3.38].

Применение специальных звукопроводов позволяет резко снизить фон реверберации, вызываемой многократными отражениями ультразвуковой волны от мембран пьезоэлементов, распространение звуковых колебаний по стенкам трубопроводов и др. Параллельное размещение акустических каналов (рис. 3.29, а) облегчает их симметрирование, но возникают трудности с акустической изоляцией каналов. При перекрестном размещении акустических каналов (рис. 3.29, б, в) основная трудность состоит в симметрировании каналов.

В промышленности используются ультразвуковые расходомеры различных систем, главным образом при повышенных требованиях

ях к точности; выпускаются ультразвуковые образцовые датчики расхода жидкостей СУЗО-150 и СУЗО-200. Датчики предназначены для измерения расхода жидкости в диапазонах 0,0277—0,138 м³/с и 0,0554—0,277 м³/с.

Расходомеры состоят из первичного акустического преобразователя, промежуточного преобразователя и измерительного прибора.

Принцип действия основан на различии времен распространения ультразвукового сигнала «по» и «против» потока. Особенностью расходомеров является применение пятиканального первичного преобразователя, что позволяет значительно уменьшить погрешность измерения от изменения профиля скоростей в поперечном сечении трубопроводов.

Расходомеры СУЗО-150 и СУЗО-200 применяются в качестве образцового средства измерений при поверке рабочих счетчиков жидкости.

3.7. РАДИОИЗОТОПНЫЕ И ИОНИЗАЦИОННЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ, ИСТОЧНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ

Для контроля различных технологических параметров в системах автоматического регулирования широко применяются приборы, построенные с использованием ионизирующих излучений.

В качестве источников излучения используются радиоизотопы [3.31] (радионуклиды), данные важнейших из которых приведены в табл. 3.10, а также источники рентгеновского

Таблица 3.10. Физические характеристики радиоактивных источников α -, β -, γ -излучения

Название элемента	Радиоизотоп	Период полураспада	Энергия излучения, МэВ
α-излучения			
Плутоний	²³⁹ Pu	2,426·10 ⁴ лет	5,15
Уран	²³⁸ Pu	86,4 года	5,45
	²³⁸ U	4,498·10 ⁹ лет	4,132; 4,180
Радий	²³⁴ U	2,475·10 ⁵ лет	4,716; 4,763
	²²⁶ Ra	1617 лет	4,782; 7,687
β-излучения			
Стронций*	⁹⁰ Sr	28,1 года	0,61
Иттрий	⁹⁰ Y	64,4 ч	0,15; 1,15; 2,18
Таллий	²⁰⁴ Tl	3,56 года	0,765; 0,26; 0,036
Кобальт	⁶⁰ Co	5,263 года	0,306; 1,485
γ-излучения			
Кобальт	⁶⁰ Co	5,263 года	1,33; 1,17
Цезий*	¹³⁷ Cs	29,68 года	
Барий	¹³⁷ Ba	2,6 мин	0,662
Цинк	⁶⁵ Zn	145 дней	1,114
Марганец	⁵⁴ Mn	313 дней	0,835
Натрий	²² Na	2,62 года	0,511; 1,275
Кобальт	⁵⁷ Co	267 дней	0,0144; 0,122; 0,133
Иттрий	⁸⁸ Y	105 дней	0,898; 1,840; 2,738
Церий	¹³⁹ Ce	140 дней	0,166
Олово	¹¹³ Sn	119 дней	0,255; 0,393
Ртуть	²⁰³ Hg	46,97 дня	0,279
Йод	¹²⁵ I	60,2 дня	0,28; 0,35

* ⁹⁰Sr применяется совместно с ⁹⁰Y, а ¹³⁷Cs с ¹³⁷Ba.

Таблица 3.11. Характеристики источников рентгеновского излучения

Марка	Напряжение на аноде, кВ	Размер фокусного пятна, мм	Частота импульсов, Гц	Потребляемая мощность, кВ·А	Масса, кг
Непрерывного излучения					
УРС-0,02	4—45	0,04—0,05	—	0,14	55
УРС-0,1	50	0,1—0,15	—	0,35	170
УРС-2,0	50	1,8	—	5,0	800
Импульсного излучения					
МИРА-2Д	200	2—3	10—15	0,4	15
МИРА-3Д	160	3	2	0,7	30

го излучения, импульсные источники нейтронов [3.29], важнейшие характеристики части которых приведены в табл. 3.11. В приборах используются источники α -, β -, γ -излучения и источники нейтронов.

При взаимодействии излучений с веществом возникает ряд эффектов, которые успешно используются для контроля свойств и состава веществ [3.34].

Падающее на вещество β -излучение, взаимодействуя с атомами, претерпевает отклонение от первоначального направления, и при этом его энергия уменьшается. Распределение по углу отклонения близко к нормальному. В результате последовательных взаимодействий на некоторой глубине слоя вещества распределение интенсивностей излучения по направлениям становится равномерным. Глубина, на которой достигается такой эффект, определяется из эмпирического соотношения

$$l \approx (1 - e^{-5,9/Z}) l_c,$$

где Z — атомный номер вещества; l_c — длина свободного пробега β -частиц.

В результате рассеяния β -частиц возникает β -излучение, направленное навстречу первоначальному. Обратнорассеянное излучение может быть использовано для контроля плотности и состава вещества. Интенсивность обратнорассеянного излучения определяется из следующей формулы:

$$J_p = aZ^n,$$

где a , n — эмпирические коэффициенты, причем для большинства случаев $n \approx 0,65$.

Энергия рассеянного излучения

$$E_p = BE_p Z^m,$$

где B , m — эмпирические коэффициенты, причем $m \approx 0,4$.

Рассеяние в первом приближении можно считать аддитивным свойством веществ многокомпонентной среды, и интенсивность обратнорассеянного такой средой излучения может быть определена, если вместо Z взять $Z_{\text{эф}}$ (C_i , Z_i), то в первом приближении

$$Z_{\text{эф}} \approx \sum_{i=1}^n C_i Z_i,$$

где C_i — атомная концентрация i -го компонента n -компонентной смеси; Z_i — атомный номер i -го компонента.

При прохождении рентгеновского или γ -излучения через вещество наблюдаются фотоэффект, комптон-эффект и образование пар электрон—позитрон.

Фотоэффект является следствием поглощения фотона электронной оболочкой атомов вещества и сопровождается вырыванием электрона. Зависимость массового коэффициента поглощения γ -излучения за счет фотоэффекта описывается следующим образом:

$$\mu_{м,ф} = Z^4 f_{ф}(E)/A,$$

где Z — атомный номер вещества, с которым взаимодействует γ -излучение; A — атомная масса; $f_{ф}(E)$ — функция, аргументом которой является энергия фотонов. Значение $f_{ф}(E)$ увеличивается при уменьшении энергии γ -квантов, и наибольшую роль поглощение за счет фотоэффекта играет при $E < 0,5$ МэВ.

Комптон-эффект возникает при взаимодействии фотонов с электронами и состоит в том, что фотон теряет часть энергии и отклоняется от первоначального направления, а электрон вырывается из оболочки.

Массовый коэффициент поглощения γ -излучения за счет комптон-эффекта описывается следующей зависимостью:

$$\mu_{м,к} \approx Z f_{к}(E)/A,$$

где $f_{к}(E)$ — функция энергии γ -квантов E .

Наибольшее поглощение за счет комптон-эффекта имеет место при $E = 0,5 \div 1,5$ МэВ. При этом поглощение за счет комптон-эффекта мало зависит от химической природы вещества, поскольку $Z/A = 2 \div 2,5$.

При комптон-эффекте γ -кванты теряют часть энергии и отклоняются от первоначального направления на некоторый угол ϕ .

Этот эффект приводит к возникновению рассеянного излучения.

Фотоны рассеянного γ -излучения могут поглощаться веществом в результате фотоэффекта, так как их энергия, как правило, меньше 0,5 МэВ. В результате зависимость интенсивности рассеянного γ -излучения от атомного номера вещества носит сложный характер и может быть охарактеризована графиками вида приведенного на рис. 3.30. Такой характер

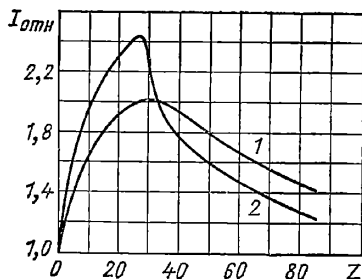


Рис. 3.30. Зависимость интенсивности рассеянного γ -излучения различных источников от атомного номера рассеивателя:

1 — ^{60}Co ; 2 — ^{61}Cr

зависимостей достигается при достаточной толщине слоя вещества, окружающего систему источник излучения — детектор.

Толщина слоя вещества, достаточная для достижения таких зависимостей, может быть определена из условия

$$d_{\text{нас}} > 4/\mu_{м}.$$

По интенсивности рассеянного γ -излучения можно определить плотность рассеивающей среды, а по его спектру — состав вещества.

Образование пар электрон—позитрон происходит при взаимодействии с веществом фотонов с энергией, превышающей энергию покоя пары электрон—позитрон (1,02 МэВ). Массовый коэффициент поглощения γ -излучения за счет образования электрон-позитронных пар может быть описан следующей зависимостью:

$$\mu_{м,п} \approx Z^2 f_{п}(E)/A,$$

где $f_{п}(E)$ — функция энергии γ -квантов E .

Вероятность образования пар электрон — позитрон увеличивается с увеличением энергии фотонов.

В результате совместного действия рассмотренных эффектов интенсивность проходящего через гомогенное вещество γ -излучения уменьшается по следующему закону:

$$J_{\text{пр}} = J_0 e^{-\mu_{м} \rho l},$$

где $J_{\text{пр}}$, J_0 — интенсивность γ -излучения, проходящего через вещество и до слоя вещества; $\mu_{м} = \mu_{м,ф} + \mu_{м,к} + \mu_{м,п}$ — коэффициент ослабления; ρ — плотность вещества; l — расстояние между источником и счетчиком.

Степень влияния отдельных эффектов определяется главным образом энергией γ -квантов.

При неоднородном по плотности веществу

$$J_{\text{пр}} = J_0 \exp \left[-\mu_{м} \int_0^l \rho(x) dx \right].$$

При прохождении γ -излучения через слой вещества, содержащего различные химические элементы, поглощение определяется по следующей формуле:

$$J_{\text{пр}} = J_0 \exp \left[-\rho l \sum_{i=1}^n \mu_{мi} C_i \right],$$

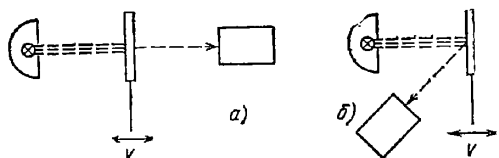
где $\mu_{мi}$ — массовый коэффициент поглощения i -го компонента; C_i — массовая концентрация i -го компонента n -компонентной смеси.

Особое место занимает эффект **резонансного ядерного поглощения** γ -квантов. Этот эффект состоит в том, что при наличии излучателя, находящегося в возбужденном состоянии, и мишени, выполненных из одного изотопа, может наблюдаться резонансное поглощение или рассеяние. Схемы наблюдения γ -резонансных эффектов изображены на рис. 3.31.

Эффект усиливается с уменьшением энергии отдачи. Вероятность резонансного возбуждения ядра соответствует распределению Лоренца, а вероятная ширина резонансной кривой

$$\Delta E_{1/2} = 6,58 \cdot 10^{-16} / \tau,$$

где τ — время жизни возбужденного уровня.

Рис. 3.31. Схемы наблюдения γ -резонансных эффектов:

а — поглощение; б — рассеяние

Эффект резонансного поглощения можно оценить коэффициентом эффективности резонансной линии

$$K_{\text{эф}} = f(0) \sigma_0 / \sigma_a,$$

где $f(0)$ — вероятность испускания фотонов без потери на отдачу; σ_0 , σ_a — сечение взаимодействия при резонансе и без него.

Гамма-резонансные характеристики некоторых изотопов приведены в табл. 3.12.

Таблица 3.12. Характеристики γ -резонансного эффекта для некоторых изотопов

Изотоп	Энергия резонансной линии, кэВ	Время жизни возбужденного состояния, с	Коэффициент эффективности $K_{\text{эф}}$
^{57}Fe	14,4	10^{-7}	200
^{61}Ni	71	$5,2 \cdot 10^{-9}$	55
^{67}Zn	93	$9,4 \cdot 10^{-6}$	0,027
^{119}Sn	24	$1,9 \cdot 10^{-8}$	180
^{125}Te	35	$1,6 \cdot 10^{-9}$	54
^{181}Ta	136,1	$5,7 \cdot 10^{-11}$	0,024
^{182}W	100	$1,3 \cdot 10^{-9}$	6
^{183}W	46,5	$5,7 \cdot 10^{-10}$	10,6
^{183}W	99,1	$1,5 \cdot 10^{-10}$	3,5

Резонансные кривые этого эффекта очень узки и для их снятия используются скоростные спектрометры, в которых развертка по энергиям осуществляется за счет доплеровского смещения линии при перемещении источника относительно поглотителя. Относительное смещение по энергии определяется из соотношения

$$\Delta E/E = v \cos \alpha / c_0,$$

где v — скорость перемещения мишени относительно источника; c_0 — скорость света; α — угол между направлением потока γ -излучения и вектором скорости.

Отсюда скорость, соответствующая смещению на полуширину линии,

$$v = 3 \cdot 10^{10} \delta E.$$

Явления γ -резонансного поглощения и рассеяния позволяют с высокой точностью осуществить дистанционный и бесконтактный контроль перемещения, скорости и соответственно ускорения.

При взаимодействии α -, β - или γ -излучения с веществом атомы последнего переходят в возбужденное состояние, а затем происходит испускание вторичного излучения.

Вторичное излучение может иметь непрерывный, линейчатый или смешанный спектр. Вторичное излучение, спектр которого имеет линейчатый характер, называется характеристическим. Энергия отдельных линий спектра характеристического излучения может быть определена на основании закона Мозли

$$E_B \approx R h c_0 (Z - K_a)^2 / n^2,$$

где R — постоянная Ридберга; h — постоянная Планка; K_a — постоянная полного экранирования; c_0 — скорость света; n — номер электронной оболочки атома.

По интенсивности этих линий можно оценить содержание отдельных элементов, и это обстоятельство может быть использовано для создания приборов.

Наибольшее значение имеют линии К-серии, а также L-серии, поскольку их интенсивность наивысшая. Одним из возможных путей реализации этого способа является возбуждение характеристического излучения за счет облучения фотонами малой энергии. Спектр получаемого рентгеновского излучения измеряется спектрометрической аппаратурой.

Для получения нейтронов используют источники, состоящие из радиоактивного изотопа и вещества мишени, в качестве которого обычно используется бериллий. В источниках нейтронов могут применяться полоний, радий или плутоний. Наиболее распространены плутоний-бериллиевые источники. Энергетическое распределение источников нейтронов приведено на рис. 3.32. В качестве источников нейтронов могут также использоваться портативные генераторы нейтронов.

По энергии нейтроны разделяют на быстрые ($E > 50$ кэВ), медленные ($0,025$ эВ $< E < 50$ кэВ) и тепловые ($E < 0,025$ эВ).

При взаимодействии нейтронного излучения с веществом может возникать ряд эффектов, используемых для контроля различных параметров.

Рассеяние при взаимодействии нейтронов с атомами вещества приводит к замедлению нейтронов. Потеря энергии нейтронами зависит от массы атомов, и средняя потеря энергии определяется из следующей формулы:

$$\Delta E = 2AE / (A + 1)^2,$$

где E — энергия нейтронов до соударения; A — атомная масса элемента, взаимодействующего с нейтроном.

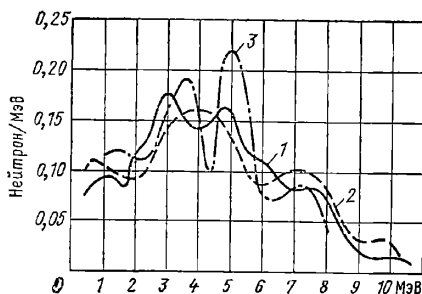


Рис. 3.32. Энергетические спектры источников нейтронов:

1 — Po-Be; 2 — Pu-Be; 3 — Ra-Be

Наиболее ярко эффект рассеяния выражен при взаимодействии быстрых нейтронов с протонами, т. е. с ядрами водорода.

В результате таких взаимодействий нейтрон теряет в среднем половину своей энергии, вследствие чего происходит замедление нейтронов. При взаимодействии нейтронов с веществами с $A > 20$ относительная потеря энергии $\Delta E/E < 0,01$, и для замедления нейтронов необходимо значительное количество взаимодействий.

При уменьшении энергии нейтрона увеличивается вероятность захвата его ядрами элементов. Наиболее вероятен этот эффект для тепловых нейтронов. Захват нейтронов может быть на ядрах почти всех элементов и наиболее ярко выражен у бора и кадмия.

Вероятность захвата нейтрона ядром зависит от сечения захвата σ_a , специфичного для каждого элемента, и толщины слоя вещества d . Интенсивность проходящего через вещество моноэнергетического узкого пучка нейтронного излучения определяется по следующей формуле:

$$J_{\text{пр}} = J_0 e^{-\sigma_a n_a},$$

где J_0 — интенсивность потока нейтронов до прохождения через вещество; n_a — количество атомов вещества между источником и детектором.

Захват нейтронов приводит, как правило, к образованию изотопов, в том числе и радиоактивных. Образовавшиеся радиоактивные изотопы распадаются с испусканием характерных для них излучений, по спектру которых можно определить состав облученного вещества.

Наряду со спектрометрией оценку состава вещества можно производить на основании временных зависимостей интенсивности излучения. Определение состава вещества по излучению, возникающему в результате воздействия потоков нейтронов, называется активационным анализом. Для достижения высокой чувствительности активационного анализа необходимо производить облучение вещества до насыщения.

В результате захвата нейтронов возможны ядерные реакции без образования радиоизотопов, но со вторичными излучениями. Интенсивность вторичных излучений $J_{\text{вт}}$ зависит от интенсивности потока нейтронов $J_{\text{н}}$:

$$J_{\text{вт}} = J_{\text{н}} \sigma_z n_a,$$

Таблица 3.13. Основные способы, используемые в радиоизотопных датчиках

Контролируемый параметр	Интенсивность проходящего γ -или рентгеновского излучения	Интенсивность рассеянного γ -излучения	Спектр характеристического излучения	Спектр наведенного или собственного излучения	Интенсивность проходящего нейтронного излучения	Ионизация и деионизация
Плотность	+	+	—	—	—	—
Толщина слоя	+	+	—	—	—	—
Концентрация	+	+	—	—	+	—
Уровень	+	+	—	—	—	—
Сплошность	+	+	—	—	—	—
Состав	—	—	+	+	+	—
Влажность	—	—	—	—	—	—
Наличие вещества	+	+	—	—	—	—
Наличие дыма	—	—	—	—	—	+
Аэрозоли	—	—	—	—	—	+

где σ_a — сечение захвата; n_a — число атомов определяемого вещества.

По энергетическому распределению вторичного излучения, анализируемому непосредственно в процессе облучения, определяется содержание некоторых элементов.

Для измерения параметров рентгеновского и ядерных излучений применяется несколько типов приемников излучений: газовые детекторы; сцинтилляционные детекторы; полупроводниковые детекторы.

Рассмотренные явления, возникающие при взаимодействии ионизирующих излучений с веществом, создают предпосылки для создания ряда датчиков [3.31], приведенных в табл. 3.13.

Простейшим радиоизотопным прибором является γ -реле, которое реагирует на существенное изменение плотности среды между источником и детектором.

Промышленность выпускает несколько типов γ -реле, обеспечивающих выдачу дискретных сигналов при изменении массы вещества, через которую проходит γ -излучение, и предназначенных для автоматизации отдельных производственных процессов в угольной, горнорудной, химической, металлургической, машиностроительной, легкой, пищевой и в других отраслях промышленности. Эти приборы могут быть использованы для автоматической бесконтактной сигнализации заданных уров-

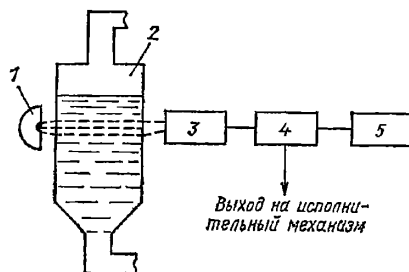


Рис. 3.33. Схема γ -реле проходящего излучения: 1 — источник излучения; 2 — контролируемый объект; 3 — блок детектирования; 4 — блок управления; 5 — индикатор

ней жидкости, твердых и сыпучих материалов в открытых и закрытых емкостях, для счета отдельных предметов, сплошности потока, вязкости, расхода и т. п.

Принцип действия γ -реле (рис. 3.33) состоит в том, что поток γ -квантов от источника

излучения, прошедший через контролируемую среду, регистрируется блоком детектирования. В блоке детектирования фотоны, прошедшие через емкость, преобразуются в электрические импульсы, которые усиливаются, и в электронно-релейном блоке, имеющем дискретный выход, формируются сигналы.

Блок источника излучения (рис. 3.34) представляет собой чугунный корпус, залитый

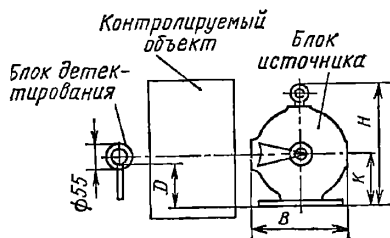


Рис. 3.34. Блок источника излучения

свинцом, являющимся надежной защитой обслуживающего персонала от ионизирующего излучения. Внутри корпуса помещается источник излучения, который перемещается с помощью специального механизма. В зависимости от активности и используемого источника излучения применяется один из четырех типов источников, характеристики которых приведены в табл. 3.14. Конструктивно блоки источников выполнены одинаково и отличаются лишь конструкцией биологической защиты.

Т а б л и ц а 3.14. Параметры блоков источников излучения

Тип блока источника излучения	Мощность экспозиционной дозы на расстоянии 1 м, Р/с*	Масса, кг
Э-1М	$(4,6 \pm 0,92) \cdot 10^{-4}$	143
Э-2М	$(2,3 \pm 0,46) \cdot 10^{-4}$	93
Э-3М	$(0,23 \pm 0,06) \cdot 10^{-4}$	64
Э-4М	$(0,08 \pm 0,02) \cdot 10^{-4}$	49

* $1\text{Р/с} = 2,58 \cdot 10^{-4} \text{ Кл/(кг} \cdot \text{с)}$.

Прибор РРП-2 предназначен для счета различных по форме предметов, проходящих по конвейеру или другому транспортирующему устройству при отсутствии тряски и вибрации.

При установке γ -реле на трубопроводе (рис. 3.35) существенное изменение интенсивности излучения при опорожнении и заполнении используется как сигнал сплошности. За счет соответствующего подбора интенсивности и энергии источника излучения возможна регистрация прохождения отдельных газовых включений, не занимающих всего сечения трубопровода (газовых пузырей). При установке γ -реле на транспортерах разрывы слоя материала приводят к срабатыванию, т. е. реле в этом случае является датчиком сплошности потока сыпучего материала.

Установка двух γ -реле на вискозиметрическом сосуде (рис. 3.35, а) позволяет в сово-

купности с измерителем интервалов времени и системой управления наполнением вискозиметрического сосуда получить дистанционный контроль вязкости по времени изменения уровня между фиксированными значениями. Размещение источника излучения на шарике

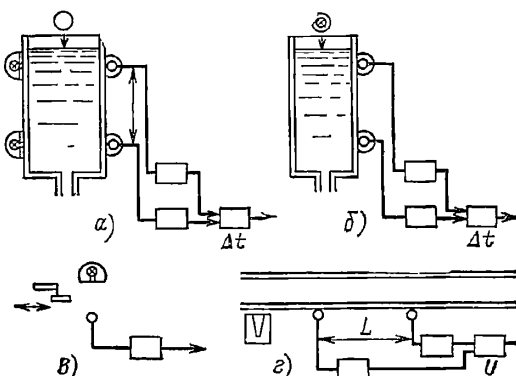


Рис. 3.35. Схемы датчиков на базе γ -реле:

а, б — датчики вязкости; в — дискретный датчик положения; г — датчик скорости и расхода

вискозиметра (рис. 3.35, б), а также коллимирование блоков детектирования γ -реле позволяют осуществить контроль вязкости жидкостей, в том числе и непрозрачных в оптическом диапазоне.

Размещение источника излучения на подвижных устройствах (рис. 3.35, в) позволяет использовать γ -реле в качестве датчика положения или датчика перемещения, в том числе в качестве путевого или конечного выключателя. Аналогичный результат достигается при размещении на подвижных частях экрана, проходящего между источником и детектором γ -реле. Достоинством последнего варианта является исключение воздействия датчика на контролируемый объект. В качестве экрана может использоваться металлическая пластина, в случае необходимости механически уравновешенная противовесом. Для надежного срабатывания γ -реле достаточно стального экрана с $\delta \approx 1$ мм.

Применение γ -реле, установленного на трубопроводе совместно с источником модулированного нейтронного излучения, расположенного впереди по ходу потока, и измерителя интервалов времени (рис. 3.35, г) позволяет осуществить контроль расхода среды при условии образования в текущей среде изотопов, испускающих фотоны. В качестве источника модулированного нейтронного излучения могут использоваться как радионуклидные источники с механической модуляцией, например за счет вращающегося обтюратора, так и импульсные генераторы нейтронов. Расход определяется на основании времени переноса активированных изотопов:

$$G = SL/t,$$

где S — сечение трубопровода в зоне датчика; L — расстояние от плоскости потока нейтронного излучения до плоскости регистрации γ -квантов; t — измеренное время. Такой рас-

ходомер пригоден для измерения как стационарных, так и нестационарных потоков, в том числе двухфазных сред, например кипящих жидкостей, пульп.

Сигнализатор уровня СУРМ-2 (рис. 3.36) предназначен для позиционного контроля

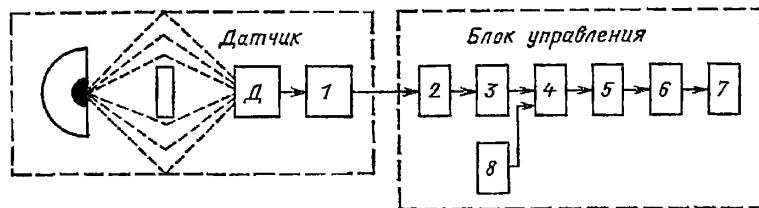


Рис. 3.36. Схема позиционного датчика уровня по рассеянному γ -излучению

уровня жидких и сыпучих материалов (в том числе легковоспламеняющихся и взрывоопасных) в цистернах, резервуарах, отсеках, сточных колодцах и других емкостях на судах морского флота, а также в различных резервуарах общепромышленного назначения.

Сигнализатор состоит из датчика и блока управления. Датчик имеет взрывозащищенное исполнение; блок управления имеет взрывозащищенное (невзрывозащищенное) исполнение и должен устанавливаться вне взрывоопасного помещения.

Принцип работы сигнализатора основан на регистрации изменения интенсивности рассеянного γ -излучения при изменении плотности контролируемой среды. Детектор D , регистрируя γ -излучение, рассеянное в объеме датчика, выдает на входное устройство 1 электрические импульсы, частота следования которых пропорциональна интенсивности воспринимаемого детектором γ -излучения. Нормализованные импульсы по кабелю поступают в блок управления на входное устройство 2, затем на измеритель скорости счета 3, преобразующий импульсы в постоянное напряжение, пропорциональное частоте поступающих импульсов. Напряжение подается на вход нуля-органа (НО) 4, работающего в ключевом режиме, где сравнивается с заданным напряжением. Когда НО открыт, импульсы с генератора высокочастотных импульсов 8 проходят на ждущий мультивибратор 5, преобразователь импульсов 6, подключенный к его выходу, вырабатывает напряжение, предназначенное для запуска исполнительного устройства 7; срабатывая, оно указывает на отсутствие контролируемого продукта. В случае увеличения частоты рабочих импульсов, поступающих с выхода датчика на вход 2, НО запирается и отпускает исполнительное устройство, что свидетельствует о наличии контролируемого продукта.

Возможна также работа сигнализатора СУРМ-2 с внешним источником излучения в режиме измерения интенсивности проходящего γ -излучения; интенсивность γ -излучения, большая порога срабатывания, свидетельствует об отсутствии контролируемого продукта.

Конструктивно сигнализатор выполнен в виде двух блоков: датчика и блока управления.

Промышленность выпускает несколько типов радиоизотопных уровнемеров непрерывного типа.

Радиоизотопный следящий уровнемер УР-8М (рис. 3.37) построен на принципе контроля интенсивности проходящего через объект γ -излучения и предназначен для непрерывного автоматического дистанционного измерения и регистрации уровня жидких сред в

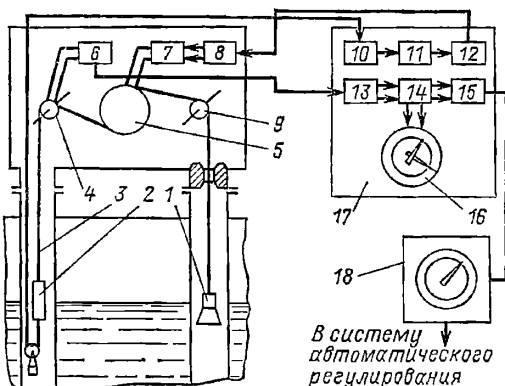


Рис. 3.37. Схема радиоизотопного следящего уровнемера:

1 — источник излучения; 2 — блок детектирования; 3 — лента; 4, 9 — измерительные ролики; 5 — барабан; 6 — селсин-датчик; 7 — понижающий редуктор; 8 — двигатель; 10 — дискриминатор-формирователь; 11 — нуль-орган; 12 — модулятор; 13 — селсин-приемник; 14 — редуктор; 15 — потенциометр; 16 — циферблат; 17 — блок управления; 18 — потенциометр

закрытых или открытых резервуарах, а также для подачи пневматического сигнала вторичным прибором в систему автоматического регулирования.

Уровнемер УР-8М изготавливается как в невзрывозащищенном (УР-8М«Н»), так и во взрывозащищенном (УР-8М«В») исполнении. В варианте УР-8М«В» электромеханический блок датчика имеет специальную систему взрывозащиты, которая поддерживает внутри блока избыточное давление азота 25 кПа по отношению к атмосферному.

Принцип действия прибора основан на том, что ионизирующее излучение источника существенно сильнее поглощается контролируемой средой, чем над ней, воздействуя на блок детекторов.

Блок детектирования преобразует фотоны в электрические импульсы, поступающие в блок управления.

В блоке управления импульсный сигнал усиливается и преобразуется в сигнал постоянного тока, который сравнивается с компенсирующим сигналом в нуль-оргane. Разностный сигнал усиливается и преобразуется в сигнал переменного тока с частотой 50 Гц так,

что фаза переменного напряжения зависит от знака разностного сигнала, а амплитуда — от его абсолютного значения.

Сигнал переменного тока поступает из блока управления в обмотку управления двигателя электромеханического блока датчика. Двигатель через понижающий редуктор приводит в движение барабан и перемещает источник излучения и блок детектирования в направлении, зависящем от фазы сигнала переменного тока. Описанные узлы входят в следящую систему, которая перемещает источник излучения и блок детектирования в положение, при котором облучается только верхняя половина блока детектирования, т.е. его середина всегда находится на одной горизонтали с уровнем контролируемой среды.

В электромеханическом блоке находится измерительный ролик, штифты которого входят в перфорацию ленты, соединяющей барабан с блоком детектирования. Вследствие этого угол поворота измерительного ролика пропорционален уровню контролируемой среды. Угол поворота измерительного ролика преобразуется сельсинном-датчиком в электрический сигнал, поступающий в блок управления.

В блоке управления сигнал сельсина-датчика преобразуется сельсинном-приемником в угол поворота вала. Сельсин-приемник через редуктор соединен со стрелочным показывающим прибором и осью потенциометра, преобразующего его в сигнал постоянного тока.

Сигнал постоянного тока поступает из блока управления в автоматический потенциометр, который указывает значение уровня на шкале, регистрирует на диаграмме и преобразует этот сигнал в пневматический. Пневматический сигнал может быть использован для автоматического регулирования уровня.

Измеряя интенсивность проходящего γ -излучения прибором, принципиальная схема которого изображена на рис. 3.38, при постоянном составе можно определить плотность вещества или толщину его слоя.

Радионуклидный плотномер предназначен для бесконтактного непрерывного измерения в стационарных условиях и дистанционной записи плотности различного рода жидкостей, растворов, суспензий и пульп, транспортируемых по трубопроводам в металлургической, угольной, нефтяной, химической и других отраслях промышленности.

Принцип действия плотномера состоит в том, что поток γ -излучения от источника излучения, прошедший через контролируемую среду, регистрируется блоком детектирования (сцинтилляционным счетчиком).

В этом блоке t -кванты преобразуются в электрические импульсы, которые усиливаются,

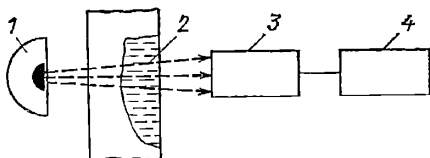


Рис. 3.38. Схема γ -плотномера:

1 — источник излучения; 2 — контролируемая среда; 3 — блок детектирования; 4 — электронно-самопишущий блок

формируются и подаются на вход электронного моста, шкала которого отградуирована в кг/м^3 .

Плотномер ПР-1024В состоит из блока источника излучения, блока детектирования, электронно-самопишущего блока и стабилизатора напряжения С-0,16.

Промышленность выпускает также радиоизотопные плотномеры, использующие эффект рассеяния γ -излучения, в частности ППГР-1. Такие приборы используются главным образом для инженерно-геологических изысканий, но могут быть после соответствующей градуировки использованы и в системах автоматизации производственных процессов.

Предприятие ГДР (RFT) выпускает также радиоизотопный измеритель плотности FMM-24004, который используется для контроля плотности листовых и сыпучих материалов, толщины листовых материалов и стенок труб.

Такие приборы могут быть использованы для контроля плотности сред при постоянной толщине слоя, в том числе в движении в трубах или на транспортерах; толщины материала (или слоя) постоянной плотности; содержания γ -активных компонентов в средах, количество которых известно; концентрации некоторых двухкомпонентных смесей при постоянстве толщины слоя; концентрации фаз двухфазных потоков при постоянстве вещественного состава фаз и их количества.

Контроль плотности сред может выполняться с помощью плотномера в стационарных условиях и в движении. В последнем случае источник и приемник излучения могут отделяться от контролируемого материала ограничительными поверхностями из различных материалов. Плотномеры обеспечивают точность измерений $\pm 2\%$ при постоянстве толщины слоя, контролируемого вещества между источником и детектором излучения. Изменение состава может приводить к возникновению дополнительной погрешности, тем большей, чем больше различие коэффициентов поглощения используемого γ -излучения для основного вещества и примеси. Для исключения такой погрешности необходимо выбирать источник γ -излучения с такой энергией, при которой преобладает комптон-эффект.

Если обеспечивается постоянство плотности вещества, то такой прибор может использоваться для контроля толщины слоя. Наиболее часто такая потребность возникает при производстве листовых материалов: металлического листа, картона и т.п.

При переработке радиохимического сырья возникает потребность контроля общей γ -активности. Для контроля общей γ -активности перерабатываемой среды может использоваться γ -плотномер без источника излучения. Результаты контроля в этом случае могут быть выражены через удельную активность среды

$$q = Q/K,$$

где Q — измеренная активность; K — масса контролируемой среды.

При контроле активности среды необходимо обеспечивать постоянство количества контролируемого вещества при определенной толщине слоя. Такой контроль может вестись пу-

тем отбора проб или непосредственно в потоке.

Использование источников γ -излучения с малой энергией, при которой преобладающим является фотоэффект, открывает возможность контроля с помощью таких приборов концентрации двухкомпонентных смесей. При этом необходимо, чтобы общее количество вещества между источником и детектором излучения было постоянным.

Для контроля концентрации двухкомпонентных сред необходимо иметь два прибора с различными источниками γ -излучения, например ^{60}Co и ^{137}Cs .

Плотнометры также могут использоваться в качестве датчиков концентрации одной из фаз двухфазных потоков (жидкость — твердая фаза, жидкость — пар). Условием точности контроля является постоянство вещественного состава фаз. Массовая концентрация одной из фаз на основании показаний прибора вычисляется из следующего соотношения:

$$C_1 = \frac{(\ln J_0/J_{\text{пр}} - \mu_2 h) \rho_1}{(\rho_1 + \rho_2) \ln J_0/J_{\text{пр}} + h (\mu_2 \rho_2 + \mu_1 \rho_1)},$$

где ρ_1 , ρ_2 — плотности фаз; h — толщина слоя.

Таким образом ведется, в частности, контроль концентрации различных пульп. Прибор размещается непосредственно на транспортном трубопроводе. Аналогично может осуществляться контроль концентрации фаз при пневмотранспорте. Дополнительными условиями, обеспечивающими правильность показаний, в этих случаях является размещение прибора на таких участках трубопроводов, где исключено осаждение твердой фазы.

Использование γ -резонансного эффекта позволяет создать приборы для измерения перемещений, скоростей, частот и амплитуд механических колебаний (виброметры).

В основу метода измерения положено явление ядерного γ -резонанса (ЯГР). Явление заключается в изменении интенсивности γ -квантов, регистрируемых резонансным счетчиком, в зависимости от относительной скорости движения радиоактивного источника и счетчика. Измерение скорости методом ЯГР в своей основе опирается на использование таких физических параметров, как энергетическая ширина ядерных γ -линий.

Достоинством приборов является то, что измерения можно проводить без механического контакта с колеблющимся телом и сквозь оптически непрозрачные препятствия. Приборы чувствительны к наличию в колебаниях гармонических составляющих. Масса радиоактивного источника, закрепляемого на колеблющемся теле, очень мала и не вносит искажений в механические характеристики колеблющейся системы.

Гамма-резонансный виброметр ГРАЦ имеет возможность измерения частоты, что позволяет применять прибор для измерения виброперемещений. На частотах от 10 до 50 кГц прибор может измерять амплитуду перемещений в сотых долях нанометра. Прибор имеет цифровую индикацию измеряемой величины.

Влагомер «Нейтрон-3» предназначен для бесконтактного и непрерывного измерения относительной массовой влажности измельчен-

ных руд, шихт и концентратов в черной и цветной металлургии и для дистанционной записи результатов измерения влажности этих материалов.

Влагомер «Нейтрон-3М» может быть использован в качестве датчика в системе автоматического регулирования влажности.

Нейтронный влагомер может выпускаться в двух модификациях, отличающихся конструкцией блоков детектирования (соответственно погружной и наружной).

Погружной блок детектирования влагомера ДВН-2 при измерениях размещается в защитной трубе, установленной в технологической емкости.

Наружный блок детектирования влагомера ДВН-3 при измерениях устанавливается на боковой стенке технологической емкости.

Принцип действия влагомера основан на замедлении быстрых нейтронов водородом влаги, содержащейся в контролируемом материале. Скорость счета медленных нейтронов пропорциональна влажности. Импульсы напряжения, возникающие в счетчиках под действием тепловых нейтронов, подаются на вход блока предварительного усиления. Усиленные импульсы подаются затем по высокочастотному кабелю на регистрирующий блок РБ-2-1. Выходное напряжение блока РБ-2-1 записывается вторичным прибором, шкала которого отградуирована в процентах относительной (массовой) влажности.

Блок детектирования ДВН-2 представляет собой металлический зонд цилиндрической формы. В нем размещаются: источник быстрых нейтронов, два счетчика медленных нейтронов и эмиттерный повторитель. Блок детектирования ДВН-2 герметизирован. При транспортировке и хранении блок детектирования ДВН-2 помещается внутри контейнера. В блоке детектирования ДВН-3 установлены: источник, блок счетчиков медленных нейтронов, устройство для перемещения источника, замедлитель нейтронов для защиты от нейтронного излучения и для периодической калибровки влагомера.

Влагомеры «Нейтрон-3М» являются по существу приборами для селективного определения содержания водорода и могут использоваться не только для контроля влажности, но и для контроля содержания любых водородсодержащих веществ. В отсутствие воды таким прибором можно определять содержание углеводородов и других органических веществ. Условием точности контроля является наличие в контролируемой среде одного водородсодержащего вещества.

Контроль химического состава сред может производиться несколькими способами: а) по спектрам собственных излучений сред; б) по поглощению рентгеновского или γ -излучений; в) по спектрам вторичного излучения, возникающего при взаимодействии β - и γ -излучений с веществом; г) по спектрам вторичного излучения, возникающего при взаимодействии нейтронного излучения с веществом; д) по энергетическим распределениям излучений радиоактивных изотопов, возникающих при взаимодействии на вещество потока нейтронов [3.4, 3.33].

Разнообразные встречающиеся в практике аналитические задачи могут быть успешно ре-

шены в значительном числе случаев указанными способами. Для решения этих задач могут быть использованы выпускаемые промышленностью источники излучений и детекторы. Выбор источников и детекторов должен производиться так, чтобы получить наибольшее разрешение в областях важнейших спектральных линий определяемых элементов. Спектральные линии используемых для анализа К- и L-серий для различных элементов приводятся в [3.31].

Анализ может вестись для определения содержания некоторых элементов, например полезных компонентов руд, или он может быть полным с определением всех элементов, например при исследовании биологических объектов.

Характеристическое вторичное излучение может возбуждаться с помощью рентгеновских или радиоизотопных источников. При использовании рентгеновских источников нужный спектральный состав обеспечивается выбором рентгеновских трубок и регулировкой напряжения, подаваемого на анод. Вырезание нужной области из спектра рентгеновского излучения достигается за счет фильтров, в качестве которых могут использоваться кристаллы различных веществ. В случае применения радиоизотопных источников требуемая энергия γ -излучения обеспечивается их выбором.

Имеется несколько способов анализа вторичного рентгеновского излучения: 1) измерение интенсивности одной спектральной линии вторичного излучения, возбуждаемой монохроматическим источником излучения, 2) последовательное измерение интенсивности анализируемых спектральных линий или узких участков спектра при возбуждении излучения моно- или полихроматическим первичным излучением, 3) одновременное измерение интенсивности спектра вторичного излучения во всех интересующих участках.

Схемы датчиков для реализации этих способов приведены на рис. 3.39. Измерение интенсивности одной из спектральных линий используется при необходимости анализа вещества на содержание одного элемента. Вы-

бором порогов дискриминации обеспечивается настройка прибора на конкретную спектральную линию, т. е. химический элемент. Такой способ используется в рентгеноспектральных анализаторах.

Последовательное измерение ряда участков спектра рис. 3.39, а позволяет осуществлять анализ многокомпонентных сред на количественное содержание нескольких элементов (4—12). В таких приборах вторичное излучение коллимируется и направляется на кристалл, выполняющий функцию дифракционной решетки, отклоняющей излучение различной частоты на различные углы. Углы между падающим излучением и отражающей плоскостью кристалла и между падающим и отраженным излучением зависят от частоты:

$$\varphi_{\Pi} = \arcsin(n/2\omega d);$$

$$\varphi_0 = 2\varphi_{\Pi},$$

где ω — частота излучения; d — межплоскостное расстояние кристалла; n — порядок дифракции; φ_{Π} , φ_0 — углы падения и отражения.

Отраженное от кристалла излучение через коллиматор направляется на детектор. Сигнал с детектора усиливается, и измеряется его величина. Поворот кристалла и поворот на двойной угол детектора позволяют измерить интенсивность всех интересующих спектральных линий. Этот способ используется в квантометрах. Поворот кристалла и детектора может осуществляться автоматически и посредством ручного управления.

Одновременное детектирование сигналов всех энергетических уровней с последующей обработкой и использованием многоканального анализатора импульсов (рис. 3.39, б) позволяет одновременно вести анализ на содержание нескольких (в принципе всех входящих в анализируемое вещество) элементов. Этот способ используется в спектрометрах.

В табл. 3.15 приведены технические характеристики выпускаемых приборов для анализа состава вещества по вторичному излучению. Такие приборы могут применяться как

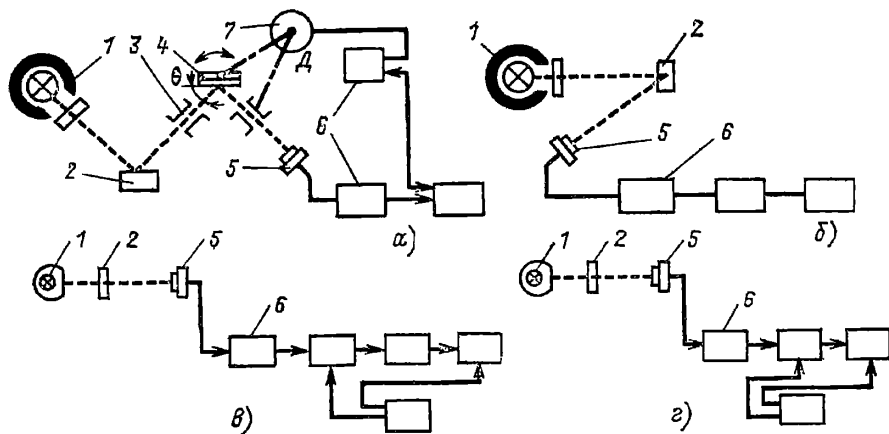


Рис. 3.39. Схемы приборов для спектрального анализа по вторичному характеристическому излучению:

а — рентгеновский флуоресцентный; б — рентгеновский бескристалльный; в — одноканальный γ -спектрометр; г — многоканальный спектрометр; 1 — источник излучения; 2 — анализируемый образец; 3 — коллиматор; 4 — кристалл; 5 — детектор; 6 — усилитель; 7 — двигатель

Таблица 3.15. Технические характеристики рентгеновских и радиоизотопных датчиков для количественного анализа состава веществ

Тип	Марка	Максимальное напряжение на аноде, кВ	Диапазоны определяемых элементов	Число одновременно определяемых элементов	Диапазон концентраций определяемого элемента, %	Среднее время анализа, с	Аппаратурная погрешность, %	Детекторы	Потребляемая мощность, кВ·А	Масса, кг
Квантометры										
Флюоресцентный	КФР-13	70	Cr—U	6—8	0,01—0,003	60—90	0,5	Сцинтилляционный счетчик	12	3300
»	КФР-18	70	Mg—U	6—12	0,001—100	120	—	—	0,6	2000
»	АРК	—	Na—U	12	0,0003—100	30—60	—	—	0,6	200
Бездисперсный	КРАБ-2	—	Ti—Sr Cs—Pb	6	—	300	0,5	—	0,1	50
Анализаторы										
Флюоресцентный	КРФ-1Б	5—50	Al—Zn, кроме Р	5	—	—	—	Пропорциональный счетчик	12	1550
Бескристалльный	БРА-6	Радиоизотопный	Ca—Mo, Ba—U	1	0,005—0,05	60—3500	1	То же	0	10
»	БРА-7	То же	Ca—Mo, Ba—U	2	0,05—0,02	—	0,5	» »	0,25	120
Бездисперсный	БРА-10	» »	S	1	0,2—4	200	2	—	0,5	230
»	БАРС-5	» »	Fe—Ca, Si, Al	4	—	100—200	1	—	0,7	350
»	БАРС-1	50	¹¹ Na— ⁵⁶ Ba, ⁷² Hf— ⁹² U	—	—	—	0,3—20	Пропорциональный с цинтилляционный счетчики	—	262

в лабораторных условиях, так и на промышленных установках для контроля состава вещества непосредственно в технологических потоках. В последнем случае выходные сигналы с этих приборов могут использоваться в системах автоматического регулирования.

При рентгеновском флюоресцентном анализе точность определения концентраций существенно зависит от следующих факторов: геометрической формы образца, наличия примесей, поглощающих вторичное излучение, размера и качества отражающей поверхности дифракционного кристалла, интенсивности и спектра первичного излучения, спектральных характеристик детекторов. Для уменьшения погрешности используют различные способы компенсации. Для компенсации погрешностей в исследуемое вещество вносят известные элементы или ведут измерения эталонных проб в специальном канале.

Наряду с использованием комплектных, выпускаемых промышленностью приборов для анализа состава вещества могут в соответствии с приведенными на рис. 3.39 схемами комплектоваться из серийно выпускаемых блоков специализированные установки. Выбор элементов таких установок должен производиться в соответствии с конкретными условиями: предполагаемыми предельными значениями параметров подлежащего исследованию вещества и окружающей среды и поставленными задачами, номенклатурой подлежащих определению элементов и требуемыми точностью, быстротой действия.

Для создания таких установок промышленность выпускает различные изотопы, часть из которых приведена в табл. 3.10, детекторы, а также анализаторы импульсов и пересчетные устройства.

Изменение тока ионизационных камер при наличии мелкодисперсных частиц, дыма, аэрозолей позволяет создавать приборы — датчики дыма, анализаторы газов с предварительным преобразованием определяемого газа в пропорциональное количество аэрозоля.

Промышленность выпускает охранно-пожарную радиоизотопную установку РУОП-1. В ГДР разработан аэрозольный ионизационный анализатор газов АИАГ.

Охранно-пожарная радиоизотопная установка РУОП-1 предназначена для: определения мест загорания по появлению дыма, подачи звукового и светового сигналов и включения противопожарной автоматики; охраны объектов с помощью контроля исправности шлейфов блокировки и подачи звукового и светового сигналов в случае обнаружения нарушителя.

Технические и эксплуатационные характеристики установок позволяют использовать ее для охраны от пожара музеев, библиотек, архивов, театров, промышленных и складских помещений, лабораторий и т. д. Установка РУОП-1 может применяться для контроля помещений площадью до 45 000 м².

Обнаружение начальной стадии возникновения пожара по наличию дыма на контролируемых объектах осуществляется при помощи радиоизотопных извещателей дыма ИКИ-1 или РУД-1 (рис. 3.40).

При попадании дыма в открытую ионизационную камеру извещателя выдается электрический сигнал в виде приращения тока. Сигнал передается по двухпроводной линии связи 3 через блок линейного преобразователя и распределительное устройство 4 на приемно-контрольный пульт 5, где включается звуковая и световая сигнализация.

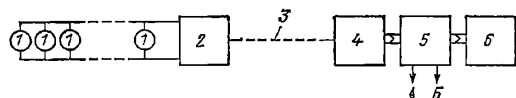


Рис. 3.40. Схема охранно-пожарной установки:

1 — датчик дыма; 2 — преобразователь; 3 — линия связи; 4 — распределитель; 5 — пульт; 6 — источник питания

С приемно-контрольного пульта выдается сигнал *A* на включение противопожарной автоматики и сигнал *B* на центральный пункт оповещения. Передача сигнала *B* может быть прервана нажатием кнопки.

Аэрозольный ионизационный анализатор газов АИАГ предназначен для контроля концентрации вредных веществ: SO_2 , NO , O_3 , H_2S , CS_2 , CO , Cl_2 , HCl , HF , NH_3 , галогенных углеводородов и аминов, всего около 50 веществ.

Принцип измерения — рекомбинация носителей заряда в присутствии аэрозолей. Подлежащее измерению вещество преобразуется в специфическом для вещества или группы веществ аэрозольном генераторе, используя подходящую химическую реакцию. Образующийся аэрозоль вызывает в ионизационной камере со встроенным источником излучения уменьшение тока ионизации. Варьируя способы образования аэрозолей, можно определить большое количество различных вредных веществ.

Образование аэрозолей в АИАГ осуществляется на основе следующих принципов:

пиролиз — при соответствующих выбранных температурах карбонилы металлов или органические соединения металлов преобразуются в хорошо определяемые аэрозоли;

реакция «газ — твердое тело» — в реакции с горячим CuO из галогенных углеводородов образуются аэрозоли галогенидов меди;

реакция «газ — газ» — сильноокислые или сильнощелочные вещества образуют аэрозоли с аминами или с трифторуксусной кислотой;

с предварительной химической реакцией — вредные вещества преобразуются в сильноокислые или сильнощелочные соединения, затем реакция «газ — газ».

Основные способы получения аэрозолей приведены в табл. 3.15.

Для компенсации изменений во времени активности источников радиоактивных излучений, а также изменения характеристик детекторов и усилителей в радиоизотопных приборах используются различные методы.

Принципиальные схемы важнейших компенсационных систем изображены на рис. 3.41. Для периодической юстировки между источником и детектором может вводиться калиброванный экран, при этом на шкале прибора с помощью органа ручной регулировки устанавливается контрольная точка (рис. 3.41, *a*).

Мостовая схема с калиброванным клином-поглотителем (рис. 3.41, *б*) обеспечивает автоматическое уравнивание соотношений сигналов по рабочему и компенсационному каналам. Выходной сигнал снимается от системы перемещения клина. Опорно-параметрическая схема (рис. 3.41, *в*) обеспечивает сравнение излучений по рабочему каналу и по

Таблица 3.16. Основные способы получения аэрозолей

Способ образования аэрозоля	Определяемый компонент	Диапазон измерения, мдн—1
Пиролиз Реакция газ — твердое тело с CuO	Тетракарбонил никеля $\text{Ni}(\text{CO})_4$	0—0,050/0,150
	Трихлорэтен C_2HCl_3	0—10/50/150
	Тетрахлорэтен C_2Cl_4	0—10/50/150
	Дихлорметан CH_2Cl_2	0—50/150/450
	Галдан/галотан $\text{C}_6\text{HClBrF}_3$	0—10/25
	Дихлорэтен $\text{C}_2\text{H}_2\text{Cl}_2$	0—20/75/150
	Хлороформ CHCl_3	0—20/50/100
	Монохлорбензол $\text{C}_6\text{H}_5\text{Cl}$	0—100
	Дихлорбензол $\text{C}_6\text{H}_4\text{Cl}_2$	0—100
	Тетрахлорид углерода CCl_4	0—5/10
Реакция газ — газ с аминами	Диоксид азота NO_2	0—1/7
Окисление и реакция газ — газ с аминами	Диоксид серы SO_2	0—250/500

опорному каналу, где излучение проходит через кювету с эталонной средой.

Выходной сигнал может быть пропорционален разности или отношению интенсивностей излучения по рабочему и опорному каналам. Выходной сигнал может быть пропорционален разности или отношению интенсивностей излучения по рабочему и опорному каналам.

Модуляционная схема (рис. 3.41, *г*) обеспечивает циклическое изменение интенсивности излучения с помощью вращающегося obtюратора. Обработка выходного сигнала позволяет определить поглощение излучения контролируемой средой.

При разработке новых радиоизотопных датчиков необходимо выдерживать все нормы, предусмотренные «Основными санитарными правилами работы с радиоактивными веществами».

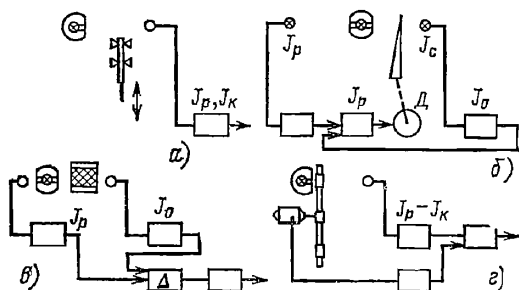


Рис. 3.41. Схемы приборов с компенсацией погрешностей:

a — периодический контроль интенсивности источника; *б* — компенсация клином по рабочему каналу; *в* — автоматическая компенсация по сравнительному каналу; *г* — модуляция интенсивности излучения

вами и другими источниками ионизирующих излучений». Источники излучений должны иметь только закрытое исполнение. Конструкция защитных устройств должна выбираться с учетом вида излучения, его интенсивности и спектра. Защитные устройства должны обеспечивать снижение до допустимых пределов интенсивностей первичного и вторичного излучений. В целях обеспечения радиационной безопасности должны применяться рабочие и транспортные контейнеры с дистанционно управляемыми механизмами перемещения изотопов. Вновь разрабатываемые радиоизотопные приборы подлежат согласованию с органами санитарного надзора Министерства здравоохранения.

Все выпускаемые промышленностью радиоизотопные приборы допущены к применению Министерством здравоохранения. При монтаже радиоизотопных приборов должна строго соблюдаться инструкция изготовителя. В процессе монтажа должны быть приняты меры, исключающие облучение лиц, не участвующих в монтаже.

Все радиоизотопные приборы должны быть в десятидневный срок зарегистрированы в местных органах санитарного надзора, а также подлежат строгому учету на предприятиях, где должно быть назначено лицо, ответственное за их хранение и эксплуатацию. На каждый радиоизотопный прибор должна быть разработана инструкция по эксплуатации, учитывающая местные условия.

При проведении работ по монтажу, наладке и эксплуатации радиоизотопных приборов обязательно должен вестись дозиметрический контроль с помощью специальных приборов.

Список литературы

- 3.1. Автоматические газоанализаторы. М.: ЦИНТИ ЭП, 1961.
- 3.2. Автоматические устройства с магнитоупругими преобразователями/Л. М. Твердин, В. М. Панченко, Б. В. Всеволодов, В. Б. Загорюкин. М.: Энергия, 1974. 96 с.
- 3.3. Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н. Датчики контроля и регулирования. М.: Машиностроение, 1965. 928 с.
- 3.4. Арутюнов О. С., Цеймах Б. М. Датчики состава и свойств вещества (комбинированные методы). М.: Энергия, 1969. 136 с.
- 3.5. Арутюнов О. С. Датчики состава и свойств вещества. М.—Л.: Энергия, 1966. 160 с.
- 3.6. Берлинер М. Л. Электрические измерения, автоматический контроль и регулирование влажности. М.: Энергия, 1965. 488 с.
- 3.7. Бошняк Л. Л., Бызов Л. Н. Тахометрические расходомеры. Л.: Машиностроение, 1968. 211 с.
- 3.8. Биргер Г. И., Бражников Н. И. Ультразвуковые расходомеры. М.: Металлургия, 1964. 382 с.
- 3.9. Бобровников Г. Н., Катков А. Г. Методы измерения уровня. М.: Машиностроение, 1977. 186 с.

- 3.10. Бошняк Л. Л. Измерения при теплотехнических исследованиях. Л.: Машиностроение, 1974. 447 с.
- 3.11. Бухгольц В. П., Тисевич Э. Г. Емкостные преобразователи в системах автоматического контроля и управления. М.: Энергия, 1972. 80 с.
- 3.12. Викторов В. А., Лункин Б. В. Измерение количества и плотности различных сред (резонансный метод). М.: Энергия, 1973. 112 с.
- 3.13. Гольдман В. С., Сахаров Ю. И. Индуктивно-частотные преобразователи неэлектрических величин. М.: Энергия, 1958. 96 с.
- 3.14. Ильинский В. М. Бесконтактное измерение расходов. М.: Энергия, 1970. 112 с.
- 3.15. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Новик А. И. Емкостные самокомпенсируемые уровнемеры. — М.—Л.: Энергия, 1966. 136 с.
- 3.16. Катис Г. П. Массовые расходомеры. — М.—Л.: Энергия, 1965. 88 с.
- 3.17. Князевский А. Ш., Перельштейн М. Е. Вихревые измерительные приборы. М.: Машиностроение, 1978. 151 с.
- 3.18. Контрольно-измерительные ультразвуковые приборы/Под ред. Л. Д. Розенберга. М.: ЦИНТИ ЭП, 1960. 174 с.
- 3.19. Косарский Б. Д. Автоматические приборы, регуляторы и вычислительные системы. 3-е изд. М.: Машиностроение, 1976. 485 с.
- 3.20. Котенко Г. И. Магниторезисторы. Л.: Энергия, 1972. 80 с.
- 3.21. Крэмлевский П. П. Расходомеры. М.—Л.: Машгиз, 1969. 656 с.
- 3.22. Кривонос И. И. Электромеханические измерительные преобразователи давления высокотемпературных сред. М.: Энергия, 1975. 96 с.
- 3.23. Лапшин А. А. Электрические влагомеры. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1960. 114 с.
- 3.24. Левин В. М. Расходомеры малых расходов для схем промышленной автоматики. М.: Энергия, 1972. 73 с.
- 3.25. Макаров А. К., Свердлин В. М. Автоматические устройства контроля уровня. М.—Л.: Энергия, 1966. 184 с.
- 3.26. Монахов В. И. Измерение расхода и количества жидкостей и пара. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1962. 128 с.
- 3.27. Носов В. А. Проектирование ультразвуковой измерительной аппаратуры. М.: Машиностроение, 1972. 287 с.
- 3.28. Пивоваров Л. В. Индукционные датчики линейной скорости и длины. М.: Энергия, 1972. 80 с.
- 3.29. Портативные генераторы нейтронов в ядерной геофизике/Под ред. С. И. Савосина. М.: Госатомиздат, 1962. 204 с.
- 3.30. Пугачев А. В., Сахаров Э. В., Долинин В. А. Радиоизотопные приборы технологического контроля (справочник). М.: Атомиздат, 1980. 95 с.
- 3.31. Семенов И. П. Изотопы. Т. I. М.: Наука, 1970. 623 с.
- 3.32. Форейт И. Б. Емкостные датчики неэлектрических величин. М.—Л.: Энергия, 1966. 160 с.
- 3.33. Шелепин Б. В. Автоматические анализаторы радиохимических сред. М.: Атомиздат, 1965. 294 с.
- 3.34. Шумиловский Н. Н., Мельцер Л. В. Применение ядерных излучений в устройствах автоматического контроля технологических процессов. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1958. 96 с.
- 3.35. Электрические измерения неэлектрических величин/Под ред. П. В. Новицкого. Л.: Энергия, 1975. 576 с.
- 3.36. Яковлев Л. Г. Уровнемеры. Конструкция, расчет, применение. М.: Машиностроение, 1964. 191 с.
- 3.37. Румяшев С. В., Штань А. С., Гольцев В. А. Справочник по радиационным методам неразрушающего контроля. — М.: Энергоатомиздат, 1982. 232 с.

Раздел 4

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МОСТЫ И КОМПЕНСАТОРЫ

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электрические мосты и компенсаторы (ЭМК) являются важнейшими средствами измерения и элементами автоматики, преобразующими электрические и неэлектрические величины в пропорциональные электрические сиг-

налы, механические перемещения, а также служащие в качестве указывающих и регистрирующих вторичных приборов.

В ЭМК измеряемая величина уравнивается (компенсируется) некоторой известной однородной ей величиной, которая отсчитывается на аналоговых или цифровых указа-

телях. Уравновешивание может производиться по одному или двум параметрам. В ряде случаев ЭМК могут иметь несколько выходных величин — угол поворота указателя, электрический сигнал и др. Выходная величина мо-

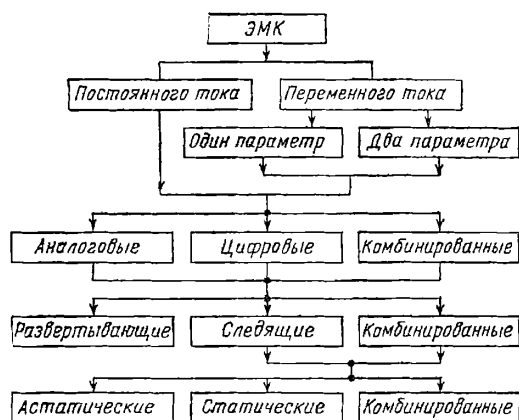


Рис. 4.1. Классификационная таблица электронных автоматических мостов и компенсаторов

жет быть передана в виде пропорционального сигнала в вычислительные и управляющие органы систем автоматики.

По своим структурным схемам и принципам действия мосты и компенсаторы имеют много общего и в основном отличаются тем, что в компенсаторах уравновешивающими параметрами являются активные величины — напряжения и токи, а в мостах пассивные величины — сопротивления.

По роду измеряемых величин компенсаторы большей частью служат для измерения напряжений и токов, а мосты — для измерения сопротивлений, однако в ряде случаев компенсаторы также используются для измерения со-

противлений. В связи с большой общностью структурных схем мостов и компенсаторов целесообразно их классификацию рассмотреть в общем виде. Классификационная таблица ЭМК приведена на рис. 4.1. Выполняться ЭМК могут на постоянном и переменном токе. В последнем случае они могут служить для измерения одного или двух параметров: R , x ; z , φ ; U_x , U_y ; $|U|$, φ . По виду полученного результата ЭМК могут выполняться аналоговыми, цифровыми или комбинированными. По принципам уравновешивания ЭМК делаются на развертывающие, следящие и комбинированные. Операция уравновешивания в ЭМК достигается использованием обратных связей в замкнутых системах, которые могут иметь статическую, астатическую или комбинированную характеристику.

Теория работы мостов и компенсаторов и перечни выпускаемых устройств приведены в [4.1—4.9]. Ниже будут рассмотрены лишь основные структурные схемы и модификации ЭМК, получившие наиболее широкое распространение в средствах автоматики.

4.2. АНАЛОГОВЫЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ МОСТЫ И КОМПЕНСАТОРЫ

Структурные схемы аналоговых автоматических мостов и компенсаторов (АМК) постоянного тока приведены на рис. 4.2, а и б. Схемы соответствуют аналоговому методу отсчета и астатической системе регулирования. Основными элементами АМК являются измерительная схема ИС, усилитель Y , исполнительный двигатель M , перемещающий движок реохорда, и указатель отсчетного устройства ОУ. Измерительной схемой сравнения является мостовая схема, которая преобразует значение измеряемого сопротивления в напряжение разбаланса диагонали моста. Под действием напряжения разбаланса исполнительный двигатель изменяет сопротивление уравновешивающего резистора, включенного в мостовую схему, и приводит схему в состояние равновесия.

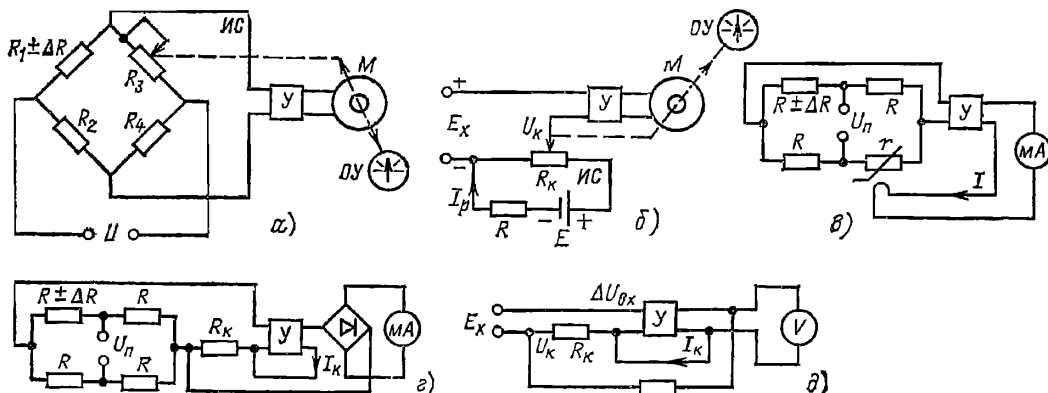


Рис. 4.2. Аналоговые автоматические мосты и компенсаторы постоянного тока:

а — мост с автоматической характеристикой регулирования; б — компенсатор с автоматической характеристикой регулирования; в — уравновешенный мост со статической характеристикой регулирования; г — неуравновешенный мост со статической характеристикой регулирования

В автоматических мостах, как правило, используются четырехплечные мостовые схемы, обладающие универсальностью и позволяющие получить относительно большие напряжения на резисторах плеч моста. В одно из плеч моста включается датчик с измеряемым сопротивлением $R_1 \pm \Delta R$ (рис. 4.2, а). Уравновешивание мостовой схемы осуществляется переменным резистором R_2 , движок которого кинематически связывается с исполнительным двигателем.

В автоматических мостах уравновешивание осуществляется обычно не одним резистором, как это показано на схеме, а путем одновременного изменения сопротивлений двух смежных плеч. Между постоянными резисторами этих плеч включается реохорд, при помощи которого и происходит уравновешивание моста (см. рис. 4.3 и 4.4). При таком способе включения уравновешивающего реохорда исключается влияние переходного сопротивления скользящего контакта, вносящего погрешность в измерение.

Если мостовая измерительная схема питается постоянным током, то напряжение разбаланса моста обычно преобразуется в переменное напряжение, для чего усилитель содержит преобразователь постоянного напряжения в переменное. Если мост не содержит элементов, имеющих значительное реактивное сопротивление, то всю мостовую схему целесообразно питать переменным напряжением, так как в этом случае возможно применение простых усилителей переменного тока. Мост с питанием переменным напряжением следует отнести к мостам переменного тока с уравновешиванием по одному параметру.

В автоматических компенсаторах (рис. 4.2, б) на входе используется измерительное устройство сравнения напряжений, в котором измеряемая величина E_x , компенсирующее напряжение U_k и входная цепь усилителя U включаются последовательно. Компенсирующее напряжение часто является напряжением, снимаемым с диагонали неуравновешенного моста.

При полной компенсации $E_x = U_k = I_p R_k$. Если $I_p = \text{const}$, то перемещение движка линейного реохорда пропорционально ЭДС E_x .

Электронный усилитель U в автоматических компенсаторах, так же как и в мостах, как правило, имеет на входе преобразователь, преобразующий постоянный ток в переменный.

Автоматические мосты и компенсаторы, построенные по рассмотренным схемам, получили широкое распространение для измерения температур, в частности, при использовании термопар (компенсаторы) и термопреобразователей сопротивления (мосты). Однако автоматические мосты и компенсаторы не являются узко специализированными приборами по роду измеряемой величины и широко применяются в измерительных цепях устройств автоматики при работе с различными датчиками. В частности, автоматические компенсаторы, измеряющие малые ЭДС и токи, могут применяться с тензометрическими манометрами и динамометрами, ионизационными вакуумметрами, рН-метрическими электродами и другими датчиками, выходными величинами которых являются сопротивления, а также посто-

янные ЭДС и токи. Применяются они также в масс-спектрометрах, приборах с детекторами ионизирующих излучений и др.

АМК постоянного тока могут быть выполнены и по статической системе регулирования. На рис. 4.2, в — д показаны структурные схемы автоматических мостов и компенсаторов с аналоговым выходом, имеющих статическую характеристику. Такие устройства представляют собой компенсационные преобразователи (усилители с глубокой отрицательной обратной связью). Автоматические мосты со статической характеристикой могут быть уравновешенными (рис. 4.2, в) и неуравновешенными (рис. 4.2, г).

В автоматических уравновешенных мостах (рис. 4.2, в) в цепях обратной связи в качестве преобразователей, преобразующих выходную величину — ток в сопротивление, используются подогревные терморезисторы, фоторезисторы и т. д. При изменении измеряемого сопротивления $R \pm \Delta R$ на выходе моста появляется напряжение разбаланса. Это напряжение усиливается усилителем U , и ток I с выхода усилителя, протекая по нагревательному элементу, изменяет температуру, а следовательно, и значение сопротивления r , уравновешивающего мост. Изменение выходного тока происходит до тех пор, пока мост не придет в состояние равновесия (с погрешностью статизма). О значении измеряемого параметра можно судить по выходному току.

Автоматический неуравновешенный мост со статической характеристикой, показанный на рис. 4.2, г, представляет собой неуравновешенный измерительный мост, выходное напряжение которого измеряется компенсационным методом. Изменение контролируемого сопротивления $R \pm \Delta R$ приводит к изменению напряжения в измерительной диагонали моста. Это напряжение компенсируется напряжением, создаваемым на резисторе R_k выходным током I_k . При равенстве указанных напряжений выходной ток оказывается мерой измеряемого сопротивления. Так как мост неуравновешен, ток на выходе будет зависеть от напряжения питания моста, поэтому напряжение питания моста U_n должно быть стабилизировано.

Схема автоматического компенсатора со статической характеристикой показана на рис. 4.2, д. На вход усилителя некомпенсации U подается разность $\Delta U_{вх}$ измеряемого E_x и компенсирующего U_k напряжений. Компенсирующее напряжение создается на резисторе R_k при протекании по нему тока I_k с выхода усилителя. При выполнении условия $E_x \approx U_k$ выходной ток пропорционален измеряемому напряжению E_x .

Компенсаторы постоянного тока в зависимости от типа используемых в них усилителей делятся на электронные и гальванометрические (с гальванометрическими усилителями). В электронных компенсаторах усилители некомпенсации, как правило, состоят из преобразователя постоянного напряжения в переменное и усилителей переменного тока. Гальванометрические компенсаторы в зависимости от типа используемых в усилителе некомпенсации преобразователей делятся на приборы с фотоэлектрическими, индукционными и терморadiационными преобразователями. Наибольшее распространение получили гальванометри-

ческие компенсационные приборы с фотоэлектрическими преобразователями.

Автоматические компенсаторы постоянного тока. Автоматические компенсаторы¹ получили значительное распространение как вторичные приборы к датчикам температуры, вырабатывающим термо-ЭДС. Уравнение шкалы такого компенсатора определяется зависимостью

$$\alpha = K(t_r - t_x)/I_n,$$

где K — коэффициент, учитывающий параметры измерительной схемы; I_n — ток питания компенсирующего элемента (рабочий ток); t_r , t_x — температуры горячего и холодного спаев термоэлектрического преобразователя.

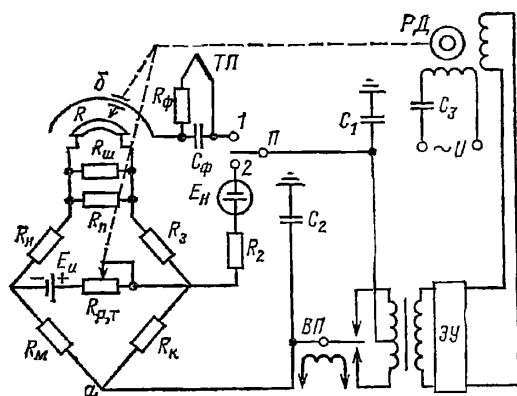


Рис. 4.3. Схема автоматического компенсатора для измерения ЭДС термопары

Для стабилизации тока I_n , как правило, предусматриваются стабилизаторы или же периодическая автоматическая подрегулировка. Необходимость введения поправки на изменение t_x делает целесообразным применение мостовых компенсационных схем. На рис. 4.3 представлена упрощенная принципиальная схема автоматического компенсатора для измерения ЭДС термопары. Мостовая схема прибора собрана на постоянных резисторах $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{19}, R_{20}, R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{24}, R_{25}, R_{26}, R_{27}, R_{28}, R_{29}, R_{30}, R_{31}, R_{32}, R_{33}, R_{34}, R_{35}, R_{36}, R_{37}, R_{38}, R_{39}, R_{40}, R_{41}, R_{42}, R_{43}, R_{44}, R_{45}, R_{46}, R_{47}, R_{48}, R_{49}, R_{50}, R_{51}, R_{52}, R_{53}, R_{54}, R_{55}, R_{56}, R_{57}, R_{58}, R_{59}, R_{60}, R_{61}, R_{62}, R_{63}, R_{64}, R_{65}, R_{66}, R_{67}, R_{68}, R_{69}, R_{70}, R_{71}, R_{72}, R_{73}, R_{74}, R_{75}, R_{76}, R_{77}, R_{78}, R_{79}, R_{80}, R_{81}, R_{82}, R_{83}, R_{84}, R_{85}, R_{86}, R_{87}, R_{88}, R_{89}, R_{90}, R_{91}, R_{92}, R_{93}, R_{94}, R_{95}, R_{96}, R_{97}, R_{98}, R_{99}, R_{100}$ и реохорде R — переменном сопротивлении, зашунтированных резисторами R_{11} и R_{12} . Резистор R_{10} выполняется из меди. Он служит для компенсации влияния изменения температуры свободных концов термопары и располагается вблизи от входных выводов так, чтобы температуры свободных концов термопары и резистора были одинаковы. Резисторы R_1, R_2, R_3 служат для подгонки предела измерения. Их сопротивления выбираются таким образом, чтобы максимальное значение падения напряжения на реохорде соответствовало требуемому пределу измерения ЭДС. Резистор R_4 предназначен для ограничения тока в цепи источника опорного напряжения. Регулировка рабочего тока производится изменением сопротивления R_{10} до тех пор, пока падение напряжения на резисторе R_{11} не станет равным ЭДС E_n источника опорного напряжения. Переключатель Π при этом находится в положении 2,

¹ Автоматические компенсаторы в ряде каталогов называются «потенциометрами».

а ось двигателя $РД$ связывается с движком резистора R_{10} . (При измерении переключатель Π находится в положении 1, а ось двигателя связывается с движком реохорда R .) ЭДС термопары $ТП$ компенсируется напряжением, снимаемым с диагонали моста. Разность этих напряжений преобразуется в переменное напряжение вибропреобразователем $ВП$, усиливается электронным усилителем $ЭУ$ и поступает в обмотку управления фазочувствительного реверсивного двигателя $РД$. В новых модификациях компенсаторов вибропреобразователи заменены преобразующими устройствами на схемах микроэлектроники, а рабочий ток стабилизируется стабилитронами. Положение движка реохорда в момент компенсации соответствует ЭДС термопары, и шкала прибора градуируется в единицах измеряемой температуры.

Автоматические мосты постоянного тока. Применяются для измерения активных сопротивлений и различных неэлектрических величин, функционально связанных с сопротивлением датчика. Наиболее широко распространены автоматические мосты с термопреобразователями сопротивлений для измерения температур и с тензодатчиками — для измерения механических усилий, деформаций, вращающих моментов. На рис. 4.4 показана функциональная схема уравновешенного автоматического моста, предназначенного для измерения температуры. Мостовая измерительная схема образована постоянными резисторами R_1, R_2, R_3 , реохордом R , зашунтированным резисторами R_{11} и R_{12} , добавочным резистором R_4 , термометром сопротивления R_T с подгоночным резистором R_5 . Резистор R_4 служит для ограничения тока, протекающего через термопреобразователь сопротивления R_T . Резистор R_{11} служит для подгонки напряжения на реохорде, а R_{12} — для подгонки сопротив-

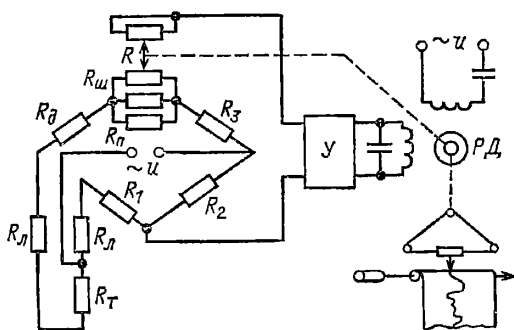


Рис. 4.4. Схема автоматического моста для измерения температуры термопреобразователем сопротивления

ления реохорда до расчетного значения. Подгоночные сопротивления линии R_{11} регулируются таким образом, чтобы сопротивления соединительных проводов линии имели заданное значение. Трехпроводная схема включения термопреобразователя сопротивления используется для того, чтобы исключить влияние изменения сопротивления подводящих проводов при изменении температуры окружающей среды.

Таблица 4.1. Основные технические данные некоторых аналоговых автоматических мостов и компенсаторов, выпускаемых в СССР

Тип прибора	Основная погрешность, %	Время прохождения шкалы, с	Длина шкалы, диаметр дисковой диаграммы, мм	Число параметров	Погрешность записи, % скорости движения ленты	Скорость перемещения ленты, мм/ч	Дополнительные устройства	Габаритные размеры, мм; масса, кг	Примечание
<i>Автоматические компенсаторы</i>									
КСП1	1	2,5; 5	100	1	1,0	10, 20, 40, 60, 120	РУ, РЗ, РП, РД, ИП, ПФ, ПГ, ПП	60×200××500, 12	Работает в комплекте с термоэлектрическими преобразователями и другими датчиками, выходной величиной которых является постоянный ток
КСП2	0,5	2,5; 10	160	1; 3; 6; 12	1	20, 40, 60, 120, 240, 600, 1200, 2400	РУ, РЗ, РП, РД, СУ, ИП, ПФ, ПГ, ПП	240×320××460, 20	То же
КСП4	0,5	1; 2,5	250	1; 3; 6; 12	1	20, 60, 180, 240, 720, 1800, 5400, 200, 600, 2400, 7200, 18 000, 54 000	РУ, РЗ, РП, РД, СУ, ИП (с линейаризацией и без линейаризации)	400×400××367, 25	» »
КПП1	0,5	2,5; 5	300	1	—	—	РУ, РЗ, РП, РД, ИП, ПФ, ПГ, ПП	160×200××500, 12	» »
КВП1	0,5	2,5; 10	500	1; 6; 12	—	—	РЧ, РЗ, РД	240×160××533, 15	» »
КСПЗ	0,5	5, 16	250	1	1	Время одного оборота 24 ч	РЧ, РЗ, ПФ, ПГ, ПП	240×350××400, 22	» »
ЭПР-09, РМЗ, ЭПР-09, ДМЗ	0,5	2,5; 8	275	6; 12	0,5	60—14 400, 60—2160, 20—720	РЧ	475×450××381, 50	» »
ЭПП-09МЗ	0,5	2,5; 8	275	3; 6; 12	0,5	60—2160, 60—1080, 20—360, 20—720	РУ, РД, СЧ, ПЦП	475×450××381, 50	» »
ДС-1	0,5	2,5; 8	160	1	1	20—360, 20—720		330×287××404, 22	Переменного тока для работы с индуктивными датчиками
МСИР	1	3	100	1	1	20—180		186×186××380, 18	То же
ЭПВН	0,5	8	660	1	—	—		332×135××302, 25	» »

Автоматические мосты

КСМ1	1	2,5; 5	100	1	1	10, 20, 40, 60, 120	РЧ, РЗ, РП, РД, ИП, ПФ, ПГ, ПП	160×200××500, 12	Работает в комплекте с термопреобразователями сопротивления и другими датчиками, преобразующими измеряемые величины в изменение активного сопротивления
КСМ2	1	2,5; 10	160	1; 3; 6; 12	1	20, 40, 60, 120, 240, 600, 1200, 2400	РЧ, РЗ, РП, РД, СУ, ИП, ПФ, ПГ, ПП	240×320××482, 20	То же

Продолжение табл. 4.1

Тип прибора	Основная погрешность, %	Время прохождения шкалы, с	Длина шкалы, Диаметр дисковой диаграммы, мм	Число параметров	Погрешность записи, % скорости движения ленты	Скорость перемещения ленты, мм/ч	Дополнительные устройства	Габаритные размеры, мм; масса, кг	Примечание
КСМ4	0,5	2,5	250	1; 3; 6; 12	1	20, 60, 180, 240, 720, 1800, 5400, 200, 600, 2400, 7200, 18 000, 54 000	РЧ, РЗ, РП, РД, СУ, ИП (с линеаризацией и без линеаризации)	400×400××367, 25	Работает в комплекте с термопреобразователями сопротивления и другими датчиками, преобразующими измеряемые величины в изменение активного сопротивления
КПМ1	0,5	2,5; 5	300	1	—	—	РЧ, РЗ, РП, РД, ИП, ПФ, ПГ, ПП	160×200××500, 12	То же
КВМ1	0,5	2,5; 10	500	1; 6; 12	—	—	РЧ, РЗ, РД	240×160××533, 15	» »
КСМЗ-II	0,5	5, 16	250	1	1	Время одного оборота 24 ч	РЧ, РЗ, ПФ, ПГ, ПП	—	—
ЭМР209РДМ-3	0,5	2,5; 8	275	6; 12	0,5	60—14 400 60—2160	РЧ	484×450××484, 50	—
ЭМП-209М-3	0,5	2,5; 8	275	3; 6; 12	0,5	60—2160 60—1080 20—360	РЧ, РД, СУ, ПЦП	475×450××381, 50	» »
ЭМДС-23	0,5	5	720	9	—	—	—	420×506××203, 40	» »
КПМЗ-М	1	5	—	12	—	—	СУ. Задание сигнала об аварийной температуре устанавливается в любой точке диапазона контроля	320×320××382, 20	Безреохордный с ферродинамическим преобразователем. Контролирует температуру в 12 точках (с циклом 85 с)
КСТЗ	0,5	5,16	250	1	1	Время одного оборота 24 ч	РХ, РЗ, СУ, ПФ, ПГ, ПП	160×200××400, 15	Предназначен для контроля и записи сигналов силовых измерительных датчиков в автоматических тензометрических весах, дозаторах и системах автоматического дозирования

Примечание. В графе «Дополнительные устройства» перечислены следующие устройства, имеющиеся в некоторых модификациях выпускаемого прибора: двух- или трехконтактное позиционное регулирующее устройство — РУ; реостатный задатчик со 100 %-ной зоной пропорциональности — РЗ; реостатный датчик для программных регулирующих устройств — РП; сигнализирующее устройство — СУ; реостатный выход для дистанционной передачи показаний — РД; выходные (нормирующие) устройства для преобразования измеряемого параметра в унифицированный сигнал (измерительные преобразователи постоянного тока — ИП, ферродинамические — ПФ, частотные — ПГ, пневматические — ПП); устройство переменного цикла печатания — ПЦП.

Основные данные отечественных автоматических мостов и компенсаторов. Технические характеристики основных типов отечественных автоматических мостов и компенсаторов приведены в табл. 4.1. Автоматические мосты и компенсаторы выпускаются в различных конструктивных вариантах: с прямолинейной, круговой или вращающейся шкалой, с ленточной или дисковой диаграммой. Такие приборы часто снабжаются устройствами для двух- и трехпозиционного регулирования. Контакты этих устройств замыкаются при определенных значениях измеряемой величины, что используется для автоматизации производственных процессов. Выпускаются приборы и с регу-

лирующими устройствами для программного управления, а также с устройствами сигнализации. Некоторые приборы снабжаются устройствами дистанционной передачи показаний, для чего используется дополнительный реохорд, спаренный с измерительным реохордом.

Автоматические мосты и компенсаторы с ленточной диаграммной бумагой выпускаются однократными и многократными с шириной диаграммной ленты 275, 160 и 100 мм. В многократных приборах предусмотрены циклы записи 0,75; 1,5; 3,5; 10 и 20 с в приборах с временем пробега шкалы 2,5 с и 5; 10; 20 с в приборах с временем пробега шкалы 8 с.

Выпускаются также автоматические компенсаторы с дифференциально-трансформаторной схемой для работы с индукционными датчиками (ДС1, ДСМР2, ЭПИД, КПД, КСД, ЭПВИ-14, ДПП), а также мост с силонизмерительными тензометрическими датчиками (КСТ-3). Серийно выпускаются автоматические мосты и компенсаторы блочной конструкции типа КС1, КС2, КС3, КС4 с шириной диаграммной ленты 250, 160 и 100 мм. Комплекс КС2 включает в себя компенсатор типа КСП-2 с пределами измерения 10—100 мВ, автоматические мосты типа КСМ-2, самопишущие миллиамперметры и вольтметры для измерения и регистрации унифицированных сигналов. Приборы комплекса могут быть снабжены дополнительными выходными преобразователями с унифицированными выходными сигналами: ферродинамическим преобразователем с выходным переменным напряжением $-1 \div 0 \div 1$ В; $0 \div 2$ В и $1 \div 3$ В; преобразователем угла поворота в постоянный ток 0—5 мА, постоянное напряжение 0—10 В, в частоту 4—8 кГц и преобразователем угла поворота в двоичный восьмиразрядный код. Комплекс КС4 содержит автоматические компенсаторы КСП4, автоматические мосты КСМ4, самопишущий миллиамперметр КСП4. В комплексе также входит быстродействующий автоматический компенсатор с пределом измерения 10 мВ, класса 0,25, с временем прохождения шкалы 0,25 с.

Автоматические компенсаторы с фотогальванометрическими усилителями. Гальванометрические компенсаторы представляют собой высокочувствительные автоматические компенсаторы постоянного тока со статической характеристикой, в которых измеряемый параметр — напряжение, ток или момент — автоматически уравнивается соответствующей компенсирующей величиной, создаваемой выходным током компенсатора.

В качестве чувствительных элементов в таких приборах используется гальванометр, поворот рамки которого на очень малый угол вызывает с помощью того или иного преобразователя изменение выходного тока усилителя. Наибольшее распространение получили фотогальванометрические усилители, в которых зеркальный гальванометр управляет световым потоком, падающим на фотоэлемент или фоторезистор (см. § 11.5).

Промышленностью выпускаются различные усилители и приборы, основанные на использовании гальванометрических компенсаторов. Гальванометрические компенсаторы выпускаются в виде высокочувствительных компенсационных милливольтметров, микроамперметров, универсальных самопишущих приборов и др. Выпускаются также отдельные усилители, предназначенные для встраивания в различную аппаратуру автоматики.

Основными модификациями фотогальванометрических усилителей, выпускаемых отечественной промышленностью, являются приборы типов Ф-117 и Ф-127. Усилители имеют малые габариты, небольшую массу и удобны для встраивания в оборудование. Выпускаются 12 модификаций усилителя Ф-117 и три модификации усилителя Ф-127, отличающихся параметрами используемых в них гальванометров и коэффициентом усиления. Коэффициент уси-

ления, равный отношению выходного тока дифференциальной схемы на фоторезисторах к току в рамке гальванометра, колеблется в пределах $12 \cdot 10^3$ — $340 \cdot 10^3$ для модификаций усилителя Ф-117 и от $8 \cdot 10^3$ до $50 \cdot 10^3$ для Ф-127. Максимальный выходной ток при сопротивлении нагрузки 3000 Ом составляет 2 мА для Ф-117 и 1 мА для Ф-127.

Безреохордные автоматические компенсаторы и мосты. Контактные реохорды, применяемые в большинстве автоматических мостов и компенсаторов с астатической характеристикой, являющиеся наиболее ненадежным узлом этих приборов. При работе во влажной атмосфере или в агрессивных средах контакты реохордов окисляются (разрушаются). В результате износа контактных реохордов снижаются точность и срок службы приборов. Реохорд вследствие его загрязнения требует периодической чистки и смены контактного ролика. Для устранения этих недостатков наряду с совершенствованиями конструкций реохордов выпускаются безреохордные автоматические мосты и компенсаторы с бесконтактными обратными преобразователями.

На рис. 4.5, а показана схема автоматического моста для измерения давлений или

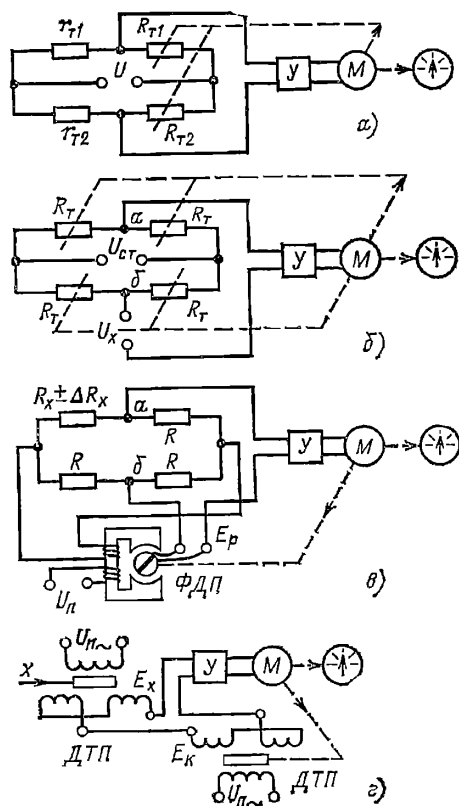


Рис. 4.5. Безреохордные автоматические мосты и компенсаторы:

а — мост с тензорезисторными уравнивающими преобразователями; б — компенсатор с тензорезисторной мостовой уравнивающей схемой; в — мост с трансформаторным уравнивающим преобразователем; г — компенсатор с дифференциально-трансформаторным уравнивающим преобразователем

усилий, плечи которого r_{T1} и r_{T2} образованы тензодатчиками. Автоматическое уравновешивание мостовой схемы осуществляется с помощью тензорезисторов R_{T1} и R_{T2} , укрепленных на гибком основании, изгибающемся под действием усилия, развиваемого исполнительным двигателем M . Напряжение разбаланса моста усиливается и поступает на двигатель M , при вращении которого изменяются R_{T1} и R_{T2} до тех пор, пока мост не будет уравновешен.

На рис. 4.5, б представлена схема автоматического безреорднотного компенсатора, в котором измеряемое напряжение U_x уравновешивается напряжением U_{ab} , снимаемым с диагонали тензорезисторного моста. Изменение сопротивлений R_T моста происходит под действием механического натяжения тензорезисторов, создаваемого исполнительным двигателем M , на вход которого поступает усиленная разность напряжений U_x и U_{ab} . Вращение двигателя и изменение сопротивлений тензорезисторного моста будут происходить до достижения положения баланса.

Выходное напряжение неуравновешенных мостов, питаемых переменным напряжением, может измеряться автоматическим компенсатором с ферродинамическим в цепи обратной связи преобразователем ФДП. Схема такого автоматического моста показана на рис. 4.5, в. При изменении измеряемого сопротивления $R_x \pm \Delta R_x$ на выходе моста появляется напряжение U_{ab} . Разность этого напряжения и компенсирующего напряжения E_p , создаваемого подвижной рамкой, подается на вход исполнительного двигателя M , ось которого кинематически связана с рамкой ФДП. Вращение двигателя и изменение E_p будет происходить до выполнения равенства $U_{ab} = E_p$.

На рис. 4.5, г приведена схема автоматического компенсатора с дифференциально-трансформаторными преобразователями ДТП. Измеряемая величина — механическое перемещение x преобразуется в E_x на выходе ДТП. ЭДС E_x компенсируется напряжением E_k с выхода обратного преобразователя, роль которого также выполняет ДТП. Разность этих напряжений после усиления воздействует на двигатель M , перемещающий плунжер ДТП до тех пор, пока E_x не станет равным E_k .

Автоматические мосты переменного тока с уравновешиванием по двум параметрам. Автоматические мосты переменного тока с уравновешиванием по двум параметрам применяются для измерения комплексных сопротивлений, индуктивностей, емкостей и углов потерь в конденсаторах. Они позволяют непрерывно измерять одновременно два параметра комплексного сопротивления, что необходимо при контроле качества конденсаторов, кабелей, магнитных материалов, при работе с различными датчиками, выходные параметры которых характеризуются комплексными сопротивлениями.

Обобщенная структурная схема автоматического моста переменного тока показана на рис. 4.6, а. Напряжение некомпенсации с выхода мостовой измерительной схемы ИС усиливается усилителем U_1 и поступает на вход детектора равновесия ДР, формирующего промежуточные напряжения U_{1y} и U_{2y} , которые после усилителей U_2 и U_3 воздействуют на

исполнительные элементы ИЭ₁ и ИЭ₂ (реверсивные двигатели) и уравновешивают ИС по двум параметрам.

Формирование промежуточных напряжений, управляющих исполнительными реверсивными двигателями, может осуществляться

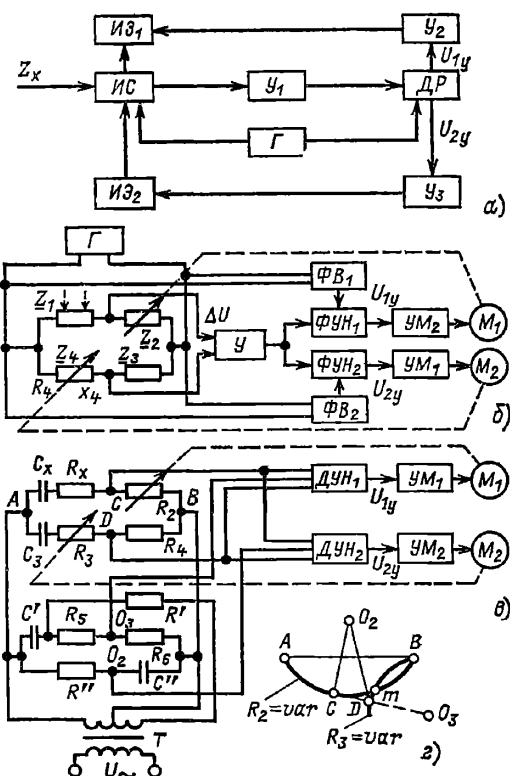


Рис. 4.6. Автоматические мосты переменного тока

различными методами. На рис. 4.6, б показан автоматический мост, в котором промежуточные напряжения U_{1y} и U_{2y} создаются двумя фазочувствительными усилителями некомпенсации ФУН в результате разложения напряжения U_x мостовой измерительной схемы на две ортогональные составляющие. Мостовая измерительная схема, состоящая из комплексных сопротивлений $Z_1 - Z_4$, питается переменным напряжением от генератора G . Сопротивление Z_1 является измеряемым, а параметры сопротивлений Z_2 и Z_4 — регулируемые. Выходное напряжение некомпенсации ΔU мостовой схемы после предварительного усиления усилителем U поступает на вход фазочувствительных усилителей ФУН₁ и ФУН₂, опорные напряжения которых сдвинуты относительно друг друга по фазе на 90° с помощью фазовращателей ФВ₁ и ФВ₂. Управляющие напряжения U_{1y} и U_{2y} с выходов схем ФУН после усиления усилителями мощности УМ₁ и УМ₂ подаются на двигатели M_1 и M_2 , с помощью которых производится регулирование параметров и уравновешивание моста. Значения измеряемых параметров сопротивлений определяются по соответствующим указателям,

двигателей M_x и M_y и перемещения движков реохордов x и y будут соответственно пропорциональны квадратурным составляющим U_{kx} и U_{ky} измеряемого напряжения. Структурная схема полярно-координатного компенсатора переменного тока показана на рис. 4.8. Основными элементами компенсатора являются: фазорегулятор ΦP , реохорд R , усилитель

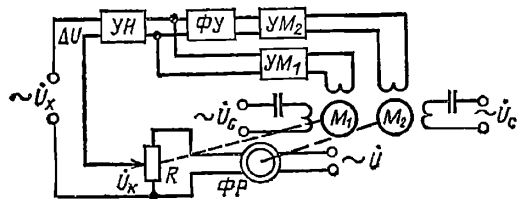


Рис. 4.8. Полярно-координатный компенсатор переменного тока

напряжения U_N , фазочувствительные усилители мощности $УМ_1$ и $УМ_2$, фазосдвигающее (на 90°) устройство $\Phi У$ и исполнительные двигатели M_1 и M_2 . Напряжение некомпенсации ΔU поступает на вход усилителя $УН$, усиливается и подается одновременно на фазочувствительный усилитель $УМ_1$ и через фазосдвигающее устройство $\Phi У$ на фазочувствительный усилитель $УМ_2$. К выходам усилителей $УМ_1$ и $УМ_2$ подключены управляющие обмотки двигателей M_1 и M_2 . Двигатель M_1 , вращаясь, перемещает движок реохорда, создающего напряжение \dot{U}_k , уравнивающее по модулю измеряемое напряжение \dot{U}_x . Двигатель M_2 регулирует фазу компенсирующего напряжения \dot{U}_k поворотом ротора фазорегулятора ΦP . При полной компенсации о модуле \dot{U}_x судят по перемещению движка реохорда или углу поворота ротора двигателя M_1 , а об аргументе φ_x — по углу поворота ротора фазорегулятора, т.е. углу поворота ротора двигателя M_2 .

4.3. ЦИФРОВЫЕ МОСТЫ И КОМПЕНСАТОРЫ

Цифровые мостовые и компенсационные схемы применяются для измерения резистивных, индуктивных и емкостных параметров электрических цепей и широко используются при работе в комплексе с измерительными преобразователями (реостатными, индуктивными, емкостными). Вследствие этого, а также благодаря высокой точности и быстродействию, возможности полной автоматизации измерительного процесса цифровые автоматические мосты и компенсаторы удобно использовать как средства автоматизации.

Цифровые компенсаторы создаются главным образом в виде цифровых вольтметров постоянного тока, а также в виде цифровых компенсаторов переменного тока с уравниванием по двум параметрам.

Цифровые мосты выпускаются в двух модификациях: с широким диапазоном измерения для абсолютных измерений и с узким диапазоном измерения, предназначенные для измерения относительно небольших отклонений измеряемого сопротивления от номинального

значения. К цифровым мостам второй группы относятся процентные мосты, мосты-калибры, применяемые для автоматического контроля и сортировки при массовом производстве резисторов, конденсаторов и др.

Цифровые мосты постоянного тока. Обобщенная структурная схема цифрового моста постоянного тока (рис. 4.9) содержит следующие

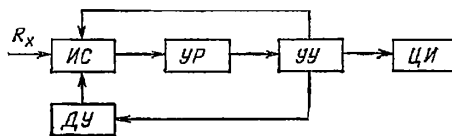


Рис. 4.9. Структурная схема цифрового омметра типа ЦЗО-04.1

основные блоки: мостовая измерительная схема $ИС$, представляющая собой, как правило, четырехплечий мост (в процессе измерения мостовая схема уравнивается автоматически путем дискретного набора резисторов в одном или нескольких плечах); декодирующее устройство $ДУ$ (преобразователь код — сопротивление) — преобразует код, вырабатываемый устройством управления в соответствующее значение сопротивления, уравнивающее мост; сравнивающее устройство $УР$, предназначенное для определения состояния равновесия мостовой схемы; устройство цифровой индикации результата измерения $ЦИ$; устройство управления $УУ$, производящее автоматическое управление процессом измерения путем выбора диапазона измерения, уравнивания мостовой схемы и выдачи результата измерения в виде кода на $ЦИ$ или в систему автоматизации.

Промышленность выпускает ряд модификаций цифровых мостов. Основные технические характеристики ряда мостов приведены в табл. 4.2.

Приведем краткое описание цифрового моста ЦЗО-04.1, наиболее характерного по метрологическим параметрам и широко применяющимся в практике контроля и измерений. Малогабаритный цифровой процентный омметр типа ЦЗО-04.1 предназначен для определения относительного отклонения измеряемого сопротивления от установленного номинального значения. Технические характеристики прибора приведены в табл. 4.2. Омметр является прибором поразрядного уравнивания, в котором используется уравнивание «снизу».

Прибор состоит из следующих основных блоков: измерительной схемы, сравнивающего устройства $УР$, управляющего устройства и блока питания. Измерительная схема прибора на рис. 4.10 представляет собой четырехплеч-

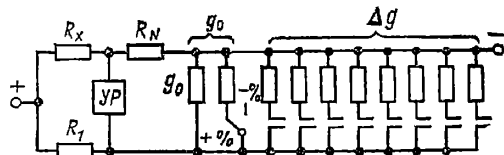


Рис. 4.10. Электрическая измерительная схема цифрового омметра типа ЦЗО-04.1

Т а б л и ц а 4.2. Основные технические данные некоторых цифровых автоматических мостов, выпускаемых в СССР

Тип прибора	Измеряемая величина и пределы измерения	Основная погрешность измерения	Время измерения, с	Число знаков отсчета	Рабочая частота, кГц	Габаритные размеры, мм; масса, кг	Примечание
Цифровой омметр Ц-34	$(R) 10^{-3} - 10^9 \text{ Ом}$	$\pm 0,025 - \pm 0,5 \%$	1	5	—	500×200×400, 12	Имеет выход на внешнее цифровпечатное устройство. Код 8-4-2-1
Цифровой процентный омметр Ц30-04.1	Относительное отклонение измеряемого сопротивления (в диапазоне $10^{-3} - 10^8 \text{ Ом}$) от установленного номинального	Предел процентного отклонения $\pm 1,99 \%$, $10^2 - 10^8 \text{ Ом} \pm \pm 0,5 \%$, $10^6 - 10^7 \text{ Ом} \pm 0,1 \%$, $10^7 - 10^8 \text{ Ом} \pm 0,4 \%$. Предел процентного отклонения $\pm 19,9 \%$, $10^2 - 10^8 \text{ Ом} \pm \pm 0,5 \%$	1 (без регистрации 0,52)	3	—	360×140×360, 8	—
Цифровой мост переменного тока Р589	$(C) 0,01 \text{ пФ} - 10 \text{ мкФ}$, $(\text{tg } \delta) 3 \cdot 10^{-4} - 0,1$	$\pm (0,1 + 2/C_x) \%$ при $C < 100 \text{ пФ}$, $0,1 - 0,2 \%$ на других поддиапазонах, $\pm (2 \% + + 3 \cdot 10^{-4})$ при $10 \text{ пФ} < C < 1 \text{ мкФ}$	0,03—2,0	5 (C) 4 (tg δ)	1,0	535×440×200, 30	Имеет выход (код 2-4-2-1) на ЦПУ Ф595К, Ф595КМ или Ф5033К на процентную приставку Р5011 и допусковой контроллер Р5041
Цифровой мост переменного тока Р5010	$(C) 10^{-7} - 10^2 \text{ мкФ}$, $(\text{tg } \delta) 0 - 0,5$, $(L) 10^{-6} - 10 \text{ Гн}$, сопротивление потерь 0—40 кОм при $\text{tg } \delta \leq 0,5$, $(R) 10^{-1} - 10^6 \text{ Ом}$	$\pm 0,5 \%$ $\pm 0,2 \%$ $\pm 0,5 \%$ $\pm 2 \%$ $\pm 0,5 \%$	0,3	5	1	535×480×220, 28	Выходной код 2-4-2-1
Цифровой мост переменного тока Р5016	$(C) 10^{-9} - 10^2 \text{ мкФ}$, $(L) 10^{-7} - 10^2 \text{ Гн}$, $(R) 0,1 - 10^6 \text{ Ом}$, $(\text{tg } \delta) 10^{-4} - 1$	$\pm 0,02 \%$ $\pm 0,05 \%$ $\pm 0,1 \%$ $\pm 1 \%$	0,03—1,0	5	1; 5; 10; 50	490×210×445, 40	Имеет выход на ЦПУ Ф5033К (в коде 8-4-2-1)
Цифровой мост переменного тока Р5058	$(C) 2 \cdot 10^{-2} - 10^3 \text{ мкФ}$, $(L) 3 \cdot 10^{-5} - 10^5 \text{ мГн}$, $(R) 10^{-2} - 10^8 \text{ Ом}$, $(G) 1 \text{ мксм} - 1 \text{ см}$, $(\text{tg } \delta) 5 \cdot 10^{-4} - 1$, Постоянная времени $5 \cdot 10^{-8} - 10^{-4} \text{ с}$	$\pm 0,2 - 2 \%$ Процентное отклонение емкостн и сопротивления $0,05 - 2 \%$, $\pm 0,05 - 30 \%$	0,1 0,2 5	5	0,05; 1 10	490×495×210, 28	Выходной код 8-4-2-1
Цифровой мост переменного тока МЦЕ-8А	$(C) 0,5 \text{ пФ} - 10 \text{ мкФ}$ $(\text{tg } \delta) 2 \cdot 10^{-4} - 1$	$\pm 0,1 \%$ А $\pm (5 \% + 2 \cdot 10^{-4})$ (А — погрешность дискретности)	0,7	4 3	1	470×420×220, 30	—

чий мост. В качестве сопротивления, относительно которого измеряется отклонение сопротивления, может использоваться внутренняя или внешняя мера. Внутренняя мера представляет собой встроенный магазин резисторов и состоит из семи декад, обеспечивающих установку номинальных значений измеряемых сопротивлений от 10 до 10^8 Ом с погрешностью $\pm 0,04\%$. Уравновешивается мостовая схема магазином проводимости. Проводимость g состоит из двух частей: постоянной g_0 , не изменяемой в процессе уравновешивания, и изменяющейся Δg , уравновешивающей мостовую схему. При равновесии мостовой схемы выполняется соотношение

$$R_x = R_{nx} + \Delta R_x = R_N R_1 (g_0 + \Delta g),$$

где R_x , R_{nx} и ΔR_x — соответственно измеряемое сопротивление, его номинальное значение и отклонение от номинального значения.

Сравнивающее устройство представляет собой операционный усилитель постоянной тока с МДМ преобразователем, с периодической коррекцией дрейфа, снабженный интегрирующим элементом для эффективного подавления помех промышленной частоты. Питание моста осуществляется от источника с постоянным напряжением 10 В. В приборе предусмотрена возможность подключения внешней цифробпечатывающей машинки ЭУМ23 или ЭУМ46.

Цифровые компенсаторы переменного тока. Структурная схема цифрового компенсатора переменного тока, предназначенного для автоматизации процесса измерения параметров ферритовых сердечников с уравновешиванием по двум параметрам, показана на рис. 4.11. Прибор предназначен для определения основных параметров ферритовых сердечников — одновитковой индуктивности A_L и относительного тангенса угла потерь $\operatorname{tg} \Sigma / A_L$. Прибор дает автоматический раздельный отсчет обоих параметров в цифровом виде.

Цифровой компенсатор работает следующим образом. Генератор Γ создает в емкостном шунте $Z_{ш}$ и первичной обмотке сердечника $C\Phi$ опорный ток $\dot{I}_{оп}$. Появляющееся при этом напряжение \dot{U}_x на выходной обмотке держателя компенсируется составляющими напряжениями $\dot{U}_{кx}$ и $\dot{U}_{кy}$. Изменение составляющих $\dot{U}_{кx}$ и $\dot{U}_{кy}$ осуществляется путем изменения коэффициентов передачи управляемых

делителей $ДН_1—ДН_3$. Делители $ДН_1$ и $ДН_2$ управляются исполнительным элементом $ИЭ_1$, а делитель $ДН_3$ — исполнительным элементом $ИЭ_2$. При полной компенсации коэффициенты передачи блоков $ДН_1—ДН_3$ оказываются пропорциональными измеряемым параметрам, а по показаниям цифровых индикаторов $ЦИ_1$ и $ЦИ_2$ можно судить о значениях A_L и $\operatorname{tg} \Sigma / A_L$.

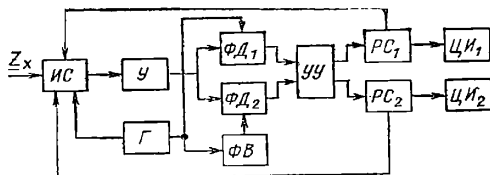


Рис. 4.12. Структурная схема цифрового моста переменного тока

Цифровые мосты переменного тока. Обобщенная структурная схема цифрового моста переменного тока представлена на рис. 4.12. Сигнал рассогласования дискретной мостовой схемы $ИС$ после предварительного усиления усилителем $У$ поступает на фазочувствительные детекторы $ФД_1$ и $ФД_2$ и далее на устройство управления $УУ$. Устройство управления в зависимости от знака сигнала рассогласования переключает направление счета реверсивных счетчиков $РС_1$ и $РС_2$ (генератор тактовых импульсов счета входит в $УУ$). Реверсивные счетчики в соответствии с набранным кодом осуществляют коммутацию регулируемых параметров до полного уравновешивания моста. На схеме $ЦИ_1$ и $ЦИ_2$ — цифровые индикаторы; Γ — генератор, питающий мост. Фазовращатель $ФВ$ осуществляет сдвиг по фазе на 90° опорного напряжения одного из фазовых детекторов.

Мостовые измерительные схемы, применяемые в цифровых мостах переменного тока, должны иметь гибкую структуру, обеспечивающую измерение различных параметров комплексного сопротивления, обеспечивать получение раздельного отсчета измеряемых параметров, хорошую сходимость процесса уравновешивания. С целью уменьшения погрешностей, вносимых коммутационными элементами, обеспечивающими уравновешивание в цифровых мостах, в большинстве случаев в качестве образцовой уравновешивающей меры используются не магазины сопротивлений, а магазины проводимостей. Широко используют схемы трансформаторных мостов, обеспечивающих высокую точность отношения плеч, малое число необходимых образцовых мер и др.

В некоторых цифровых мостах выпуска последних лет применяются измерительные схемы на основе мостов с активными четырехполосниками (операционными усилителями). Введение в мостовую схему активных четырехполосников позволяет решить ряд проблем, связанных с развязкой контуров уравновешивания, компенсацией температурных погрешностей, с защитой от влияния паразитных связей и др. Важной характеристикой цифровых мостов является быстротечность, которое в значительной степени определяется выбранным

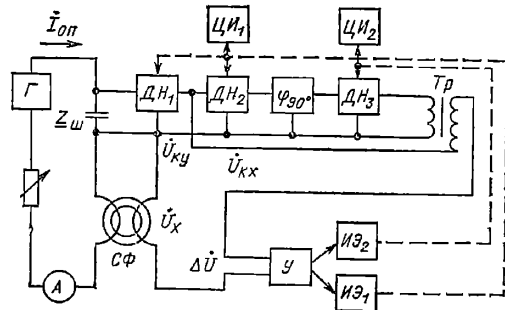


Рис. 4.11. Структурная схема цифрового компенсатора переменного тока для измерения параметров ферритовых сердечников

способом автоматического уравнивания. При построении мостов используются различные способы уравнивания. В отечественных разработках наибольшее распространение получили экстремальные и координированные методы уравнивания, позволяющие увеличить быстродействие цифровых мостов переменного тока [4.3, 4.4].

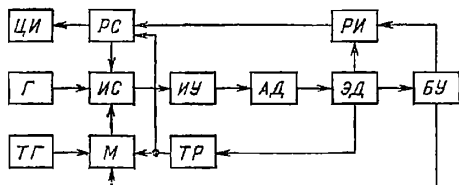


Рис. 4.13. Структурная схема цифрового моста переменного тока с экстремальным уравниванием

На рис. 4.13 приведена схема системы автоматического уравнивания экстремального моста по одному из параметров, в котором для уравнивания используется информация о модуле сигнала рассогласования (система уравнивания по другому параметру аналогична, поэтому на рисунке не показана). В процессе уравнивания измерительной схемы по одному из параметров модулятор M этого параметра под действием сигналов тактового генератора $TГ$ производит периодические кратковременные пробные изменения параметра мостовой измерительной схемы $ИС$, питаемой напряжением генератора $Г$. Направление этих изменений зависит от состояния триггера реверса $ТР$. Вследствие такой параметрической модуляции выходное напряжение измерительной схемы в неуровнованном состоянии оказывается промодулированным по амплитуде. Это напряжение усиливается избирательным усилителем $ИУ$ и подается на вход амплитудного детектора $АД$, выделяющего огибающую выходного напряжения. Если пробное изменение параметра направлено в сторону уравнивания измерительной схемы, то в огибающей появляется импульс отрицательной полярности, длительность которого равна длительности модуляционного сигнала; если же пробное изменение параметра направлено в противоположную сторону, в огибающей наблюдается импульс положительной полярности. Импульсы огибающей анализируются экстремум-детектором $ЭД$ (обнаружителем равновесия). При этом в первом случае $ЭД$ вырабатывает импульс, поступающий через распределитель импульсов $РИ$ на одну из декад реверсивного счетчика $РС$. В результате срабатывания счетчика происходит изменение значения уравнивающего параметра и мостовая измерительная схема приближается к равновесию.

Во втором случае импульс с выхода $ЭД$ поступает на счетный вход $ТР$, что приводит к изменению направления модуляционного воздействия и направления счета реверсивного счетчика $РС$, и со следующего такта схема начинает приближаться к равновесию.

После достижения минимума выходного сигнала $ИС$ на вход $ЭД$ будут подаваться только положительные импульсы огибающей.

В этом случае с $ЭД$ поступает сигнал на блок управления $БУ$. Сигналом с $БУ$ система переходит на более точное уравнивание следующей декадой или на уравнивание по другому параметру.

При уравнивании по второму параметру пробные модуляционные изменения в измерительной схеме создаются вторым модулятором. Импульсы с распределителя импульсов $РИ$ поступают на вход второго реверсивного счетчика, управляющего другим регулируемым параметром измерительной схемы.

Коды реверсивных счетчиков используются для управления устройством цифровой индикации $ЦИ$ (модулятор, реверсивный счетчик, тактовый генератор, избирательный усилитель, триггер реверса и цифровой индикатор второго контура уравнивания на рис. 4.13 не показаны).

Большим быстродействием обладают цифровые мосты переменного тока с координированным уравниванием. Упрощенная структурная схема такого моста показана на рис. 4.14. Сигнал разбаланса ΔU измерительной схемы, питаемой напряжением генератора, через усилитель-ограничитель $УО$ поступает в устройство управления $УУ$, формирующее тактовые импульсы и распределяющее их в соответствии с алгоритмом уравнивания по двум каналам, соответствующим двум регулируемым параметрам. Тактовые импульсы вместе с сигналами фазочувствительных нуль-органов $ФЧНО_1$ и $ФЧНО_2$ поступают в устройства коммутации цепей $УКК_1$ и $УКК_2$, управляющие уравнивающими параметрами мостовой измерительной схемы. Полученные в результате уравнивания измерительной схемы числовые значения регулируемых параметров выводятся на цифровые индикаторы $ЦИ_1$ и $ЦИ_2$.

Устройство управления $УУ$ осуществляет управление процессом координированного уравнивания с двухсторонней координацией регулировок. В рассматриваемом алгоритме уравнивания процесс уравнивания разбивается на отдельные области, в пределах каждой из которых влияние отклонения одного из регулируемых параметров измерительной цепи оказывается несущественным и не мешает уменьшать отклонение по другому параметру. Выделение этих областей осуществляется с помощью координирующих фазочувствительных нуль-органов $ФЧНО_3$, $ФЧНО_4$ и логической схемы координации регулировок $СКР$. При одинаковых знаках отклонения регулиро-

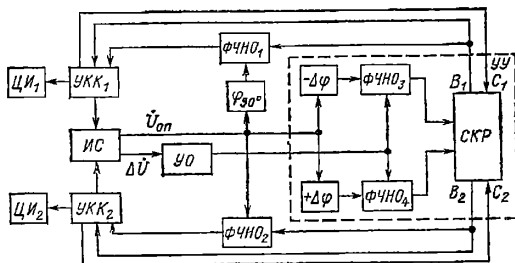


Рис. 4.14. Структурная схема цифрового моста переменного тока с координированным уравниванием

емых параметров, о чем судят по сигналам $\Phi\text{ЧНО}_3$ и $\Phi\text{ЧНО}_4$, сформированным из сигнала разбаланса измерительной схемы, появляется управляющий сигнал на выходе B_1 . При этом производится уравнивание по одному из параметров. При разных знаках отклонения регулируемых параметров сигнал появляется на выходе B_2 и уравнивание производится по другому параметру. Входы C_1 и C_2 схемы СКР не связаны с логикой координированного уравнивания и служат для устранения процесса координации по окончании обработки одного из параметров.

Применение в мостах и компенсаторах переменного тока микропроцессоров и БИС позволяет значительно повысить эффективность работы этих устройств — уменьшить их габариты, повысить надежность работы, уменьшить стоимость.

Все это позволит еще шире применить цифровые ЭМК в системах автоматического контроля и управления. Большие перспективы развития цифровых ЭМК в системах автоматического контроля и управления открывает создание измерительно-вычислительных комплексов (ИВК) и управляющих вычислительных комплексов (УВК).

Применение ЭМК в таких комплексах поз-

воляет при помощи системы интерфейсов непосредственно вводить полученные данные в ЭВМ и вырабатывать рекомендации и управляющие воздействия на основе применения современных вероятностно-статистических методов обработки информации.

Список литературы

- 4.1. Алиев Т. М., Мелик-Шахназаров А. М., Шайн И. Л. Автокомпенсационные измерительные устройства переменного тока. М.: Энергия, 1977. 360 с.
- 4.2. Бугусов И. В. Автоматические контрольно-измерительные приборы. М.: Гостоптехиздат, 1963. 525 с.
- 4.3. Гриневич Ф. Б. Автоматические мосты переменного тока. Новосибирск: Наука, 1967. 216 с.
- 4.4. Кнеллер В. Ю., Агамалов Ю. Р., Десова А. А. Автоматические измерители комплексных величин с координированным уравниванием. М.: Энергия, 1975. 168 с.
- 4.5. Кнеллер В. Ю. Автоматическое измерение составляющих комплексных сопротивлений. М.: Энергия, 1967. 367 с.
- 4.6. Гальваномерные компенсаторы/Л. Ф. Куликовский, А. М. Мелик-Шахназаров, С. Г. Рабинович, Б. А. Селибер. М.: Энергия, 1964. 280 с.
- 4.7. Малиновский В. Н. Цифровые измерительные мосты. М.: Энергия, 1976. 192 с.
- 4.8. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы. Киев: Вища школа, 1980. 557 с.
- 4.9. Цифровые приборы и системы для измерения параметров конденсаторов/Под редакцией С. Л. Эпштейна. М.: Советское радио, 1978. 192 с.

Раздел 5

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

5.1. ОСНОВЫ ДЕЙСТВИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

К полупроводникам относится широкий класс веществ, характеризующихся значениями удельной электрической проводимости γ , промежуточными между проводимостью металлов ($\gamma \approx 10^8 \div 10^9$ См/м) и хороших диэлектриков ($\gamma \leq 10^{-8} \div 10^{-10}$ См/м при комнатной температуре). Основным свойством полупроводников является сильная зависимость проводимости от воздействия внешних факторов. В отличие от металлов, где перенос тока осуществляется с помощью свободных электронов, число которых не зависит от температуры, в полупроводнике свободные электроны появляются только при сообщении кристаллу энергии извне. Важнейшим свойством полупроводников является возможность создания на их базе материалов, в которых основными носителями тока являются либо положительные, либо отрицательные заряды.

Чистый полупроводник обладает малой собственной проводимостью, которая возникает в результате нарушения валентных связей под действием тепловой энергии. Например, в чистом германии при 293 К число свободных электронов составляет примерно 10^{-8} % числа атомов в данном объеме. Такой кристалл является по существу диэлектриком. Если в кристаллическую решетку полупроводника ввести некоторое количество атомов вещества, обладающего более высокой валентностью, чем данный полупроводник, то за счет этих примесных атомов появятся свободные носители заряда — электроны, так как для

освобождения электрона, не находящегося в валентной связи, требуется значительно меньше энергии. При введении примеси, обладающей меньшей валентностью, чем материал кристалла, в его кристаллической решетке образуются избыточные дырки, которые ведут себя подобно положительной частице с единичным зарядом.

Чтобы повысить проводимость в десятки тысяч раз, достаточно ввести лишь такое малое количество примеси, что полупроводник остается химически чистым. Проводимость, обусловленная наличием примесей (ее называют примесной проводимостью), обычно во много раз превышает собственную проводимость полупроводника, поэтому последней пренебрегают и при техническом использовании полупроводников считают их электропроводность чисто примесной.

Зависимость проводимости полупроводника от внешних факторов используется для создания всевозможных управляемых резисторов (терморезисторов, фоторезисторов, тензорезисторов, варисторов, магниторезисторов). При этом свойства полупроводника выбираются такими, чтобы при высокой чувствительности к одному из внешних факторов его проводимость как можно меньше зависела от других. Так, при изготовлении фоторезисторов стремятся обеспечить высокую чувствительность проводимости к освещенности при минимальной термочувствительности.

Возможность придавать полупроводникам электронный или дырочный характер проводимости привела к созданию электронно-дырочных переходов — своеобразных контактов

между областями полупроводников разного типа (n и p). Электронно-дырочный переход (p - n переход) обладает свойством односторонней проводимости, и простейшим прибором, основанным на использовании свойств p - n перехода, является диод. Сочетание двух и более p - n переходов в одном кристалле при определенных условиях позволяет получить приборы, вольт-амперные характеристики которых могут деформироваться в желаемом направлении под действием электрического сигнала или при воздействии других внешних факторов. К приборам данной группы относятся транзисторы, фотодиоды, фототранзисторы, термодиоды и термотранзисторы, тиристоры, фототиристоры и другие многослойные приборы.

Термоэлектрические явления в полупроводниках (явления Зеебека, Пельтье и Томсона) позволяют создавать термоэлектрогенераторы.

Ряд полупроводников обладает сегнетоэлектрическими свойствами. Сегнетоэлектрики имеют высокую диэлектрическую проницаемость, которая зависит от приложенного напряжения и температуры. Это свойство используется для построения соответствующих чувствительных элементов.

Так как концентрация электронов в полупроводнике может быть на несколько порядков меньше концентрации свободных электронов в металлах, коэффициент Холла полупроводников несоизмеримо выше того же коэффициента у металлов. Это обстоятельство открывает широкие возможности для построения разнообразных приборов, основанных на использовании эффекта Холла.

Использование внешнего фотоэффекта является базой для создания электровакуумных фотоэлементов и фотоэлектронных умножителей.

5.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТИВНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Резистивный чувствительный элемент состоит из рабочего тела (резистивного элемента) той или иной конфигурации и выводов, необходимых для включения в электрическую схему.

Полупроводниковый терморезистор (ПТР) основан на использовании зависимости сопротивления материала от температуры. Выпускается серийно во многих модификациях; основные конструкции ПТР показаны на рис. 5.1.

Зависимость сопротивления термочувствительного элемента от температуры (температурная характеристика) описывается выражением

$$R = R_{\infty} e^{B/T},$$

где R — сопротивление рабочего тела ПТР при данной температуре, Ом; T — температура, К; e — основание натуральных логарифмов; R_{∞} и B — постоянные коэффициенты, которые подсчитываются по результатам измерения сопротивлений R_1 и R_2 при двух известных значениях температуры T_1 и T_2 :

$$B = \frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \ln \frac{R_1}{R_2}; \quad R_{\infty} = R_1 e^{-B/T_1}.$$

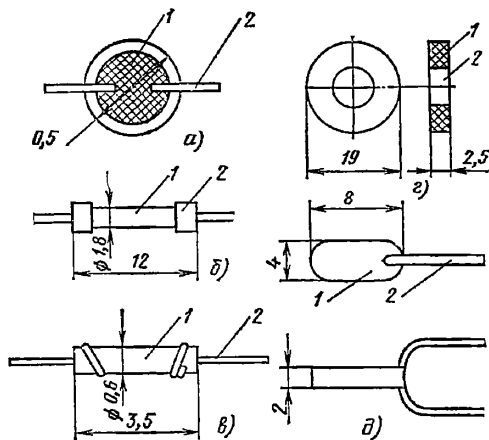


Рис. 5.1. Типичные конструкции терморезисторов: а — бусинковый; б, в — стерженьковые; г — шайбовый; д — таблеточный; 1 — рабочее тело; 2 — выводы

Обычно принимают $T_1 = 293$ К и $T_2 = 373$ К. При этом сопротивление R_1 называют номинальным. В каталогах приводят средние значения номинального сопротивления R_1 и коэффициента B , используя которые, можно найти сопротивление R при любой температуре T :

$$R = R_1 e^{(B/T - B/T_1)}.$$

Температурный коэффициент сопротивления терморезистора, показывающий относительное изменение сопротивления при изменении температуры на один градус, существенно зависит от температуры:

$$TKR = -B/T^2.$$

Статическая вольт-амперная характеристика (ВАХ) — зависимость между протекающим через ПТР током и падением напряжения на нем при установившемся режиме нагрева — нелинейна. Для каждой ее точки справедливо уравнение энергетического баланса

$$UI = b(T - T_0),$$

где b — коэффициент рассеяния, учитывающий все виды распространения теплоты от рабочего тела; T_0 — температура окружающей среды; T — температура рабочего тела в установившемся режиме. Последняя определяется по температурной характеристике для статического сопротивления $R = U/I$ в данной точке. Вид ВАХ существенно зависит от температуры среды T_0 и условий теплообмена, которые характеризуются коэффициентом рассеяния b . Коэффициент рассеяния зависит от материала, размеров, состояния поверхности рабочего тела и токоведущих частей, а также от свойств окружающей среды. Его значение изменяется в зависимости от превышения температуры $T - T_0$. При условии $B > 4T_0$ на ВАХ имеют место точка максимума и следующий за ней участок отрицательного дифференциального сопротивления. Температура, соответствующая

точке максимума ВАХ, определяется выражением

$$T_m = \frac{B}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4T_0}{B}} \right).$$

При использовании ПТР в качестве чувствительного элемента возможны два режима работы: линейный и нелинейный. Линейный режим характеризуется малым нагревом рабочего тела протекающим током ($T \approx T_0$). При этом рабочая точка лежит на участке ВАХ, прилегающем к началу координат, где сопротивление ПТР R_0 определяется только температурой окружающей среды и называется начальным статическим сопротивлением. В линейном режиме $R \approx R_0$. Для нелинейного режима характерно существенное отличие температуры рабочего тела от температуры среды: $T \gg T_0$, $R \gg R_0$, а дифференциальное сопротивление $r_d = dU/dI$ может иметь отрицательное значение. Этот режим используется в преобразователях для величин, определяющих условия теплообмена ПТР с окружающей средой. В датчиках температуры обычно используются ПТР в линейном режиме.

При расчете устройств с ПТР, работающих в нелинейном режиме, часто пользуются графическим методом. Для выполнения такого расчета необходима ВАХ, соответствующая заданной температуре среды T_0 и условиям теплообмена (коэффициенту рассеяния b).

Приближенный расчет ВАХ при известных R_1 , B и b сводится к следующему: задавая значения температуры рабочего тела T в интервале $T_0 < T < T_{\text{доп}}$, где $T_{\text{доп}}$ — допустимая температура, по температурной характеристике находят соответствующие значения R , а из уравнения энергетического баланса — ток $I = \sqrt{b(T - T_0)/R}$. Вторая координата точки ВАХ, соответствующей данному значению температуры, определяется как $U = IR$.

Для более точных расчетов используются ВАХ, полученной экспериментально при известной температуре среды T_0 . При неизменных условиях теплообмена такая характеристика может быть пересчитана на любую новую температуру среды ($T_0 + \Delta T_0$). Если при этом принять, что точка K исходной и точка K' искомой характеристик лежат на линии постоянной мощности $P_K = U_K I_K$, то искомой точке соответствует $T_{K'} = T_K + \Delta T_0$. Следовательно, точка K' будет лежать на пересечении луча $R_{K'}$, соответствующего сопротивлению при температуре $T_{K'}$, с линией P_K (рис. 5.2).

Динамические свойства цепи с ПТР характеризуются тепловой постоянной времени τ , которая численно равна времени, в течение которого превышение температуры рабочего тела ПТР при его свободном охлаждении уменьшается на 63 % первоначальной величины: $\tau = C/b$, где C — теплоемкость ПТР. Для различных типов ПТР постоянная времени лежит в пределах 0,5—140 с.

В электрической цепи с ПТР при изменении параметров, определяющих режим работы этой цепи (напряжения питания U_n , температуры среды T_0 , сопротивления нагрузки r , коэффициента рассеяния b), возникает переходный процесс, длительность которого

зависит не только от начального и конечного значений температуры ПТР, но также от вида его ВАХ и других параметров цепи. Например, при подключении последовательной цепочки из ПТР и линейного сопротивления r к источнику напряжения U_n в ней возникнет ток $I'_1 = U_n/(R_0 + r)$. Это повлечет за собой разогрев ПТР, который будет продолжаться вплоть до уста-

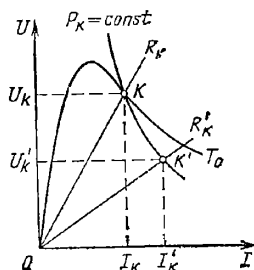


Рис. 5.2. Пересчет ВАХ гермозистора на новую температуру среды

новления теплового равновесия, когда установится температура T_2 , а сопротивление ПТР примет значение $R_2 = U_2/I_2$ (рис. 5.3, б). За время переходного процесса температура рабочего тела примет все значения от T_0 до T_2 . В любой момент переходного процесса цепь подчиняется закону Ома, следовательно, ра-

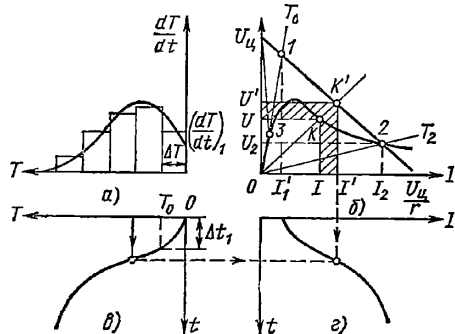


Рис. 5.3. Расчет переходного процесса в цепи с ПТР: а — скорость изменения температуры в функции температуры; б — расчет статического режима цепи; в — изменение температуры во времени; г — изменение тока

бочая точка перемещается по отрезку 1-2 нагрузочной прямой. При этом выделяемая мощность $U'I'$ расходуется на повышение теплоемкости ПТР и частично рассеивается в окружающую среду: $U'I' = C dT/dt + UI$.

Расчет переходного процесса в цепи с ПТР делается по статической ВАХ. Задаваясь рядом значений температуры в пределах от T_0 до T_2 , подсчитывают для каждого из выбранных значений температуры скорость ее изменения dT/dt и строят кривую $dT/dt = f(T)$. Приняв скорость изменения температуры постоянной внутри каждого интервала ΔT , т. е. заменив кривую $dT/dt = f(T)$ ступенчатой линией (рис. 5.3, а), можно найти отрезки времени $\Delta t = \Delta T/(dT/dt)$, а следовательно, и кривую изменения тока во времени

(рис. 5.3, з). Значения U' , I' , U , I берутся непосредственно с чертежа, как это показано на рис. 5.3, б. Теплоемкость ПТР C подсчитывается по коэффициенту рассеяния и постоянной времени, которые находят экспериментально.

В ряде случаев ПТР снабжается специальным подогревателем, расположенным в непосредственной близости от рабочего тела (рис. 5.4, а). Изменяя ток через подогреватель

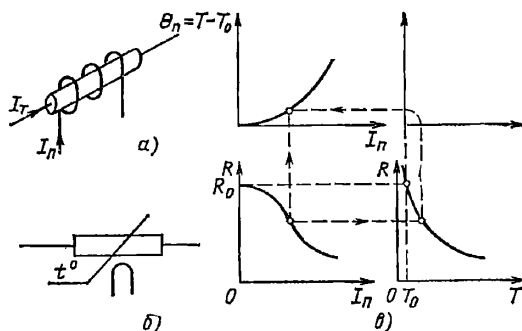


Рис. 5.4. Подогревный терморезистор:

а — устройство; б — обозначение; в — построение подогревной характеристики

I_n , можно управлять сопротивлением рабочего тела. Такие ПТР называют подогревными (ПТР косвенного подогрева). Управляющее действие тока подогрева оценивается по превышению температуры рабочего тела над температурой окружающей среды $\Theta_n = T - T_0$. Зависимость этого превышения от тока подогрева называется подогревной характеристикой. Для получения подогревной характеристики достаточно измерить сопротивление ПТР при ряде значений тока подогрева и постоянной температуре среды T_0 . Построение подогревной характеристики показано на рис. 5.4, в.

Чтобы избежать ошибок при выборе режима работы ПТР, следует руководствоваться допустимой температурой $T_{доп}$, превышение которой может повлечь за собой необратимые изменения свойств терморезистора.

Учитывая, что большое поле допуска на основные параметры ПТР (R_1 и B) не позволяет судить по каталожным значениям этих параметров об истинных свойствах данного экземпляра ПТР, в ряде случаев потребителю приходится определять эти параметры экспериментально. При изменении сопротивления ПТР необходимо обеспечить постоянство температуры среды, а измерительный ток не должен вызывать заметного разогрева рабочего тела.

Варисторы называют нелинейные резисторы, сопротивление которых зависит от напряженности электрического поля.

Устройство варистора аналогично устройству ПТР. Рабочее тело варистора прессуется из смеси зерен карбида кремния и связующих веществ (глина, жидкое стекло, ультрафарфоровая масса и т. п.), подвергается термической обработке, снабжается электродами и герметизируется.

Нелинейность ВАХ обусловлена явлениями на поверхности зерен кристалла: автоэлектронной эмиссией с острых зубцов и граней кристаллов карбида кремния; увеличением проводимости и частичным пробоем оксидных пленок при сильных полях напряженностью свыше 10^3 — 10^4 В/см; микронагревом точек контакта между зернами; существованием вблизи поверхности зерен p - n переходов, обусловленных различным характером проводимости поверхности и ядра каждого зерна.

Существуют варисторы, ВАХ которых имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением — негисторы. Для получения такой характеристики зерна карбида кремния, имеющие низкое удельное сопротивление, подвергаются обработке, в результате которой на их поверхности возникает слой высокого удельного сопротивления с отрицательным ТКР. Контакты между такими зернами ведут себя как ПТР. Суммарный объем микроконтактов, в которых проявляются терморезисторные свойства, ничтожно мал по сравнению с объемом рабочего тела негистора, благодаря чему его нелинейные свойства проявляются практически безынерционно.

ВАХ варистора может быть описана выражением

$$I = \frac{U}{R_0} e^a \sqrt{U},$$

где a — постоянная нелинейности; R_0 — начальное статическое сопротивление; e — основание натуральных логарифмов. R_0 измеряется при малой напряженности поля. Оно зависит от температуры, как и сопротивление ПТР, но коэффициент B температурной характеристики значительно меньше, чем у ПТР.

Как правило, режим работы варистора выбирается таким, что рассеиваемая мощность мала и превышением температуры рабочего тела можно пренебречь. В связи с этим коэффициент рассеяния для варистора не задается. Система параметров содержит: статическое сопротивление R , измеренное при номинальном напряжении $U_{ном}$ и некоторой известной температуре T_{01} , начальное сопротивление R_{01} при той же температуре, начальное сопротивление R_{02} при температуре T_{02} . Начальное сопротивление подсчитывается по результатам измерения тока через варистор при падении напряжения на нем около $0,1 U_{ном}$. Номинальным напряжением $U_{ном}$ считается напряжение, превышение которого на 20 % еще не вызывает заметного разогрева варистора.

При расчете ВАХ пользуются значением постоянной нелинейности a , подсчитанным по формуле

$$a = (1/\sqrt{U_{ном}}) \ln (R_{01}/R).$$

Зависимость постоянной нелинейности от температуры пренебрегают. Если требуется построить семейство ВАХ при нескольких температурах T_0 , достаточно рассчитать кривую $W = U e^{a\sqrt{U}}$ (изображена в третьем квадранте на рис. 5.5) и провести прямые IR_{01} , IR_{02} , ..., IR_{0n} , соответствующие заданным значениям температуры T_{01} , T_{02} , ..., T_{0n} , как это

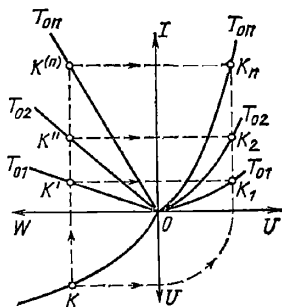


Рис. 5.5. Построение семейства ВАХ варистора

показано во втором квадранте рис. 5.5. Построение искомого ВАХ ясно на примере точек K_1, K_2, \dots, K_n .

Варисторы выпускаются серийно. В каталогах указываются $U_{\text{ном}}$, соответствующий ему ток $I_{\text{ном}}$ и коэффициент нелинейности β , равный отношению статического сопротивления к дифференциальному в точке с координатами $(U_{\text{ном}}, I_{\text{ном}})$. По этим параметрам можно найти приближенные значения a и R_0 :

$$a = \frac{2(\beta - 1)}{\sqrt{U_{\text{ном}}}}; \quad R_0 = \frac{U_{\text{ном}}}{I_{\text{ном}}} e^{2(\beta - 1)}.$$

Позисторами часто называют терморезисторы с положительным температурным коэффициентом сопротивления, достигающим $0,6^\circ\text{C}^{-1}$ и более. В качестве материала для позисторов используется титанато-бариевая керамика с примесями редкоземельных элементов. В определенной области температур этот материал переходит из сегнетоэлектрического в параэлектрическое состояние. При этом наблюдается аномальная температурная зависимость удельного сопротивления. Температурная характеристика позистора (рис. 5.6, а) имеет точки экстремума, которые делят ее на

три участка, отличающиеся знаком ТКР. В диапазоне температур от T_A до T_B сопротивление позистора возрастает в 3—4 тысячи раз. Ширина этой области составляет несколько десятков градусов, а ее положение зависит от материала. В области низких температур ($T < T_A$), а также в области высоких температур ($T > T_B$) температурная характеристика позистора может быть описана тем же выражением, что и температурная характеристика ПТР.

Статическая ВАХ позистора при низких температурах может иметь точки максимума напряжения и тока M_1 и M (рис. 5.6, б). Обычно область рабочих температур не захватывает значений, соответствующих повышенному отрицательному ТКР, и ВАХ не имеет максимума по напряжению. Нелинейность ВАХ позистора обусловлена не только температурой, но и напряженностью электрического поля — он является одновременно терморезистором и варистором. Его «варисторные» характеристики можно наблюдать на экране осциллографа, если питать позистор переменным напряжением, период которого на порядок меньше тепловой постоянной времени. Эти характеристики имеют вид экспоненты, изменяющейся в зависимости от температуры. Поскольку в рабочем интервале температур сопротивление меняется на несколько порядков, постоянная нелинейности a в выражении ВАХ варистора также существенно зависит от температуры (рис. 5.6, г).

В отличие от ПТР, для семейства ВАХ которого изотермами являются лучи, проходящие через начало координат (см. рис. 5.3), точки семейства ВАХ позистора, соответствующие одинаковым значениям температуры рабочего тела, лежат на экспонентах с параметрами R_0 и a , соответствующими данному значению температуры.

Тензорезистором называется прибор, сопротивление которого меняется в зависимости от деформации.

Зависимость относительного изменения сопротивления тензорезистора от вызвавшей его относительной деформации называют деформационной характеристикой: $\Delta R/R = S(\Delta l/l)$. Здесь S — коэффициент тензочувствительности; R — номинальное сопротивление, т.е. сопротивление ненагруженного тензорезистора, измеренное при температуре $T_0 = 293$ К. Коэффициент тензочувствительности определяется свойствами материала.

Для оценки пригодности материала для тензорезисторов пользуются постоянной эластосопротивления $m = (\Delta \rho / \rho) : (\Delta l / l)$, где ρ — удельное сопротивление материала. Полупроводниковые материалы, используемые для изготовления тензорезисторов, обладают постоянной эластосопротивления на два порядка большей, чем нихром и никель, используемые для металлических тензорезисторов. Например, сурьмянистый индий n -типа имеет $m = -226$, а тот же материал с дырочной проводимостью $m = +212$. Изменение знака тензочувствительности в зависимости от типа проводимости материала является важным свойством полупроводниковых тензорезисторов.

Для изготовления полупроводниковых тензорезисторов пользуются монокристаллами,

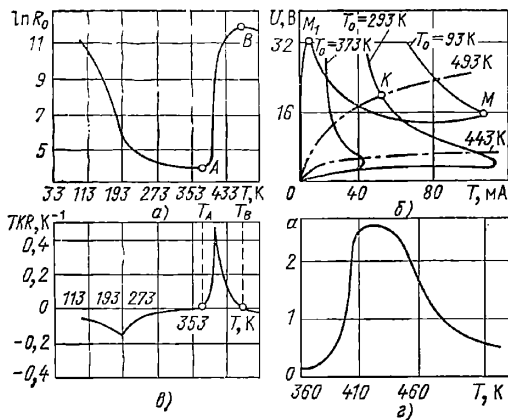


Рис. 5.6. Характеристика позистора:

а — температурная; б — ВАХ; в — зависимость ТКР от температуры; г — зависимость постоянной нелинейности от температуры

из которых вырезают пластины нужной формы; игольчатыми кристаллами, полученными выращиванием из газовой фазы; эпитаксиальными пленками и дендритными лентами.

Практически все полупроводниковые тензорезисторы термочувствительны. Температурная характеристика тензорезистора представляет собой зависимость от температуры сопротивления R , измеренного при отсутствии механической деформации и токе, не вызывающем заметного разогрева рабочего тела. Знак ТКР может быть как положительным, так и отрицательным. Коэффициент тензочувствительности также зависит от температуры. Температурная зависимость коэффициента тензочувствительности $S = f(T)$ нелинейна. При малых изменениях температуры эту зависимость заменяют линейной:

$$\Delta S = -\gamma (T - T_0) S_0,$$

где ΔS — абсолютное приращение коэффициента тензочувствительности, вызванное приращением температуры; S_0 — коэффициент тензочувствительности при температуре T_0 ; γ — температурный коэффициент тензочувствительности.

Статическая ВАХ ненагруженного тензорезистора зависит от условий теплообмена с окружающей средой (коэффициента рассеяния b) и от его температурной характеристики. Например, если температурная характеристика имеет вид, показанный на рис. 5.7, а, то при температуре среды T_0 , лежащей в интервале $T_m < T_0 < T_M$, точки ВАХ лежат в области, ограниченной лучами R_M и $R_{\text{доп}}$ (рис. 5.7, в). На луче R_M лежит точка перегиба P , которая отделяет участок ВАХ, соответствующий положительному ТКР, от участка, соответствующего отрицательному ТКР. Увеличение температуры среды сопровождается смещением точки перегиба по лучу R_M к началу координат, а увеличение коэффициента рассеяния — от начала координат.

Под действием деформации ВАХ смещается в соответствии с деформационной характеристикой. Например, при положительном коэффициенте тензочувствительности ВАХ

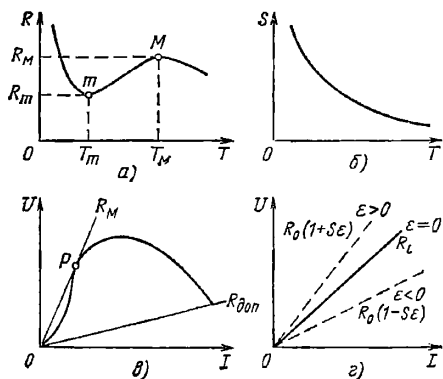


Рис. 5.7. Характеристики тензорезистора:

а — температурная; б — зависимость коэффициента тензочувствительности от температуры; в — ВАХ ненагруженного тензорезистора; г — начальный участок ВАХ нагруженного тензорезистора

нагруженного тензорезистора смещается, как показано на рис. 5.7, г, где $\varepsilon = \Delta l/l$.

Преимущества полупроводниковых тензорезисторов наиболее полно реализуются в интегральных чувствительных элементах, где кристаллическая решетка тензорезистора является продолжением решетки упругого элемента. В зависимости от используемой технологии такие чувствительные элементы делятся на диффузионные и гетероэпитаксиальные. Первые выполняются в виде упругого элемента из полупроводника с диффузионными тензорезисторами в приповерхностном слое. Вторые имеют упругий элемент из диэлектрика, например сапфира, на поверхности которого эпитаксиально выращены кремниевые тензорезисторы.

Магниторезистор — резистор, основное свойство которого заключается в способности изменять сопротивление при изменении воздействующей на него магнитной индукции. Принцип действия магниторезистора основан на использовании эффекта Гаусса, заключающегося в изменении сопротивления проводника с током при внесении его в магнитное поле. Изменение сопротивления полупроводниковой пластины с n -электропроводностью, помещенной в магнитное поле, происходит в результате того, что удлиняется путь, проходимый электронами. Удлинение пути электронов вызвано действием силы Лоренца.

Отношение сопротивления магниторезистора R_B при определенном значении магнитной индукции к сопротивлению R_0 при отсутствии магнитного поля называют магниторезистивным отношением. Магниторезистивное отношение зависит от магнитной индукции. Пример такой зависимости при комнатной температуре показан на рис. 5.8, б.

Магнитная чувствительность магниторезистора $S_M = \Delta R/\Delta B$ зависит от магнитной индукции и температуры.

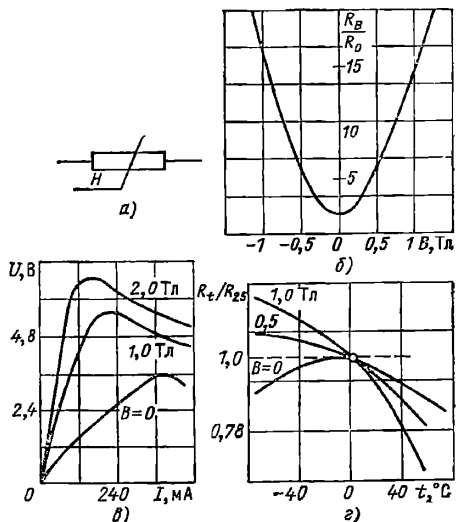


Рис. 5.8. Магниторезистор:

а — обозначение; б — зависимость магниторезистивного отношения от индукции; в — пример ВАХ; г — температурная зависимость относительного сопротивления

Пример ВАХ магниторезистора показан на рис. 5.8, в. Появление участка отрицательного дифференциального сопротивления обусловлено изменением роли подвижности и концентрации носителей: при 230—320 К изменение удельного сопротивления обусловлено главным образом изменением подвижности носителей, а при более высоких температурах — их концентрацией.

На рис. 5.8, г приведен пример температурных характеристик магниторезистора при нескольких значениях индукции, сопротивление дано в относительных единицах.

Фоторезистором называют полупроводниковый прибор, сопротивление которого меняется под действием света. Принцип действия фоторезистора основан на внутреннем фотоэффекте, который заключается в перераспределении электронов по энергетическим состояниям, происходящем в конденсированных средах при поглощении света. Толщина рабочего тела фоторезистора обычно соизмерима с глубиной проникновения света в полупроводник. Для обеспечения необходимой механической прочности служит подложка из материала с хорошими диэлектрическими свойствами.

Сопротивление затемненного фоторезистора является функцией температуры. Зависимость темнового сопротивления от температуры называют температурной характеристикой фоторезистора. Знание этой характеристики необходимо для расчета устройств с фоторезисторами. У некоторых типов фоторезисторов температурная характеристика аналогична температурной характеристике ПТР и ТКР того же порядка. Однако ВАХ фоторезистора линейна, поскольку допустимое для фоторезистора напряжение обычно недостаточно для того, чтобы вызвать заметный разогрев рабочего тела. Под действием света ВАХ изменяет свой наклон к оси токов. При фиксированном падении напряжения на фоторезисторе ток через него под действием света получает приращение I_Φ , которое называют фототоком.

Реакция фоторезистора dU_λ на монохроматический лучистый поток называют монохроматической чувствительностью $S_\lambda = dU_\lambda / d\Phi_\lambda$, которая изменяется в зависимости от длины волны падающего на фоторезистор лучистого потока Φ_λ , достигая наибольшего значения на определенной длине волны λ_m , называемой длиной волны максимальной чувствительности. Обычно пользуются понятием относительной монохроматической чувствительности. Зависимость этой величины от длины волны называют спектральной характеристикой (рис. 5.9, г). Интегральной чувствительностью S называют меру реакции фотоприемника на сложный лучистый поток: $S = U/\Phi$, где U — реакция приемника; Φ — сложный лучистый поток. Чтобы при расчетах исключить зависимость чувствительности от питающего напряжения, пользуются понятием удельной чувствительности

$$S_{уд} = S/U_{пит}.$$

Удельная интегральная чувствительность зависит от температуры: с повышением температуры она уменьшается.

Инерционность фоторезистора характеризуют постоянной времени — временем, в течение которого фототок при освещении или затемнении фоторезистора изменяется в e раз. Измерение постоянной времени делается при определенных условиях (освещенность 200 лк, температура среды 20 °С, сопротивление

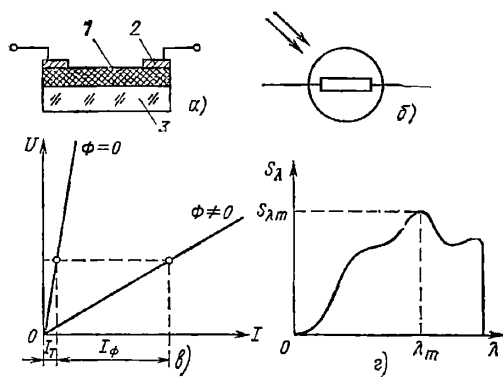


Рис. 5.9. Фоторезистор:

а — устройство; б — условное обозначение; в — рабочий участок ВАХ; г — спектральная характеристика

нагрузки 1 кОм). Различают постоянные времени нарастания τ_n и спада $\tau_{сп}$. Постоянная времени уменьшается с ростом освещенности и температуры. Численные значения постоянных времени различных фоторезисторов — от десятков микросекунд до десятков миллисекунд.

Уровнем собственных шумов называют наибольшее за конечный промежуток времени амплитудное значение флуктуаций напряжения, получающееся на нагрузке приемника при отсутствии облучения. Оцениваются шумы по их среднеквадратичному значению. Уровнем шумов определяется пороговый поток, под которым понимают минимальный световой поток, обуславливающий появление на фоторезисторе сигнала, вдвое превышающего уровень его шумов.

Допустимая рассеиваемая на фоторезисторе мощность определяется из уравнения теплового баланса при температуре рабочего тела, равной допустимому значению.

5.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Возможность деформировать ВАХ полупроводникового диода, воздействуя на него изменением температуры, освещенности, магнитного поля и механического напряжения, лежит в основе использования этого прибора в качестве чувствительного элемента в преобразователях соответствующих физических величин. Конструктивно такой чувствительный элемент представляет собой монокристалл, в котором существуют граничащие друг с другом области электронной и дырочной электропроводности, снабженные невыпрямляющими контактами, к которым присоединены выводы, необходимые для включения в схему

(рис. 5.10, а). Объем полупроводника, разграничивающий области электронной и дырочной электропроводности, имеющий пониженную концентрацию носителей зарядов, называют электронно-дырочным переходом или *p-n* переходом.

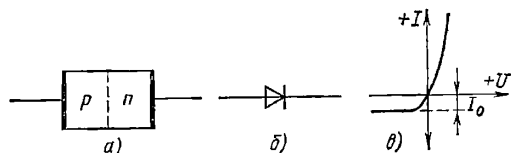


Рис. 5.10. Полупроводниковый диод:
а — структура; б — обозначение; в — ВАХ

ВАХ *p-n* перехода описывается выражением

$$I = I_0 (e^{qU/kT} - 1),$$

где I_0 — ток насыщения; q — заряд электрона; U — внешнее напряжение; T — температура, К; k — постоянная Больцмана. При комнатной температуре $kT/q = 0,025$ В, следовательно, при отрицательном напряжении ток достигает насыщения уже при напряжении порядка десятых долей вольта, а при положительных напряжениях в сотни тысяч раз больших. В первом случае диод считают запертым (через него протекает обратный ток), во втором — открытым (протекает прямой ток).

С ростом температуры обратный ток возрастает по экспоненциальному закону. Зависимость статического сопротивления, измеренного при фиксированном обратном напряжении, от температуры достаточно точно описывается выражением температурной характеристики ПТР. Для расчета температурной характеристики диода достаточно располагать двумя значениями обратного тока, I_{01} и I_{02} , измеренными при падении напряжения на диоде $U = -1$ В и двух известных значениях температуры T_1 и T_2 . Коэффициенты температурной характеристики B и R_∞ выражаются через эти величины:

$$B = \frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \ln \frac{I_{02}}{I_{01}}; \quad R_\infty = \frac{1}{I_{01}} e^{-B/T_1}.$$

Температурная характеристика диода, описывающая зависимость обратного тока от температуры, может быть представлена выражением

$$I_0 = I_{01} e^{(B/T_1 - B/T)}.$$

Германиевые диоды превосходят по термочувствительности лучшие образцы ПТР: коэффициент B диодов составляет примерно 8000 К, что примерно вдвое больше, чем у наиболее чувствительных ПТР.

При достаточно большом обратном напряжении ток $I_{обр}$ превышает ток насыщения на некоторую величину I_T , т. е. $I_{обр} = I_0 + I_T$ (рис. 5.11). Ток I_T обусловлен главным образом возникновением свободных носителей за счет тепловой энергии. Зависимость термогенерационной составляющей тока от приложенного к диоду обратного напряжения имеет тот же характер, что и ВАХ ПТР. Это позволяет пользоваться схемой замещения (рис. 5.12), состо-

ящей из источника тока I_0 и ПТР R_T , включенных параллельно. Ток I_0 определяется температурой окружающей среды $T_{окр}$ и может быть найден по температурной характеристике диода. Ток через ПТР I_T определяется температурой рабочего тела диода. Он может быть найден из уравнения энергетического баланса,

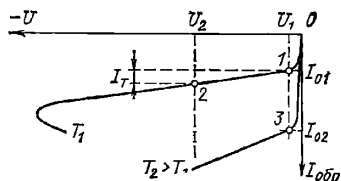


Рис. 5.11. ВАХ диода, включенного в направлении заштрихован

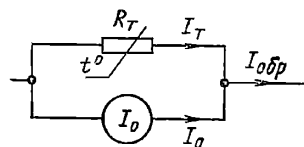


Рис. 5.12. Схема замещения диода при обратном включении

если известны коэффициент рассеяния b и температурная характеристика ПТР, входящего в схему замещения. Коэффициент B в температурных характеристиках обоих элементов схемы замещения одинаков, а параметром R_1 температурной характеристики ПТР, входящего в схему замещения, является дифференциальное сопротивление диода при температуре T_1 , которое для линейного участка ВАХ (рис. 5.11) подсчитывается через координаты точек 1 и 2:

$$R_1 = (U_2 - U_1)/I_T \approx U_2/I_T.$$

Если коэффициент рассеяния мал, т. е. не обеспечен достаточный теплоотвод от *p-n* перехода, разогрев его обратным током может привести к образованию на его ВАХ участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 5.11). Расчет такой ВАХ не отличается от расчета ВАХ ПТР, описанного выше.

Прямая ветвь ВАХ диода менее чувствительна к изменению температуры, так как термогенерационная составляющая не оказывает существенного влияния на прямой ток. Однако при изменении температуры прямая ветвь также смещается. Если поддерживать прямой ток $I_{пр}$ неизменным, то падение напряжения уменьшается с ростом температуры по линейному закону. Зависимость прямого тока германиевого диода от температуры может иметь более сложный характер, чем температурная зависимость обратного тока. При малых прямых токах, когда почти все внешнее напряжение приложено к *p-n* переходу, температурный коэффициент тока положительный. При больших прямых токах основную роль играет сопротивление кристалла диода. Увеличение его температуры за счет разогрева током вызывает уменьшение подвижности электронов и дырок. Поэтому падение напря-

жения на диоде при больших токах с ростом температуры может возрасти. В качестве термочувствительного элемента полупроводниковый диод, смещенный в прямом направлении, представляет интерес при малых токах. В этом режиме прямая ветвь ВАХ p - n перехода достаточно точно аппроксимируется степенной функцией вида $U = aI^\alpha$, где a и α — постоянные коэффициенты. Для расчета ВАХ при любой заданной температуре среды достаточно располагать результатами измерения падения напряжения на диоде при двух значениях температуры T_1 и T_2 и двух фиксированных значениях прямого тока I_1 и I_2 , т. е. координатами точек 1—4 семейства ВАХ, показанных на рис. 5.13. По этим данным строят линейные зависимости $U = f(T)$ при токах I_1 и I_2 , с помощью которых находят координаты точек M и N искомой ВАХ при заданной температуре T_K (рис. 5.13). Остальные

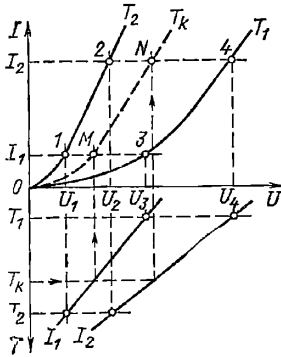


Рис. 5.13. Расчет прямой ветви ВАХ термодиода при заданной температуре

точки находят, пользуясь аналитическим выражением ВАХ, предварительно подсчитав по координатам точек M и N постоянные коэффициенты:

$$\alpha = \frac{\ln(U_1/U_2)}{\ln(I_1/I_2)}; \quad a = \frac{U_2 - U_1}{I_2^\alpha - I_1^\alpha}.$$

Диоды, используемые в качестве термочувствительных элементов, называют *термодиодами*. Промышленность не выпускает специально предназначенных для этой цели диодов, и разработчики средств автоматики применяют серийные приборы. Если при разработке возникают требования к инерционности чувствительного элемента, которым серийный диод не соответствует, пользуются бескорпусными приборами, на базе которых создают специальную конструкцию чувствительного элемента.

Фотодиод представляет собой открытую для доступа света пластинку полупроводника, в которой имеются области электронной и дырочной электропроводности, разделенные p - n переходом. Электронная и дырочная области снабжены невыпрямляющими контактами, к которым присоединены выводы, необходимые для включения фотодиода в схему (рис. 5.14, а).

Затемненный фотодиод не отличается от рассмотренного выше полупроводникового

диода, и для него справедливы те же соотношения. Обратный ток в этом случае называют темновым током.

Под действием света, падающего на поверхность полупроводника, в последнем образуются пары электрон—дырка. Несобственные носители диффундируют в область p - n пере-

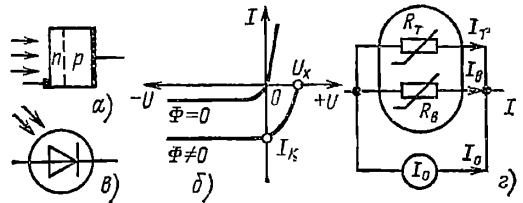


Рис. 5.14. Фотодиод:

а — структура; б — ВАХ; в — обозначение; г — схема замещения

хода, втягиваются его полем и выбрасываются в область, расположенную за переходом, образуя в ней заряд.

ВАХ фотодиода описывается выражением

$$I = I_0(e^{qU/kT} - 1) - I_\Phi,$$

где I_Φ — фототок, т. е. ток, созданный носителями, возбужденными светом; I — ток во внешней цепи.

Фототок связан линейной зависимостью со световым потоком Φ : $I_\Phi = k\Phi$, где k — чувствительность фотодиода.

При $U < 0$ и $\Phi \neq 0$ экспоненциальный член в выражении ВАХ значительно меньше единицы, следовательно, $I = -I_0 - I_\Phi$, а ВАХ фотодиода, включенного в направлении запирающего, смещается параллельно темновой ВАХ (рис. 5.14, б). Разогрев фотодиода протекающим через него фототоком I_Φ влечет за собой увеличение термогенерационной составляющей обратного тока I_T . На схеме замещения фотодиода (рис. 5.14, г) это обстоятельство учтено объединением ПТР R_T и нелинейного сопротивления R_Φ , ВАХ которого описывается выражением $I_\Phi = k\Phi$, в схему подогревного ПТР. Поскольку ПТР R_T и его подогреватель R_Φ , входящие в схему замещения, физически представляют собой одно рабочее тело фотодиода, температура ПТР не отличается от температуры подогревателя и связана с рассеиваемой на нем мощностью уравнением теплового баланса $UI_\Phi = b(T - T_0)$.

Для построения ВАХ фотодиода достаточно найти координаты двух ее точек, поскольку этот прибор используется в режимах, соответствующих линейному участку ВАХ. Одна точка берется на оси токов, т. е. соответствует температуре среды T_0 , а вторая — соответствует разогреву рабочего тела до наибольшей температуры $T_{доп}$, которая допустима для данного полупроводникового прибора. Учитывая, что ПТР R_T используется здесь в линейном режиме, составляющую тока I_T можно определять непосредственно по температурной характеристике $I_0 = f(T)$.

Техника расчета ВАХ сводится к следующему. По температурной характеристике определяют ток I_0 при температурах T_0 и $T_{доп}$ (рис. 5.15, а); подсчитывают ток $I_\Phi = k\Phi$, соответствующий заданному значению светового

го потока Φ_1 (рис. 5.15, б). Суммированием токов I_0 и $I_{\Phi 1}$ находят ординату точки 1 исходной ВАХ (рис. 5.15, в). Ординату точки 2, соответствующей разогреву до $T_{доп}$, получают суммированием трех слагаемых: I_0 , $I_{\Phi 1}$ и I_T ; абсциссу этой точки U_2 подсчитывают из уравнения теплового баланса.

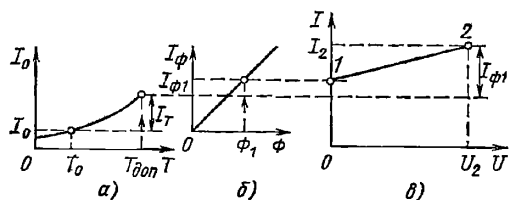


Рис. 5.15. Расчет ВАХ фотодиода:

а, б — исходные температурная и световая характеристики; в — ВАХ

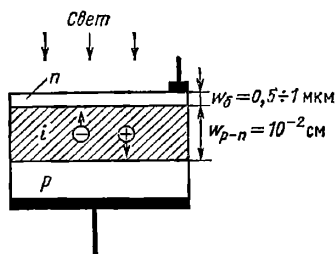


Рис. 5.16. Структура p-i-n фотодиода

Инерционность фотодиода обусловлена главным образом процессами, связанными с разделением полем p-n перехода пар электронов — дырок, возникающих при поглощении излучения. Если излучение поглощается в базе, инерционность ограничивается временем диффузии носителей от зоны их генерации до p-n перехода; при поглощении в обедненном слое фотодиода — временем их дрейфа через обедненный слой. Уменьшение толщины базы с целью сокращения времени пролета целесообразно до 10 мкм. При такой толщине базы в кремниевом фотодиоде оно составляет около 10^{-7} с. Меньшую инерционность имеют фотодиоды со структурой p-i-n (рис. 5.16). Здесь излучение поглощается в i-области, являющейся областью пространственного заряда. Удельное сопротивление собственного кремния (i-область) в 10^6 — 10^7 раз превышает сопротивление легированных областей n- и p-типа. Это обеспечивает высокую электрическую прочность i-области и возможность создавать в ней за счет внешнего смещения большие напряженности электрического поля, благодаря чему время пролета снижается до 10^{-9} с. Собственная емкость такого диода мала благодаря значительной толщине области пространственного заряда. Соответственно мало произведение RC. Например, при площади p-n перехода $2 \cdot 10^4$ см² $RC = 10^{-11}$ ÷ 10^{-12} с.

Повышение чувствительности фотодиодов может быть достигнуто за счет использования лавинного механизма усиления фотоносителей в p-n переходе. Такие фотодиоды называют лавинными.

Диоды с большим отношением длины базы к длине диффузионного смещения, открытые для действия света, называют *фотомагнитодиодами*.

ВАХ фотомагнитодиода существенно зависит от магнитной индукции и освещенности, а также от температуры. В магнитном поле

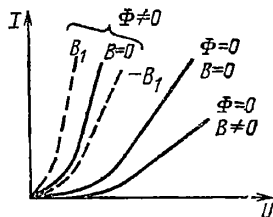


Рис. 5.17. ВАХ фотомагнитодиода

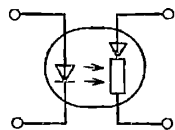


Рис. 5.18. Оптопара с фотомагнитодиодом

проводимость диода уменьшается вследствие уменьшения подвижности неосновных носителей и прямая ветвь ВАХ отклоняется в сторону оси напряжений. Освещение фотомагнитодиода оказывает противоположное влияние на ВАХ (рис. 5.17).

Чувствительность фотомагнитодиода к магнитному полю на 2—3 порядка выше, чем чувствительность датчиков Холла и магнитоисторов. Она составляет около 10^4 мВ/(мА × Тл). Если фотомагнитодиод освещен ($\Phi \neq 0$), то при его помещении в постоянное магнитное поле ток через фотомагнитодиод получит приращение, знак которого зависит от направления магнитного поля (рис. 5.17).

Преимущество фотомагнитодиода перед магнитодиодом (аналогичный прибор, но защищенный от действия света) в том, что наличие оптического входа расширяет функциональные возможности этого чувствительного элемента. В частности, воздействуя светом, можно компенсировать температурную погрешность, когда фотомагнитодиод используется в качестве чувствительного элемента к магнитному полю. Эта задача решается просто, если фотомагнитодиод используется совместно со световызлучающим диодом в гибридной интегральной схеме, представляющей собой оптопару (рис. 5.18).

Тензодиод — это полупроводниковый диод, в котором используется изменение ВАХ под действием механической деформации.

При механической деформации происходит изменение ширины запрещенной зоны полупроводника и соответственно изменяется высота потенциального барьера p-n перехода. Коэффициент тензочувствительности тензодиода к всестороннему давлению достигает нескольких сотен.

В качестве тензоэлектрических полупроводниковых приборов можно применять туннельные диоды, крутизна ВАХ которых на отдельных участках зависит от деформации. Преимущество туннельных диодов — слабая зависимость тензочувствительности и сопротивления от температуры.

Тензодиоды можно использовать для измерения малых давлений [5.13]

5.4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ МНОГОСЛОЙНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Термотранзистор представляет собой два противоположно направленных $p-n$ перехода, которые объединены таким образом, что одна из областей оказывается общей. Если объединены p -области этих переходов, транзистор имеет структуру $p-n-p$. Объединение n -областей дает структуру $p-n-p$. Одна из внешних областей называется эмиттером, другая — коллектором. Средняя область называется базой.

При включении термотранзистора в качестве двухполусника в схемах рис. 5.19, *а* и *б* используется только один из $p-n$ переходов и свойства прибора не отличаются от свойств термодиода. При включении термотранзистора по схеме со свободной базой (рис. 5.19, *в*) обратный ток коллекторного перехода оказывается значительно больше обратного тока коллектора при той же температуре и включении по схеме со свободным эмиттером. Зависимость обратного тока в схеме со свободной базой от температуры описывается тем же выражением, что и температурная характеристика диода. Коэффициент B температурной характеристики у транзисторов несколько выше, чем у диодов. Например, у германиевых транзисторов он достигает 12 000 К.

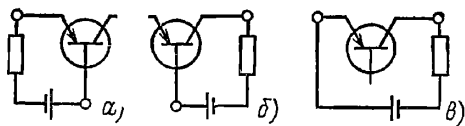


Рис. 5.19. Включение термотранзистора как двухполусника:

а — со свободным коллектором; *б* — со свободным эмиттером; *в* — со свободной базой

Термотранзистор может использоваться как четырехполусник в схемах включения с общей базой, эмиттером или коллектором.

Для оценки транзистора как термочувствительного элемента и для расчета преобразователей с ним используются следующие параметры: коэффициент температурной характеристики B , который рассчитывается по результатам измерения тока I_0 при двух температурах; допустимая температура $T_{доп}$; коэффициент рассеяния b ; коэффициент передачи тока.

Расчет выходной характеристики при заданной температуре может быть выполнен по той же методике, что и расчет ВАХ фотодиода (см. рис. 5.15). Но вместо тока I_f роль тока подогревателя в схеме замещения (см. рис. 5.14, *г*) выполняет ток, равный произведению коэффициента передачи тока для данной схемы включения на входной ток. Например, для схемы включения с общим эмиттером это будет $h_{21э}I_0$.

В качестве термотранзисторов используют серийные транзисторы, а также специальные конструкции, выполняемые на базе бескорпусных транзисторов.

Термотранзисторы могут применяться в диапазоне температур от -200 до $+200$ °С.

Этот диапазон при разработке специальных типов может быть расширен в сторону низких температур до нескольких градусов Кельвина, а в сторону высоких температур до 400 °С. Стабильность при комнатной температуре высока и составляет у некоторых типов германиевых транзисторов менее 0,03 °С/год, а при 100 °С стабильность тех же транзисторов 0,06 °С/год. Стабильность кремниевых транзисторов достигает 0,1 °С/год. На базе термотранзисторов могут строиться электротермометры, точность которых достигает сотых долей градуса; высокочастотные регуляторы температуры и термореле; устройства для из-

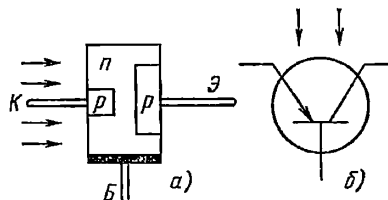


Рис. 5.20. Фототранзистор:
а — структура; *б* — обозначение

мерения разности температур, а также для измерения различных физических параметров (теплопроводности, скорости потоков и др.).

Фототранзистор представляет собой монокристалл германия или кремния с тремя областями, имеющими различный характер проводимости и разделенными $p-n$ переходами, причем базовая область доступна для действия света (рис. 5.20, *а*). Затемненный фототранзистор ведет себя как термотранзистор. Под действием света в базовой области образуются пары электрон — дырка. Если транзистор включен по схеме со свободной базой, то $I_k = I_0 + I_f + I_{\phi}$, где I_{ϕ} — фототок. Возникновение фототока обусловлено изменением заряда в базовой области за счет остающихся в ней основных неравновесных носителей после разделения полями эмиттерного и коллекторного переходов, образовавшихся под действием света пар электрон — дырка. В результате увеличивается ток, инжектируемый в базу из эмиттерной области, и соответственно увеличивается ток во внешней цепи на $I_{\phi} = k\Phi$. Здесь k — токовая чувствительность фототранзистора, значение которой существенно превышает чувствительность фотодиода благодаря внутреннему усилению.

При включении фототранзистора по схеме с общим эмиттером коллекторный ток получает дополнительное приращение, равное $h_{21э}I_{\phi}$, где $h_{21э}$ — коэффициент передачи тока. При расчете электрических цепей с фототранзисторами оптический входной сигнал Φ можно заменять эквивалентным электрическим сигналом $I'_{\phi} = k\Phi/h_{21э}$, т. е. рассматривать фототранзистор как обычный транзистор, на вход которого подан ток $I'_{\phi} = I_{\phi} + I'_{\phi}$.

Наличие у фототранзистора электрического и оптического входов позволяет осуществлять суммирование оптического и электрического входных сигналов. Электрический вход используется для создания необходимого сме-

нения, для термостабилизации схемы, для модуляции.

Фототранзисторы обладают значительным уровнем шумов. Для оценки порога чувствительности пользуются световым эквивалентом шума $\Phi_{св} = I_{ш}/k$. Так, если $I_{ш} = (10 \div 200) \times 10^{-9}$ А, а чувствительность $k = 0,2$ А/лм, то $\Phi_{св} = (50 \div 1000) \cdot 10^{-9}$ лм. Инерционность фототранзисторов составляет сотни микросекунд.

Термотиристор представляет собой четырехслойную полупроводниковую структуру (рис. 5.21, а), предназначенную для использования в качестве термочувствительного элемента. В зависимости от полярности прило-

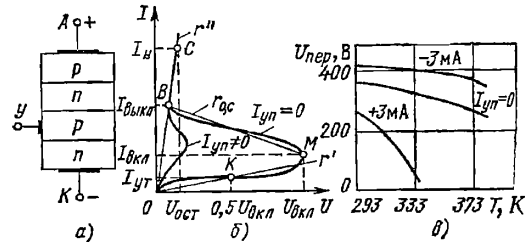


Рис. 5.21. Термотиристор:

а — структура; б — прямая ветвь ВАХ; в — пример температурной характеристики

женного к такой структуре напряжения один или два n - p перехода смещены в направлении запирания. Направление тока в первом случае считается прямым, во втором — обратным. В качестве термочувствительного элемента прибор используется в прямом включении.

Прямая ветвь ВАХ тиристора (рис. 5.21, б) имеет четыре характерные точки М, В, С, К, координаты которых являются основными статическими параметрами тиристора. Все они зависят от температуры. Основной температурной характеристикой тиристора является зависимость напряжения включения от температуры $U_{вкл} = f(T)$. При достижении $U_{вкл}$ напряжением, приложенным к тиристорному прибору, прибор переключается в проводящее состояние. Свойства тиристора в проводящем состоянии оцениваются координатами точки С его ВАХ: I_n — номинальный ток (максимально допустимый ток), $U_{ост}$ — остаточное напряжение. Нижняя граница участка ВАХ, соответствующего проводящему состоянию, задается током выключения. При снижении анодного тока до тока выключения прибор переходит в запертое состояние. Зависимость тока выключения от температуры $I_{выкл} = f(T)$ является второй важной температурной характеристикой термотиристора. Запертое состояние тиристора характеризуется током утечки $I_{ут}$, который протекает через него при напряжении, равном $0,5 U_{вкл}$.

Пользуясь основными параметрами тиристора, можно представить его ВАХ в виде трех отрезков прямых (рис. 5.21, б), наклон которых определяется сопротивлениями: $r' = U_{вкл}/2I_{ут}$; $r_{0,c} = U_{вкл}/(I_{выкл} - I_{вкл})$; $r'' = U_{ост}/I_n$. Значения этих сопротивлений: $r' = 10^5 \div 10^6$ Ом; $r_{0,c} = (16 \div 80) \cdot 10^3$ Ом; $r'' = 1 \div 3$ Ом.

Третий электрод тиристора является управляющим. Подавая на него напряжение, можно изменять напряжение включения. При прямом направлении тока $I_{уп}$ происходит уменьшение $U_{вкл}$. При достижении управляющим током некоторой величины $I_{уп,c}$, которую называют током спрямления, участок отрицательного дифференциального сопротивления $r_{0,c}$ перестает существовать и ВАХ тиристора вырождается в прямую ветвь ВАХ диода. Управляющий ток и его направление сказываются на температурной характеристике тиристора. Пример таких характеристик показан на рис. 5.21, в.

Температурная чувствительность термотиристора по напряжению достигает 20 В/°С. Параметры тиристора имеют большой технологический разброс, и для расчета устройств с такими термочувствительными элементами приходится пользоваться характеристиками конкретного образца. Методика расчета характеристик по данным нескольких контрольных замеров дана в [5.9].

В качестве термотиристора можно использовать серийные переключающие тиристоры. Преимущество термотиристора перед другими термочувствительными элементами — возможность непосредственного управления большими токами в нагрузке.

Четырехслойный полупроводниковый переключающий прибор, управляемый светом, называют *фототиристором*. Одна из возможных структур фототиристора показана на рис. 5.22. В затемненном состоянии свойства фото-

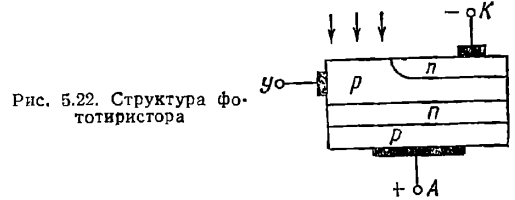


Рис. 5.22. Структура фототиристора

тиристора аналогичны свойствам термотиристора. При освещении полупроводника базы p происходит генерация пар электронов — дырок. Возникшие у поверхности электроны диффундируют к центральному переходу и, будучи неосновными носителями в области p , под действием поля запертого перехода втягиваются в область n . Воздействие первичного фототока на p - n - p - n структуру имеет тот же результат, что и воздействие управляющего электрода: уменьшается напряжение включения. Зависимость напряжения включения от светового потока $U_{вкл} = f(\Phi)$ называют характеристикой управления фототиристора. Эта характеристика может быть описана выражением

$$U_{вкл} = U_{вкл0} e^{-B(\Phi - \Phi_{пор})/\Phi_{спр}},$$

где $U_{вкл0}$ — напряжение включения при $\Phi = 0$; $\Phi_{спр}$ — световой поток, при котором происходит спрямление ВАХ; $\Phi_{пор}$ — минимальный поток, вызывающий переключение; Φ — текущее значение светового потока; B — постоянный коэффициент.

Параметры $U_{вкл0}$, $\Phi_{пор}$, $\Phi_{спр}$ зависят от температуры.

5.5. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ГЕНЕРАТОРНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Полупроводниковая термопара состоит из стержней с разным характером электропроводности (типа p и типа n), соединенных металлическим мостиком (рис. 5.23, а).

Термопара может использоваться в двух режимах: термогенератора и теплового насоса. В режиме термогенератора термопара работает без внешнего источника (рис. 5.23, а). При наличии перепада температур $\Delta T = T_r - T_x$ возникает термо-ЭДС $E = \alpha(T_r - T_x)$, где α — коэффициент термо-ЭДС; T_r , T_x — температуры горячего и холодного спаев. В режиме теплового насоса¹ термопара используется с внешним источником питания (рис. 5.23, б). При прохождении через термопару тока в направлении, показанном на рисунке, верхним спаем будет поглощаться некоторое количество теплоты, пропорциональ-

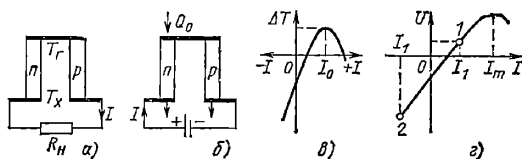


Рис. 5.23. Полупроводниковая термопара:

а — включение в режиме термогенератора; б — включение с внешним источником питания; в — тепловая характеристика; г — ВАХ

ное току I (теплота Пельтье): $Q_0 = PI$, где P — коэффициент Пельтье. Теплота Пельтье передается по стержням термопары ко второму спаю (горячий спай), в результате чего между холодным и горячим спаями устанавливается перепад температур ΔT . Выражение, описывающее зависимость перепада температур от тока, называют тепловой характеристикой:

$$\Delta T = \frac{rZ}{\alpha^2} (PI - 0,5I^2r - Q_0),$$

где r — сопротивление термопары; Z — коэффициент эффективности материала; Q_0 — теплота, поступающая на холодный спай из окружающей среды (тепловая нагрузка). Тепловая характеристика (рис. 5.23, в) имеет точку максимума. Соответствующий этой точке ток называют оптимальным.

ВАХ термопары аналогична тепловой характеристике (рис. 5.23, г), поскольку приложенное к термопаре внешнее напряжение уравновешивается падением напряжения на термопаре Ir и термо-ЭДС $\alpha\Delta T$, т. е. $U = Ir + \alpha\Delta T$. Точка максимума ВАХ имеет место при токе $I_m = I_0 + \alpha Z/r$. Поскольку ток I_m , соответствующий максимуму ВАХ, лежит далеко за пределами рабочих значений, которые обычно не превышают I_0 , при практических расчетах используется участок ВАХ в пределах $\pm I_1$, где она достаточно точно описывается линейной зависимостью.

¹ Тепловые насосы обычно используются в устройствах стабилизации температуры средств автоматик.

Полупроводниковые термопары объединяют в термобатареи, содержащие по несколько термопар. Батарея описывается теми же параметрами и характеристиками, что и отдельная термопара. Тепловые и электрические параметры термопары или термобатареи определяются путем простых электрических измерений. Так, для определения коэффициента термо-ЭДС достаточно создать перепад температур между спаями и произвести измерение возникающей при этом термо-ЭДС. Омическое сопротивление r измеряется на переменном токе, плотность которого не должна превышать $0,3 \text{ А/мм}^2$. Определение параметра эффективности Z сводится к нахождению двух точек ВАХ при положительном и отрицательном направлениях тока (точки 1 и 2 на рис. 5.23, г). Полупроводниковые термобатареи выпускаются серийно.

Кремниевые фотоэлементы изготавливают путем диффузии бора из газовой среды в монокристалл кремния с электропроводностью n -типа (рис. 5.24) либо путем диффузии фос-

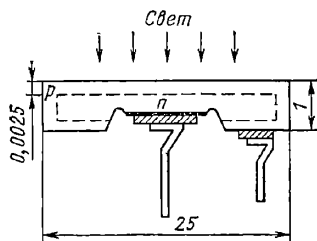


Рис. 5.24. Структура кремниевого фотоэлемента

фора или сурьмы в кремний p -типа. Области p - и n -типа снабжены выводами. Под действием света в p - n переходе возникает ЭДС (фото-ЭДС), т. е. проявляется фотогальванический эффект.

Спектральная характеристика кремниевых фотоэлементов аналогична соответствующей характеристике кремниевых фотодиодов: ее максимум находится в диапазоне длин волн $0,7$ — $0,8 \text{ мкм}$ и довольно близко подходит к максимуму распределения энергии в солнечном спектре. При малых освещенностях ток короткого замыкания линейно зависит от светового потока: $I_k = k\Phi$, где k — интегральная чувствительность фотоэлемента. С увеличением освещенности линейность нарушается вследствие уменьшения сопротивления p - n перехода r_p , которое становится соизмеримым с сопротивлением кристалла полупроводника r_s в схеме замещения фотоэлемента (рис. 5.25). Пример световых характеристик фотоэлемента показан на рис. 5.26.

Коэффициент полезного действия, т. е. отношение максимальной мощности, которую можно получить от фотоэлемента, к общей мощности излучения, падающего на фотоэлемент, при преобразовании энергии солнечного света в электрическую энергию может достигать 12% . Около 35% падающей энергии уходит на световые потери, а более 50% составляют электрические потери (рекомбинационные, на токи утечки и в сопротивлении кристалла).

Плотность тока короткого замыкания кремневых фотоэлементов 200—250 А/м², напряжение холостого хода 0,5—0,55 В. Температурный коэффициент ЭДС около $5 \cdot 10^3$ °С⁻¹.

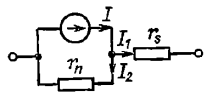


Рис. 5.25. Эквивалентная схема фотоэлемента

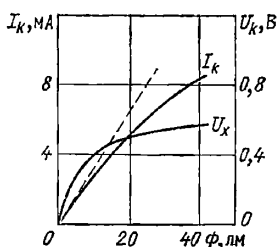


Рис. 5.26. Световые характеристики фотоэлемента

Датчик Холла представляет собой полупроводниковую пластину или пленку (пластина Холла), снабженную двумя парами невыпрямляющих контактов (рис. 5.27). Контакты 1-1 выполняются по всей ширине пластины и называются токовыми электродами (входными, управляющими). Контакты 2-2 располагаются посередине длинных сторон пластины и являются точечными. Они называются холловскими или выходными электродами. Если в цепи контактов 1-1 течет ток I_1 , а датчик находится в магнитном поле, индукция которого перпендикулярна плоскости пластины, то на электродах 2-2 возникает ЭДС. Напряжение Холла между продольными гранями пластины при холостом ходе $U_{20} = (R_H/d) I_1 B$, где R_H — постоянная Холла, равная отношению подвижности носителей к удельной проводимости материала.

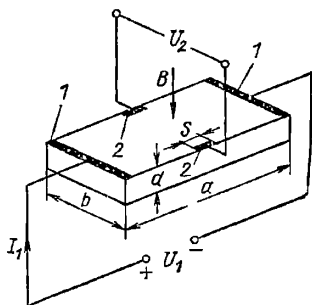


Рис. 5.27. Датчик Холла

Если в цепи контактов 1-1 течет ток I_1 , а датчик находится в магнитном поле, индукция которого перпендикулярна плоскости пластины, то на электродах 2-2 возникает ЭДС. Напряжение Холла между продольными гранями пластины при холостом ходе $U_{20} = (R_H/d) I_1 B$, где R_H — постоянная Холла, равная отношению подвижности носителей к удельной проводимости материала.

Как элемент электрической цепи датчик Холла характеризуется входным R_1 и выходным R_2 сопротивлениями. Если в цепи холловских электродов включена нагрузка R , то напряжение на этих электродах $U_2 = \gamma_2 I_1 B$, где γ_2 — удельная чувствительность нагруженного датчика; $\gamma_2 = R_H \phi_1 / d (R + R_2)$, здесь ϕ_1 — постоянный коэффициент.

В паспортных данных датчиков Холла, предназначенных для измерительных целей, указывают сопротивление линеаризации — сопротивление нагрузки, при котором обеспечивается минимальная погрешность спрямления характеристики $U_2/I_1 = f(B)$.

Управляющий ток I_1 ограничивается допустимой температурой. В качестве параметра,

характеризующего входную цепь датчика, указывают номинальный управляющий ток $I_{1 \text{ ном}}$, при котором наблюдается заметное отклонение от линейного закона зависимости $U_{20} = f(I_1)$, полученной при максимальном значении индукции и при условии размещения датчика Холла в спокойной воздушной среде без дополнительных теплоотводов. Допустимый ток может в несколько раз превышать номинальный, если при конструировании устройства с датчиком Холла предусмотрен необходимый теплоотвод от пластины Холла.

При протекании через датчик Холла управляющего тока I_1 на его выходе обычно существует напряжение даже в отсутствие магнитного поля ($B=0$). Это напряжение обусловлено несимметричностью расположения холловских электродов, клиновидностью пластины, неоднородностью удельного сопротивления полупроводникового материала, термоэлектрическим эффектом, механическими напряжениями в пластине, наличием выпрямляющего эффекта на холловских электродах. Оно зависит от управляющего тока и называется остаточным напряжением $U_{\text{ост}}$. Зависимость $U_{\text{ост}} = f(I_1)$ нелинейна и связана с температурой. Для оценки датчика пользуются отношением остаточного напряжения к соответствующему входному напряжению при номинальном значении управляющего тока $K_{\text{ост}} = U_{\text{ост}}/U_1$ или коэффициентом, имеющим размерность сопротивления и равным отношению остаточного напряжения к номинальному току управления: $r_0 = U_{\text{ост}}/I_{1 \text{ ном}}$.

Иногда для оценки эффективности датчика Холла пользуются понятием коэффициента передачи, под которым понимают отношение напряжения Холла U_{20} к входному напряжению: $k_n = U_{20}/U_1$.

Коэффициент полезного действия датчика определяется как отношение мощности на выходе датчика P_2 к мощности на его входе P_1 : $\eta = P_2/P_1$. Теоретически возможное предельное значение КПД прямоугольного датчика Холла с двумя холловскими и двумя управляющими электродами не может превышать 17,2 %.

Конструктивно датчики Холла оформляются в трех вариантах: неармированные, наклеенные на подложку, в оболочке.

Размеры пластин Холла монокристаллических датчиков лежат в пределах: $a = 0,8 \div 12$ мм, $b = 0,5 \div 9,5$ мм, $d = 0,2 \div 0,6$ мм. Значения входных и выходных сопротивлений охватывают диапазон от 0,5 до 2000 Ом. Номинальные токи от 5 до 400 мА. Удельная чувствительность колеблется от 0,6 до 90 В/(А·Тл).

Основные трудности с использованием датчиков Холла связаны с зависимостью их параметров от температуры и индукции, а также с наличием остаточного напряжения.

5.6. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Электровакуумный фотоэлемент основан на использовании внешнего фотоэффекта, заключающегося в испускании электронов под действием электромагнитного излучения. Различают вакуумные (электронные) и газона-

полненные (газоразрядные) фотоэлементы. Электровакuumный фотоэлемент представляет собой двухэлектродный прибор. Катод имеет большую поверхность и наносится на внутреннюю поверхность колбы. Анод изготавливается из никеля в виде проволочного кольца или сетки, не препятствующей доступу света на катод. Светочувствительный слой катода выполняется из материала с малой работой выхода. Остаточное давление в баллоне вакуумного фотоэлемента 10^{-5} — 10^{-4} Па.

Фототок в вакуумном фотоэлементе связан со световым потоком линейной зависимостью $I_{\Phi} = k_{\Phi} \Phi$, где чувствительность $k_{\Phi} = 80 \div 100$ мкА/лм. ВАХ вакуумного фотоэле-

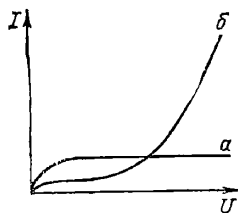


Рис. 5.28. ВАХ фотоэлементов:

a — вакуумного; b — газонаполненного

мента (рис. 5.28, кривая a) имеет участок насыщения, которое наступает при напряжении, достаточном для того, чтобы все эмиттированные из катода электроны достигли анода. Поскольку в вакуумном фотоэлементе фототок определяется только движением электронов, он является практически безынерционным прибором.

В газонаполненных фотоэлементах колба заполнена инертным газом при давлении 10^{-1} Па. ВАХ газонаполненного фотоэлемента имеет небольшой участок насыщения, за которым следует возрастание фототока, обусловленное ионизацией газа (рис. 5.28, кривая b). Увеличение тока в газонаполненных фотоэлементах по сравнению с вакуумными характеризуют коэффициентом газового усиления $k_{г,у} = I_{\Phi,г}/I_{\Phi}$, где $I_{\Phi,г}$ — ток в фотоэлементе при рабочем анодном напряжении и некотором световом потоке Φ ; I_{Φ} — ток насыщения в вакуумном фотоэлементе при том же световом потоке. Обычно $k_{г,у} = 5 \div 10$. Рабочее напряжение для газонаполненных фотоэлементов выбирается таким, чтобы в приборе не возник самостоятельный газовый разряд, при котором бомбардировка катода ионами может разрушить его.

Частотная характеристика нонного фотоэлемента, показывающая зависимость чувствительности от частоты изменения интенсивности светового потока, облучающего фотокатод, показана на рис. 5.29. Снижение чувствительности при частотах, превышающих 10^3 Гц, связана с инерционностью процессов ионизации и рекомбинации при газовом разряде.

Спектральные характеристики газонаполненных и вакуумных фотоэлементов одинаковы и определяются материалом катода. Для сурьмяно-цезиевого катода характерна повышенная чувствительность к голубой, а для кислородно-цезиевого катода — к красной части спектра (рис. 5.30).

Темновой ток фотоэлемента обусловлен термоэлектронной эмиссией катода и токами проводимости по стеклу.

К недостаткам фотоэлементов с внешним фотоэффектом относят малую механическую прочность, небольшой срок службы и относительно большие габариты.

Фотоэлектронными умножителями называют вакуумные фотоэлектрические приборы, содержащие помимо фотокатода специальное

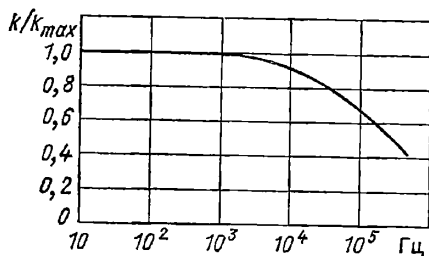


Рис. 5.29. Частотная характеристика газонаполненного фотоэлемента

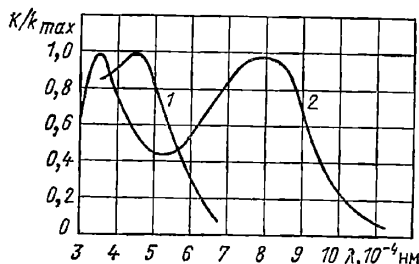


Рис. 5.30. Спектральные характеристики фотоэлементов:

1 — с сурьмяно-цезиевым катодом; 2 — с кислородно-цезиевым катодом

устройство для увеличения фототока. Работа их основана на использовании явления вторичной электронной эмиссии.

В стеклянной колбе фотоэлектронного умножителя имеется несколько электродов (динодов), причем каждый последующий электрод имеет более высокий положительный потенциал относительно предыдущего. При облучении фотокатода световым потоком Φ с его поверхности выбиваются электроны, которые под действием ускоряющего электрического поля устремляются к первому диноду. На его поверхность нанесено покрытие, обеспечивающее коэффициент вторичной эмиссии $\sigma > 1$ (обычно $\sigma = 6 \div 8$). Если имеется n динодов, то коэффициент усиления фототока в умножителе $k_y = \sigma^n$. Интегральная чувствительность фотоэлектронных умножителей достигает 1000 А/лм, но максимальный выходной ток не превышает нескольких десятков миллиампер.

Напряжение питания фотоэлектронных умножителей зависит от числа каскадов и колеблется от 220 до 2000 В. Коэффициент усиления выпускаемых промышленностью фотоэлектронных умножителей достигает 10^6 .

Фотоэлектронные умножители предназначены для измерения малых световых потоков (до 10^{-9} лм).

Механотроном называют электровакuumный прибор, в котором электронный или ионный ток управляется путем механического перемещения электродов. Простейший механо-

трон представляет собой вакуумный диод с неподвижным катодом и подвижным анодом. При перемещении подвижного электрода изменяются напряженность и конфигурация электрического поля, а следовательно, и анодный ток. Такой механотрон может быть использован в качестве чувствительного элемента при измерении любых физических величин, которые могут быть преобразованы в перемещение (давление, ускорение, вибрации и т. д.). Механотроны с числом электродов больше двух обладают более широкими функциональными возможностями.

Механотроны отличаются высокой чувствительностью по току и напряжению. Так, у диодных механотронов чувствительность по току достигает 7 А/см; чувствительность по напряжению триодных механотронов — до $25 \cdot 10^3$ В/см.

Механотронам свойственны все недостатки электровакуумных приборов. Это обстоятельство ограничивает область их применения и не позволяет отнести их к перспективным приборам.

Список литературы

- 5.1. Берковский А. Г., Гаванин В. А., Зайдель И. Н. Вакуумные фотоэлектронные приборы. М.: Энергия, 1976. 344 с.
- 5.2. Берли Г. С. Электронные приборы с механически управляемыми электродами. М.: Энергия, 1971. 160 с.
- 5.3. Будянов В. П. Элементы автоматики на висторах. М.: Энергия, 1968. 64 с.
- 5.4. Бузанова Л. К., Глиberman А. Я. Полупроводниковые фотоприемники. М.: Энергия, 1976. 64 с.
- 5.5. Дулин В. Н. Электронные и ионные приборы. М.—Л.: Госэнергиздат, 1963. 544 с.

- 5.6. Ильярский О. И., Удалов Н. П. Термоэлектрические элементы. М.: Энергия, 1970. 72 с.
- 5.7. Кавлашвили Н. В., Удалов Н. П. Характеристики оптрона на фотоманитодноде. — В кн.: Электронная техника в автоматике. Вып. 10. М.: Советское радио, 1978, с. 232—236.
- 5.8. Котенко Г. И. Магниторезисторы. М.: Энергия, 1972. 81 с.
- 5.9. Кривоносов А. И. Термодиоды и термотриоды. М.: Энергия, 1970. 73 с.
- 5.10. Основы научных исследований в области элементов авиационной автоматики/Под ред. Н. П. Удалова. М.: МАИ, 1982. 76 с.
- 5.11. Минякин С. Б., Шашков А. Г. Позисторы. М.: Энергия, 1973. 89 с.
- 5.12. Павлов А. В., Черников А. И. Приемники излучения автоматических оптико-электронных приборов. М.: Энергия, 1972. 240 с.
- 5.13. Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д. Полупроводниковые приборы. М.: Высшая школа, 1981. 431 с.
- 5.14. Полторацкова Г. С., Удалов Н. П. Фотоприоры. М.: Энергия, 1971. 104 с.
- 5.15. Свечников С. В. Элементы оптоэлектроники. М.: Советское радио, 1971. 272 с.
- 5.16. Сотсков Б. С. Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры. М.—Л.: Госэнергиздат, 1950. 660 с.
- 5.17. Стафеев В. И. Магнитодиоды. М.: Наука, 1975. 216 с.
- 5.18. Трухачев Б. С., Удалов Н. П. Полупроводниковые тензопреобразователи. М.: Энергия, 1968. 77 с.
- 5.19. Удалов Н. П. Полупроводниковые датчики. М.: Энергия, 1965. 240 с.
- 5.20. Удалов Н. П., Бусурии В. И. Основы конструирования и производства оптоэлектронных устройств автоматики. М.: МАИ, 1982. 74 с.
- 5.21. Фогельсон И. Б. Транзисторные термодатчики. М.: Советское радио, 1972. 128 с.
- 5.22. Хомерики О. К. Гальваномагнитные элементы и устройства автоматики и вычислительной техники. М.: Энергия, 1975. 176 с.
- 5.23. Шефтель И. Т. Терморезисторы и их применение. М.: Наука, 1973. 416 с.

Раздел 6

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

6.1 КЛАССИФИКАЦИЯ АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В настоящем разделе аналоговые преобразователи классифицируются с точки зрения их функциональной принадлежности. С этих позиций преобразователи можно разбить на две большие группы: первая выполняет линейные преобразования входного сигнала, вторая — нелинейные. В большинстве аналоговых преобразователей как первого, так и второго вида широко используются операционные усилители.

Линейные преобразователи в свою очередь делятся на полностью аналоговые и аналого-дискретные. В полностью аналоговых преобразователях входная и выходная величины представлены в аналоговой форме в виде непрерывно изменяющихся электрических сигналов тока или напряжения. Особенностью аналого-дискретных преобразователей является то, что входная или выходная величина не является непрерывной, а изменяется дискретно.

Полностью аналоговые преобразователи в свою очередь делятся на две группы: статические и динамические преобразователи. У ли-

нейных аналоговых статических преобразователей выходная величина связана только с входной величиной и практически не зависит от времени. Такие преобразователи в первом приближении являются безынерционными звеньями; влияние реально присутствующих в преобразователях этого типа динамических звеньев стремятся уменьшить. Динамические преобразователи, напротив, формируют выходной сигнал не только как функцию входного сигнала, но также и как функцию времени.

Среди статических полностью аналоговых преобразователей наибольшее распространение имеют преобразователи малых сигналов в унифицированные сигналы тока и напряжения и преобразователи, выполняющие линейные арифметические операции. Преобразователи малых сигналов обычно работают в комплексе с преобразователями неэлектрических величин в электрические — такими, например, как термомпары, металлические или полупроводниковые терморезисторы. На входе преобразователей малых сигналов действует напряжение 10—1000 мВ, и основная задача преобразователя — обеспечить приемлемую погрешность в условиях высокого уровня по-

перечных (нормального вида) и продольных (общего вида) помех.

Преобразователи, выполняющие линейные арифметические операции, предназначены для суммирования, вычитания или умножения сигналов на постоянный коэффициент. Эти преобразователи строятся на базе операционных усилителей, прецизионных резисторов, включенных в цепь отрицательной обратной связи, потенциометров. Последние часто выполняются многооборотными и снабжаются счетчиками числа оборотов и прецизионными шкалами, позволяющими с высокой точностью устанавливать требуемый коэффициент.

Динамические аналоговые преобразователи находят широкое применение в технике моделирования, управления и фильтрации. Среди этих преобразователей наиболее распространены интеграторы, дифференциаторы, устройства выборки-хранения, фильтры. Интеграторы и дифференциаторы строятся на базе операционных усилителей, охваченных RC-цепями отрицательной обратной связи. В аналоговых моделях к этим устройствам предъявляются высокие требования по точности выполнения операций; в устройствах управления (в частности, автоматического регулирования) точность выполнения операций не столь существенна — более важно сведение к минимуму паразитного статизма интегратора и возможно меньшее «просачивание» постоянной составляющей входного сигнала на выход дифференциатора. Усилители выборки-хранения используются в импульсных или многоканальных устройствах (например, в комплекте с аналоговым коммутатором и аналого-цифровым преобразователем). Наибольшее внимание при проектировании этих преобразователей обращается на достижение минимального времени отслеживания, минимальной неопределенности этого времени (апертуры) и максимального времени памяти. Среди фильтров наиболее широко используются фильтры низких частот, высоких частот и избирательные фильтры. Эти устройства должны обеспечить требуемые амплитудно- и фазо-частотные характеристики, а также достаточную стабильность этих параметров во времени. В настоящее время при построении фильтров (в том числе и избирательных) широко используются операционные усилители.

Группу аналого-дискретных преобразователей образуют устройства, выполняющие логические операции над аналоговыми сигналами, преобразователи аналог—код или код—аналог, время-импульсные преобразователи, а также коммутаторы аналоговых сигналов.

Наиболее распространенной операцией, которую выполняют логические преобразователи, является операция сравнения аналогового сигнала с уставкой либо двух аналоговых сигналов между собой. Такие преобразователи выполняются на компараторах и используются в устройствах сигнализации, защиты, фиксации достижения сигналом заданного значения. Важнейшим параметром таких устройств является точность сравнения, в отдельных случаях также и быстродействие, которое определяет точность сравнения при большой скорости изменения выходного сигнала. Другая разновидность логических преобразователей — устройства выделения максимального

или минимального значения из нескольких входных сигналов. Эти устройства выполняются на операционных усилителях и также характеризуются точностью выделения экстремального сигнала и быстродействием.

Аналого-кодовые преобразователи делятся на две группы: аналого-цифровые (АЦП) и цифро-аналоговые (ЦАП) преобразователи. Существует большое число вариантов выполнения АЦП, главные из них — АЦП с преобразованием на параллельных компараторах, АЦП с поразрядным уравниванием и АЦП интегрирующего типа. Первый вид АЦП отличается максимальным быстродействием, но низкой точностью, второй вид имеет меньшее быстродействие, но более высокую точность, третий вид характеризуется максимально высокой точностью, хорошей помехозащищенностью, но низким быстродействием. Вариантов построения цифро-аналоговых преобразователей значительно меньше: они в большинстве случаев строятся на базе операционного усилителя, аналоговых ключей и декодирующей резисторной матрицы, выполненной в виде цепочки поразрядно-взвешенных резисторов либо цепочки типа $R-2R$.

Время-импульсные преобразователи рассчитаны на преобразование аналогового сигнала в одну из разновидностей время-импульсного сигнала: широтно-импульсного (ШИМ), частотно-импульсного (ЧИМ) или фазо-импульсного (ФИМ). У ШИМ преобразователей скважность выходных импульсов линейно зависит от входного сигнала. В ЧИМ преобразователях с входным сигналом связана частота следования выходных импульсов. Широко применяющиеся в устройствах автоматики ФИМ преобразователи используются для построения усилителей мощности с тиристорными выходными каскадами.

Нелинейные преобразователи отличаются значительно меньшим разнообразием и номенклатурой, чем линейные преобразователи. Наиболее распространенными устройствами этого класса являются преобразователи, выполняющие нелинейные алгебраические операции, а также устройства, реализующие кусочно-линейные функции. Условно к нелинейным преобразователям можно отнести также генераторы.

Среди преобразователей, выполняющих нелинейные алгебраические операции, широко распространены устройства умножения, возведения в квадрат, деления, извлечения квадратного корня. Такие преобразователи выполняются либо на базе операционных усилителей с переменной крутизной (как правило, интегральных), либо (при более высоких требованиях к точности) с использованием ШИМ преобразователей. К этому же классу устройств относятся усилители с логарифмической характеристикой, использующие особенности вольт-амперной характеристики $p-n$ перехода.

Для формирования кусочно-линейных зависимостей обычно используется комбинация из диодов и операционных усилителей. Наиболее распространенный вид кусочно-линейной зависимости — функция ограничения сигнала по его минимальному и максимальному значению.

Генераторы преобразуют фиксированное постоянное напряжение (напряжение питания)

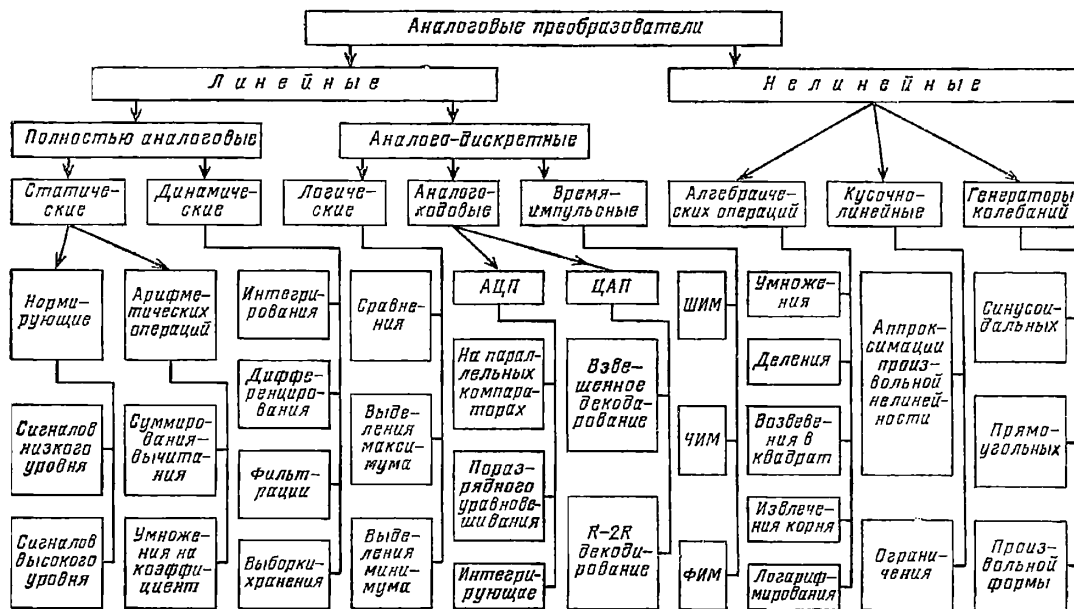


Рис. 6.1. Классификация аналоговых преобразователей

в переменное напряжение синусоидальной, прямоугольной или какой-либо другой формы. Все генераторы выполняются на базе усилителя (например, транзисторного), охваченного положительной обратной связью. Помимо формы выходного напряжения генераторы отличаются диапазоном частот, стабильностью частоты и выходной мощностью.

На рис. 6.1 показана классификация аналоговых преобразователей.

6.2. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Основные свойства и принципы применения. Операционным усилителем (ОУ) называют усилитель постоянного тока, предназначенный для работы с глубокой отрицательной обратной связью и выполнения ряда математических операций над входным сигналом (умножения на постоянный коэффициент, суммирования, вычитания, интегрирования, дифференцирования, фильтрации, нелинейного преобразования и др.) [6.1, 6.8, 6.9, 6.11, 6.12].

Современные ОУ строятся на использовании различных физических принципов. Существуют ОУ пневматические, магнитные, электронные (с использованием электронных ламп) и транзисторные. По быстродействию, статической точности, надежности, габаритам и стоимости последние значительно превосходят остальные и применяются несравненно более широко.

В идеальном случае ОУ должен обладать бесконечно большим коэффициентом усиления в неограниченной частотной полосе пропускания, иметь бесконечно большое входное сопротивление и бесконечно малое выходное, обеспечивать выходное напряжение, равное нулю при нуле на входе, и не потреблять из входной цепи какой-либо ток.

Для такого идеального ОУ, включенного по схеме рис. 6.2, напряжение \dot{U}_0 на его входе теоретически равно нулю, поэтому

$$\dot{U}_{\text{вых}n} = -\dot{Z}_{0,c} \sum_{i=1}^n \dot{U}_{\text{вх}i} / Z_i.$$

При выборе $\dot{Z}_{0,c}$ и Z_i соответствующего типа такая схема позволяет выполнять над входным сигналом различные математические операции. Например, если $\dot{Z}_{0,c}$ и Z_i — резисторы, происходит суммирование $\dot{U}_{\text{вх}i}$ с масштабными коэффициентами $R_{0,c}/R_i$; если в качестве Z_i использовать конденсатор, оставив $\dot{Z}_{0,c} = R_{0,c}$, будет выполняться операция дифференцирования, а при конденсаторе в качестве $\dot{Z}_{0,c}$ и активном $Z_i = R_i$ — операция интегрирования во времени.

Реальный ОУ имеет конечные значения коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений, кроме того, он обладает смещением нуля и входным током, что вызывает появление выходного напряжения при нулевом сигнале на входе. Вследствие этого

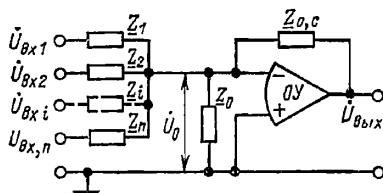


Рис. 6.2. Схема включения инвертирующего операционного усилителя для преобразования n входных напряжений

реальный ОУ производит преобразование сигнала с некоторой погрешностью. Из расчета следует [6,8], что выходное напряжение реального усилителя ($U_{\text{вых},p}$) (если сигнал подан только на один i -й вход) может быть определено по следующей формуле:

$$\dot{U}_{\text{вых},p} = -\frac{\underline{Z}_{o,c}}{\underline{Z}_i} \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{1 + \frac{1}{\underline{K}_{o,c} \underline{K}'_y}} - \frac{\dot{E}_{\text{см}}}{\underline{K}_{o,c}} - \dot{I}_{\text{вх}} \underline{Z}_{o,c},$$

где $\underline{K}_{o,c} = \frac{1}{1 + \underline{Z}_{o,c} \sum_{i=0}^n \frac{1}{\underline{Z}_i}}$ — коэффициент

передачи цепи обратной связи с выхода на вход усилителя при заземлении всех входов ($\dot{U}_{\text{вх},i} = 0$); \underline{Z}_0 — входное сопротивление собственно ОУ;

$$\underline{K}'_y = \underline{K}_y \frac{1 - \underline{Z}_{\text{вых}}/\underline{Z}_{o,c} \underline{K}_y}{1 + \underline{Z}_{\text{вых}}/\underline{Z}_n + \underline{Z}_{\text{вых}}/\underline{Z}_{o,c}}$$

— коэффициент передачи ОУ с учетом его выходного сопротивления $\underline{Z}_{\text{вых}}$, сопротивления нагрузки \underline{Z}_n и сопротивления прямого прохождения сигнала через $\underline{Z}_{o,c}$; \underline{K}_y — коэффициент передачи разомкнутого ОУ в режиме холостого хода; $\dot{E}_{\text{см}}$ — ЭДС смещения нуля ОУ; $\dot{I}_{\text{вх}}$ — входной ток ОУ.

Из выражений для $\dot{U}_{\text{вых},p}$ и $\dot{U}_{\text{вых}}$ следует, что мультипликативная составляющая погрешности ОУ в схеме с обратной связью определяется членом $1/\underline{K}_{o,c} \underline{K}'_y \approx 1/\underline{K}_{o,c} \underline{K}_y$, а аддитивная составляющая — смещением нуля и входным током.

Основные типы ОУ. В зависимости от числа входов ОУ делятся на инвертирующие (с одним входом) и дифференциальные (с двумя входами). Дифференциальные ОУ (ДООУ) отличаются тем, что их выходное напряжение оказывается пропорциональным дифференциальной составляющей сигнала (разности напряжений на входах) и в идеальном случае не зависит от синфазной составляющей (одинаковых напряжений на обоих входах). Благодаря этому свойству ДООУ обладают значительно большими функциональными возможностями по сравнению с инвертирующими ОУ. Однако последние позволяют обеспечить большее быстродействие (большие частоту среза и скорость нарастания сигнала). Вследствие этих особенностей наибольшее распространение имеют ДООУ, а инвертирующие используются лишь в случаях, где предъявляются повышенные требования к быстродействию ОУ.

По способу усиления напряжения ОУ имеют две группы: ОУ без преобразования спектра сигнала — усилители с непосредственными связями (ОУ-НС) и ОУ с преобразованием постоянной составляющей с помощью модулятора в переменный ток, усилением на переменном токе и последующей демодуля-

цией (ОУ-МДМ). Последние позволяют обеспечить значительно меньший дрейф нуля, но они более сложны, их производство по интегральной технологии затруднено наличием нескольких конденсаторов значительной емкости, поэтому ОУ-МДМ имеют в настоящее время более узкую область применения, чем ОУ-НС.

К усилителям с преобразованием сигнала относятся также ОУ с периодической компенсацией дрейфа нуля (ОУ-ПКД). Они, как и ОУ-МДМ, содержат дополнительный усилитель, обеспечивающий снижение смещения и дрейфа нуля. Это достигается путем периодического отключения дополнительного усилителя от общего входа, зарядки запоминающего конденсатора до напряжения смещения нуля и последующего подключения этого конденсатора ко входу, что обеспечивает компенсацию напряжения смещения. ОУ-ПКД имеют в своем составе меньше конденсаторов большой емкости и поэтому могут быть реализованы по интегральной технологии. По своим электрическим параметрам они близки к ОУ-МДМ.

По входному сопротивлению $R_{\text{вх}}$ ОУ делятся на ОУ с низкоомным входом ($R_{\text{вх}} < 1 \text{ МОм}$) и на ОУ с высокоомным входом ($R_{\text{вх}} \geq 1 \text{ МОм}$). (Такое деление, конечно, условно.) Последние предназначены для работы от источников сигнала с большим выходным сопротивлением. В этом случае имеет значение не только большое $R_{\text{вх}}$, но и малая величина $I_{\text{вх}}$.

По быстродействию ОУ делятся на ОУ среднего быстродействия (с частотой среза $f_{\text{ср}} = 1 \div 3 \text{ МГц}$ и скоростью нарастания $V_m = 0,1 \div 3 \text{ В/мкс}$) и быстродействующие ОУ (с $f_{\text{ср}} \leq 100 \text{ МГц}$ и $V_m \leq 1000 \text{ В/мкс}$).

Для реализации высокого быстродействия в ОУ часто применяют высокочастотные параллельные каналы. По этому признаку ОУ делятся на одноканальные и ОУ с параллельными каналами усиления.

Широкое распространение получило деление ОУ на типы в зависимости от типа транзисторов во входном каскаде: ОУ с обычными биполярными транзисторами на входе (их $R_{\text{вх}}$ невысокое, $I_{\text{вх}} = 10^{-6} \div 10^{-7} \text{ А}$), с биполярными транзисторами типа «супер-β» ($R_{\text{вх}}$ до 10^8 Ом , $I_{\text{вх}} = 10^{-9} \div 10^{-8} \text{ А}$), с полевыми транзисторами с p - n переходом ($R_{\text{вх}}$ до 10^{11} Ом , $I_{\text{вх}} = 10^{-10} \div 10^{-12} \text{ А}$), с транзисторами типа МОП ($R_{\text{вх}}$ до 10^{15} Ом , $I_{\text{вх}} = 10^{-12} \div 10^{-15} \text{ А}$).

Кроме того, все ОУ делятся на три класса в зависимости от вида технологии производства: интегральные полупроводниковые, интегральные гибридно-плёночные и модульные. Первые обладают минимальными габаритами, стоимостью и максимальной надёжностью. Их электрические параметры обычно уступают гибридным и модульным ОУ. Модульные позволяют обеспечить наилучшие электрические характеристики, но их стоимость в 10—100 раз выше интегральных и надёжность во много раз ниже. Гибридные ОУ занимают промежуточное положение.

В табл. 6.1 приведены типичные значения основных параметров ОУ, достигнутые в настоящее время. Первая буква перед ОУ означает П — полупроводниковую интегральную технологию, Г — гибридную интегральную тех-

Т а б л и ц а 6.1. Типичные параметры ОУ

Основные параметры	ПОУ-НС				ПОУ-ПКД	МОУ-НС	ГОУ	МОУ-ГОУ-МДМ
	Б	С-β	П _(p-n)	МОП	МОП	Б	П _(p-n)	П _(p-n)
Диапазон $U_{\text{вых}}$, В	±10	±10	±10	±10	±10	±10	±10	±10
Диапазон $I_{\text{вых}}$, мА	±(5—10)	±(5—10)	±(5—10)	±(5—10)	±5	±(10—20)	±(10—20)	±(10—20)
Коэффициент усиления	10^4 — 10^5	10^4 — 10^6	10^5 — 10^6	10^4 — 10^5	10^8	10^5 — 10^6	10^5 — 10^7	10^7 — 10^9
Частота среза, МГц	1—20	0,3—5	1—20	1—20	1—5	10—100	10—100	1—20
Максимальная скорость нарастания, В/мкс	0,5—50	0,5—10	1—100	1—100	1—5	50—1000	50—1000	1—500
Температурный дрейф нуля, мкВ/°С	1—5	1—5	10—50	30—300	0,1	0,2—5	1—10	0,02—0,1
Входной ток, нА	10^2 — 10^3	1—30	0,01—0,1	10^{-3} — 10^{-6}	0,1—1	1—100	0,01—0,1	10^{-2} — 10^{-3}
Температурный дрейф входного тока, пА/°С	10^3 — 10^4	10^2 — 10^3	*	10^{-1} — 10^{-3}	*	10^{-10^3}	*	0,1—0,5
Напряжение шумов в полосе 10 Гц—10 кГц, мкВ	1—5	1—5	3—10	30—100	30—100	1—5	3—10	3—10

* Удваивается при повышении температуры примерно на каждые 10 °С.

нологию, М — модульную. Буквы после ОУ означают тип структуры: НС — с непосредственными связями, МДМ — наличие канала с модуляцией и демодуляцией, ПКД — усилители с периодической компенсацией дрейфа нуля. Там же указан тип входных транзисторов: Б — биполярные, С-β — биполярные «супер-β», П_(p-n) — полевые с p-n переходом.

Отметим, что в ряде специализированных ОУ параметры могут значительно отличаться от приведенных в таблице значений. Помимо обычной десятивольтовой выходной шкалы выпускаются ОУ с $U_{\text{вых max}} = 100$ В. В некоторых ОУ $I_{\text{вых}}$ достигает ±100 мА и даже 1 А. Разработаны усилители с частотой среза около 1000 МГц и с временем установления 15 нс с погрешностью 0,1 %.

Структуры и схемы ОУ. Существуют разнообразные принципиальные схемы ОУ. В настоящее время только в США выпускается около 500 различных типов ОУ, отличающихся своими схемами. Однако все они строятся по однотипным структурам, разнообразие которых не столь велико.

Усилители без преобразования, как правило, имеют сложный входной дифференциальный усилитель, обеспечивающий малый дрейф нуля по напряжению, малый входной ток, высокий коэффициент усиления и преобразующий дифференциальное входное напряжение в синфазный выходной сигнал при большом коэффициенте ослабления входного синфазного сигнала.

Входной усилитель непосредственно или с помощью промежуточных каскадов связывается с выходным усилителем, который обеспечивает требуемые напряжение и ток на выходе, достаточное усиление по мощности и малое выходное сопротивление. Выходной усилитель обычно снабжается защитой, ограничивающей выходной ток при коротком замыкании на выходе. Большинство современных ОУ

(особенно интегральных) содержат специальные стабилизаторы тока, задающие режимы работы каскадов.

На рис. 6.3 приведена простейшая дифференциальная схема входного усилителя на биполярных транзисторах.

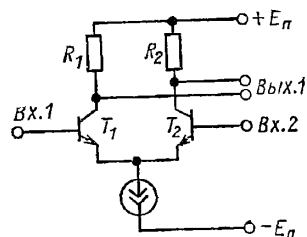


Рис. 6.3. Упрощенная схема дифференциального усилительного каскада

Для увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала ($K_{\text{ос,с}}$) в цепи эмиттеров обычно включается источник тока. Такая схема с некоторыми усовершенствованиями широко применяется в интегральных ОУ. При строго идентичных транзисторах, сопротивлениях R_1 и R_2 и одинаковой температуре обеих половин напряжение смещения и дрейф нуля равны нулю. В реальных ОУ из-за неизбежного разброса параметров активных и пассивных элементов $E_{\text{см}}$ обычно лежит в диапазоне 1—10 мВ, а его дрейф — несколько мкВ/°С. Такой усилитель обладает значительным входным током (0,1—1 мкА), который изменяется с температурой примерно на 0,5 %/°С. Коэффициент $K_{\text{ос,с}}$ невелик из-за изменения напряжения на транзисторах под действием синфазной составляющей. Усиление также невелико, так как его увеличение требует больших сопротивлений нагрузки, что возможно лишь в ограниченных пределах при

фиксированном токе. В таком каскаде нет защиты (ограничения входного тока) при большом дифференциальном сигнале. Для увеличения V_m приходится увеличивать коллекторные токи, что уменьшает усиление и увеличивает $I_{вх}$. Из-за обратной связи через емкость коллектор-база быстродействие сравнительно низкое.

На рис. 6.4 показан пример усовершенствованной схемы входного усилителя на бипо-

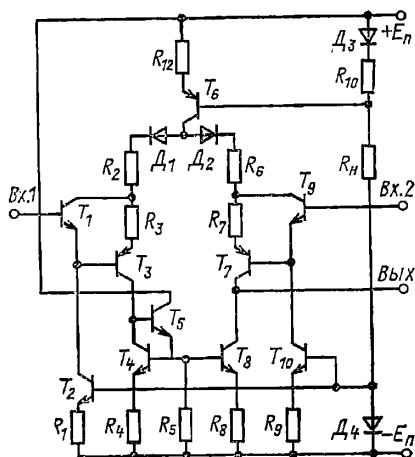


Рис. 6.4. Дифференциальный каскад на транзисторах типа «супер-β»

лярных транзисторах. Здесь входные транзисторы T_1 и T_9 работают при фиксированном и очень малом напряжении между базой и коллектором. Это достигается за счет задания потенциала на коллекторе с помощью следящей связи, образованной T_3 и T_7 . Благодаря такому построению схемы в качестве T_1 и T_9 можно использовать транзисторы типа «супер-β» (со сверхвысоким усилением по току), которые не допускают больших напряжений коллектор-база. Снижение и стабилизация этих напряжений увеличивает коэффициент подавления синфазной составляющей (исключается влияние изменений напряжения на коллекторе при изменении синфазного сигнала). Транзисторы T_3 , T_7 образуют дифференциальный каскад, в эмиттерных цепях которого введены резисторы R_2 , R_6 и диоды D_1 , D_2 . Резисторы R_2 , R_6 уменьшают отношение крутизны каскада к частоте среза, что при фиксированной $f_{ср}$ способствует увеличению скорости нарастания сигнала. Диоды предохраняют от пробоя база-эмиттерные переходы T_3 , T_7 , T_9 при большом входном напряжении. Начальный ток каскада задается источником стабильного тока, образованным T_6 . Большое эквивалентное сопротивление источника тока способствует повышению коэффициента подавления синфазного сигнала.

Аналогичную роль выполняют источники тока T_2 , T_{10} в эмиттерных цепях T_1 , T_9 . В коллекторных цепях T_3 , T_7 включена динамическая нагрузка (T_4 , T_5 , T_8) с большим эквивалентным сопротивлением, что обеспечивает большое усиление каскада. Одновременно коллекторный ток T_3 инвертируется с помощью

T_4 , T_5 , T_8 , что обеспечивает сложение его приращений с приращениями тока коллектора T_7 , т. е. происходит их сложение на выходе.

На рис. 6.5 приведен пример схемы дифференциального усилителя с полевыми транзисторами T_2 , T_9 на входе. В их истоках включены источники тока на транзисторах T_1 , T_8 . При этом токи самих источников задаются полевым транзистором T_{12} , имеющим несколько меньшую площадь, чем T_2 , T_9 , и ра-

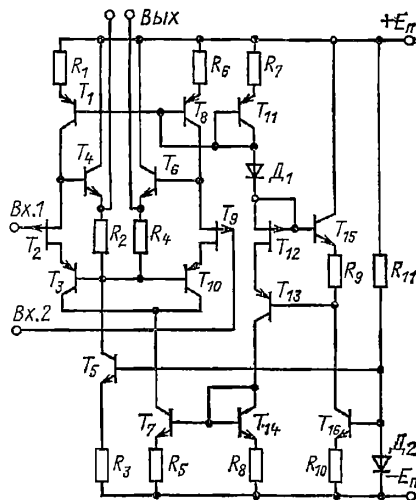


Рис. 6.5. Дифференциальный каскад с использованием на входе полевых транзисторов

ботающим при нулевом смещении на затворе. Благодаря такому построению схемы напряжение между затвором и истоком входных транзисторов поддерживается очень малым, нужной полярности и практически не зависящим от температуры. Это очень важно при использовании полевых транзисторов, так как использование большого напряжения между электродами транзисторов приводит к сокращению диапазона допустимых значений синфазного сигнала, который обычно задается близким к напряжению питания. Если же без специальной стабилизации использовать малое напряжение между истоком и затвором, то из-за технологического разброса параметров транзисторов может оказаться смещение на затворах обратной (отпирающей) полярности, что недопустимо.

Напряжения между стоками и истоками транзисторов T_2 , T_9 поддерживаются также фиксированными с помощью эмиттерных повторителей на T_3 , T_4 , T_6 , T_{10} . Транзистор T_7 , который фиксирует максимальный ток через T_3 , T_{10} , защищает входные транзисторы T_2 , T_9 от пробоя через цепь стоков при перегрузке каскада входным сигналом. Выход усилителя рассчитан на соединение с промежуточным дифференциальным каскадом.

Токи источников тока (T_5 , T_7 , T_1 , T_8) задаются от специального стабилизатора, который образован частью схемы на T_{11} — T_{16} .

На рис. 6.6 приведена схема выходного усилителя, получившая в различных модификациях широкое распространение. Его входной

каскад на комплементарных (противоположного типа проводимости) транзисторах T_1, T_2 по схеме ОЭ обеспечивает сравнительно большое (порядка 10^3) усиление по напряжению. Выходной каскад — эмиттерный повторитель на T_3, T_4 . Диоды D_1, D_2 задают необходимое смещение на базах этих транзисторов и совместно с R_3, R_4 определяют начальный коллекторный ток через каскад. Эмиттерный повторитель снижает выходное сопротивление уси-

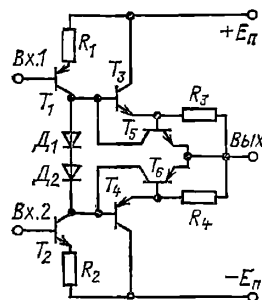


Рис. 6.6. Схема выходного двухтактного каскада

лителя до 100—1000 Ом. Транзисторы T_5, T_6 осуществляют ограничение выходного тока $I_{вых}$ на уровне $0,6 V/R_3$ и тем самым защищают выходные транзисторы от перегорания при коротком замыкании на выходе. Если $I_{вых} < 0,6 V/R_3$, транзисторы T_5, T_6 заперты и не оказывают влияния на работу каскада, но при большом токе они отпираются, их коллекторные цепи шунтируют цепь базы T_3 или T_4 , что препятствует дальнейшему увеличению $I_{вых}$.

При одновременном управлении по обоим входам схема работает как двухтактная, что позволяет получить большой выходной ток при малом начальном токе и, кроме того, обеспечить большую скорость нарастания сигнала V_m до 1000 В/мкс, поскольку скорость V_m пропорциональна току, отдаваемому каскадом, и обратно пропорциональна емкости нагрузки.

В большинстве случаев для упрощения схемы используют управление лишь по одному входу. При этом $V_m \approx I_0/4C_k$, где I_0 — начальный ток через транзисторы T_1, T_2 ; C_k — емкость коллекторного перехода транзисторов (предполагается, что они одинаковы у всех транзисторов).

Модификации выходных усилителей имеют различные схемы защиты, выполнения входных и выходных каскадов по составным схемам для увеличения входного и уменьшения выходного сопротивлений, а также способы получения смещения и начального тока.

Инвертирующие ОУ часто выполняются с применением параллельного высокочастотного канала. Пример схемы такого ОУ приведен на рис. 6.7. Высокочастотный канал образован истоковым повторителем (T_1), выход которого через разделительные конденсаторы C_1, C_2 управляет по базовым цепям выходным усилителем, аналогичным схеме рис. 6.6 (но с двоякой защитой при коротком замыкании на выходе). Низкочастотный канал образован усилителем Y , который через резисторы R_2, R_3 управляет выходным током по эмиттерным цепям T_5, T_6 . Частотная характеристика Y

выбирается такой, что на высоких частотах усиление низкочастотного канала оказывается много меньше, чем высокочастотного. Благодаря этому увеличение фазового сдвига, вносимого Y на высоких частотах, становится пренебрежимо малым. В результате увеличиваются частота среза и V_m всего ОУ и повышается запас устойчивости. В такой структуре удается получить $f_{ср} = 20 \div 100$ МГц и $V_m = 200 \div 1000$ В/мкс.

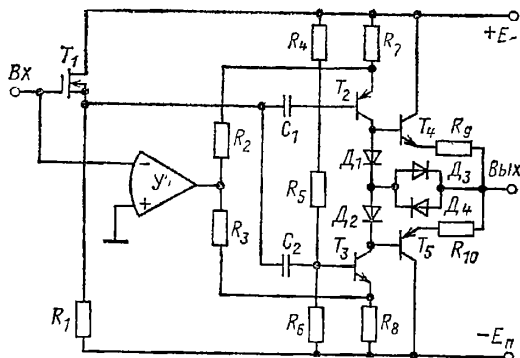


Рис. 6.7. Усилитель с параллельным высокочастотным каналом с использованием МОП транзистора (T_1)

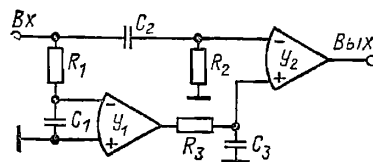


Рис. 6.8. Двухканальный операционный усилитель с применением высокостабильного усилителя (типа МДМ) в низкочастотном канале (Y_1)

Усилители с каналом МДМ (ОУ-МДМ) обычно строятся тоже по структуре с параллельным каналом, как показано на рис. 6.8. Высокочастотная составляющая сигнала через разделительную цепь C_2, R_2 поступает на вход Y_2 , который определяет свойства всего ОУ в области высоких частот. Постоянная и низкочастотные составляющие сигнала через фильтр R_1, C_1 поступают на вход усилителя МДМ Y_1 . На входе Y_2 происходит сложение составляющих сигнала. В такой структуре смещение нуля Y_2 приводится к входу путем деления на коэффициент усиления $Y_1 (K_1)$. При достаточно большом K_1 этой составляющей можно пренебречь. Поэтому смещение и дрейф нуля всего ОУ практически определяются свойствами Y_1 .

Усилитель МДМ состоит из модулятора (М), преобразующего постоянную и низкочастотные составляющие в переменное напряжение; усилителя переменного тока и фазочувствительного демодулятора (ДМ), который восстанавливает на выходе постоянное напряжение с учетом полярности входного сигнала. Кроме того, в состав МДМ обычно входит генератор импульсов, необходимых для синхронного управления М и ДМ.

Существуют разнообразные схемы модуляторов, которые могут строиться с использованием ключевых схем на контактных вибропреобразователях, фоторезисторах, диодах, биполярных или полевых транзисторах. Основными критериями при выборе типа модулятора для ОУ-МДМ являются минимальные смещение нуля, входной ток и их дрейф. В этом отношении наилучшими являются модуляторы на базе МОП транзисторов. В по-

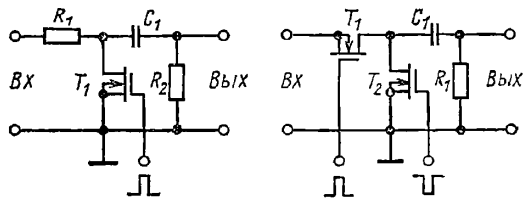


Рис. 6.9. Модулятор с параллельным (коротящим вход на землю) ключом на МОП транзисторе

Рис. 6.10. Модулятор с параллельно-последовательным (переключающим) ключом

давляющем большинстве ОУ-МДМ применяется простейшая схема М, показанная на рис. 6.9. На затвор МОП транзистора подаются от генератора отпирающие импульсы, вследствие этого транзистор периодически закорачивает входную цепь и тем самым осуществляет модуляцию сигнала. Разделительная цепь C_1, R_2 исключает прохождение на вход постоянного тока со входа усилителя переменного тока.

В модуляторе по схеме рис. 6.9 смещение нуля возможно лишь из-за возникновения термо-ЭДС во входной цепи при ее неравномерном прогреве. При тщательно выполненной конструкции термо-ЭДС может быть обеспечена менее 1 мкВ. Другой причиной смещения нуля такого М является протекание через R_1 тока, генерируемого транзистором. При каждом отпирании и запираании T_1 происходит заряд и разряд емкости затвор-сток ($C_{зс}$) транзистора. При этом заряд при отпирании в основном происходит через малое сопротивление открытого транзистора, а разряд в основном через R_1 , так как сопротивление T_1 успевает резко возрасти до полного разряда этой емкости. В результате через входную цепь протекает постоянный ток, равный $I_{\text{вх}} \approx U_y C_{зс} f_n$, где U_y — амплитуда управляющих импульсов, f_n — частота преобразования. Отсюда видно, что для уменьшения $I_{\text{вх}}$ выгодно снижать частоту преобразования. При $U_y = 3$ В, $C_{зс} = 1$ пФ, $f_n = 100$ Гц ток около 300 пА. Его нестабильность около 0,2—0,5 пА/°С. Этот ток можно компенсировать, подавая на сток T_1 через подобранный конденсатор противофазные импульсы. Однако температурный дрейф при этом почти не меняется, необходим компенсирющий конденсатор со специально подобранным ТКС около 10^{-3} °С⁻¹. Лучший результат удастся получить, если применить двухзатворный МОП транзистор и компенсирующие импульсы подавать на второй затвор.

Для получения минимального дрейфа по напряжению часто применяют схему М с «рвущо-закорачивающим» ключом (рис. 6.10).

В ней входной резистор заменен на второй ключ (рвущий), который работает в противофазе с закорачивающим ключом. В такой схеме при достаточно малом выходном сопротивлении источника сигнала удастся исключить влияние $I_{\text{вх}}$ на смещение нуля и получить $E_{\text{см}} \leq 0,1$ мкВ, $\Delta E_{\text{см}} / \Delta T \leq 10$ нВ/°С.

Для обеспечения дифференциального входа в ОУ-МДМ нередко применяют мостовую схему М на четырех МОП транзисторах.

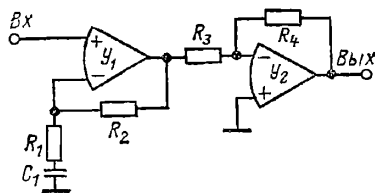


Рис. 6.11. Схема усилителя переменного тока канала МДМ

В качестве усилителя переменного тока U_1 , как правило, используют ОУ с полевыми транзисторами на входе, охваченный инерционной обратной связью для стабилизации по постоянному току. Для реализации такой обратной связи используют обычно инвертор, как показано на рис. 6.11, поскольку в структуре рис. 6.8 требуется инвертирующий U_1 (МДМ), а противофазная работа ключей по ряду причин нежелательна.

В демодуляторе обычно используют также закорачивающие или рвущо-закорачивающие ключи на МОП транзисторах.

Типовая схема ОУ-МДМ приведена на рис. 6.12. Цепь R_1, C_1 — входной фильтр; R_2, T_1, C_3, R_3 — модулятор; U_1, U_2 с относящимися элементами — усилитель переменного тока; C_5, T_2 — демодулятор; R_6, C_6 — выходной фильтр; C_2, R_6 — разделительная цепь канала высоких частот; U_3 — основной ОУ. Приведенные параметры рассчитаны для работы генератора импульсов ГИ с частотой 100—200 Гц при скважности 50—100. Отметим, что увеличение скважности, т. е. управление М и ДМ короткими отпирающими импульсами, увеличивает входное сопротивление, уменьшает уровень пульсаций и расширяет полосу пропускания канала МДМ.

Схема рис. 6.12 позволяет обеспечить следующие параметры ОУ-МДМ: $E_{\text{см}} \approx 1 \div$

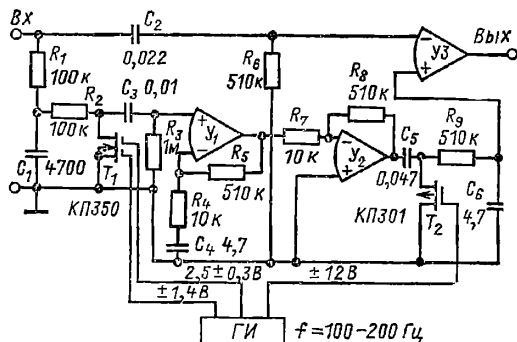


Рис. 6.12. Прецизионный операционный усилитель с каналом МДМ

$\div 5$ мкВ, $\Delta E_{\text{см}}/\Delta T \approx 0,03 \div 0,1$ мкВ/°С; $I_{\text{вх}} = 2 \div 20$ пА; $\Delta I_{\text{вх}}/\Delta T \approx 0,05 \div 0,2$ пА/°С; $K_T(0) \approx \approx 10^8 \div 10^9$. Динамические характеристики полностью определяются свойствами УЗ.

Как видно из примера схемы ОУ-МДМ, он содержит большое число конденсаторов и высокоомные резисторы. Его реализация по полупроводниковой интегральной технологии в настоящее время невыполнима. В этом отношении более перспективны ОУ с периодиче-

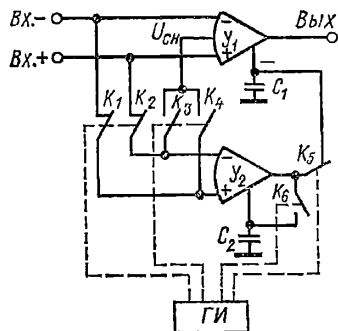


Рис. 6.13. Операционный усилитель с периодической компенсацией дрейфа нуля с помощью дополнительного усилителя (У2), запоминающих конденсаторов (C1, C2) и системы ключей

ской компенсацией дрейфа нуля (ОУ-ПКД). Структурная схема ОУ-ПКД приведена на рис. 6.13. Помимо основного ОУ (У1) с коэффициентом усиления K_1 схема содержит вспомогательный ОУ (У2) с коэффициентом усиления K_2 , два запоминающих конденсатора C_1, C_2 , систему ключей (K1—K6) и генератор импульсов ГИ, управляющий ключами. Помимо обычных дифференциальных входов, У1 и У2 имеют дополнительные инвертирующие входы. Кроме того, У1 содержит специальное устройство, выделяющее синфазную составляющую сигнала ($U_{\text{сф}}$). При разомкнутых ключах K_1, K_2, K_5 и замкнутых K_3, K_4, K_6 дифференциальный вход У2 замкнут, а вспомогательный вход связан с выходом. При этом C_2 заряжается до напряжения смещения нуля этого усилителя. Благодаря этому после размыкания K_3, K_4, K_6 и замыкания K_1, K_2, K_5 смещение нуля У2 оказывается скомпенсированным (уменьшенным в K_1 раз), а структура всего усилителя становится эквивалентной схеме рис. 6.8, т. е. У2 выполняет роль низкочастотного канала. Смещение нуля У1 оказывается уменьшенным также в K_1 раз. Чтобы обеспечить малый входной ток, оба усилителя выполняют с входными каскадами на МОП структуре. ОУ-ПКД содержит всего два конденсатора, поэтому могут изготавливаться по полупроводниковой интегральной технологии с добавлением трех внешних конденсаторов (третий необходим для работы генератора импульсов).

Области применения ОУ. Освоение производства ОУ по полупроводниковой интегральной технологии снизило их габариты и стоимость до уровня одиночных транзисторов. Это способствовало их чрезвычайно широкому распространению. В настоящее время практически все разнообразные электронные устройст-

ва проектируются с использованием ОУ. Замена дискретных транзисторов на ОУ позволяет упростить схемы, повысить надежность, улучшить электрические характеристики.

Наиболее широко ОУ применяются в измерительной технике, в аналоговых и аналого-цифровых вычислительных машинах, в системах управления, при построении разнообразных функциональных преобразователей, а также цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей, в устройствах связи, в активных фильтрах, стабилизаторах и различных генераторах.

При проектировании устройств с применением ОУ в первую очередь надо учитывать ограничения по выходному напряжению и току, а также по допустимому максимальному входному сигналу, в том числе синфазной составляющей. Большое значение имеет правильный выбор типа ОУ по допустимой погрешности и быстродействию. Надо иметь в виду, что даже весьма быстродействующие ОУ могут обладать сравнительно узкой полосой пропускания, если они работают с большим коэффициентом передачи. В этом случае целесообразно применять либо два-три ОУ, включенных последовательно, либо специализированные масштабные усилители, которые могут обеспечивать значительно большее быстродействие при большом коэффициенте передачи, чем стандартные ОУ.

6.3. НОРМИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Нормирующие усилители сигналов низкого уровня. Под низким уровнем сигналов обычно понимают напряжения, изменяющиеся в диапазоне от нуля до 10—1000 мВ. В этих пределах изменяются выходные сигналы термомпар, радиационных пирометров и ряда других преобразователей неэлектрических величин в электрические. Для преобразования напряжения такого уровня в унифицированный сигнал тока или напряжения используются операционные усилители (ОУ).

В зависимости от диапазона входного сигнала и требуемой точности применяются два основных вида полупроводниковых операционных усилителей: с непосредственными связями и с промежуточным преобразованием — модуляцией и последующей демодуляцией сигналов (МДМ усилители).

Стандартные схемы нормирующих усилителей, построенных на базе ОУ, представлены на рис. 6.14. Унифицированный сигнал по напряжению формируется с помощью схемы рис. 6.14, а.

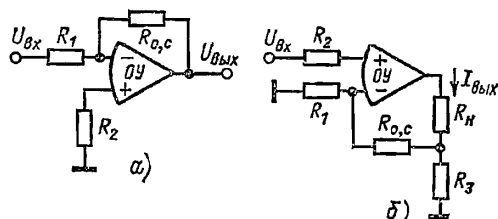


Рис. 6.14. Нормирующие усилители: а — с выходом по напряжению; б — с выходом по току

Для этой схемы

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_{0,c}}{R_1} U_{\text{вх}}.$$

Таким образом, если требуется привести входной сигнал, изменяющийся в диапазоне 0—10 мВ, к унифицированному уровню 0—10 В, следует выбрать $R_{0,c} = 1000 R_1$. Для идеального ОУ (у которого отсутствует входной ток и коэффициент усиления стремится к бесконечности) сопротивления резистора R_1 можно выбирать произвольно. Реально должно выполняться условие

$$R_1 \leq \delta \frac{U_{\text{вхт}}}{I_0},$$

где δ — допустимая погрешность преобразования, связанная с наличием входного тока I_0 ; $U_{\text{вхт}}$ — верхнее значение диапазона изменения входного сигнала.

Например, для отечественного ОУ типа К140УД6 ток $I_0 = 100$ нА, откуда для $\delta = 0,2\%$ получаем $R_1 \leq 200$ Ом.

Входное сопротивление схемы рис. 6.14, а равно R_1 . Для того чтобы увеличить входное сопротивление при сохранении δ , второй вход ОУ соединяют с общей точкой схемы через сопротивление $R_2 = R_1 R_{0,c} / (R_1 + R_{0,c})$. Тогда в формуле для R_1 вместо I_0 следует подставлять разность входных токов ΔI_0 , которая обычно в несколько раз ниже I_0 . Так, для того же усилителя $\Delta I_0 = 25$ нА, откуда $R_1 \leq 800$ Ом.

Погрешность схем рис. 6.14 определяется не только входным током ОУ, но и смещением нуля усилителя. Начальное смещение нуля может быть скомпенсировано корректором, однако изменение этого смещения (дрейф нуля) в общем случае непредсказуем и без специальных схемотехнических приемов скомпенсирован быть не может. Погрешность, вызванная дрейфом нуля, равна:

$$\delta = \left(1 + \frac{R_1}{R_{0,c}}\right) \frac{U_{\text{др}}}{U_{\text{вхт}}},$$

где $U_{\text{др}}$ — дрейф нуля ОУ.

Заметим, что погрешность преобразования зависит от точности сопротивлений резисторов R_1 , $R_{0,c}$. Если в схеме предусмотрен потенциометр, с помощью которого подстраивается верхнее значение диапазона преобразователя, то во внимание следует принимать только стабильность резисторов (в том числе стабильность подстроечного потенциометра).

Для преобразования сигнала напряжения в унифицированный токовый сигнал используется схема рис. 6.14, б. Здесь последовательно с нагрузкой R_H включается сопротивление R_3 , падение напряжения на котором пропорционально выходному току. Для этой схемы

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_3} \left(\frac{R_3 + R_{0,c}}{R_1} \right).$$

Например, при $U_{\text{вх}} = 0 \div 10$ мВ, $I_{\text{вых}} = 0 \div 5$ мА, $R_3 = 100$ Ом, $R_1 = 10$ кОм находим $R_{0,c} = 499,9$ кОм.

При нормировании сигналов низкого уровня обычно $R_3 \ll R_{0,c}$ и приближенно

$$I_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R_{0,c}}{R_3 R_1}.$$

Приближенная формула дает $R_{0,c} = 500$ кОм.

Резистор R_3 выбирается из условия

$$I_{\text{выхт}} (R_H + R_3) \leq U_m,$$

где $I_{\text{выхт}}$ — верхнее значение диапазона изменения выходного тока; U_m — диапазон линейности ОУ. Так, для $I_{\text{выхт}} = 5$ мА, $R_H = 2$ кОм, $U_m = 12$ В находим $R_3 \leq 400$ Ом. Требования к стабильности R_3 аналогичны требованиям, предъявляемым к R_1 и $R_{0,c}$.

Схемы рис. 6.14 используются в тех случаях, когда источник входного сигнала и усилитель имеют общую точку и отсутствует продольная (синфазная) помеха, действующая между одним из полюсов источника и «землей» (например, помеха от промышленной сети). Если источник не связан с общей точкой усилителя и имеется продольная помеха, применяется схема рис. 6.15.

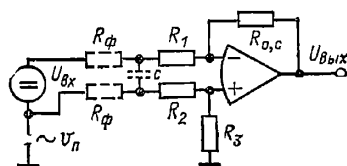


Рис. 6.15. Нормирующий усилитель с симметричным входом

Для этой схемы при $R_{\phi} = 0$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R_3 + R_{0,c}}{R_1 + R_2}$$

а напряжение помехи на выходе

$$U_{\text{вых,п}} = \frac{R_3/R_2 - R_{0,c}/R_1}{1 + R_3/R_2} U_{\text{п}}.$$

Если выбрать $R_{0,c}/R_1 = R_3/R_2$, то помеха полностью ослабится, а полезный сигнал на выходе

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_{0,c}}{R_1} U_{\text{вх}}.$$

Для того чтобы свести к минимуму влияние входного тока усилителя, выбирают также $R_1 = R_2$, $R_3 = R_{0,c}$.

Схема рис. 6.15 может использоваться только в том случае, когда напряжение помехи, приведенное ко входу усилителя, меньше допустимого синфазного напряжения на входе усилителя. Так, для ОУ типа К140УД6 максимальное амплитудное значение синфазного сигнала 15 В.

Если напряжение помехи превышает это значение, необходимо использовать схему с гальванической изоляцией входных цепей (см. рис. 6.16, 6.17).

Для ослабления помехи, действующей последовательно с источником входного сигнала (поперечная помеха), используется RC-фильтр нижних частот (резисторы R_{ϕ} и емкость C , показанные на рис. 6.15 пунктиром).

Для того чтобы не нарушалась симметрия схемы по отношению к продольной помехе, резистор фильтра разбивается на две равные части и включается в оба сигнальных прово-

да. Все ранее приведенные соотношения при этом сохраняются, если вместо R_1 и R_2 подставить сумму соответственно $R_1 + R_\Phi$ и $R_2 + R_\Phi$. При заданной емкости C максимальная постоянная времени достигается при $R_\Phi = R_1 = R_2$. В этом случае постоянная времени фильтра $T_\Phi = R_\Phi C$ и при частоте помехи ω коэффициент ее ослабления $K_\omega = 1/\sqrt{1 + (\omega T_\Phi)^2}$. Обычно $\omega^2 T_\Phi^2 \gg 1$; тогда $K_\omega = 1/R_\Phi C \omega$. Суммарную емкость фильтра можно уменьшить, если применить многозвенный фильтр.

Сопротивления в схеме рис. 6.15 могут быть выбраны тем больше, чем меньше разница входного тока двух входов ОУ. Поэтому при прочих равных условиях подавление поперечной помехи более эффективно в том случае, когда используется ОУ с малой разницей токов Δi_0 .

Нормирование сигналов термоэлектрических преобразователей. При нормировании сигналов терморпар используется одна из схем, описанных в предыдущем разделе. Особенностью нормирования в этом случае является то, что необходимы компенсация температуры холодных спаев и линеаризация градуировочной характеристики.

Наиболее распространенным способом компенсации температуры холодного спая является использование медного резистора (см., например, [6.7]). Что касается линеаризации характеристики терморпары, то чаще всего для этой цели используется нелинейная обратная связь, охватывающая ОУ. Если напряжение терморпары связано с температурой t горячего спая зависимостью $u = F(t)$, то для того, чтобы в схеме рис. 6.14 выходной сигнал линейно зависел от температуры, в цепи обратной связи последовательно с резистором R_0 , с включают нелинейное звено со статической характеристикой вида $F(x)$. Подобного рода звенья чаще всего реализуются путем кусочно-линейной аппроксимации функции $F(x)$ цепью из резисторов и диодов.

Гальваническая изоляция цепей. В нормирующих усилителях гальваническая изоляция входных и выходных цепей используется в трех случаях:

если входная и выходная цепи преобразователя не имеют общей точки и в то же время по условиям применения они должны находиться под одним и тем же потенциалом; если выход и вход преобразователя находятся под различным потенциалом;

если на входе преобразователя действует продольная помеха, по уровню превышающая допустимое для используемого усилителя синфазное напряжение.

Характерным примером первого случая, когда может понадобиться гальваническая изоляция, является схема рис. 6.14, б. Если вход и выход этой схемы должны заземляться, преобразователь сохранит работоспособность только при наличии гальванической развязки.

С другой стороны, схема рис. 6.14, а, в которой вход и выход имеют общую точку, не может использоваться в том случае, когда по условиям применения входной сигнал и нагрузка находятся под различными потенциалами. Очевидно также, что схему рис. 6.15

можно применять только, если приведенное ко входу усилителя напряжение помехи меньше допустимого уровня синфазной помехи. В противном случае режим входного каскада усилителя выйдет за границы, при которых гарантируются основные параметры усилителя — его коэффициент усиления и дрейф нуля.

Одним из вариантов построения цепей гальванической изоляции является применение трансформаторов. Для реализации этого способа сигнал постоянного тока преобразуется в переменное напряжение, которое трансформируется и затем вновь преобразуется в постоянный ток.

Возможны три варианта включения узла гальванической изоляции: на входе усилителя, его выходе и между каскадами усиления. Гальваническая изоляция, установленная на входе, устраняет действие продольной помехи на входные цепи усилителя. Однако к такой

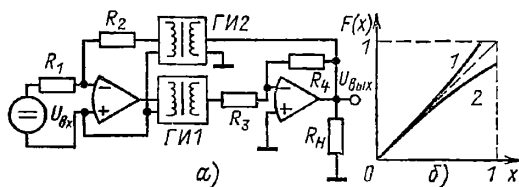


Рис. 6.16. Измерительный преобразователь с гальванической изоляцией

изоляции предъявляются повышенные метрологические требования. К гальванической изоляции, включенной на выходе усилителя, предъявляются минимальные с точки зрения метрологии требования, однако цель изоляции должна быть рассчитана на преобразование и трансформацию больших уровней напряжений. Третья возможность является компромиссной между первыми двумя, но она используется только в тех случаях, когда операционный усилитель выполнен на дискретных элементах или применен более чем один интегральный усилитель.

Особенностью полупроводниковых измерительных преобразователей является то, что в них необходимо устанавливать как минимум два узла гальванической изоляции: один — в прямой цепи и другой — в цепи отрицательной обратной связи. На рис. 6.16, а показан один из вариантов такого включения. Узел гальванического разделения ГИ1, включенный в прямую цепь, работает при уровнях напряжения $U_{\text{вых}} R_3/R_4$. Дрейф нуля этого узла и нелинейность его статической характеристики практически не влияют на точность измерительного преобразователя.

Если предположить, что коэффициент передачи ГИ2, включенного в цепь отрицательной обратной связи, равен минус единице, то общее усиление схемы по-прежнему равно R_2/R_1 . Дрейф нуля узла ГИ2 вносит относительную погрешность $u_{\text{др2}}/U_{\text{вых}}$, и в отличие от ГИ1 нелинейность статической характеристики ГИ2 влияет на общую нелинейность преобразователя: если статическая характеристика ГИ2 описывается уравнением $F(x)$, то характеристика преобразователя в целом с точностью до постоянного множителя R_2/R_1

будет определяться выражением $F^{-1}(x)$. Таким образом, вид нелинейности измерительного преобразователя, выполненного по схеме рис. 6.16, а, является обратным по отношению к виду нелинейности узла гальванической изоляции, включенного в цепь отрицательной обратной связи.

Допустим, что статическая характеристика $ГИ2$ описывается уравнением $F(x) = x(1 + \alpha x)$ (кривая 1 на рис. 6.16, б). Тогда при $\alpha \ll 1$ статическая характеристика преобразователя $F^{-1}(x) = x(1 - \alpha x)$ (кривая 2).

В том случае, когда нелинейность гальванической изоляции — явление не случайное, а закономерное и различные экземпляры узлов изоляции имеют близкий характер нелинейности, нелинейность измерительного преобразователя можно существенно снизить с помощью схемы рис. 6.17. Здесь в отличие от

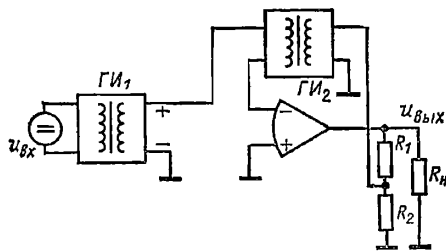


Рис. 6.17. Схема с компенсацией нелинейности узлов гальванической изоляции

предыдущего варианта узел гальванической изоляции, включенный в прямой канал, не охвачен обратной связью и, если нелинейности узлов $ГИ1$ и $ГИ2$ имеют одинаковый характер, статическая характеристика измерительного преобразователя оказывается линейной. Реально между нелинейностями двух даже одинаковых по схеме устройств всегда существует некоторое различие. Допустим для узла $ГИ1$ $F(x) = x(1 + \alpha_1 x)$, а для узла $ГИ2$ $F(x) = x(1 + \alpha_2 x)$. Тогда нелинейность измерительного преобразователя при $\alpha_1 \ll 1$ и $\alpha_2 \ll 1$ определяется выражением $f(x) = x[1 + (\alpha_1 - \alpha_2)x]$. Коэффициент усиления схемы рис. 6.17 равен $(R_1 + R_2)/R_2$, т.е. резистор R_1 выбирается исходя из соотношения $R_1 = R_2(U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} - 1)$.

Для того чтобы узел гальванической изоляции развязывал входные и выходные цепи преобразователя не только по постоянному, но и по переменному току, емкость между первичной и вторичной цепями $ГИ$ должна быть небольшой (в хорошей развязке емкость составляет единицы и даже доли пикофарад). С этой точки зрения частоту преобразователя в узлах гальванической изоляции целесообразно повышать: при этом число витков трансформатора снижается и паразитная емкость уменьшается. Лучшее в этом смысле решение можно получить, применяя в качестве элемента гальванической изоляции оптотару. Имеется два варианта включения оптотары. Первый близок к схеме рис. 6.17, причем в качестве узлов $ГИ1$ и $ГИ2$ используются две согласованные оптотары, размещенные в одном корпусе. Точность работы такой схемы будет опреде-

ляться дифференциальной нелинейностью оптотар и различием влияния окружающих условий (в основном температуры) на коэффициент передачи оптотар. Во втором варианте используется один из видов время-импульсной модуляции (ШИМ, ЧИМ, см. § 6.5). Нелинейность статической характеристики оптотары и нестабильность его коэффициента передачи в этом случае мало сказываются на точности работы узла гальванической изоляции, более существенными являются частотные характеристики — время включения и время выключения, которые ограничивают сверху частоту модуляции.

Заметим, что если во входных цепях гальванической развязки используются активные элементы (например, ОУ), то источник питания этих элементов должен быть гальванически изолирован от источников питания устройств, включенных на выходе узла гальванической изоляции. Для того чтобы сохранить общий источник питания, часто используется преобразователь напряжения (например, блокинг-генератор), выходное напряжение которого выпрямляется, сглаживается фильтром нижних частот и используется для питания различных узлов схемы.

Преобразование сопротивления в унифицированный электрический сигнал. Наиболее распространенной схемой, используемой для преобразования изменения сопротивления в электрический сигнал, является электрический мост, к одной из диагоналей которого подключен источник питания, а с другой снимается выходное напряжение. Это напряжение нормируется с помощью одного из вариантов включения ОУ (см. рис. 6.14—6.16).

При несимметричной схеме включения операционного усилителя (рис. 6.18, а) питание мостовой схемы осуществляется от отдельного источника напряжения E , который не имеет общей точки с источником питания операционного усилителя. Резистор R_4 задает нужный ток через терморезистор R_t . При $R_4 \gg R_t$ можно считать, что ток через резистор $I_t = E/R_4 = \text{const}$ и не зависит от R_t (т.е. от измеряемой температуры). Обычно выбирают $R_3 = R_4$, а $R_0 = R_{t0}$, где R_{t0} — сопротивление терморезистора при температуре, равной нижнему значению измеряемого диапазона.

Для того чтобы изменение сопротивления линии R_L не влияло на точность преобразования, используют трехпроводную схему включения терморезистора. В этом случае одно из сопротивлений линии R_L включается последовательно с большим сопротивлением R_3 и его изменение слабо влияет на ток в линии, а два других включены в противоположные плечи моста и влияние их изменения значительно снижается. Тем не менее это влияние остается, что видно из приближенной формулы, характеризующей статическую характеристику преобразователя:

$$U_{\text{вых}} = \frac{E \alpha t R_{t0}}{R_3} \left(1 - \frac{2R_{t0} + 4R_L + \alpha t R_{t0}}{R_3} \right) \frac{R_2}{R_1},$$

где α — температурный коэффициент сопротивления; t — измеряемая температура. Отсюда видно, что влияние сопротивления линии уменьшается при уменьшении отношения R_L/R_3 . Погрешность преобразователя, настро-

енного из расчета $R_L = 0$, равна $\delta_{R_L} = 4 R_L / R_3$, а погрешность за счет изменения температуры линии связи $\delta_{t_L} = 4 R_{L0} \alpha_L \Delta t_L / R_3$. Например, при $R_{L0} = 10$ Ом, $R_3 = 2$ кОм, $\alpha_L = 4 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$, $\Delta t_L = 10 \text{ } ^\circ\text{C}$ получаем $\delta_{R_L} = 2 \%$, $\delta_{t_L} = 0,08 \%$.

Из формулы также видно, что статическая характеристика измерительного преобразо-

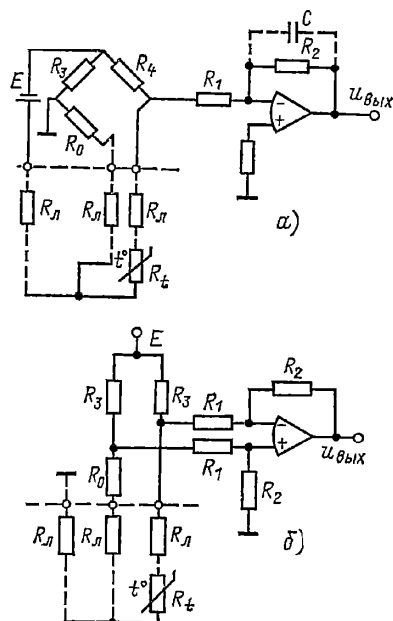


Рис. 6.18. Преобразователь изменения сопротивления в электрический сигнал:

а — с изолированным источником напряжения E ; б — с источником E , имеющим общую точку с усилителем

зователя нелинейна. Погрешность, связанная с этой нелинейностью, пропорциональна верхнему значению измеряемой температуры и равна:

$$\delta = \alpha R_{t0} t / 4 R_3.$$

Так, при $R_{t0} = 50$ Ом, $t = 100 \text{ } ^\circ\text{C}$, $R_3 = 2$ кОм находим $\delta = 0,25 \%$.

Для того чтобы отфильтровать помеху, поступающую из измерительной цепи на вход усилителя, используется фильтр нижних частот. Его постоянная времени $T_\Phi = R_2 C$.

Если операционный усилитель включается по симметричной схеме (рис. 6.18, б), то для питания моста может использоваться источник напряжения E , имеющий общую точку с источником питания операционного усилителя. Это упрощает схему преобразователя, но увеличивает общее число прецизионных сопротивлений.

Рассмотренные соотношения показывают, что погрешности измерительной схемы снижаются при увеличении сопротивления R_3 . Если схему питать от источника тока, т. е. предположить, что $R_3 \rightarrow \infty$, а $E/R_3 = I_0 = \text{const}$, нелинейность статической характеристики преобразователя и влияющие сопротивления линии становятся равными нулю. Статическая харак-

теристика преобразователя в этом случае записывается в виде

$$U_{\text{вых}} = I_0 \alpha R_{t0} t.$$

6.4. ЛИНЕЙНЫЕ СТАТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Линейными статическими преобразователями (ЛСП) называют такие преобразователи, которые осуществляют линейные операции над входными сигналами, сохраняя закон его изменения во времени. К ЛСП относятся операции суммирования и вычитания, а также умножения на постоянный коэффициент. В простейших случаях эти операции могут быть выполнены на пассивных элементах, в частности на резисторах. Чаше для построения ЛСП используют активные элементы — операционные усилители [1.1, 6.8, 6.9, 6.11, 6.12].

ЛСП на пассивных элементах. Наиболее часто на пассивных элементах реализуется операция умножения на постоянный коэффициент (α). Таким элементом является обычный потенциометр (рис. 6.19). При линейной

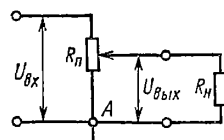


Рис. 6.19. Потенциометр в качестве элемента регулируемого коэффициента передачи

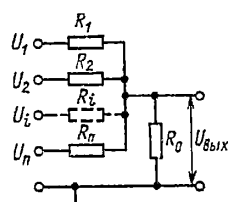


Рис. 6.20. Схема суммирования напряжений с помощью резисторов

зависимости сопротивления между положением движка α и общей точкой A и при $R_n = \infty$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \alpha,$$

где α выражено в долях полного сопротивления.

Выходное сопротивление потенциометра равно:

$$R_{\text{вых}} = R_n \frac{\alpha (1 - \alpha)}{2 (1 - \alpha/2)}.$$

При введении R_n линейная зависимость от α нарушается:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \alpha \frac{1}{1 + \frac{R_n}{R_n} \frac{\alpha (1 - \alpha)}{2 (1 - \alpha/2)}}.$$

Однако, если $R_n \gg R_n$, то приближенно можно считать зависимость от α линейной. При этом погрешность будет равна:

$$\frac{R_n}{R_n} \frac{\alpha}{2} \frac{1 - \alpha}{1 - \alpha/2}.$$

Если величина R_n постоянная, то отклонение от линейного закона при изменении α не играет существенной роли, так как уста-

новку требуемого коэффициента передачи осуществляют по отношению $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ при включенном R_n .

Температурная погрешность $\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}$ определяется как ТК R для R_n и R_n , так и отношением R_n/R_n . При малом R_n/R_n

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \approx \frac{R_n}{R_n} \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha/2} (\gamma_1 - \gamma_2) \Delta T,$$

где γ_1 и γ_2 — соответственно ТК R для R_n и R_n ; ΔT — изменение окружающей температуры.

Существенную роль может играть погрешность, обусловленная механической и электрической нестабильностью положения движка потенциометра. Эта погрешность в значительной степени зависит от конструкции потенциометров и может составлять 0,005—1.

При быстроизменяющемся сигнале необходимо также учитывать динамическую (частотную) погрешность потенциометра, которая обусловлена паразитной распределенной емкостью сопротивления относительно металлического корпуса, емкостью между входным контактом и движком, а также движком и общей точкой. Типичные значения частотной погрешности для проволоочного многооборотного потенциометра с $R_n = 10$ кОм составляет 0,1 % на частоте 10 кГц. Возможна частичная компенсация частотной погрешности введением специально подобранного конденсатора между входным контактом и движком.

Основными недостатками потенциометра как элемента умножения на постоянный коэффициент являются его малая нагрузочная способность и возможность умножения только на коэффициент меньше единицы.

В тех случаях, когда допускается дискретное изменение α или когда оно фиксировано, успешно могут быть применены схемы на постоянных резисторах с необходимой коммутацией.

Пассивные элементы нередко используют для суммирования нескольких сигналов. Если входными сигналами являются токи, их суммирование не вызывает затруднений. Достаточно пропустить эти токи через общий резистор. При этом напряжение на резисторе будет пропорционально сумме токов.

Если входными сигналами являются напряжения, имеющие общую точку, они могут быть просуммированы также с помощью пассивной цепи. В этом случае применяют схему, приведенную на рис. 6.20. Для нее

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{\sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i}} \sum_{i=1}^n \frac{U_i}{R_i},$$

т.е. пропорционально сумме входных напряжений с весовыми коэффициентами, равными

$$\left(R_i \sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i} \right)^{-1}.$$

Погрешность такого сумматора линейно зависит от неточности и нестабильности входящих в него резисторов. Однако если все R_i

обладают одинаковыми ТК R , то температурная погрешность сумматора равна нулю.

Основной недостаток сумматора на пассивных элементах состоит в том, что при выключении одного из U_i (разрыве его цепи) происходит изменение весовых коэффициентов при оставшихся слагаемых. Эта погрешность оказывается обратно пропорциональна R_0 . Поэтому приходится выбирать малые R_0 , что приводит к уменьшению коэффициента передачи по всем входам.

В тех случаях, когда источники входных напряжений не имеют общей точки и их утечки относительно земли малы, возможно суммирование напряжений путем последовательного соединения источников сигналов.

ЛСП на активных элементах. Для реализации ЛСП широко применяют ОУ, которые

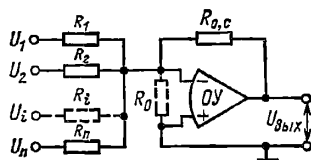


Рис. 6.21. Суммирующий усилитель

позволяют избежать большинства недостатков ЛСП на пассивных элементах. На рис. 6.21 приведена схема сумматора с использованием инвертирующего ОУ. Для нее (см. § 6.2)

$$U_{\text{вых}} \approx R_{0,с} \sum_{i=1}^n U_i / R_i,$$

т.е. происходит умножение каждого из сигналов на свой коэффициент $R_{0,с}/R_i$ и затем их суммирование.

Относительная погрешность из-за неточности или нестабильности резисторов для i -го входа определяется разностью относительных погрешностей этих резисторов:

$$\delta K_{\Pi i} = \frac{\Delta U_{\text{вых}i}}{U_{\text{вых}}} \approx \delta R_{0,с} - \delta R_i.$$

Составляющая погрешности, обусловленная конечностью входного сопротивления R_0 ОУ и его коэффициента усиления K_y , определяется на основании выражений для выходного напряжения реального ($U_{\text{вых},p}$) и идеального ($U_{\text{вых},и}$) ОУ (см. § 6.2):

$$\begin{aligned} \delta K_{\Pi} &= \frac{U_{\text{вых},p} - U_{\text{вых},и}}{U_{\text{вых},и}} \approx \\ &\approx \frac{R_{0,с}}{K_y} \left(\frac{1}{R_{0,с}} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \right) = \\ &= \frac{1 + \frac{R_{0,с}}{R_0} + \sum_{i=1}^n K_{\Pi i}}{K_y}, \end{aligned}$$

где $K_{\Pi i} = R_{0,с}/R_i$ — коэффициент передачи для i -го входа.

Отсюда видно, что для уменьшения погрешности необходимо увеличивать R_0 и K_y . Погрешность линейно растёт с увеличением коэффициентов передачи по всем входам. Поскольку K_y уменьшается пропорционально частоте сигнала (что необходимо для обеспечения устойчивости), величина δK_{Π} оказывается тем больше, чем выше частота сигнала. Дополнительное увеличение δK_{Π} с ростом частоты называют частотной погрешностью. Зная частоту среза ОУ $f_{\text{ср}}$, при которой его $|K_y| = 1$, можно оценить частотную погрешность по следующей формуле:

$$\delta K_{\Pi}(j\omega) \approx \left(1 + \frac{R_{0,c}}{R_0} + \sum_{i=1}^n K_{\Pi i}\right) \frac{jf}{f_{\text{ср}}}.$$

Формула верна лишь при $|\delta K_{\Pi}(j\omega)| \ll 1$ и для случая, когда ёмкостью на входе ОУ можно пренебречь, а уменьшение $|K_y(j\omega)|$ от частоты происходит со скоростью 20 дБ/дек.

Например, ОУ с $f_{\text{ср}} = 1$ МГц при $K_{\Pi} = 100$ имеет $\delta K_{\Pi} = 0,1\%$ на частоте всего 10 Гц.

Частотную погрешность сумматора удаётся частично компенсировать, если параллельно каждому R_i ввести конденсатор C_i , выбранный из условия

$$C_i = \frac{1}{2\pi f_{\text{ср}} R_i} \left(1 + \frac{R_{0,c}}{R_0} + \sum_{i=1}^n K_{\Pi i}\right).$$

При этом удаётся в 10–50 раз увеличить верхнюю границу полосы частот f_{δ} , в которой частотная погрешность не превосходит заданную.

Для увеличения f_{δ} целесообразно выбирать ОУ, имеющий наибольшую $f_{\text{ср}}$ и область частот, где его усиление достаточно велико. Однако надо иметь в виду, что для получения минимального времени затухания переходного процесса τ_{δ} до заданного уровня при импульсном сигнале необходимо помимо увеличения $f_{\text{ср}}$ обеспечить затухание амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) по разомкнутому контуру обратной связи, равное точно 20 дБ/дек. При этом погрешность отклонения от установившегося значения убывает во времени по экспоненте с эквивалентной постоянной времени:

$$\tau_{\delta} \approx \frac{1 + \sum_{i=1}^n K_{\Pi i}}{2\pi f_{\text{ср}}}.$$

Если постоянная времени, образованная делителем обратной связи $R_{0,c}$ и R_i и ёмкостью на входе ОУ, больше, чем $f_{\text{ср}} / \sum_{i=1}^n K_{\Pi i}$, и в области высоких частот затухания АЧХ близко к 40 дБ/дек, переходный процесс становится колебательным и τ_{δ} резко возрастает. Поэтому следует выбирать резисторы цепи обратной связи возможно более низкоомными и минимизировать ёмкость монтажа входной цепи ОУ.

Затягивание переходного процесса происходит также в случае, если максимальная скорость нарастания сигнала V_m , которую может обеспечить ОУ, меньше, чем $U_{\text{вых max}}/T_{\delta}$. При этом время установления, т. е. время, за которое относительное отклонение $U_{\text{вых}}(t)$ от $U_{\text{вых}}(\infty)$ не будет превышать заданное значение δ , можно оценить по следующей формуле:

$$\tau_{\delta} \approx \frac{U_{\text{вх}} K_{\Pi}}{V_m} \frac{1 + K_{\Pi}}{2\pi f_{\text{ср}}} + \frac{1 + K_{\Pi}}{2\pi f_{\text{ср}}} \ln \frac{V_m (1 + K_{\Pi})}{2\pi f_{\text{ср}} U_{\text{вых max}} \delta} + t_{\text{з}},$$

где $t_{\text{з}}$ — время запаздывания, обусловленное переходом из нелинейного в линейный режим работы ОУ.

Поскольку напряжение на входе ОУ в схеме рис. 6.21 практически равно нулю, входное сопротивление по каждому входу равно соответствующему R_i .

Помимо погрешности в коэффициенте передачи (мультипликативной погрешности) в схеме рис. 6.21 возникают погрешности, обусловленные смещением нуля усилителя $E_{\text{см}}$, его входным током $I_{\text{вх}}$ и их дрейфом (аддитивная погрешность). В результате при нуле на входе появляется выходное напряжение (см. § 6.2), равное:

$$U_{\Pi, \text{вых}} = \left(E_{\text{см}} + \frac{dE_{\text{см}}}{dT} \Delta T\right) \left(1 + \frac{R_{0,c}}{R_0} + \sum_{i=1}^n K_{\Pi i}\right) + \left(I_{\text{вх}} + \frac{dI_{\text{вх}}}{dT} \Delta T\right) R_{0,c},$$

где $dE_{\text{см}}/dT$ и $dI_{\text{вх}}/dT$ — температурные коэффициенты напряжения смещения и входного тока; ΔT — приращение окружающей температуры по сравнению с нормальной температурой.

Кроме того, на выходе всегда существует паразитное напряжение, обусловленное напряжением $E_{\text{ш}}$ и током $I_{\text{ш}}$ шумов ОУ, приведенными к его входу, а также тепловыми шумами резисторов цепи обратной связи:

$$U_{\text{ш, вых}} = \sqrt{\left(4kTR_{\text{эв}}\Delta f + E_{\text{ш}}^2\right) \left(1 + \frac{R_{0,c}}{R_0} + \sum_{i=1}^n K_{\Pi i}\right)^2 + I_{\text{ш}}^2 R_{0,c}^2},$$

где

$$R_{\text{эв}} = \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_{0,c}} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}\right)^{-1},$$

k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; Δf — эквивалентная шумовая полоса пропускания, в которой измеряются $E_{\text{ш}}$ и $I_{\text{ш}}$ для ОУ.

Для заданного типа ОУ $U_{\Pi, \text{вых}}$ и $U_{\text{ш, вых}}$ тем меньше, чем меньше значения $K_{\Pi i}$ и $R_{0,c}$.

Погрешность, вызванную $E_{см}$ и $I_{вх}$, можно компенсировать путем введения на вход ОУ компенсирующего тока (установки нуля по току) и балансировки ОУ по $E_{см}$ (установки нуля по напряжению). При этом останутся лишь составляющие, обусловленные температурным и временным дрейфом $E_{см}$ и $I_{вх}$.

При необходимости умножить на постоянный коэффициент лишь одно напряжение це-

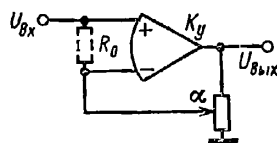


Рис. 6.22. Неинвертирующий усилитель с регулировкой коэффициента передачи

лесообразно применять схему рис. 6.22 с обратной связью последовательного типа. Для нее

$$U_{ВЫХ} = \frac{U_{ВХ}}{\alpha} \frac{1}{1 + 1/\alpha K_{\gamma}}.$$

Достоинством такой схемы является весьма большое входное сопротивление, равное:

$$R_{ВХ} = R_0 (1 + \alpha K_{\gamma}),$$

поэтому ее целесообразно применять в случае высокоомной цепи источника сигнала.

Используя дифференциальный ОУ, можно производить одновременное суммирование нескольких входных напряжений, вычитание одного из них и умножение этих напряжений на постоянные коэффициенты. Такую операцию позволяет производить схема рис. 6.23. Для нее

$$U_{ВЫХ} \approx U_n \left(1 + R_{о,с} \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{R_i} \right) - \sum_{i=1}^{n-1} U_i \frac{R_{о,с}}{R_i}.$$

Погрешности могут быть рассчитаны по формулам, приведенным для схемы рис. 6.21.

Для получения разности двух напряжений обычно применяют схему рис. 6.24. Если $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, то

$$U_{ВЫХ} \approx (U_2 - U_1) R_2 / R_1.$$

В идеальном случае при $U_1 = U_2$ $U_{ВЫХ} = 0$, но из-за неточности резисторов и неидеаль-

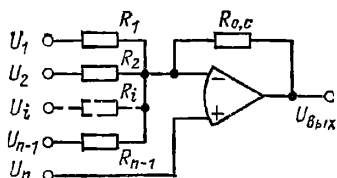


Рис. 6.23. Суммирующий усилитель с использованием неинвертирующего входа

ности ОУ на выходе возникает $\Delta U_{ВЫХ}$, равное:

$$\Delta U_{ВЫХ} \approx \left(\delta R_1 - \delta R_3 + \delta R_4 - \delta R_2 + \frac{1}{K_{ос,сн}} \right) \frac{R_2}{R_1} U_1 \Big|_{U_1=U_2},$$

где δR_i — относительные погрешности резисторов; $K_{ос,сн}$ — коэффициент ослабления син-

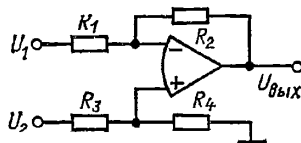


Рис. 6.24. Усилитель с дифференциальным входом на одном операционном усилителе

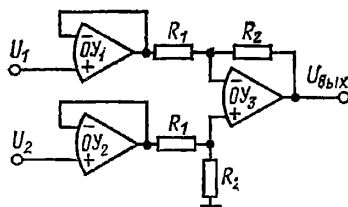


Рис. 6.25. Усилитель с высокоомным дифференциальным входом

фазной составляющей ОУ*. Входное сопротивление схемы для U_1 равно R_1 , а для U_2 равно $R_3 + R_4$. Для получения равных $R_{ВХ}$ и высокоомных входов можно использовать схему рис. 6.25 на трех ОУ, которая отличается от схемы рис. 6.24 лишь добавлением на каждом входе повторителей с высокоомным входом.

6.5. МОДУЛЯТОРЫ

Амплитудные модуляторы. В устройствах автоматики амплитудные модуляторы используются в основном для преобразования сигналов постоянного тока в переменное напряжение. Базовым элементом амплитудного модулятора является транзисторный ключ. Получили распространение транзисторные ключи, выполненные на биполярных и полевых транзисторах.

В простейшем варианте ключа, использующего биполярный транзистор (рис. 6.26, а), последний обычно включается по инверсной схеме: роль коллектора у него выполняет эмиттер, а роль эмиттера — коллектор. Такое включение обеспечивает минимальную для данного типа транзистора погрешность модуляции, которая связана с двумя факторами — остаточным напряжением на открытом ключе и обратным током закрытого ключа.

Указанные погрешности значительно уменьшаются при встречном включении двух тран-

* $K_{ос,сн} = K_{диф} / K_{сн}$, где $K_{диф}$ — коэффициент усиления ОУ для дифференциального сигнала (действующего между его входами); $K_{сн}$ — коэффициент усиления ОУ для синфазного сигнала, приложенного между общей точкой (землей) и обоими входами ОУ. $K_{ос,сн}$ ОУ среднего качества составляет 70—80 дБ, у прецизионных — до 120 дБ.

зисторов, особенно, если эти транзисторы выполнены по интегральной технологии и являются согласованной парой. Недостатком такого модулятора является отсутствие общей точки коммутирующего источника и входа модулятора, что приводит к увеличению помех и необходимости тщательного электростатического экранирования обмоток питающего трансформатора.

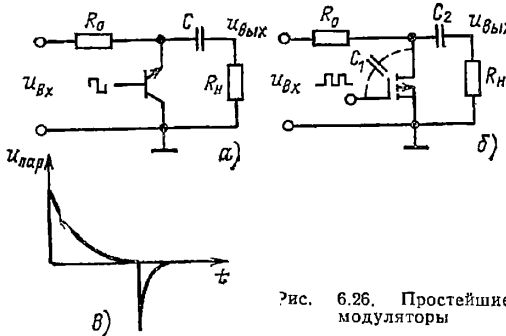


Рис. 6.26. Простейшие модуляторы

В настоящее время более широкое распространение получили ключи, выполненные на полевых транзисторах (рис. 6.26, б), среди которых имеются также две разновидности. Ключи на базе полевого трансформатора с управляющим $p-n$ переходом и ключи на базе полевого транзистора с изолированным затвором. Первый вариант ключа превосходит ключи с биполярными транзисторами по остаточному напряжению: оно практически равно нулю. Однако обратный ток запятого $p-n$ перехода по-прежнему создает погрешность модулятора.

Наиболее совершенным из существующих в настоящее время ключевых модуляторов является модулятор на полевом транзисторе с изолированным затвором. Паразитное напряжение открытого ключа такого модулятора равно нулю, а ток затвора в закрытом состоянии определяется исключительно утечками в диэлектрике, изолирующем затвор, и составляет 10^{-10} — 10^{-14} А.

Единственным источником погрешностей ключа на транзисторе с изолированным затвором является емкость C_1 перехода затвор-сток, через которую в нагрузку генерируются паразитные заряды (рис. 6.26, в). Для простейшего модулятора форма паразитного напряжения $U_{пар}$ (при $U_{вх}=0$) несимметрична: медленный спад напряжения $U_{пар}$ соответствует переходу транзистора из открытого состояния в закрытое. Емкость C_1 в этом случае перезаряжается через параллельно включенные сопротивления R_0 и R_n . Более быстрый спад соответствует обратному переключению — постоянная времени при этом мала и определяется в основном сопротивлением транзистора в открытом состоянии.

Частично компенсировать паразитные выбросы напряжения удается путем подачи в нагрузку через дополнительную емкость, эквивалентную C_1 , противофазного напряжения коммутации. Однако полную компенсацию обеспечить обычно не удастся из-за изменения паразитных емкостей транзистора с температурой. Поэтому схема рис. 6.26, б применяется в основном для построения низкоомных моду-

ляторов, у которых сопротивления R_0 и R_n малы и коммутационные процессы быстро заканчиваются.

В высокоомном модуляторе лучшие характеристики можно получить с помощью двух схем, показанных на рис. 6.27. Схема рис. 6.27, а представляет собой несимметричный модулятор на двух транзисторах. Она применяется в тех случаях, когда отсутствует разность потенциалов между источником входного сигнала и цепью нагрузки (т. е. при отсутствии продольной помехи).

В модуляторе рис. 6.27, а транзисторы работают в противофазе, благодаря чему паразитная емкость закрытого транзистора (T_1 или T_2) всегда быстро перезаряжается через небольшое сопротивление открытого транзистора (соответственно T_2 или T_1). Входной фильтр $R_0 C_0$ в этой схеме сглаживает пульсации (наводки) входного сигнала.

Помимо понижения энергии паразитной коммутационной помехи в двухтранзисторной схеме модулятора уменьшается также и амплитуда напряжения $U_{пар}$. Такое уменьшение связано с частичной компенсацией зарядов, генерируемых паразитными емкостями транзисторов T_1 и T_2 .

В том случае, когда источник входного сигнала находится под потенциалом продольной помехи, может быть использована симметричная мостовая схема модулятора (рис. 6.27, б). При отсутствии помехи эта схема в метрологическом отношении близка к схеме рис. 6.27, а: в ней также сокращено время переходных коммутационных процессов и происходит компенсация паразитных зарядов, генерируемых в нагрузку. Однако в мостовом модуляторе благодаря полной симметрии по отношению к общей точке усилителя значительно снижено влияние продольной помехи. Ограничением по помехе является допустимое напряжение на электродах транзисторов, входящих в модулятор, и допустимое синфазное напряжение операционного усилителя. Если продольная помеха превышает эти значения, модулятор должен быть гальванически изолирован от общей точки схемы.

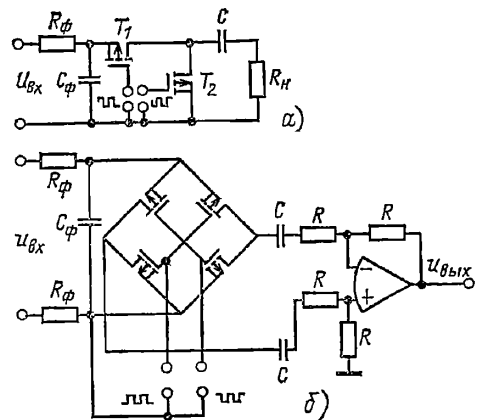


Рис. 6.27. Усовершенствованные схемы модуляторов: а — последовательно-параллельная схема; б — мостовая симметричная схема

Параметрические модуляторы, построенные на варикапах, используются в основном с источниками сигналов, отличающимися особенно большим внутренним сопротивлением (более 10^8 Ом). В простейшем случае такой модулятор образуется путем включения варикапов в мостовую схему (рис. 6.28, а), которая пита-

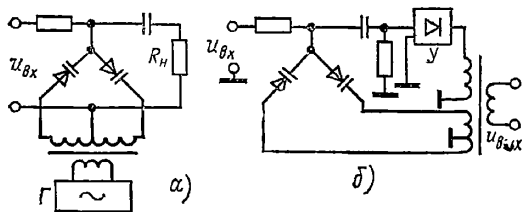


Рис. 6.28. Параметрические модуляторы: а — с внешним генератором; б — с управляемым генератором

ется от внешнего генератора Г. При отсутствии входного сигнала схема балансируется, например с помощью конденсатора, включенного параллельно одному из варикапов. Входной сигнал выводит мост из состояния равновесия, и на выходе образуется напряжение, пропорциональное входному сигналу.

Особенностью варикапного параметрического модулятора является чрезвычайно низкий паразитный ток, генерируемый во внешнюю цепь: при напряжении на каждом из варикапов, не превышающем 30 мВ, этот ток обычно менее 10^{-12} А. Другой особенностью варикапного модулятора является низкое напряжение шумов на частотах, вплоть до сотых долей герца.

Если входной сигнал однополярен, схемы параметрического модулятора и генератора могут быть совмещены путем построения управляемого генератора (рис. 6.28, б). В такой схеме усилитель У охватывается параметрической цепью обратной связи, знак и глубина которой определяются входным сигналом. При определенном знаке входного сигнала обратная связь становится положительной и на выходе появляется напряжение, которое при соответствующей нелинейности характеристики усилителя У будет пропорционально входному сигналу. Для получения устойчивых автоколебаний и монотонности характеристики модулятора коэффициент усиления усилителя У при увеличении выходного сигнала должен уменьшаться.

Широтно-импульсные модуляторы (ШИМ) используются для преобразования постоянно-

го напряжения в последовательность импульсов с изменяемой скважностью. Такие модуляторы применяются, в частности, в схемах гальванического разделения цепей, в которых после ШИМ включаются оптопары, имеющие хорошее быстродействие, т. е. достаточно точно передающие длительность входных импульсов, но имеющие нестабильную и нелинейную амплитудную характеристику. Другим примером использования ШИМ являются усилители мощности и мощные стабилизаторы, в которых благодаря модуляции удастся существенно повысить КПД.

Один из простейших вариантов ШИМ показан на рис. 6.29, а. Он построен на базе триггера с петлей гистерезиса и интегратора, выполненного на операционном усилителе. За счет отрицательной обратной связи, охватывающей триггер и интегратор, в системе возникают автоколебания, и на выходе триггера образуются прямоугольные импульсы с параметрами

$$t_{\text{и}} = \frac{hR_2C}{U_0 - \frac{R_2}{R_1}U_{\text{вх}}}, \quad \frac{R_2}{R_1}U_{\text{вх}} \leq U_0; \quad t_{\text{п}} = \frac{hR_1C}{U_{\text{вх}}},$$

где $t_{\text{и}}$, $t_{\text{п}}$ — длительность импульсы и паузы; $h = U_{\text{ср}} - U_{\text{отп}}$ — гистерезис триггера.

Скважность выходных импульсов, определяемая как $Q = t_{\text{и}} / (t_{\text{и}} + t_{\text{п}})$, равна:

$$Q = \frac{R_2}{R_1} \frac{U_{\text{вх}}}{U_0}, \quad \frac{R_2}{R_1} U_{\text{вх}} \leq U_0,$$

а частота следования импульсов

$$f = \frac{U_{\text{вх}} \left(1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{U_{\text{вх}}}{U_0} \right)}{hR_1C}.$$

Обычно в ШИМ стопроцентному входному сигналу должна соответствовать скважность, равная единице, поэтому выбирают $\frac{R_1}{R_2}U_0 = U_{\text{вх м}}$, где $U_{\text{вх м}}$ — верхнее значение диапазона изменения входного сигнала. Для этого случая

$$Q = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх м}}}; \quad f = \frac{U_{\text{вх}}/U_{\text{вх м}}(1 - U_{\text{вх}}/U_{\text{вх м}})}{h/U_{\text{вх м}}R_1C}.$$

Таким образом, скважность выполненного по схеме рис. 6.29 ШИМ пропорциональна входному сигналу, причем коэффициент передачи схемы не зависит от порогов срабатывания и отпущения триггера. Частота генерируемых колебаний также не зависит от порога срабатывания триггера, но зависит от гистерезиса его статической характеристики и связана с входным сигналом параболической зависимостью (рис. 6.30). В крайних точках диапазона входных сигналов частота равна нулю, в середине диапазона она максимальна:

$$f_{\text{max}} = U_{\text{вх м}} / 4hR_1C.$$

Точность работы рассматриваемого ШИМ определяется стабильностью резисторов R_1 , R_2 и напряжения U_0 , а также дрейфом нуля ОУ.

Для широтно-импульсного преобразования двухполярного сигнала используется схема, аналогичная рис. 6.29, а, но с триггером, входной сигнал которого двухполярен. Стаби-

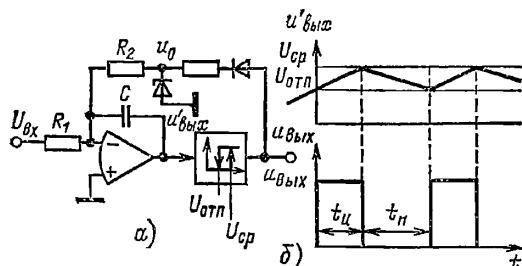


Рис. 6.29. Однополярный ШИМ:

а — структурная схема; б — эпюра напряжений

лизатор в цепи обратной связи также в этом случае должен быть двуполярным, а диод отсутствовать.

Такая схема при $U_{вх}=0$ генерирует симметричные прямоугольные колебания со скважностью $Q=0,5$. Увеличению отрицательных значений $U_{вх}$ соответствует уменьшение скваж-

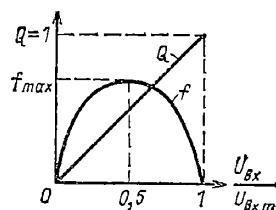


Рис. 6.30. Характеристики ШИМ

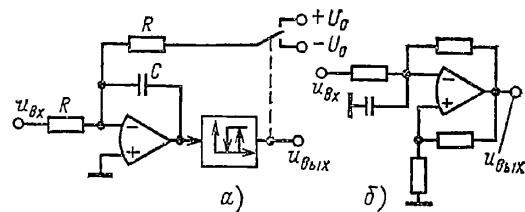


Рис. 6.31. Двуполярные ШИМ.

а — с отрицательной обратной связью; б — с комбинацией отрицательной и положительной обратной связи

ности до нуля, увеличению положительных значений входного сигнала — увеличение скважности до $Q=1$.

Разновидность схемы двуполярного ШИМ показана на рис. 6.31, а. Здесь триггер управляет перекидным ключом, с помощью которого изменяется полярность напряжения, поступающего в цепь отрицательной обратной связи. Эта схема удобна в том случае, когда в системе имеются стабилизированные двуполярные источники напряжения.

Простейший вариант двуполярного ШИМ, построенного всего на одном ОУ, может быть собран по схеме рис. 6.31, б. Здесь усилитель охвачен двумя цепями обратной связи: жесткой положительной и инерционной отрицательной. Первая цепь образует гистерезисную характеристику, вторая обеспечивает режим автоколебаний, параметры которых зависят от входного сигнала.

В диапазоне входных сигналов $3h < U_{вх}/U_{вх,м} < (1-3h)$ характеристики такого ШИМ близки к характеристикам ШИМ, построенного на базе интегратора и триггера (см. рис. 6.29 и 6.30). На краях диапазона, т.е. при $Q \approx 0$ и $Q \approx 1$, статическая характеристика существенно отклоняется от линейной [6.7].

Частотно-импульсные модуляторы (ЧИМ) используются для преобразования входного сигнала в частоту следования импульсов. Наиболее распространенный способ построения ЧИМ основан на включении импульсного элемента (ИЭ), который через интегратор охвачен цепью отрицательной обратной связи (рис. 6.32, а) и обладает следующим свойством: ес-

ли сигнал на его входе превышает напряжение срабатывания $U_{ср}$, то ИЭ генерирует одиночный импульс напряжения длительностью τ . Для того чтобы получить второй импульс, сигнал на входе ИЭ должен быть уменьшен до значения меньшего, чем $U_{ср}$, и затем вновь увеличен.

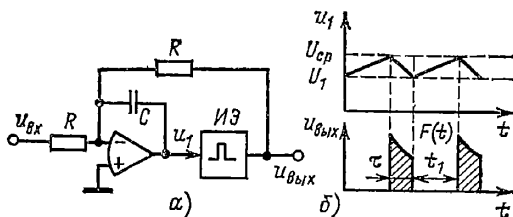


Рис. 6.32. Частотно-импульсный модулятор:

а — структурная схема; б — эпюра напряжений

Имея в виду это свойство ИЭ, для схемы рис. 6.32, а получим:

$$t_{\text{н}} = \tau;$$

$$t_1 = t_{\text{п}} = \frac{1}{U_{\text{вх}}} \int_0^{\tau} F(t) dt - \tau,$$

где $t_{\text{н}}$, $t_{\text{п}}$ — длительности выходного импульса и паузы (рис. 6.32, б). Частота следования импульсов

$$f = \frac{1}{t_{\text{н}} + t_{\text{п}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{\int_0^{\tau} F(t) dt}, \quad f < \frac{1}{\tau}.$$

Таким образом, для схемы рис. 6.32, а частота следования импульсов пропорциональна входному сигналу. В частном случае, когда на выходе импульсного элемента образуются прямоугольные импульсы амплитудой U_0 и длительностью τ , получаем:

$$F(t) = U_0; \quad f = U_{\text{вх}}/U_0 \tau, \quad f < 1/\tau.$$

Если выходные импульсы представляют собой отрезок экспоненты с амплитудным значением U_0 и длительностью τ , образованной за счет разряда емкости, то $F(t) = U_0 e^{-t/T}$, где T — постоянная времени разряда, и

$$f = \frac{U_{\text{вх}}}{U_0 \tau (1 - e^{-\tau/T})}.$$

Наконец, в том случае, когда сама длительность τ определяется временем, в течение которого емкость разряжается от начального значения U_0 до порогового значения $U_{\text{п}}$, т.е. $\tau = T \ln U_0/U_{\text{п}}$, частота следования импульсов будет равна:

$$f = \frac{U_{\text{вх}}}{T(U_0 - U_{\text{п}})}; \quad f \leq \frac{1}{T \ln U_0/U_{\text{п}}}.$$

Заметим, что характер связи частоты с входным сигналом не зависит от вида функции $F(t)$: для любой функции характеристика остается линейной в диапазоне $0 \leq f < 1/\tau$. С видом функции $F(t)$ связано лишь значение коэффициента пропорциональности между частотой и входным сигналом. Этот коэффи-

ент определяется так называемой вольт-секундной площадью ИЭ (штриховка на рис. 6.32, б) [6.6]. Для последнего из рассмотренных частных случаев стабильность этой площади зависит от стабильности постоянной времени разряда емкости и напряжений U_0 и U_n .

6.6. НЕЛИНЕЙНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Умножение двух сигналов. Операцию умножения нельзя осуществлять с помощью линейных схем с фиксированными параметрами. Для умножения двух электрических сигналов чаще всего используются два метода: а) умножение с помощью специальных операционных усилителей, содержащих транзисторный каскад, крутизна характеристики которого зависит от сигнала одного из сомножителей; б) умножение путем время-импульсного преобразования сигнала одного из сомножителей.

Умножители, использующие первый метод, обычно выполняются в виде твердотельной

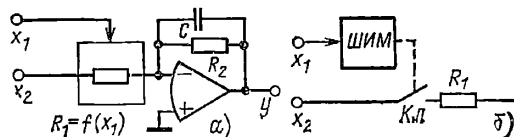


Рис. 6.33. Умножитель сигналов

микросхемы и поэтому отличаются малыми габаритами и высокой надежностью [6.10]. Однако для их изготовления требуется специальная технология, как правило, недоступная разработчику средств автоматики.

Второй вариант умножителей может быть изготовлен на базе обычных электронных компонентов — операционных усилителей и ключей. Общий принцип, с помощью которого реализуется этот вариант, иллюстрируется схемой рис. 6.33, б. Здесь на входе операционного усилителя включен резистор, среднее значение сопротивления которого за выбранный интервал времени T_0 зависит от сомножителя x_1 . Тогда

$$y = R_2 x_2 / f(x_1),$$

где y — среднее значение выходного сигнала за период T_0 . Усреднение выходного сигнала осуществляется фильтром нижних частот, образованным резистором R_2 и конденсатором C .

Зависимость сопротивления от входного сигнала обычно реализуется с помощью ключа, соединенного последовательно с резистором R_1 (рис. 6.33, б) и управляемого широтно-импульсным модулятором (ШИМ). Для такой схемы $t_3/T_0 = kx_1$, где t_3 — время, в течение которого ключ $Kл$ замкнут, и эквивалентное усредненное за период T_0 сопротивление $R_{1cp} = R_1/kx_1$. В результате выходной сигнал

$$y = \frac{R_2}{R_1} kx_1 x_2.$$

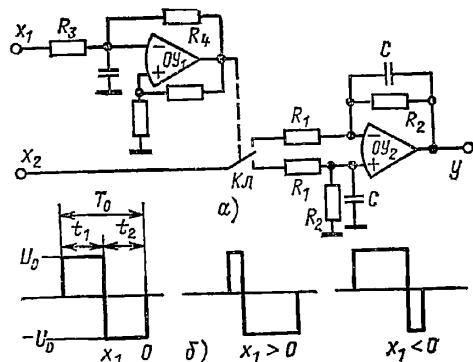


Рис. 6.34. Умножение двуполярных сигналов: а — схема умножителя; б — эшоры напряжений

Подобный вариант схемы используется для умножения двух величин, одна из которых (x_1) представлена однополярным напряжением. Если требуется умножить два двуполярных сигнала, используется схема рис. 6.34, а. Здесь на ОУ₁ собрана схема ШИМ, на выходе которой генерируется прямоугольное напряжение, управляющее перекидным ключом $Kл$. Для этой схемы

$$x_1 \frac{R_4}{R_3} = U_0 \frac{t_1 - t_2}{T_0}.$$

Когда $x_1 = 0$, выходное напряжение симметрично и $t_1 = t_2$; $t_1 < t_2$ при $x_1 > 0$ и $t_1 > t_2$ при $x_1 < 0$ (рис. 6.34, б). Среднее значение сигнала на выходе ОУ₂ равно:

$$y = \frac{R_2 R_4 x_1 x_2}{R_1 R_3 U_0} = kx_1 x_2,$$

причем это соотношение справедливо для любого сочетания знаков сигналов x_1 и x_2 .

Погрешности умножителя двух сигналов в основном связаны со свойствами ключа $Kл$. Неидеальности ключа — изменение его сопротивления в замкнутом и разомкнутом состоянии, изменение емкости между цепью управления и сигнальной цепью — приводят к появлению погрешностей, которые трудно прогнозировать, а следовательно, и компенсировать. Паразитные емкости ключа и конечное время его переключения приводят к увеличению погрешности при повышении частоты преобразования.

Возведение в квадрат. Схемы возведения в квадрат практически не отличаются от схем умножения: операция возведения в квадрат выполняется за счет объединения входов умножителя, при этом $x_1 = x_2 = x$, откуда $y = kx^2$.

Деление двух сигналов. Импульсный метод деления двух сигналов имеет в основе тот же принцип, который используется в умножителе. Разница заключается лишь в том, что управляемый резистор включается не на входе, а в цепи отрицательной обратной связи операционного усилителя (рис. 6.35). Как и ранее, в этом случае $R_{2cp} = R_2/kx_1$ и выходной сигнал

$$y = \frac{1}{k} \frac{R_2}{R_1} \frac{x_2}{x_1}.$$

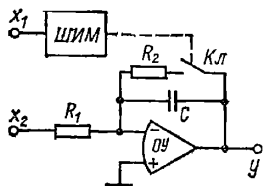


Рис. 6.35. Делитель сигналов

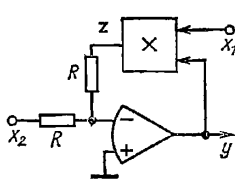


Рис. 6.36. Схема извлечения квадратного корня

В схеме рис. 6.35 сигнал делимого может быть двуполярным, а сигнал делителя лишь однополярным. Реально имеет место именно такая ситуация — в противном случае сигнал делителя проходит через нуль и для идеального делителя необходимо обеспечить бесконечно большой диапазон изменения выходного сигнала. Так как верхнее значение выходного напряжения всегда ограничено, диапазон изменения делителя также ограничен значением, при котором усилитель работает на линейном участке статической характеристики. Так, если делимое изменяется в диапазоне $x_2 = 0 \div 10$ В и диапазон линейности усилителя совпадает с этим значением, делитель может меняться в диапазоне 1—10 В (нижнее значение здесь ограничено диапазоном линейности операционного усилителя, верхнее значение — диапазоном линейности ШИМ).

В общем случае операцию деления можно выполнить с помощью умножителя, включенного в цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя (рис. 6.36). При $x_1 > 0$ для этой схемы $z = kx_1y$; $z = x_2$ и $y = x_2/kx_1$.

Если $x_1 < 0$, то обратная связь, охватывающая операционный усилитель, становится положительной и нормальная работа схемы нарушается.

Обе схемы деления содержат операционный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью, глубина которой уменьшается при уменьшении сигнала x_1 . В связи с этим относительная погрешность устройства (отношенная к верхнему значению сигналов x_1 или x_2) возрастает по мере снижения x_1 .

Извлечение квадратного корня. Операция извлечения квадратного корня легко реализуется с помощью схемы деления двух сигналов: для этого достаточно вход делителя x_1 соединить с выходом y схемы. При таком соединении $x_1 = y$ и для схемы рис. 6.35

$$y = \sqrt{\frac{1}{k} \frac{R_2}{R_1} x_2}.$$

В общем случае операция извлечения квадратного корня выполняется с помощью операционного усилителя, в цепи отрицательной обратной связи которого включено устройство возведения в квадрат. Такое устройство образуется путем объединения входов умножителя на рис. 6.36. При соединении x_1 с y получаем $z = ky^2$, $x_2 = z$ и

$$y = \sqrt{\frac{1}{k} x_2}.$$

Схема рис. 6.36 в качестве устройства извлечения квадратного корня правильно рабо-

тает только для отрицательных значений входного сигнала: в этом случае выходной сигнал положителен, а обратная связь, охватывающая операционный усилитель, отрицательна. При обратном знаке входного сигнала усилитель оказывается охваченным положительной обратной связью и нормальная работа схемы нарушается. Если требуется извлекать корень из сигнала положительной полярности, следует использовать умножитель с инверсией выходного сигнала либо включить инвертор перед схемой извлечения корня.

Выделение модуля. Для выделения модуля сигнала используется схема так называемого идеального диода, которая состоит из операционного усилителя, на выходе которого включен обычный диод (рис. 6.37, а). При выходных напряжениях, меньших порогового напряжения диода, операционный усилитель разомкнут, его коэффициент усиления велик и приведенное ко входу усилителя напряжение, соответствующее пороговому напряжению диода, близко к нулю. При положительном знаке входного сигнала диод D_1 открыт,

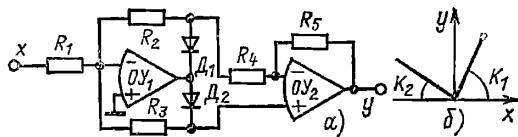


Рис. 6.37. Выделитель модуля: а — структурная схема; б — статическая характеристика

D_2 заперт и отрицательное напряжение на выходе $ОУ_1$ инвертируется усилителем $ОУ_2$. Если знак входного сигнала меняется на обратный, диод D_1 запирается, D_2 открывается, выход $ОУ_1$ подключается к неинвертирующему входу $ОУ_2$ и знак выходного сигнала снова оказывается положительным. Зависимость $y = f(x)$ при идеальных $ОУ$ записывается в виде

$$y = \frac{R_2 R_5}{R_1 R_4} x, x \geq 0;$$

$$y = \frac{(R_2 + R_4 + R_5) R_3}{(R_2 + R_4 + R_3) R_1} x, x \leq 0.$$

При $R_3 = R_5 = R_0$

$$y = \frac{R_2 R_0}{R_1 R_4} x, x \geq 0;$$

$$y = \frac{R_0}{R_1} x, x \leq 0.$$

Коэффициент усиления для обоих знаков входного сигнала (рис. 6.37, б) изменяется с помощью резистора R_1 , а усиление только для положительных значений x — с помощью резистора R_2 или R_4 . Если все сопротивления на рис. 6.37, а равны, коэффициенты усиления для обоих знаков входного сигнала равны единице, т. е. $y = |x|$.

Ограничение. Одним из простейших вариантов ограничения сигналов является схема делителя, состоящего из резистора и полупроводникового диода. Регулируя смещение на диоде, можно изменять уровень ограничения схемы. Однако такой простейший вариант ог-

раничителя обладает, как правило, неудовлетворительными характеристиками: низкой стабильностью коэффициента передачи на линейном участке, большой протяженностью «колена» в точке излома и недостаточно малым дифференциальным коэффициентом передачи на участке ограничения.

Более совершенные схемы удается получить при использовании операционных усилителей

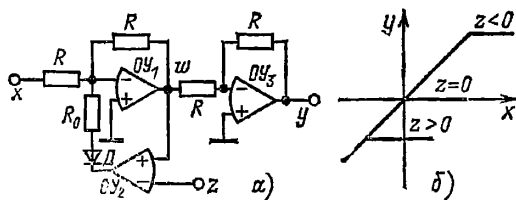


Рис. 6.38. Ограничитель сигналов

и, в частности, «идеального» диода. Одна из таких схем представлена на рис. 6.38, а. Здесь усилители ОУ₁ и ОУ₂ образуют линейную часть схемы, коэффициент передачи которой при запертом диоде D равен единице (усилитель ОУ₂ восстанавливает знак входного сигнала, который инвертируется ОУ₁). Усилитель ОУ₂ с последовательно включенным диодом D образует цепь отрицательной обратной связи.

Для этой схемы при запертом диоде $w = -x$ и $y = x$, что соответствует линейному режиму работы ограничителя. При $w - z < 0$ диод D отпирается и усилитель ОУ₁ охватывается обратной связью, глубина которой определяется коэффициентом усиления K_0 разомкнутого усилителя ОУ₂. Дифференциальное усиление на этом участке имеет порядок $1/K_0$, а так как для современных операционных усилителей $K_0 > 10^4$, то на участке ограничения дифференциальное усиление схемы практически равно нулю.

Уравнение статической характеристики (рис. 6.38, б) для схемы рис. 6.38, а записывается в виде

$$y = x, \quad x \leq -z;$$

$$y = -z, \quad x \geq -z.$$

Сопротивление R_0 выбирается, исходя из неравенства

$$R_0 \leq \frac{RU_{\max}}{x + z},$$

где U_{\max} — максимальное напряжение, соответствующее линейному диапазону выходного сигнала усилителя ОУ₂.

Уровень ограничения изменяется путем изменения сигнала z — либо вручную с помощью потенциометра, либо дистанционно с помощью внешнего сигнала.

В практике моделирования или управления часто встречается задача ограничения выходного сигнала интегратора, при этом требуется не только ограничить диапазон изменения выходного сигнала, но и по достижении этим сигналом порога ограничения прекратить интегрирование. Такая задача решается с помощью схемы рис. 6.39, а.

Допустим, начальное значение y_0 на выходе интегратора находится в диапазоне

$$z_2 > y_0 > z_1.$$

Тогда D_3 и D_4 заперты и цепь обратной связи через резистор R_2 оказывается разомкнутой. Для повышения точности интегрирования на этом участке используется резистор R_1 и диоды D_1 , D_2 . Эффект, который достигается с помощью этих диодов, заключается в том, что падение напряжения на резисторе R_1 , образующееся за счет разности обратных токов диодов D_3 , D_4 , отсекается порогом вольт-амперной характеристики диодов D_1 , D_2 и не поступает на вход интегратора. В то же время благодаря тому, что потенциал инвертирующего входа интегратора близок к нулю, резисторы R_1 , R_2 не уменьшают входное сопротивление операционного усилителя ОУ₁.

Если в момент времени t_1 на вход интегратора будет подано положительное напряжение, выходной сигнал начнет уменьшаться до

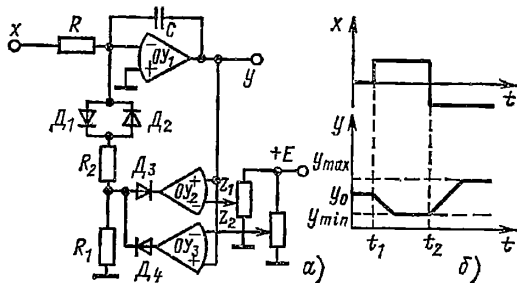


Рис. 6.39. Ограничитель выходного сигнала интегратора:

а — структурная схема; б — эпюра напряжений

тех пор, пока сигнал y не станет равным сигналу z_1 . В этой точке диод D_3 откроется и интегратор окажется охваченным жесткой отрицательной обратной связью через усилитель ОУ₂. Выходной сигнал ограничится «снизу» и интегрирование прекратится. Для того чтобы обеспечить режим ограничения, сопротивление R_2 должно отвечать условию

$$R_2 \leq \frac{U_{\max} - 1,5}{x} R,$$

где U_{\max} — максимальное значение выходного напряжения операционного усилителя ОУ₂, соответствующее диапазону его линейности; 1,5 — двойное значение порогового напряжения (в вольтах) кремниевых диодов (диодов D_1 и D_3). В частности, при постоянной времени интегрирования 10 с, $C = 1$ мкФ, $x = 10$ В и $U_{\max} = 10$ В получаем $R = 10$ МОм и $R_2 \leq 8,5$ МОм.

Если в момент времени t_2 входной сигнал изменит знак, цепь ограничения «снизу» отключится и выходной сигнал интегратора начнет увеличиваться. При достижении равенства $y = z_2$ откроется диод D_4 и интегратор вновь окажется охваченным цепью глубокой отрицательной обратной связи — на этот раз через усилитель ОУ₃. Наступит режим ограничения «сверху».

Для схемы рис. 6.39, a уровни ограничения $u_{\max} = z_2$; $u_{\min} = z_1$ могут устанавливаться либо с помощью потенциометров, либо задаваться внешними сигналами.

Логарифмирование часто используется как метод измерения сигналов, имеющих широкий динамический диапазон изменения. Одной из наиболее распространенных схем, выполняющих операцию логарифмирования,

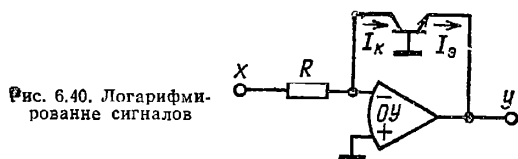


Рис. 6.40. Логарифмирование сигналов

является схема рис. 6.40, в которой операционный усилитель охвачен цепью отрицательной обратной связи через транзистор, включенный по схеме с общей базой [6.10]. Для такого включения напряжение коллектор-база транзистора $u_{кб} = 0$ и ток коллектора согласно уравнению Эберса — Молла $I_K = \alpha I_0 (e^{u_{эб}/kT} - 1)$, где α — коэффициент усиления транзистора по току; $q \approx 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — постоянная, равная единице заряда; $k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; I_0 — обратный ток насыщения; $u_{эб}$ — напряжение эмиттер-база. Обычно $\alpha \approx 1$, а так как $u_{эб} = y$, характеристика схемы рис. 6.40 для $x/R \gg I_0$ записывается в виде

$$y = \frac{kT}{q} \ln \frac{x}{R I_0}.$$

Диапазон токов x/R снизу ограничивается требованием $x/R \gg I_0$ (для современных кремниевых транзисторов I_0 имеет порядок 10^{-10} – 10^{-14} А). Сверху входные токи ограничиваются значением, при котором начинает сказываться падение напряжения на объемном омическом сопротивлении переходов. Динамический диапазон тока, который удастся получить для схемы рис. 6.40, имеет порядок 10^{-13} – 10^{-3} А.

Температурная погрешность логарифмического усилителя определяется двумя факторами: удвоенным током I_0 приблизительно на каждые 10°C изменения температуры и изменением величины kT/q , т.е. смещением статической характеристики устройства примерно на $2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$.

6.7. ДИНАМИЧЕСКИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Динамическими функциональными преобразователями (ДФП) называют преобразователи, осуществляющие операции над входным сигналом, которые преобразуют изменения его во времени. К ДФП относят элементы для интегрирования, дифференцирования, запоминания и фильтрации сигнала [6.1, 6.8, 6.9, 6.11, 6.12].

Интеграторы. Для выполнения операции интегрирования обычно используют преобразование входного напряжения в ток и зарядку им конденсатора. В простейшем случае для интегрирования можно использовать заряд

конденсатора C через резистор R . Однако ток через R в данном случае зависит не только от $u_{\text{вх}}$, но и от напряжения на конденсаторе u_c . Поэтому такой интегратор можно применять лишь в тех случаях, когда напряжение $u_c \ll u_{\text{вх}}$, т.е. либо для сигнала, нижняя граница спектра которого $f_n \gg 1/RC$, либо при интегрировании в течение малого времени по сравнению с RC .

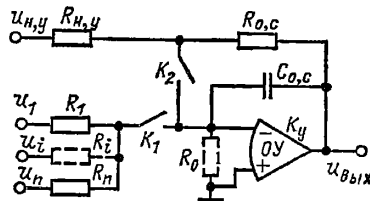


Рис. 6.41. Структурная схема интегратора

Современные аналоговые интеграторы строятся на базе ОУ по схеме, приведенной на рис. 6.41.

До начала интегрирования ключ K_1 разомкнут, а K_2 замкнут, при этом на выходе устанавливается напряжение начальных условий $-U_{н,у} R_{о,с}/R_{н,у}$ (обычно $R_{о,с} = R_{н,у}$). До этого же напряжения заряжается конденсатор $C_{о,с}$. При размыкании K_2 и замыкании K_1 на вход усилителя подается сумма входных токов $\sum_{i=1}^n U_i/R_i$. Для их компенсации за счет обратной связи через $C_{о,с}$ начинает протекать такой же ток. При этом

$$u_{\text{вых}}(t) = -U_{н,у} \frac{R_{о,с}}{R_{н,у}} - \frac{1}{C_{о,с}} \int_0^t \sum_{i=1}^n \frac{u_i(t)}{R_i} dt,$$

т.е. осуществляется интегрирование во времени суммы входных напряжений с коэффициентами $1/R_i C_{о,с}$. Приведенное выражение верно для идеального ОУ с $K_y = \infty$ в бесконечно широкой полосе пропускания. Для реального усилителя при синусоидальном входном сигнале относительная погрешность в коэффициенте передачи по i -му входу равна [6.8]:

$$\delta K_{\underline{i}} \approx \frac{1 + j\omega T_\tau}{j\omega T_\tau K_y(j\omega)},$$

где

$$T_\tau = C_{о,с} \left(\frac{1}{R_0} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \right)^{-1}.$$

Отсюда видно, что в области частот, где $\omega T_\tau \gg 1$, погрешность определяется K_y , т.е. растет с увеличением частоты обычно пропорционально $f/f_{\text{ср}}$. В области низких частот для $\omega T_\tau \ll 1$, наоборот, погрешность возрастает с уменьшением частоты. Если задан диапазон частот (f_n и f_a), в пределах которого погрешность не должна превышать δ , то для этого необходимо выбрать ОУ, имеющий $|K_y(f_n)| \geq 1/2\pi f_n T_\tau \delta$ и $f_{\text{ср}} > f_a/\delta$.

Для сигнала постоянного тока ($U_i = \text{const}$) погрешность интегрирования нарастает во времени следующим образом:

$$\Delta u_{\text{вых}} \approx \frac{U_i t^2}{2C_{0,c} R_3 K_y(0)}.$$

Неточность и нестабильность резисторов и конденсатора, входящих в схему, вызывают соответствующую погрешность в коэффициентах интегрирования и установки $u_{н,у}$. Температурный коэффициент емкости конденсаторов обычно не меньше 0,01 %/°C, поэтому без термостатирования не удастся снизить погрешность $\delta K_{н,у}$ до 0,05 %.

Существенную погрешность при интегрировании вносит сопротивление утечки R_c конденсатора $C_{0,c}$, которое снижает эквивалентный коэффициент усиления $K_{эв}$ усилителя следующим образом:

$$K_{эв} = \frac{K_y}{1 + \frac{1 + K_y}{R_c} \left(\sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i} \right)^{-1}} \rightarrow_{K_y \rightarrow \infty} R_c \sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i}.$$

Смещение нуля усилителя $E_{см}$ и его входной ток $I_{вх}$ также интегрируются и вызывают погрешность, равную:

$$\Delta u_{\text{вых}} = \left(E_{см} \sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i} + I_{вх} \right) \frac{t}{C_{0,c}}.$$

Поскольку эта составляющая погрешности нарастает во времени, максимальное время интегрирования t_{max} с заданной погрешностью $\delta = \Delta u_{\text{вых}} / U_{\text{вых max}}$ ограничено следующим значением:

$$t_{\text{max}} \leq \frac{U_{\text{вых max}} C_{0,c} \delta}{E_{см} \sum_{i=0}^n \frac{1}{R_i} + I_{вх}}.$$

Если в схеме рис. 6.41 оба ключа разомкнуты, на выходе сохраняется напряжение, предшествующее моменту размыкания ключей, т. е. выполняется операция запоминания. В этом режиме погрешность определяется разрядом конденсатора и интегрированием $E_{см}$ и $I_{вх}$ ОУ:

$$\Delta u_{\text{вых}} = \left(\frac{E_{см}}{R_0} + I_{вх} \right) \frac{t}{C_{0,c}} + \frac{U_{\text{вых}} t}{R_0 C_{0,c} K_y(0)}.$$

В схеме рис. 6.41 при установке начальных условий выходное напряжение изменяется по экспоненте с постоянной времени $C_{0,c} R_{0,c}$. Для установки $u_{н,у}$ с погрешностью δ требуется

$$t_{н,у} \geq C_{0,c} R_{0,c} \ln \frac{1}{\delta}.$$

Например, при $C_{0,c} = 1$ нФ, $R_{0,c} = 10$ кОм, $\delta = 0,01$ % требуется $t_{н,у} \approx 100$ мкс.

Если требуется уменьшение $t_{н,у}$ при заданном $C_{0,c}$, используют дополнительный усилитель ОУ₁, как показано на рис. 6.42. В этой схеме

$$t_{н,у} \approx C_{0,c} R_K \ln \frac{1}{\delta}.$$

Здесь R_K (сопротивление ключа K_2 в замкнутом состоянии) может быть в 100—1000 раз меньше, чем соответствующее сопротивление в схеме рис. 6.41, и во столько же раз может быть уменьшено время $t_{н,у}$.

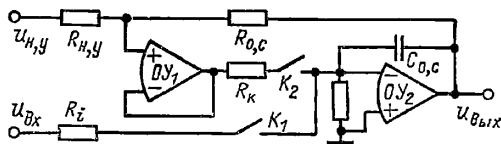


Рис. 6.42. Схема интегратора с ускоренной установкой напряжения начальных условий

Аналоговые транзисторные интеграторы широко применяются в аналоговых и цифроаналоговых ЭВМ, в измерительных приборах, в системах управления, генераторах напряжений специальной формы и т. п. Их применение ограничено лишь значительной погрешностью (обычно 0,05—1 %) и сравнительно малым временем интегрирования при их использовании в системах, не охваченных отрицательной обратной связью.

Устройства запоминания. Устройства запоминания или выборки-хранения (УВХ) в простейшем случае реализуются с помощью конденсатора, который ключом подключается к входному сигналу в период выборки и затем отключается при хранении. Чтобы уменьшить время выборки t_b и увеличить время хранения t_x при заданной погрешности δ , широко используют схему рис. 6.42. Если ОУ₁ и ОУ₂ обеспечивают максимальный импульсный выходной ток I_{max} не меньше, чем $u_{\text{вых}}/R_K$, то $t_b = t_{н,у}$ определяется по приведенной выше формуле. В противном случае t_b увеличивается примерно на $U_{\text{max}} C_{0,c} / I_{\text{max}}$. Для уменьшения t_b важно выбирать минимально возможную емкость $C_{0,c}$. Она ограничена двумя факторами. При уменьшении $C_{0,c}$ пропорционально уменьшается (из-за дрейфа нуля) возможное t_x , которое равно:

$$t_x \leq \frac{U_{\text{вых max}} C_{0,c} R_0 \delta}{E_{см2} + I_{вх2} R_0 + U_{\text{вых max}} / K_{y2}(0)},$$

где $E_{см2}$, $I_{вх2}$, $K_{y2}(0)$ — соответственно смещение нуля, входной ток и коэффициент усиления ОУ₂. Кроме того, при уменьшении $C_{0,c}$ происходит увеличение погрешности, обусловленной зарядкой $C_{0,c}$ зарядом q , генерируемым ключом K_2 в момент размыкания. Обычно в качестве K_2 используется МОП транзистор. Для него $q \approx C_{зк} U_y$, где $C_{зк}$ — емкость затвор-канал (около 5 пФ); U_y — управляющее напряжение (около 5 В).

Для частичной компенсации q применяют дополнительный конденсатор, подключенный между входом ОУ₂ и точкой схемы с импульсом полярности, обратной импульсу управления. При этом удастся снизить q в 5—10 раз

и обеспечить погрешность около 1—5 мВ при $C_{0,c} = 1000$ пФ.

Для снижения утечки через разомкнутый ключ K_2 в режиме хранения в схему рис. 6.42 обычно вводят дополнительные ключи, которые отключают вход OY_1 от цепи $R_{0,c}$ и соединяют с землей. Существует несколько модификаций схем УВХ, каждая из которых имеет свои достоинства и недостатки. Основные показаны на рис. 6.43—6.45. Схема рис. 6.43 является развитием схемы рис. 6.42. Ее недостаток состоит в том, что погрешность отно-

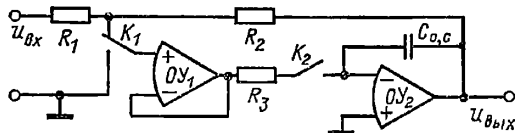


Рис. 6.43. Устройство выборки-хранения с применением общей обратной связи с помощью резисторов R_1 и R_2

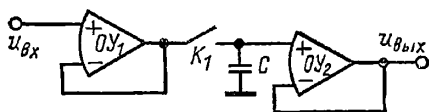


Рис. 6.44. Устройство выборки-хранения с буферным ОУ

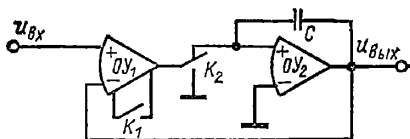


Рис. 6.45. Устройство выборки-хранения с непосредственной связью входа и выхода

шения R_2/R_1 входит в погрешность коэффициента передачи. Важным достоинством этой схемы является то, что ключи коммутируют потенциалы, близкие к нулю. Это позволяет увеличить быстродействие схемы и снизить утечку через разомкнутый ключ. Схема рис. 6.44 не содержит резисторов, что повышает точность выборки. Однако ключ коммутирует большое напряжение, что увеличивает вносимые им погрешности.

Особенностью схемы рис. 6.45 является применение в качестве ОУ специализированного усилителя — преобразователя напряжения в ток, в котором предусмотрен специальный ключ K_1 , выключающий питание каскадов на время хранения. При этом входная часть схемы OY_1 должна обеспечивать защиту от перегрузок транзисторов входным сигналом. При таком построении УВХ удастся не только избавиться от погрешностей, обусловленных резисторами обратной связи, но и обеспечить малую погрешность ключа K_2 , который коммутирует ток на входе OY_2 , т. е. работает при напряжении, близком к нулю. К недостаткам такой схемы следует отнести сложность построения OY_1 , особенно если требуется высокое быстродействие.

Дифференциаторы. Для дифференцирования во времени можно применять пассив-

ную RC -цепь, однако ее погрешность растет пропорционально частоте сигнала ($\delta \approx \omega RC$), поэтому ее применение ограничено сигналом, высшие частоты в спектре которого менее $\delta/2\pi RC$. При этом выходное напряжение оказывается много меньше входного. В настоящее время дифференциаторы строятся с использованием ОУ. Для идеального дифференцирования следовало бы использовать схему рис. 6.46. Однако в такой схеме требуется ОУ с нестандартной формой АЧХ, показанной на рис. 6.47. Такая АЧХ необходима для того,

Рис. 6.46. Упрощенная схема дифференциатора

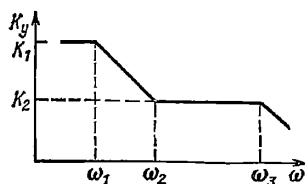
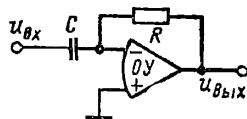


Рис. 6.47. Улучшенная частотная характеристика усилителя, предназначенного для работы в схеме дифференциатора

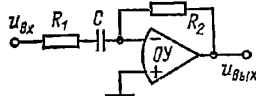


Рис. 6.48. Схема дифференциатора с улучшенным переходным процессом за счет применения резистора R_1

чтобы затухание коэффициента передачи по разомкнутому контуру обратной связи K_p было близко к 20 дБ/дек вплоть до частоты среза. Это достигается, если обеспечить $\omega_2 = 1/RC$, а $\omega_3 \geq \omega_2 K_2$. При этом погрешность дифференцирования определяется K_p (см. § 6.2). Для $\omega < \omega_1$ она равна $1/K_1$; для $\omega > \omega_1$ — растет пропорционально частоте.

Использование в схеме 6.46 стандартного ОУ, у которого АЧХ затухает с наклоном 20 дБ/дек, приводит к тому, что в области частот $\omega > 1/RC$ коэффициент K_p затухает со скоростью 40 дБ/дек. При этом переходный процесс носит колебательный характер либо вообще неустойчив, если суммарный фазовый сдвиг на частоте среза превышает 180° (сверх того, что дает инвертирование сигнала идеальным ОУ). В связи с этим применяют схемы, в которых в области высоких частот искусственно уменьшен отстающий фазовый сдвиг, вносимый цепью обратной связи. Один из вариантов таких схем приведен на рис. 6.48. Для нее

$$U_{\text{ВЫХ}}(j\omega) \approx U_{\text{ВХ}} j\omega CR_2,$$

или

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) \approx CR_2 \frac{du_{\text{ВХ}}(t)}{dt}.$$

Для минимизации погрешности дифференцирования желательно выбирать R_1 равным

$$R_1 \approx (3 \div 5) R_2 / K_Y.$$

При этом для частоты сигнала ω погрешность равна:

$$\delta \approx \left| \frac{(1 + j\omega T_Y)(1 + j\omega CR_2)}{K_Y (1 + j\omega CR_1)} \right|.$$

Для того чтобы для заданного частотного диапазона $0 - \omega_b$ и заданного коэффициента $R_2 C$ погрешность не превышала δ , необходимо, чтобы ОУ имел

$$\omega_{cp} \geq \omega_b^2 R_2 C / \delta.$$

Например, при $R_2 C = 1$ с, $\delta = 0,1\%$ и $f_b = 10$ Гц требуется $f_{cp} \geq 4$ МГц.

Фильтры. Существует большое разнообразие фильтров как по своему назначению, так и по схемной реализации. В устройствах автоматики наиболее широко применяются фильтры низших частот (ФНЧ), фильтры высших частот (ФВЧ), полосовые (ПФ) и режекторные фильтры (РФ).

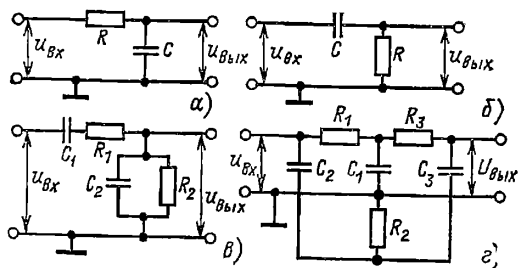


Рис. 6.49. Схемы простейших фильтров: а — низших частот; б — высших частот; в — полосовой; г — режекторный

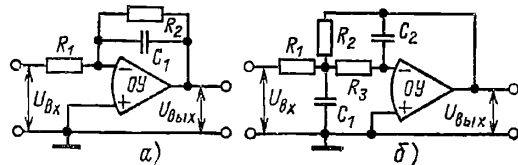


Рис. 6.50. Схемы фильтров низших частот: а — с затуханием $|K_n|$ в области высоких частот 20 дБ/дек; б — с затуханием 40 дБ/дек

Фильтры могут быть выполнены как на пассивных элементах, так и с применением активных элементов — ОУ. На рис. 6.49, а—г приведены примеры схем пассивных фильтров — соответственно ФНЧ, ФВЧ, ПФ и РФ. Активные фильтры имеют ряд преимуществ по сравнению с пассивными. Они позволяют реализовать фильтры в области низких частот с меньшими номиналами R и C , обладают низким выходным сопротивлением, что позволяет легко строить многокаскадные фильтры и исключает влияние нагрузки на параметры фильтра. Активные фильтры позволяют реализовать отрицательные сопротивления. Все это привело к широкому применению активных фильтров.

На рис. 6.50 приведены две схемы активных ФНЧ. Схема рис. 6.50, а имеет передаточную функцию

$$K_n(s) = \frac{U_{\text{вых}}(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = \frac{R_2/R_1}{1 + sR_2 C}.$$

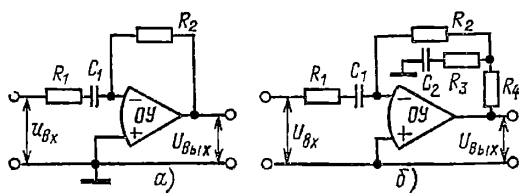


Рис. 6.51. Схемы фильтров высших частот: а — с затуханием $|K_n|$ в области низких частот 20 дБ/дек; б — с затуханием 40 дБ/дек

При $R_1 = R_2$ она эквивалентна $K_n(s)$ схеме рис. 6.49, а. Для частот, больших $f_b = 1/(2\pi R_2 C)$, модуль $|K_n|$ затухает со скоростью $\gamma = 20$ дБ/дек. При включении последовательно n таких схем скорость затухания возрастает до $20n$ дБ/дек, а ослабление на частоте f_b становится равным $3n$ дБ. Схема рис. 6.50, б обеспечивает затухание в 40 дБ/дек при одном ОУ. При этом в полосе частот от 0 до f_b обеспечивается меньшее изменение K_n , чем при двух каскадах по схеме рис. 6.50, а.

На рис. 6.51 приведены примеры активных ФВЧ. Схема рис. 6.51, а имеет следующую передаточную функцию

$$K_n(s) = \frac{R_2 s C_1 R_1}{R_1 (1 + s C_1 R_1)},$$

которая при $R_1 = R_2$ совпадает по $K_n(s)$ со схемой рис. 6.49, б. В области низких частот затухание $|K_n|$ происходит со скоростью 20 дБ/дек. Схема рис. 6.51, б обеспечивает скорость затухания 40 дБ/дек.

На рис. 6.52 приведена схема полосового фильтра.

Узкополосный фильтр с большой добротностью может быть реализован введением в цепь отрицательной обратной связи двойного Т-образного режекторного фильтра рис. 6.49, б. При $2R_2 = R_1$ и $C_1 = 2C_2$ получаем $f_0 = 1/(2\pi R_1 C_2)$.

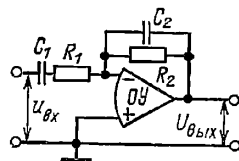


Рис. 6.52. Схема полосового фильтра с затуханием $|K_n|$ 20 дБ/дек

Поскольку на частоте f_0 коэффициент отрицательной обратной связи имеет минимум, усиление на этой частоте максимально.

Введение двойного Т-образного фильтра последовательно со входом ОУ образует активный режекторный фильтр с большим ослаблением на частоте f_0 . Заметим, что в полосовых фильтрах с большой добротностью и в режекторных фильтрах предъявляются высокие требования к точности и стабильности пассивных элементов.

При использовании активных фильтров необходимо учитывать ограниченный диапазон выходных напряжений и токов, определяемых типом примененного ОУ. В области высоких частот следует также учитывать частотную характеристику ОУ и допустимую скорость нарастания сигнала.

В случае пассивных фильтров особое внимание должно быть уделено согласованию выходного сопротивления фильтра и сопротивления нагрузки.

Как активные, так и пассивные фильтры широко применяются в различных устройствах автоматики для формирования заданных законов регулирования, улучшения отношения сигнал/шум в информационных устройствах и измерительных приборах, спектрального анализа сигнала и других устройствах и системах.

6.8. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ЛОГИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Схемы сравнения аналоговых сигналов. Сравнение аналоговых сигналов наиболее эффективно проводить с помощью ОУ или их разновидностей — компараторов. Современный интегральный ОУ имеет гарантированный коэффициент усиления 10^4 — 10^5 . Если такой ОУ использовать в разомкнутой схеме (без отрицательной обратной связи), то с его помощью можно проводить сравнение двух сигналов с точностью 1—0,1 мВ.

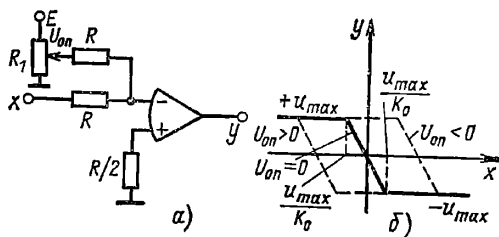


Рис. 6.53. Сравнение сигнала с уставкой

Простейший вариант сравнения аналогового сигнала с внутренней уставкой, определяющей положением потенциометра R_1 , показан на рис. 6.53, а. Здесь сигнал опорного напряжения $U_{оп}$ определяет внутреннюю уставку, с которой сравнивается входной сигнал x . В точке сравнения $x = U_{оп}$ и выходной сигнал $y = 0$. При увеличении входного сигнала выходной сигнал y быстро уменьшается до минимального значения $-u_{max}$. Уменьшение входного сигнала приводит к увеличению выходного до значения $+u_{max}$ (рис. 6.53, б).

В том случае, когда фиксация равенства сигнала x и уставки $U_{оп}$ осуществляется по факту изменения выходного сигнала от $-u_{max}$ до $+u_{max}$, зона неопределенности сравнения двух сигналов равна:

$$\Delta = 2u_{max}/K_0,$$

где K_0 — коэффициент усиления разомкнутого операционного усилителя. Обычно техническими условиями гарантируется лишь нижнее значение коэффициента усиления $K_{0\min}$. Тогда, считая $K_{0\max} \rightarrow \infty$, находим $\Delta_{\min} = 0$, $\Delta_{\max} = 2u_{max}/K_{0\min}$ и зона неопределенности сравнения

$$\Delta = \Delta_{\max} - \Delta_{\min} = 2 \frac{u_{\max}}{K_{0\min}}.$$

В частности, для усилителя К140УД6 $K_{0\min} = 3 \cdot 10^4$ и при $u_{\max} = 10$ В находим $\Delta \approx 0,7$ мВ, что при $x_{\max} = 10$ В составляет около 0,07 %.

Очевидно, что на точность сравнения влияет также стабильность резисторов R , причем погрешность возникает только за счет различного изменения этих сопротивлений при изменении внешних условий.

Что касается отличия свойств реального усилителя от идеального (помимо конечного коэффициента усиления), то здесь необходимо учитывать смещение нуля усилителя по напряжению и току. Если исходное значение смещения, вызванное несовершенством технологического процесса при изготовлении интегральных схем, можно скомпенсировать либо соответствующей коррекцией сигнала $U_{оп}$, либо с помощью дополнительного потенциометра (корректора), то изменение этого смещения под влиянием внешних факторов (дрейф нуля) создает погрешность сравнения, равную:

$$\Delta_{др} = 2e_{др} + R i_{др},$$

где $e_{др}$ и $i_{др}$ — дрейф усилителя соответственно по напряжению и разности входных токов (предполагается, что сопротивление потенциометра $R_1 \ll R$ и при изменении сигнала $U_{оп}$ эквивалентное сопротивление, подключенное к инвертирующему входу усилителя, остается постоянным и равным $R/2$).

Одним из недостатков схемы рис. 6.53, а является то, что, если входной сигнал x длительное время остается в зоне $x \approx U_{оп}$, выходной сигнал y будет пульсировать в диапазоне от $-u_{max}$ до $+u_{max}$. На выходе схемы сравнения часто устанавливается реле, которое, например, в схемах сигнализации и защиты включает сигнализирующее табло или управляющие клапаны. Частое включение этих устройств приводит к износу технологического оборудования и потому нежелательно.

В таких случаях более предпочтительно использовать схему сравнения, обладающую гистерезисом (рис. 6.54, а). Гистерезис в этой

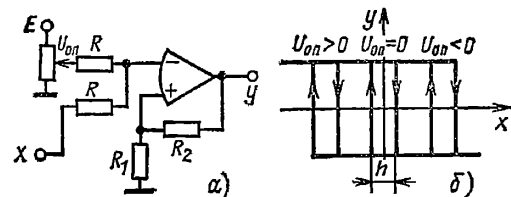


Рис. 6.54. Сравнение сигнала с уставкой на куль-органе с гистерезисом

схеме образуется за счет положительной обратной связи, охватывающей операционный усилитель (цепь R_1 , R_2), и равен:

$$h = 2u_{max} R_1 / (R_1 + R_2),$$

где u_{max} — максимальный сигнал на выходе операционного усилителя (рис. 6.54, б).

Изменяя соотношение плеч делителя, можно регулировать гистерезис, а изменяя опорное напряжение $U_{оп}$, устанавливать требуемую точку срабатывания схемы. Для того чтобы

минимизировать токовую составляющую дрейфа порога срабатывания, сопротивление $R_1 \parallel R_2$ выбирается равным $R/2$.

До сих пор рассматривались схемы сравнения внешнего сигнала с внутренней уставкой. Если необходимо сравнить два входных сигнала между собой, используется схема рис. 6.55, а для разнополярных сигналов или рис. 6.55, б для сигналов одной полярности. Так же как в схеме рис. 6.54, а, здесь при необходимости можно получить характеристику сравнения, обладающую гистерезисом.

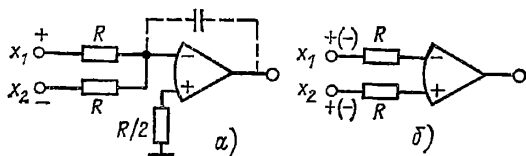


Рис. 6.55. Сравнение двух сигналов

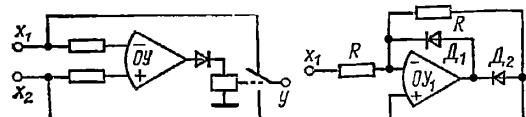


Рис. 6.56. Селективное выделение сигналов с помощью реле

Рис. 6.57. Выделение максимального сигнала с помощью параллельно включенных ОУ

6.55, б для сигналов одной полярности. Так же как в схеме рис. 6.54, а, здесь при необходимости можно получить характеристику сравнения, обладающую гистерезисом.

Во всех рассмотренных вариантах схем сравнения, рассчитанных на низкое или среднее быстродействие, в качестве усилителя может использоваться обычный ОУ. Для схем сравнения высокого быстродействия, которые используются, например, в аналого-цифровых преобразователях (см. § 6.12), компаратор проектируется специальным образом в расчете на малые времена задержки при переключении и высокую скорость изменения выходного сигнала. В частности, интегральный компаратор К554СА2 имеет задержку на выключение, не превышающую 130 нс.

Выделение максимального или минимального сигнала. Помимо операции сравнения к логическим операциям над аналоговыми сигналами относятся также операции выделения максимального или минимального значения из нескольких входных сигналов (селектирования сигналов.).

Один из вариантов выделения большего из двух сигналов показан на рис. 6.56. Здесь на выходе компаратора, сравнивающего два положительных сигнала x_1 и x_2 , включено реле с перекидными контактами, которые подключают к выходу больший из входных сигналов. Точность выделения сигнала определяется точностью работы схемы сравнения.

Схема рис. 6.56 легко видоизменяется для выделения минимального сигнала: для этого достаточно замыкающий контакт реле соединить с входным сигналом, поданным на неин-

вертирующий вход усилителя, а замыкающий контакт — с сигналом, поступающим на его инвертирующий вход.

В качестве реле в данной схеме могут использоваться полупроводниковые ключи.

Другой вариант схемы выделения максимального сигнала показан на рис. 6.57. Ее особенность — отсутствие ключей и возможность выделения большего значения из нескольких входных сигналов.

Рассмотрим принцип работы схемы на примере выделения большего из двух сигналов x_1 и x_2 . Если $x_1 > x_2$, диод D_2 , относящийся к ОУ₂, заперется, D_1 откроется и ток через D_1 станет равным $I = (y - x_2)/R$. Выходной сигнал будет однозначно определяться при этом сигналом x_1 , т. е. $y = x_1$. Если соотношение входных сигналов изменится на обратное (т. е. при $x_1 < x_2$), выходной сигнал будет равен сигналу x_2 .

Схема рис. 6.57 может быть развита для выделения большего сигнала из нескольких входных сигналов, при этом выходы всех уси-

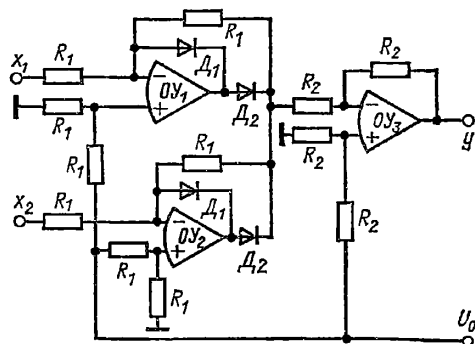


Рис. 6.58. Выделение минимального сигнала с помощью параллельно включенных ОУ

лителей через диоды соединяются с выходом схемы.

Небольшое дополнение к схеме рис. 6.57 в виде ОУ и источника опорного напряжения U_0 позволяет преобразовать ее для выделения минимального сигнала. На рис. 6.58 показана схема, рассчитанная на два входных сигнала, однако она аналогично предыдущей легко дополняется для выделения минимального сигнала из нескольких входных сигналов.

6.9. АНАЛОГОВЫЕ КОММУТАТОРЫ И КЛЮЧИ

Для отключения или включения какой-либо цепи с аналоговым сигналом или для переключения от одной цепи к другой в устройствах автоматики применяются аналоговые ключи. Устройства, объединяющие группу ключей и вспомогательных элементов, образуют коммутаторы. В настоящее время в качестве аналоговых ключей (АК), как правило, применяют бесконтактные элементы, которые обеспечивают высокую надежность, быстродействие и меньшее потребление энергии по сравнению с контактными ключами [6.5, 6.12].

В качестве АК применяют диоды, биполярные и полевые транзисторы, снабженные

соответствующими схемами управления (СУ), преобразующими стандартный логический сигнал в напряжение или ток, необходимые для отпираания или запираания коммутирующего элемента. Схемы весьма разнообразны. Они определяются как типом коммутирующего элемента, так и назначением ключа.

Все многообразие АК можно разбить на две группы: ключи, предназначенные для коммутации напряжений (АКН), и ключи для коммутации токов (АКТ).

Аналоговые ключи для коммутации напряжений. На рис. 6.59 приведены три наиболее распространенные схемы АКН. В схеме рис. 6.59, а коммутирующим элементом является диодная мостовая схема. Когда напряжение управления U_y , соответствующее логической единице, возбуждает в источниках тока $ИТ_1$, $ИТ_2$ ток $I_y = I_{y1} = I_{y2}$, проходящий через диодную схему, диоды имеют малое сопротивление и входное напряжение $U_{вх}$ оказывается приложенным к сопротивлению нагрузки R_n . Когда $U_y = 0$, ток также равен нулю и диодная

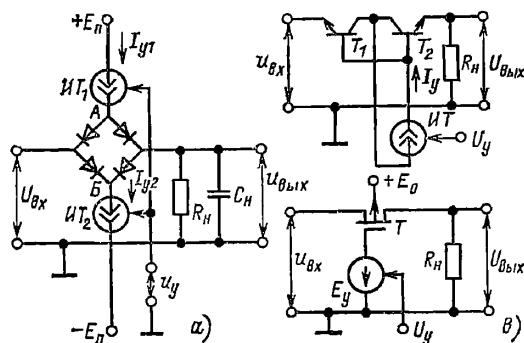


Рис. 6.59. Схемы ключей

схема изолирует $U_{вх}$ от R_n . Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы напряжения питания с учетом напряжений, необходимых для работы схем ИТ, было больше возможного диапазона изменения $U_{вх}$. Диоды должны выдерживать обратные напряжения не менее $E_n + U_{вх \max}$, а ток I_y необходимо выбирать несколько больше $U_{вх \max} / R_n$. Падение напряжения на сопротивлении открытого диода r_d вносит погрешность в коэффициент передачи, поэтому необходимо выбирать R_n из условия

$$R_n > \frac{r_d}{\delta} \approx \frac{\Phi_T}{I_y \delta},$$

где $\Phi_T \approx 0,026$ В — температурный потенциал; δ — допустимая относительная погрешность. При $I_y = 5$ мА, $\delta = 0,1\%$ имеем $R_n > 5$ кОм.

Погрешность смещения нуля возникает за счет неидентичности характеристик диодов. При дискретных диодах она составляет обычно несколько десятков милливольт. При интегральной технологии ее удается снизить до 1–5 мВ.

Поскольку ток I_{y1} невозможно сделать строго равным I_{y2} , возникает дополнительная погрешность, равная $(I_{y2} - I_{y1})R_n$, где R_n — эквивалентное сопротивление параллельно соединенных R_n и сопротивлений источника сигнала.

Помимо погрешности в замкнутом состоянии (проводящем) ключа имеют место погрешности в разомкнутом состоянии из-за обратных токов диодов I_d , которые у кремневых диодов составляет обычно 1–100 нА. Погрешность, обусловленная I_d , равна произведению $I_d R_n$.

В замкнутом состоянии при синусоидальном входном сигнале частоты ω , подаваемом от источника сигнала с нулевым выходным сопротивлением, возникает частотная погрешность, равная:

$$\delta(\omega) \approx \omega r_d (C_n + C_{гг}),$$

где C_n — емкость нагрузки (параллельная R_n); $C_{гг}$ — емкость относительно земли ИТ₁ (или ИТ₂).

Максимальная частота и максимальная скорость нарастания $U_{вх}$ ограничена значением

$$V_m = U_{вх \max} \omega = \frac{I_y}{C_{гг} + C_n}.$$

В разомкнутом состоянии ключа из-за емкости диодов на выходе возникает паразитный сигнал

$$U_n \approx 2U_{вх} \omega R_n C_d,$$

где C_d — емкость запертого диода.

Время включения $t_{вкл}$ такого ключа может быть сделано сравнительно малым. Оно определяется временем преобразования U_y в I_y (0,01–0,1 мкс) и временем, необходимым для зарядки C_n и $C_{гг}$ до уровня $U_{вх}$. Последняя составляющая может быть оценена отношением $U_{вх}(C_n + C_{гг})/I_y$. Эта величина для $U_{вх} = 10$ В, $I_y = 5$ мА, $C_n + C_{гг} = 10$ пФ равна 0,02 мкс. Однако при выключении $U_{вх}$ спадает до нуля по экспоненте с постоянной времени, определяемой нагрузкой ($R_n C_n$). Для уменьшения $U_{вх}$ до уровня 0,01 % требуется время около $10 R_n C_n$, а до уровня 0,1 % — $7 R_n C_n$. При $R_n = 20$ кОм и $C_n = 5$ пФ уровень 0,01 % достигается за 10 мкс.

В момент перехода из выключенного состояния во включенное и обратно вследствие неидентичности динамических свойств $ИТ_1$ и $ИТ_2$, т.е. неодновременности в изменении I_{y1} и I_{y2} , ключ вносит в коммутируемую цепь паразитный заряд q_n , который может достигать 10^{-7} – 10^{-8} Кл.

На рис. 6.59, б приведена схема ключа на паре биполярных транзисторов T_1, T_2 в инверсном режиме. Встречное включение транзисторов обеспечивает изоляцию входа от выхода для обеих полярностей $U_{вх}$ в выключенном состоянии (когда $U_y = 0$, $I_y = 0$), а во включенном состоянии встречное включение обеспечивает снижение остаточного напряжения (E_0) на ключе до уровня ниже 100 мВ. При строго идентичных транзисторах оно равно нулю. Погрешности такого ключа аналогичны погрешностям диодного ключа. Во включенном состоянии они определяются E_0 и соотношением сопротивлений замкнутого ключа r_s и нагрузки R_n . Обычно $r_s = 10^4$ – 10^5 Ом. В разомкнутом состоянии погрешность определяется обратным током эмиттерного перехода (10^{-11} – 10^{-9} А). Максимальный диапазон $U_{вх}$ определяется допустимым напряжением эмит-

тер-база в запертом состоянии (обычно 5—30 В). Максимальный коммутируемый ток определяется типом транзисторов. В большинстве случаев он ограничен 10—50 мА.

Динамические свойства транзисторного ключа на биполярных транзисторах аналогичны диодному ключу.

Частотная погрешность в замкнутом состоянии

$$\delta(f) \approx \omega r_3 C_{\pi};$$

в разомкнутом состоянии

$$\delta(f) \approx \omega R_{\pi} C_3/2,$$

где C_3 — емкость эмиттерного перехода.

Как время включения, так и время выключения в основном определяются инерционностью преобразования U_y в I_y . Дело в том, что для нормальной работы ключа необходимо гальваническое разделение цепи генератора тока IT и коммутируемой цепи. Для этого применяют преобразование U_y в напряжение высокой частоты, которое через разделительный трансформатор, детектор и сглаживающий фильтр преобразуется в I_y . В результате вносится задержка 1—50 мкс, определяемая несущей частотой и постоянной времени фильтра. Сложность цепи управления и невысокое быстродействие являются основными недостатками такого ключа.

Наиболее простым является ключ на МОП транзисторе (рис. 6.59, в). Если $U_{вх}$ менее 1 В, может быть использован n -канальный МОП транзистор с большой крутизной и малым напряжением отсечки. При этом его затвор может управляться непосредственно логическим сигналом. В случае больших напряжений необходим усилительный каскад для согласования логического сигнала с напряжением, необходимым для управления транзистором. Это напряжение должно иметь диапазон изменения, больший диапазона $U_{вх}$ на напряжение, которое необходимо для надежного отпирания и запираания транзистора. Отметим, что подложка транзистора должна соединяться с потенциалом, большим $U_{вх \max}$, чтобы переход исток-подложка не мог открыться под действием $U_{вх}$.

В зависимости от типа транзистора сопротивление ключа в замкнутом (r_3) состоянии может быть равным 20—500 Ом. В разомкнутом состоянии $r_p = 10^8 \div 10^{10}$ Ом. Емкость затвор-канал обычно порядка нескольких пикофарадов. Паразитный заряд при переключении $q_n \approx 10^{-10} \div 10^{-11}$ Кл. Эти значения позволяют оценить статические и динамические погрешности такого ключа аналогично приведенным выше для ключа на биполярных транзисторах.

Существенным недостатком ключа по рис. 6.59, в является значительная нелинейность его сопротивления, которое зависит от разности $U_y - U_{вх}$.

Для уменьшения нелинейности широко применяют комплементарные интегральные пары — параллельное соединение p -канального и n -канального транзисторов с максимальными близкими параметрами, выполненные на одном кристалле. При этом схема управления должна обеспечивать противофазное изменение управляющих напряжений на их затворах. Одновременно с компенсацией нелинейно-

сти такое включение во много раз уменьшает паразитный заряд, генерируемый при переключении. Заметим, что для всех типов АКН погрешность от падения напряжения на r_3 может быть учтена при дальнейшей обработке сигнала, однако r_3 имеет разброс 20—40 % и изменяется примерно на 0,5 %/К. Чтобы

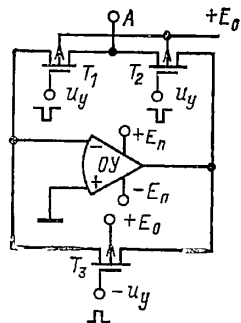


Рис. 6.60. Ключ, закорачивающий точку А на землю, с малым сопротивлением в открытом состоянии

уменьшить погрешность, обусловленную r_3 , применяют на выходе ключа повторитель на ОУ. При этом его оптимальное входное сопротивление равно $\sqrt{r_3 r_p}$. В этом случае погрешности в замкнутом и разомкнутом состояниях одинаковы.

Общим недостатком ключей по рис. 6.59 является низкое быстродействие при размыкании ключа, обусловленное емкостью нагрузки. Этот недостаток можно преодолеть, вводя параллельно нагрузке второй ключ, закорачивающий нагрузку при размыкании первого ключа. Коротящий ключ при необходимости может быть выполнен с очень малым сопротивлением (0,1—0,01 Ом) за счет применения ОУ, например, как показано на рис. 6.60. Приведенная схема осуществляет замыкание или размыкание точки А с общей точкой (землей). Когда транзисторы T_1, T_2 открыты, а T_3 закрыт, обратная связь ОУ осуществляется через T_1 и T_2 . При этом сопротивление точки А относительно земли равно r_3/K_y , где r_3 — сопротивление сток-исток T_2 в открытом состоянии; K_y — усиление разомкнутого ОУ. При запираании T_1 и T_2 это сопротивление возрастает до 10^8 — 10^{10} Ом. Транзистор T_3 в это время проводит и замыкает цепь обратной связи ОУ.

Аналоговые ключи для коммутации токов (АКТ). В тех случаях, когда входной сигнал является током, применяют АКТ. На рис. 6.61 приведены примеры схем переключения входного тока $I_{вх}$ ко входу ОУ или к земле. В схеме рис. 6.61, а такое переключение осуществляется с помощью диодов D_1, D_2 . Когда $U_y \leq -0,7$ В, D_1 не проводит и $I_{вх}$ через D_2 поступает на инвертирующий вход ОУ. Когда $U_y \geq 0,7$ В, отпирается D_1 , а D_2 запирается, при этом $I_{вх}$ поступает в источник U_y и на землю. Аналогичным образом работает схема с МОП транзисторами (рис. 6.61, б).

Погрешности АКТ, как правило, много меньше, чем в АКН. Сопротивление открытого ключа обычно пренебрежимо мало по сравнению с внутренним сопротивлением источника тока. Поэтому падение напряжения на ключе вызывает ничтожную погрешность. В ра-

закороченом состоянии утечки оказываются меньше, так как напряжения на запертом транзисторе (или диоде) значительно меньше, чем в АКН.

При переключении в коммутируемой цепи происходит лишь незначительное изменение напряжения, вследствие чего переходный про-

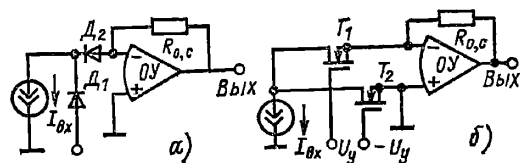


Рис. 6.61. Схемы ключей для переключения токов

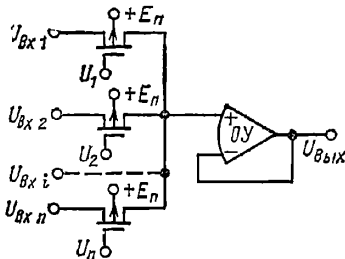


Рис. 6.62. Простейший коммутатор напряжения

цесс затухает значительно быстрее, чем в АКН. Этому способствуют также меньшее управляющее напряжение и малое входное сопротивление схем с АКТ. Все это обеспечивает значительно большее быстродействие АКТ по сравнению с АКН.

Аналоговые коммутаторы. В устройствах автоматики наибольшее распространение получили коммутаторы, которые обеспечивают подключение одного из сигналов к выходной шине. Пример схемы такого коммутатора приведен на рис. 6.62. В качестве ключей (АКН) проще всего использовать p -канальные МОП транзисторы, которые вместе со схемами управления легко выполнить по интегральной технологии на одном кристалле. Чтобы не происходило отпирания входным напряжением переходов исток-подложка, последние подключаются к потенциалу

$$E_{\Pi} > U_{\text{вх max}}.$$

Введение на выходе ОУ с большим входным сопротивлением практически исключает погрешность, обусловленную конечностью сопротивления r_a замкнутого ключа. Основная погрешность возникает за счет входного тока $I_{\text{вх}}$ ОУ и токов утечек всех запертых транзисторов I_{yi} , которые вызывают падение напряжения на r_a :

$$\Delta U \approx r_a \left(I_{\text{вх}} + \sum_{i=1}^n I_{yi} \right).$$

При $I_{\text{вх}} = 1$ мкА, $I_{yi} \leq 1$ нА, $n = 100$, $r_a \leq 1$ кОм получаем $\Delta U \leq 1$ мВ, т. е. достаточно малое и соизмеримое с погрешностью, обусловленной смещением нуля ОУ.

Если внутренние сопротивления источников сигналов достаточно малы (например,

при работе от других ОУ), быстродействие такого коммутатора ограничено лишь динамическими свойствами примененного ОУ и схем управления. Удастся обеспечить затухание переходного процесса с точностью 0,01 % за 1 мкс. Для этого схемы управления должны обеспечивать нарастание сигнала примерно за

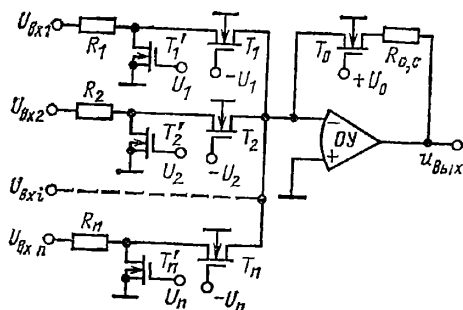


Рис. 6.63. Коммутатор напряжения с использованием токовых ключей на МОП транзисторах

0,1—0,2 мкс, а ОУ должен обладать $V_m \geq 100$ В/мкс и $\tau_d \leq 0,5$ мкс ($\delta = 0,01$ %) с учетом паразитной емкости на его входе.

Коммутатор по схеме рис. 6.62 обеспечивает выбор лишь одного из n сигналов. На рис. 6.63 приведена схема, которая позволяет не только выбирать один из n сигналов, но и обеспечивать их суммирование в любом сочетании. Входные напряжения $U_{\text{вх}i}$ преобразуются с помощью прецизионных резисторов R_i в токи, которые с помощью токовых ключей (аналогично рис. 6.61, б) замыкаются либо на землю, либо в суммирующую точку выходного ОУ. Чтобы компенсировать погрешность, обусловленную падением напряжения на r_a ключа, в цепь обратной связи введен постоянно открытый транзистор T_0 . При этом, если все R_i и $R_{0,c}$ равны между собой, остается погрешность в коэффициенте передачи, вызванная разбросом значений r_{a1} и их нестабильностью. При выборе достаточно больших сопротивлений R_i и $R_{0,c}$ (порядка 10 кОм) и выполнении всех транзисторов по полупроводниковой интегральной технологии, а R_i и $R_{0,c}$ по пленочной технологии удастся обеспечить эту погрешность менее 0,01 % с температурным коэффициентом 0,001 %/К.

Отметим, что в схеме рис. 6.63 требования к $I_{\text{вх}}$ ОУ значительно выше, так как входной ток вызывает погрешность в выходном напряжении $I_{\text{вх}} R_{0,c}$.

Быстродействие такого коммутатора значительно выше, чем в схеме рис. 6.62, благодаря применению АКТ и использованию инвертирующего усилителя, который может быть реализован с большим быстродействием, чем неинвертирующий.

Значительно реже применяются коммутаторы, в которых требуется входную цепь подключать к одной из n выходных. Такой коммутатор может быть реализован по схеме рис. 6.64 с использованием n усилителей. Назначение элементов такое же, как и в схеме рис. 6.63. Статические погрешности практически также совпадают. Быстродействие не-

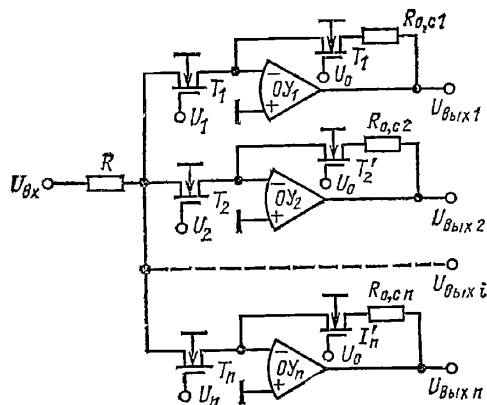


Рис. 6.64. Коммутатор, обеспечивающий подключение входного сигнала к одному из n выходов

сколько выше, так как емкостная нагрузка на входе каждого усилителя почти в n раз меньше, чем в схеме рис. 6.63.

6.10. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Транзисторные усилители. При проектировании усилителей мощности основное внимание обычно обращают на повышение КПД схемы. Чем выше КПД, тем (при заданном перегреве выходных транзисторов) может быть получена большая мощность в нагрузке. Если мощность нагрузки не превышает нескольких десятков ватт, в выходных каскадах усилителя устанавливаются мощные биполярные транзисторы, включенные по схеме эмиттерного повторителя.

В однополярных усилителях на выходе включается одиночный транзистор n - p - n или p - n - p типа (в зависимости от требуемой полярности выходного напряжения). В двухполярных усилителях применяется комбинированный каскад на транзисторах p - n - p и n - p - n (T_1 и T_2 на рис. 6.65).

Резисторы R в этой схеме ограничивают ток через транзисторы и защищают выходной каскад от чрезмерных перегрузок при коротких замыканиях в цепи нагрузки.

Максимальное напряжение, развиваемое таким каскадом на выходе, равно $E R_n / (R_n + R)$, максимальный ток транзистора ограничен E/R . Максимальная мощность, выделяемая в нагрузку, $P_{н max} = E^2 R_n / (R_n + R)^2$, а максимальное значение мощности, выделяющейся на коллекторе транзистора при усилении сигналов постоянного тока, равно $P_{к max} = P_{н max} (1 + R/R_n)/4$.

Обозначим через λ коэффициент, характеризующий отношение максимальной мощности $P_{к max}$ на коллекторе транзистора к максимальной мощности $P_{н max}$ в нагрузке. Тогда для схемы рис. 6.65

$$\lambda = \frac{P_{к max}}{P_{н max}} = \frac{1 + R/R_n}{4}.$$

Реальное значение $P_{к max}$ несколько превышает $\lambda P_{н max}$ за счет дополнительной мощности, рассеиваемой в области базы транзистора, а также за счет того, что напряжение питания E необходимо выбирать больше теоретического значения $E = (R + R_n) \sqrt{P_{н max}/R_n}$. Причиной увеличения напряжения E является необходимость обеспечить требуемое напряжение на нагрузке при минимальном напряжении в сети (напряжение E обычно не стабилизируется). Кроме того, напряжение между эмиттером и коллектором транзистора с учетом пульсаций напряжения E не должно падать ниже 0,5—1 В.

Если не учитывать указанные факторы и принять защитное сопротивление $R=0$, то $\lambda = 0,25$. При колебаниях напряжения питания в пределах $+10 \div -15\%$ λ увеличивается примерно на 60 % и становится равной 0,40. Для $R=0,2 R_n$ значение $\lambda=0,46$, а другие оговоренные выше факторы увеличивают λ до 0,5—0,6. Таким образом, для схемы рис. 6.65 в нагрузку может быть выделена мощность, лишь вдвое превышающая допустимую мощность, рассеиваемую транзистором. В связи с этим даже при наличии достаточно мощных транзисторов и радиаторов с развитой поверхностью по схеме рис. 6.65 трудно построить усилитель с выходной мощностью, большей 30—50 Вт.

Импульсные усилители мощности. Значительно более высокие энергетические показатели удается получить в усилителях мощности импульсного типа. В таких усилителях транзисторы работают в ключевом режиме и рассеивают небольшую мощность при мощности в нагрузке несколько сот ватт.

Схема импульсного усилителя, иллюстрирующая его основные свойства, показана на рис. 6.66. Здесь входной сигнал подвергается широтно-импульсной модуляции, а преобразованное напряжение коммутирует транзистор T_1 , выполняющий роль предварительного усилителя. В те моменты времени, когда T_1 открыт, открывается также выходной транзистор T_2 . Во время паузы ШИМ сигнала T_1 закрывается, при этом за счет прямого смещения на диоде D_1 (предполагается, что $E_1 > E$) транзистор T_2 запирается.

Фильтр нижних частот, состоящий из индуктивности L и емкости C , выделяет постоянную составляющую выходного напряжения и сглаживает высокочастотные пульсации. Диод D_2 защищает транзистор T_2 от перенапряжений, связанных с ЭДС самоиндукции.

В идеальном случае, соответствующем нулевому падению напряжения на открытом транзисторе, бесконечно большой скорости его переключения и нулевому обратному току кол-

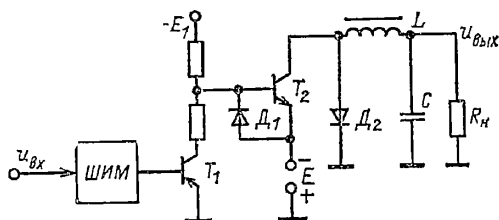


Рис. 6.66. Импульсный усилитель мощности

лктора, мощность, выделяемая в коллекторе транзистора, равна нулю. Реально КПД схемы меньше 100 % в основном за счет конечного падения напряжения U_0 на открытом транзисторе, конечного времени t_0 его переключения и потерь в индуктивности L .

Именно из этих соображений (т. е. минимальных значений U_0 и t_0) и следует выбирать транзисторы для выходных каскадов импульсных усилителей.

Конечное время t_0 ограничивает также частоту работы ШИМ: при повышении частоты возрастает мощность, выделяющаяся в транзисторе. В реальных импульсных усилителях при частоте 1—20 кГц КПД достигает 70—90 %.

Недостатком импульсных усилителей является то, что для фильтрации переменной составляющей ШИМ сигнала необходимо использовать фильтр нижних частот. При больших токах нагрузки этот фильтр выполняется в виде LC-звена (RC-фильтр в этом случае существенно снижает КПД схемы), что увеличивает габариты устройств. С этой точки зрения в ШИМ желательно использовать максимально высокую частоту, при которой выделяющаяся в выходном транзисторе мощность еще остается в допустимых пределах.

В последнее время импульсные усилители получили широкое распространение в источниках питания (в частности, источниках питания ЭВМ), рассчитанных на токи свыше 10 А при напряжении 5 В и более. В таких источниках перед ШИМ включается ОУ с большим коэффициентом усиления (порядка 10^2 — 10^4) и вся схема охватывается отрицательной обратной связью по напряжению на нагрузку.

Тиристорные усилители с фазовым управлением. Во многих случаях управления нагрузкой с помощью усилителей мощности сама нагрузка обладает фильтрующими свойствами и эффект управления пропорционален среднему или действующему значению выходного напряжения. Характерной в этом отношении нагрузкой является электрический нагреватель (электроды сопротивления). Инерционность таких печей, а также теплоемкость нагреваемой среды способствуют тому, что температура нагрева оказывается пропорциональной действующему значению подводимого напряжения вне зависимости от его формы. Именно это свойство позволяет использовать в выходных каскадах усилителей мощности тиристоры, а управлять мощностью путем изменения угла зажигания тиристоров.

Структурная схема тиристорного усилителя мощности с фазовым управлением (рис. 6.67, а) содержит два встречно-параллельно включенных тиристора (или симистор), управляемых от формирователя импульсов Ф. Формирователь обычно строится на заторможенном блокинг-генераторе или однопереходном транзисторе и содержит гальваническую развязку, изолирующую силовую часть схемы, связанную с питающей сетью, от схемы управления. Если в усилителе используются тиристорные оптопары, сочетающие функции усиления мощности и гальванической изоляции, роль формирователя сводится к усилению выходного сигнала компаратора до значения, необходимого для включения тиристорных оптопар.

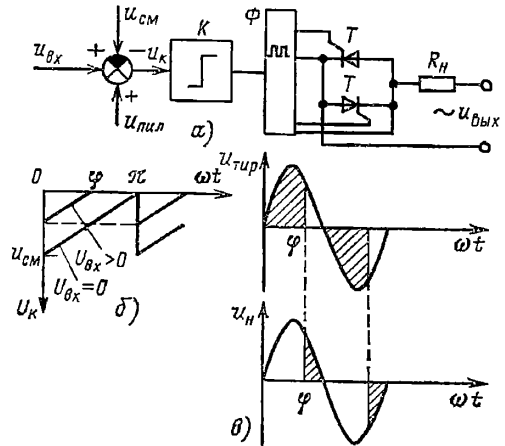


Рис. 6.67. Усилитель мощности с фазовым управлением

На входе компаратора K , управляющего формирователем, алгебраически суммируются три сигнала: входное напряжение $U_{вх}$, напряжение смещения $U_{см}$ и пилообразное напряжение $u_{пил}$, при этом $U_{вх}$ и $u_{пил}$ имеют один знак, а $U_{см}$ — противоположный. Значения этих сигналов выбираются таким образом, чтобы $|U_{см}| = |U_{вхmax}| = |u_{пилmax}|$, где $U_{вхmax}$ — максимальное значение диапазона изменения входного сигнала, соответствующее максимальной мощности, выделяемой в нагрузке; $u_{пилmax}$ — амплитудное значение пилообразного напряжения. Если при этом генератор пилообразного напряжения синхронизировать с питающим напряжением таким образом, чтобы частота $u_{пил}$ равнялась удвоенной частоте сети, получим диаграмму напряжений на входе компаратора, соответствующую рис. 6.67, б.

При изменении входного сигнала в диапазоне $0-U_{вхmax}$ компаратор будет срабатывать в моменты времени, соответствующие изменению угла включения тиристоров в диапазоне $\pi-0$ рад, что соответствует изменению мощности в нагрузке от нуля до своего максимального значения, близкого к $P_{нmax} = U_{сети}^2 / R_n$.

Таким образом, для схемы рис. 6.67, а угол включения (рис. 6.67, в)

$$\varphi = \pi(1 - U_{вх}/U_{вхmax}),$$

а мощность, выделяемая в нагрузке,

$$P_n = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{U_{сетиm}^2 \sin^2 \omega t}{R_n} d\omega t,$$

где $U_{сетиm}$ — амплитудное значение напряжения сети.

Статическая характеристика усилителя мощности при фазовом управлении имеет вид:

$$\frac{P_n}{P_{нmax}} = \frac{U_{вх}}{U_{вхmax}} - \frac{\sin\left(2\pi \frac{U_{вх}}{U_{вхmax}}\right)}{2\pi}.$$

Для малых приращений сигналов $\Delta U_{вх}$ и ΔP_n выражение для безразмерного коэффициента усиления записывается в виде

$$\frac{\Delta P_n / P_{n \max}}{\Delta U_{вх} / U_{вх \max}} = 2 \sin^2 \left(\frac{\pi U_{вх}}{U_{вх \max}} \right).$$

Соответствующие зависимости, характеризующие статические свойства рассматриваемого усилителя, показаны на рис. 6.68 (кривые 1).

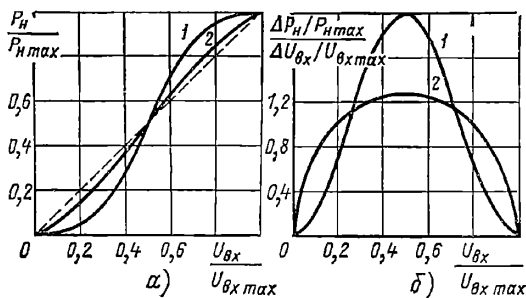


Рис. 6.68. Характеристики усилителя с фазовым управлением

а — статические характеристики; б — зависимость коэффициента усиления от входного сигнала

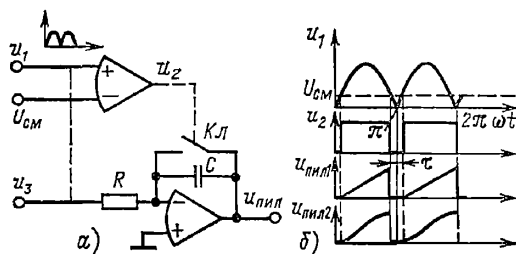


Рис. 6.69. Формирование пилообразного сигнала

Один из вариантов формирования синхронизированного с сетью пилообразного напряжения показан на рис. 6.69, а. Здесь выпрямленное напряжение сети u_1 подается на один из входов компаратора, на другой вход которого подано небольшое смещение $U_{см}$, имеющее знак, совпадающий со знаком u_1 . Тогда напряжение u_2 на выходе компаратора, которое управляет ключом $Kл$, будет иметь вид, показанный на рис. 6.69, б. В результате большую часть времени ключ закрыт, открываясь на короткое время лишь в моменты перехода питающего напряжения через нуль.

Если при этом на вход интегратора будет подано постоянное напряжение u_3 , на выходе интегратора формируется пилообразное напряжение $u_{пил}$. Время τ , в течение которого ключ замкнут, должно быть достаточным для полного разряда емкости C . Однако интервал τ не должен быть слишком большим, в противном случае сократится динамический диапазон плавного регулирования мощности в нагрузке.

Можно отметить две характерные особенности рассматриваемого усилителя: а) мощность, выделяемая в нагрузке, зависит не только от входного сигнала, но также и от

напряжения сети, с которым связано значение $P_{n \max}$; б) статическая характеристика усилителя существенно нелинейна, причем нелинейность наиболее ярко выражена на краях диапазона. Оба отмеченных недостатка могут быть практически устранены за счет охвата усилителя отрицательной обратной связью по мощности нагрузки. При этом цепь отрицательной обратной связи должна содержать схему умножения тока нагрузки на напряжение на нагрузке, а также узел гальванической изоляции. Усилитель с такого рода обратной связью используется лишь в системах повышенной точности. Если особых требований к стабильности усиления и линейности не предъявляется, возможны более простые решения, которые хоть и не устраняют указанные недостатки, но позволяют их значительно уменьшить.

Одно из них — отказ от стабилизации напряжения смещения $U_{см}$ и пилообразного напряжения $u_{пил}$. Если эти напряжения изменяются синхронно с изменением напряжения сети, то за счет изменения угла включения φ при изменении напряжения $U_{сети}$ происходит частичная компенсация влияния напряжения сети на мощность, выделяемую в нагрузке.

Вторая мера — использование при формировании пилообразного напряжения не постоянного напряжения u_3 на входе интегратора, а пульсирующего напряжения, синхронизированного с напряжением питания, т. е. того же напряжения, которое подается на вход компаратора (тонкий пунктир на рис. 6.69, а). В этом случае пилообразное напряжение $u_{пил2}$ деформируется (рис. 6.69, б) и эта деформация частично компенсирует исходную нелинейность статической характеристики усилителя (кривые 2 на рис. 6.68). Приближенные аналитические соотношения для такого усилителя имеют вид [6.7]:

$$u_{пил} = \frac{U_m}{\omega T} (1 - \cos \omega t), \quad \omega t = 0 \div \pi;$$

$$u_{пил \max} = \frac{2U_m}{\omega T};$$

$$\frac{U_{вх}}{U_{вх \max}} = \frac{1 + \cos \varphi}{2}, \quad \varphi = 0 \div \pi;$$

$$\frac{P_n}{P_{n \max}} = 1 - \frac{1}{\pi} (\varphi - \sin 2\varphi), \quad \varphi = 0 \div \pi,$$

где U_m — амплитудное значение пульсирующего напряжения, поданного на вход интегратора; $T = RC$ — постоянная времени интегратора, выбираемая из равенства $T = 2U_m / \omega U_{вх \max}$.

Таким образом, при не слишком жестких требованиях к линейности и стабильности усилителя мощности фазовый принцип управления тиристорами позволяет получить относительно простой усилитель с КПД $0,98 \div 0,995$. При чисто активной нагрузке угол управления может изменяться в диапазоне, близком к $\pi - 0$. Индуктивная нагрузка сокращает управляемый угол включения тиристора, который не может быть меньше, чем $\varphi_{\min} = \arctg(X_L / R_n)$, где R_n и X_L — соответственно активная и индуктивная составляющие сопротивления нагрузки.

Наиболее существенным недостатком усилителей с фазовым управлением тиристорами

являются значительные искажения тока, потребляемого усилителем от сети. Можно выделить два вида этих искажений: фазовые искажения, связанные со сдвигом фазы первой гармоники тока нагрузки относительно напряжения сети, и нелинейные искажения, сопровождающиеся порождением высших гармоник тока нагрузки. Оба эти фактора ухудшают энергетические показатели усилителя и становятся особенно заметными при больших мощностях нагрузки [6.3].

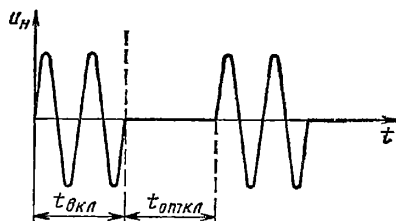


Рис. 6.70. Напряжение на нагрузке при ШИМ управлении

Тиристорные усилители с широтно-импульсным управлением. При широтно-импульсном управлении тиристорами схема управления изменяет соотношение между временем $t_{вкл}$, когда тиристоры открыты, и временем $t_{откл}$, когда они закрыты (рис. 6.70).

Если скважность импульсов пропорциональна входному сигналу, т. е.

$$\frac{t_{вкл}}{t_{вкл} + t_{откл}} = \frac{U_{вх}}{U_{вх \max}},$$

то как среднее значение выпрямленного выходного напряжения

$$U_{ср} = \frac{2U_{сетит}}{\pi} \frac{t_{вкл}}{t_{вкл} + t_{откл}},$$

так и среднее значение мощности в нагрузке

$$P_H = \frac{U_{сетит}^2}{2R_H} \frac{t_{вкл}}{t_{вкл} + t_{откл}}$$

будут пропорциональны входному сигналу.

Условие пропорциональности скважности входному сигналу легко выполняется с помощью ШИМ, который используется для управления тиристорами.

В простейшем случае ШИМ строится по одной из схем рис. 6.29, 6.31, описанных в § 6.5. Однако применительно к данному случаю такого рода схемы имеют общий недостаток, связанный с тем, что момент включения тиристоров не фиксирован. При этом управляющий сигнал на включение тиристоров может быть подан в момент, когда к тиристорам приложено напряжение, близкое к амплитудному значению, что приводит к увеличению высших гармоник тока и большим ударным токам включения. Энергетически предпочтительней включать тиристоры в момент прохождения напряжения питания через нуль (отключение тиристора при активной нагрузке всегда происходит при нулевом напряжении). Такой вариант тиристорного усилителя с широтно-импульсным управлением показан на рис. 6.71, а. Усилитель содержит ин-

тегратор, триггер T с зоной возврата (гистерезисом), логический элемент $И$, управляющий формирователь Φ .

После срабатывания триггера формирователь «ждет» момента времени, когда u_2 положительно (рис. 6.71, б), и запускается только когда напряжение питания близко к нулю. Интервал τ зависит от смещения на входе компаратора. Его минимум определяется уровнем напряжения, при котором тиристор надежно включается. Максимальное значение

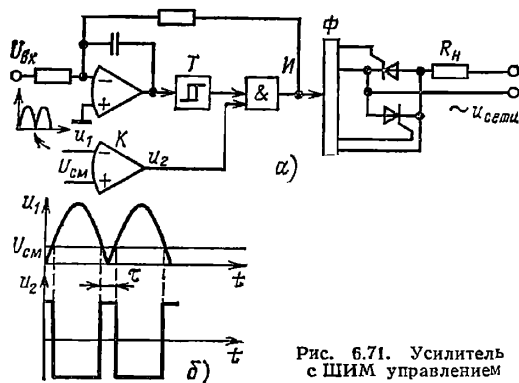


Рис. 6.71. Усилитель с ШИМ управлением

τ зависит от допустимого отличия напряжения на тиристоре в момент его включения от нуля.

Одним из недостатков тиристорного усилителя с ШИМ является наличие значительных пульсаций тока нагрузки, связанных с автоколебательным характером работы ШИМ. Поэтому такого рода усилители используются лишь для управления достаточно инерционными объектами. Другой недостаток — искажения потребляемого от сети тока: этот ток содержит основную гармонику, фаза которой совпадает с фазой напряжения сети, субгармонику, частота которой совпадает с частотой автоколебаний, и высшие гармонические составляющие автоколебаний [6.7]. Однако при большом числе усилителей, не синхронизированных между собой и работающих от одной сети, суммарное содержание субгармоник и высших гармоник тока, потребляемого от сети, снижается, в пределе стремясь к нулю.

6.11. ГЕНЕРАТОРЫ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В ряде устройств автоматики применяют различные генераторы периодических сигналов. Наиболее широко используются генераторы сигналов прямоугольной, синусоидальной и треугольной формы [6.1, 6.9, 6.12].

Генераторы колебаний **прямоугольной формы**. Простейшим генератором колебаний прямоугольной формы может служить симметричный мультивибратор по схеме рис. 6.72. Каждый транзистор охвачен отрицательной обратной связью через R_2 — R_5 и положительной связью через C_1 , C_2 . Если напряжение на коллекторе T_2 возрастает, то через цепь R_4 , C_2 в базу T_1 потечет положительный ток, отпирающий T_1 . Его коллекторное напряжение нач-

нет уменьшаться, что через цепь R_2 , C_1 вызовет запираание T_2 , т. е. еще более быстрое возрастание коллекторного напряжения. В результате происходит скачкообразное запираание T_2 и отпирание T_1 . Это состояние будет сохраняться, пока почти полностью зарядится

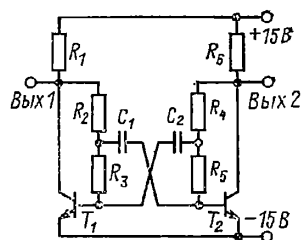


Рис. 6.72. Генератор прямоугольных импульсов со скважностью, равной 2

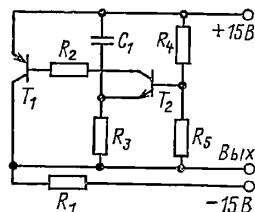


Рис. 6.73. Генератор прямоугольных импульсов с большой скважностью

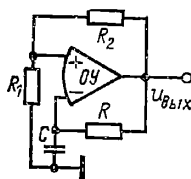


Рис. 6.74. Простейшая схема генератора прямоугольных импульсов на основе операционного усилителя

C_2 , ток через него станет близким нулю и начнется отпирание T_2 за счет тока через R_5 . Положительная обратная связь вызовет снова скачкообразное изменение напряжения, но T_2 отпирется, а T_1 заперется и т. д. При симметрии параметров обеих половин схемы длительности импульсов положительной и отрицательной полярности оказываются равными. При этом частота генерации f_r приблизительно равна $1/2R_2C_1$.

В тех случаях, когда требуется большая скважность генерируемых импульсов, можно использовать схему рис. 6.73. Здесь имеется отрицательная инерционная обратная связь с коллектором T_1 через R_3 на эмиттер T_2 и безынерционная положительная — через R_5 на базу T_2 . Это приводит к скачкообразному изменению состояний схемы, т. е. к генерации импульсов прямоугольной формы. Вследствие того что зарядка C_1 происходит через высокоомный резистор R_3 (при запертых T_1 и T_2), а разрядка через низкоомную цепь: R_2 , переход база-эмиттер T_1 и коллектор-эмиттер T_2 (при открытых T_1 и T_2), длительность отрицательного импульса на коллекторе T_1 приблизительно равна постоянной времени C_1R_3 , а положительного — C_1R_2 . При $R_3 \gg R_2$ обеспечивается большая скважность импульсов при $f_r \approx 1/R_3C_1$.

Простейшие транзисторные схемы не обеспечивают высокой стабильности f_r , а форма импульсов лишь приблизительно соответствует прямоугольной. Значительно лучшие результаты обеспечивают схемы с применением ОУ, например, схема, показанная на рис. 6.74. Здесь также имеется две цепи обратной связи: положительная и отрицательная. При ис-

пользовании ОУ с большой скоростью нарастания такая схема обеспечивает крутые фронты прямоугольных импульсов с частотой

$$f_r = \frac{1}{2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)}.$$

Форма импульсов оказывается весьма близкой к прямоугольной, если в ОУ введен внутренний ограничитель, препятствующий его насыщению, и если период генерации

$$T \gg \frac{2U_{\text{выхmax}}}{V_m},$$

где V_m — скорость нарастания выходного сигнала ОУ, правая часть неравенства приближенно равна длительности фронта импульса.

Генератор по схеме рис. 6.74 обеспечивает скважность, равную двум. Если параллельно R ввести цепь, состоящую из диода и резистора, то скважность становится больше, поскольку для одной полярности заряда конденсатора по-прежнему происходит через R , а для другой полярности, когда диод отпирается, заряд происходит значительно быстрее. Регулируя сопротивление, последовательное с диодом, можно изменять скважность импульсов.

Генераторы колебаний треугольной формы. Для получения колебаний треугольной формы достаточно подать на вход интегратора импульсы прямоугольной формы. В ряде случаев бывает целесообразно объединить оба генератора, как показано на рис. 6.75. Здесь ОУ₁ образует триггер, выходное напряжение которого интегрируется интегратором. Когда $U_{\text{вых2}}$ достигает $U_{\text{вых1}}R_2/R_1$, происходит переборс триггера и интегратор начинает интегрировать его выходное напряжение обратной полярности. Усилитель ОУ₁ должен быть снабжен ограничителем, чтобы избежать работы в режиме насыщения. Такой генератор обеспечивает одновременно $U_{\text{вых1}}$ прямоугольной формы и $U_{\text{вых2}}$ симметричной треугольной формы.

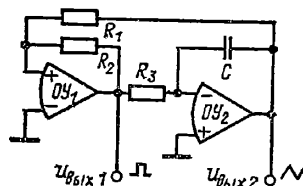


Рис. 6.75. Генератор колебаний треугольной формы

Если необходимо напряжение пилообразной формы, когда $U_{\text{вых}}$ линейно нарастает во времени и затем быстро возвращается в исходное состояние, можно также использовать схему рис. 6.75, зашунтировав R_3 диодом. Тогда $U_{\text{вых2}}$ имеет резко несимметричную форму: часть периода, когда заряд C происходит через открытый диод, оказывается ничтожно мала по сравнению со всем периодом. При этом $U_{\text{вых1}}$ по-прежнему дает прямоугольные импульсы, но с большой скважностью. Вводя регулируемое R последовательно с диодом, можно изменять скважность импульсов.

Генераторы колебаний сложной формы. На базе генератора пилообразного напряжения можно получить периодические колебания желаемой формы, если на его выходе поставить аналоговый функциональный преобразователь. Схема такого генератора показана

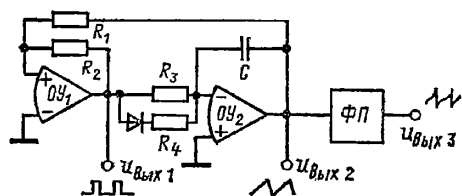


Рис. 6.76. Генератор колебаний сложной формы

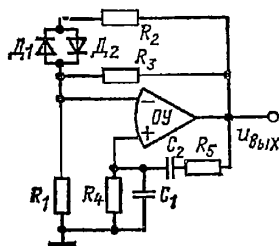


Рис. 6.77 Усилитель синусоидальных колебаний с ограничением амплитуды с помощью диодов

на рис. 6.76. Функциональный преобразователь ФП может быть построен с использованием, например, кусочно-линейной или кусочно-нелинейной аппроксимации. В частном случае ФП может осуществлять тригонометрические преобразования и реализовывать на выходе соответствующие тригонометрические функции.

Отметим, что генераторы низкочастотных колебаний с применением ОУ обладают высокой стабильностью, которая определяется в основном стабильностью пассивных элементов. Построение подобных генераторов на базе дискретных транзисторов приводит либо к значительному усложнению схемы, либо к заметному отклонению параметров выходного напряжения от заданных. Однако при частотах 1 МГц и выше применение ОУ не всегда оправдано, так как требуются ОУ с чрезвычайно высоким быстродействием ($V_m > 500$ В/мкс, $f_{op} \geq 100$ МГц). Такие ОУ дороги, имеют малый запас устойчивости и значительное потребление тока. Поэтому для генерирования высокочастотных колебаний выгоднее применять специализированные транзисторные схемы.

Генераторы синусоидальных колебаний в настоящее время строят также с применением интегральных ОУ, что позволяет повысить стабильность частоты и значительно упростить схему. Для существования синусоидальных колебаний с частотой f и амплитудой U_m необходимо, чтобы в схеме с обратной связью только на частоте f при амплитуде U_m обеспечивалось усиление, точно равное единице при нулевом фазовом сдвиге. Это условие удается реализовать различными способами. Одним из наиболее простых является применение мостовой схемы Вина и ОУ с отрицательной обратной связью. Схема такого генератора приведена на рис. 6.77. Фазовый сдвиг,

вносимый RC -цепью положительной обратной связи, равен нулю на частоте

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_4 R_5}}.$$

Для получения устойчивых автоколебаний на этой частоте необходимо, чтобы

$$1 + \frac{R_3}{R_1} \geq \frac{C_1 R_4}{R_5 C_2 + R_4 C_1 + R_4 C_2}.$$

Обычно выбирают $C_1 = C_2 = C$, $R_4 = R_5 = R$, тогда $f_r = 1/2\pi RC$ и обязательно $R_3 \geq 2R_1$. Цепь R_2 и диоды D_1 , D_2 необходимы для стабилизации амплитуды. Если выбрать R_3 немного большим $2R_1$, происходит нарастание амплитуды колебаний, пока не начнут отпираться диоды и R_2 начнет шунтировать R_3 так, что их эквивалентное сопротивление для первой гармоники станет точно равным $2R_1$. Отпирание диодов приводит к нелинейным искажениям и появлению высших гармоник в $U_{вых}$. Для снижения уровня гармоник следует выбирать R_3 возможно ближе к $2R_1$, но при этом ухудшается стабильность амплитуды, особенно при перестройке частоты. Поэтому приходится выбирать компромиссные значения R_3 и R_2 . Заметим, что амплитуда колебаний генератора по схеме рис. 6.77 весьма мала (около 0,5 В). Для ее увеличения приходится применять второй ОУ.

Для снижения нелинейных искажений при высокой стабильности амплитуды колебаний часто используют инерционную нелинейность в цепи отрицательной обратной связи. Например, если в качестве R_1 поставить резистор с большим положительным ТКР (например, лампу накаливания), то можно

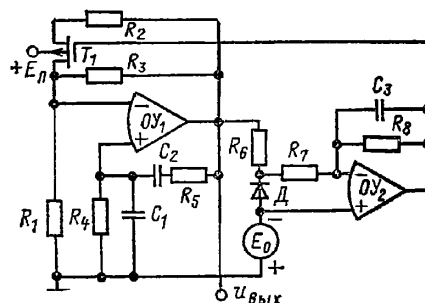


Рис. 6.78. Генератор синусоидальных колебаний с низким коэффициентом нелинейных искажений и высокой стабильностью амплитуды

исключить диоды и R_2 . Стабилизация амплитуды будет происходить за счет того, что с ростом амплитуды растет мощность, выделяемая на R_1 , что приводит к его увеличению, а значит и к увеличению глубины отрицательной обратной связи, вследствие чего снижается амплитуда. Благодаря тепловой инерционности R_1 искажение синусоиды оказывается ничтожно малым. Амплитуда $U_{вых}$ в таком генераторе ограничена лишь возможностями ОУ.

Еще лучшую стабильность амплитуды можно обеспечить, применив, как показано на рис. 6.78, в качестве инерционной нелинейности в цепи отрицательной обратной связи

диод D_1 , фильтр R_3C_3 и дополнительный усилитель OY_2 , который управляет МОП транзистором T_1 .

Как и в схеме рис. 6.77, сопротивление R_3 выбирают несколько больше $2R_1$ ($R_1=R_3$, $C_1=C_2$). При этом амплитуда колебаний нарастает до $E_0+0,7$ В, когда диод отпирается и на выходе усилителя появляется большое отрицательное напряжение, отпирающее регулирующий транзистор T_1 . Это приводит к уменьшению R_3 , что препятствует дальнейшему увеличению амплитуды колебаний. Для того чтобы не вызывать нелинейных искажений, постоянная времени R_3C_3 должна быть по крайней мере в 20 раз больше периода колебаний.

В некоторых устройствах (например, для стабилизации фазового сдвига при фиксированной частоте) необходимо иметь два синусоидальных колебания фиксированной частоты, сдвинутых относительно друг друга на 90° , т. е. иметь на выходе генератора $U_m \sin \omega t$ и $U_m \cos \omega t$. Такие колебания часто называют квадратурными. Квадратурные генераторы обычно реализуют с помощью двух интеграторов, охваченных общей положительной обратной связью. Поскольку в рабочем диапазоне частот интегратор создает фазовый сдвиг на 90° , легко обеспечить одновременное получение синусоидальных и косинусоидальных колебаний. Генерация происходит на частоте, при которой усиление в разомкнутом контуре равно единице. Для стабилизации амплитуды обычно применяют нелинейную обратную связь (ограничитель). При этом искажения синусоиды получаются незначительными благодаря высокой добротности колебательной системы. Еще меньших искажений можно достигнуть введением специальной схемы регулирования глубины обратной связи, аналогичной схеме рис. 6.78.

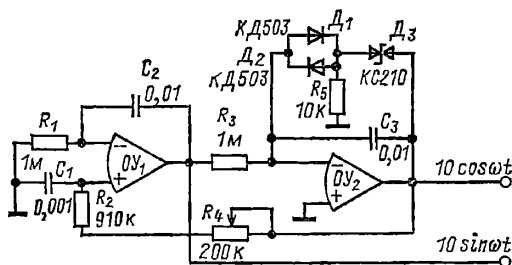


Рис. 6.79. Генератор двух синусоидальных колебаний, сдвинутых по фазе на 90°

Пример схемы квадратурного генератора с ограничителем приведен на рис. 6.79. Здесь OY_1 , R_1 , C_1 образуют 1-й интегратор; OY_2 , R_3 , C_3 — 2-й интегратор; R_2 , R_4 , C_1 служат цепью положительной* обратной связи. Конденсатор C_1 необходим, чтобы обеспечить небольшое превышение фазового сдвига и вызвать тем самым нарастание амплитуды колебаний. При достижении амплитуды колебаний величины,

* Заметим, что каждый интегратор вносит дополнительный фазовый сдвиг на -90° , поэтому сигнал от неинвертирующего входа OY_1 до выхода OY_2 оказывается сдвинут по фазе на 360° , т. е. действительно осуществляется положительная обратная связь.

вызывающей отпирание стабилитрона D_3 и диодов D_1 , D_2 , происходит охват OY_2 дополнительной отрицательной обратной связью, что ограничивает амплитуду. Регулировка R_4 служит для получения достаточной стабильности колебаний при минимальных искажениях синусоиды. Частота колебаний такого генератора

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1^2 R_3 C_2 C_3 / (R_2 + R_4)}}.$$

6.12. ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) служат для преобразования информации в цифровой форме в аналоговый сигнал — ток или напряжение. ЦАП широко применяются в различных устройствах автоматики для связи цифровых ЭВМ с аналоговыми элементами и системами [6.1—6.3, 6.9, 6.12].

Принцип работы ЦАП состоит в суммировании аналоговых сигналов, пропорциональных весам разрядов входного цифрового кода, с коэффициентами, равными нулю или единице в зависимости от значения соответствующего разряда кода.

Подавляющее большинство современных ЦАП преобразуют входной двоичный код в сумму эталонных токов I_i с весовыми коэффициентами, соответствующими двоичному коду, и последующим преобразованием суммы токов в выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ с помощью ОУ. Если выбран ток I_{max} , соответствующий полной шкале усилителя, ток i -го разряда может быть выбран равным

$$I_i = I_{\text{max}} / 2^i.$$

При n разрядах максимальное $U_{\text{вых}}$ ОУ с сопротивлением в цепи обратной связи $R_{0,c}$ будет равно:

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{max}} R_{0,c} \sum_{i=1}^n 2^{-i}.$$

Эта величина стремится к $U_{\text{вых max}}$ лишь при $n \rightarrow \infty$. Поэтому обычно выбирают значение разрядных токов так, чтобы при заданном числе разрядов $U_{\text{вых max}}$ соответствовало полной шкале. Для этого следует выбирать

$$I_i = \frac{U_{\text{вых max}}}{2^i \sum_{i=1}^n 2^{-i} R_{0,c}}.$$

Разрядные токи получают с помощью эталонного источника напряжения и схемы — либо чисто резистивной, либо транзисторно-резистивной. Управление токами обычно осуществляется с помощью токовых ключей.

Пример структуры n -разрядного ЦАП с резистивной схемой из разрядных резисторов приведен на рис. 6.80. Разрядные токи здесь получают с помощью эталонного источника ЭИ и эталонных разрядных резисторов, сопротивления которых возрастают с уменьшением разрядов по двоичному закону. Разрядные токи переключаются с помощью токовых ключей K_i либо к земле, либо ко входу

ОУ в зависимости от значения сигнала на соответствующем цифровом входе. В качестве ключей в такой схеме обычно используют МОП транзисторы, затворы которых соединены со схемами управления CY , согласующими логический уровень сигнала с необходимыми для управления ключами.

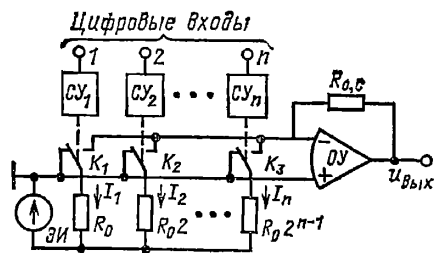


Рис. 6.80. ЦАП с использованием резисторов и качестве генераторов разрядных токов

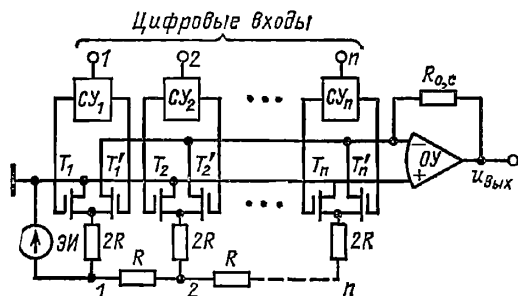


Рис. 6.81. ЦАП с использованием цепи типа $R, 2R$ для получения разрядных токов

Такая структура требует широкий диапазон $(2^n - 1)$ сопротивлений резисторов, что трудно реализовать при интегральной технологии. Температурные коэффициенты высокоомных и низкоомных резисторов значительно отличаются между собой, что вызывает значительную температурную погрешность. Кроме того, заметную погрешность вызывают разброс и температурная зависимость сопротивлений ключей. Вследствие перечисленных недостатков ЦАП по структуре рис. 6.80 в настоящее время применяются редко. Диапазон требуемых сопротивлений удается резко сократить, если применить обращенную схему $R, 2R$ для получения разрядных токов (рис. 6.81). В такой схеме напряжения в узлах $1, 2, \dots, n$ убывают пропорционально 2^{n-1} , поэтому разрядные токи в ветвях $2R$ равны:

$$I_i = 2^{1-i} U_0 / 2R.$$

При $R_{0,с} = R$ и $n \rightarrow \infty$ коэффициент передачи K_n от $3И$ до выхода для кода, состоящего из единиц во всех разрядах, равен единице. Достоинством такой схемы является возможность изменять не только U_0 , но и его знак. Благодаря этому свойству вместо $3И$ может использоваться аналоговый входной сигнал $U_{вх}$, а $U_{вых}$ оказывается равным произведению $U_{вх}$ на значение цифрового кода. Знак $U_{вых}$ противоположен знаку $U_{вх}$. Такой ЦАП часто называют двухкватратным

цифро-аналоговым умножителем. На его базе строятся и четырехкватратные умножители.

Недостатком схемы рис. 6.81 является погрешность, обусловленная разбросом и нестабильностью сопротивлений ключей. Обычно не удается сделать сопротивление замкнутых ключей r_3 менее 20 Ом с разбросом $\Delta r_3 = \pm 5$ Ом и ТК $R \approx 5 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$. Чтобы обеспечить погрешность не более половины младшего разряда, приходится выбирать

$$R \geq \Delta r_3 2^n.$$

При этом Δr_3 должно учитывать максимальные отклонения r_3 от среднего значения в рабочем диапазоне температур.

Сопротивления ветвей $2R$ должны быть уменьшены на величину среднего значения r_3 . Увеличение R приводит к снижению быстродействия, так как пропорционально увеличивается время установления, обусловленное наличием емкостей между стоком и затвором транзисторов. Кроме того, возрастают помехи, связанные с прохождением через эти емкости управляющего сигнала из CY на вход ОУ. Эти помехи в виде коротких импульсов (пропорциональных производной от фронта управляющих напряжений) вызывают перегрузку ОУ и дополнительно затягивают переходный процесс.

Учитывая отмеченные особенности схемы рис. 6.81, обычно ограничивают $R = 10 \div 2 \text{ кОм}$ и выбирают число разрядов не более 10—12. При этом удается получить время преобразования $t = 0,5 \div 5 \text{ мкс}$.

Стремление разработчиков преодолеть недостатки, присущие рассмотренным схемам ЦАП, породило большое разнообразие их схем, которые отличаются главным образом способами получения разрядных токов, схемами ключей и их управлением.

Широкое распространение имеют ЦАП, у которых I_i получают с помощью транзисторных источников токов, со схемами типа $R, 2R$.

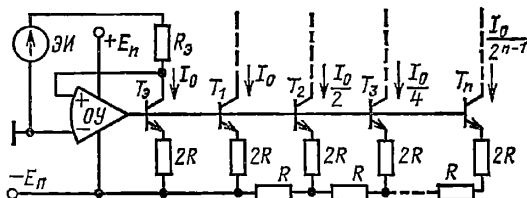


Рис. 6.82. ЦАП с использованием транзисторов и цепи $R, 2R$ для получения разрядных токов

Схема получения разрядных токов на этом принципе показана (упрощенно) на рис. 6.82, где $I_0, I_0/2, I_0/4, \dots, I_0/2^{n-1}$ являются выходными разрядными токами. С помощью дополнительного ОУ осуществляется стабилизация тока, протекающего через эталонный резистор R_0 из коллекторной цепи одного из транзисторов интегральной схемы. Благодаря идентичности транзисторов T_0 и T_1 такой же ток получается в цепи коллектора старшего разряда T_1 . При этом изменения напряжений U_0 , коэффициентов усиления по току этих транзисторов под влиянием окружающей температуры компенсируются за счет глубокой обратной связи ОУ. Коллекторный ток транзисторов каждого по-

следующего разряда оказывается вдвое меньше, что достигается подключением их эмиттеров к цепи R , $2R$ и уменьшением площади транзисторов вдвое. Последнее необходимо для того, чтобы обеспечить для всех транзисторов равные напряжения $U_{б.э.}$ При большом числе разрядов их разбивают на группы. Внутри группы площади транзисторов выбирают по двоичному закону, а в следующей группе используются такие же транзисторы, но изменяют напряжения в цепи R , $2R$ так, чтобы скомпенсировать уменьшение напряжения $U_{б.э.}$ В результате удается получить точные и стабильные значения разрядных токов в коллекторных цепях транзисторов. Благодаря высокому выходному сопротивлению этих цепей сопротивление ключей практически не вносит погрешности.

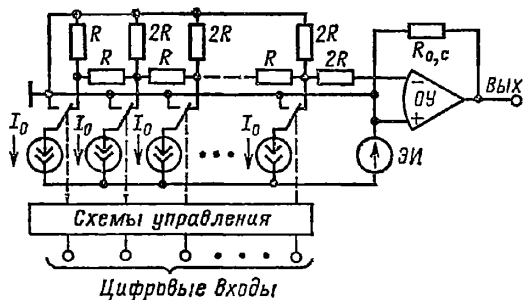


Рис. 6.83. ЦАП с равными разрядными токами и с суммированием их с помощью цепи R , $2R$

Разбивка на группы полезна также для того, чтобы, увеличив номинал резисторов, сохранить на них напряжения, превышающее величину разброса $U_{б.э.}$ В противном случае этот разброс вызвал бы погрешность, превышающую вес младших разрядов. Увеличение номиналов резисторов здесь не приводит к увеличению $t_{пр}$, поскольку токи через эти резисторы не изменяются в процессе преобразования.

Широкое распространение получили также схемы ЦАП с равными значениями разрядных токов, которые суммируются с помощью цепи типа R , $2R$, как показано на рис. 6.83. Благодаря тому, что во всех узлах цепи R , $2R$ сопротивление относительно земли постоянно и равно $2R/3$, подключение разрядного тока I_i к любому узлу вызывает на нем одинаковое напряжение независимо от номера узла. Но передача этого напряжения на выход ОУ происходит с ослаблением в 2^i раз. Сопротивление R может быть выбрано в такой схеме достаточно малым (ограничено только нагрузочной способностью ОУ и ключей), поэтому быстродействие схемы практически не лимитируется переходными процессами в цепи R , $2R$, а ограничено в основном временем установления ОУ и быстродействием ключей. Достоинством схемы является то, что импульсные помехи, проникающие из цепей управления ключами, уменьшаются пропорционально весу разряда.

Благодаря одинаковости токозадающих элементов погрешности генераторов токов удается свести к минимуму. Основные источ-

ники погрешности — погрешности резисторов, а также напряжение смещения нуля ОУ.

Некоторым недостатком схемы является большое число точных резисторов (второе больше, чем в схеме рис. 6.80), значительное потребление тока, а также общий для схем с цепями R , $2R$ недостаток, заключающийся в трудности подгонки этих цепей из-за взаимного влияния всех резисторов на вес каждого разряда. Последний недостаток схемы рис. 6.83 можно избежать, если цепь R , $2R$ не подгонять, а регулировать ток в каждом разряде.

При выполнении ЦАП по модульной или гибридной технологии в ряде случаев оказывается целесообразным разрядные токи нескольких старших разрядов увеличивать по сравнению с остальными по закону 2^i , суммируя их непосредственно на входе ОУ. Это позволяет выбрать более низкоомную матрицу R , $2R$, а также значительно уменьшить общее потребление тока.

ЦАП по структуре рис. 6.83 строятся до 12–20 разрядов, причем удается получить время преобразования порядка 0,1–1 мкс.

Быстродействие ЦАП в значительной мере зависит от типа примененных ключей и схемы управления. При разработке этих схем помимо вопросов статической точности большое внимание уделяется повышению быстродействия ключа и снижению уровня помех, проникающих из цепей управления на вход ОУ.

В схеме ЦАП с использованием транзисторных генераторов тока переключение тока может осуществляться в коллекторной цепи. При этом сопротивление ключа не вносит заметной погрешности благодаря высокому сопротивлению цепи. Однако утечки запертого ключа могут привести к существенной погрешности. Суммарная утечка всех запертых ключей не должна превышать половины тока младшего разряда.

Простейшим способом коммутации является применение диодных ключей, как показано на рис. 6.84. При низком уровне управляющего напряжения управляющие диоды (D_1 , D_2 , ..., D_n) заперты, а разрядные токи прохо-

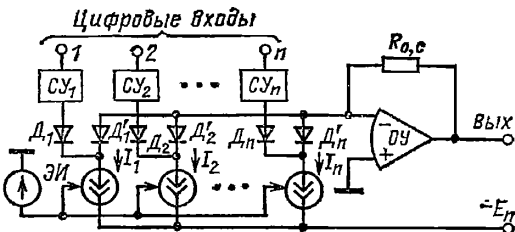


Рис. 6.84. ЦАП с применением диодных ключей для коммутации разрядных токов

дят через диоды связи D'_1 , D'_2 , ..., D'_n на вход усилителя. Такое состояние соответствует единицам на всех цифровых входах. При переключении какой-либо $СУ_i$ на высокий уровень (достаточно изменения напряжения управляющего на 1,5 В) отпирается соответствующий управляющий диод и отсасывает весь ток в схему управления. Соответствующий диод связи при этом запирается. Это переключение

происходит весьма быстро. Обратное включение диода связи происходит медленнее, так как после записания управляющего диода необходимо время, пока вследствие зарядки паразитных емкостей разрядным током напряжение на диоде связи достигнет отпирающего уровня. Это запаздывание особенно заметно в цепях младших разрядов. Поэтому лучший результат удается получить с такой коммутацией в схеме равных разрядных токов (см. рис. 6.83).

С целью уменьшения влияния управляющего напряжения применяют транзисторные ключи, один из которых приведен на рис. 6.85. Здесь $ИТ_i$ это i -й источник разрядного тока, подлежащий коммутации; $ИТ_0$ — опорный источник тока, запирающий T_2 , когда управляющее напряжение U_y имеет низкий уровень и

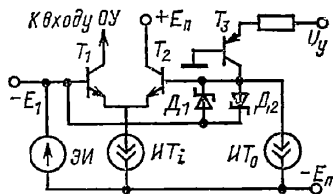


Рис. 6.85. Схема i -го разряда ЦАП с транзисторным ключом

T_3 заперт. При этом ток $ИТ_i$ поступает через открытый T_1 на вход ОУ. При высоком уровне U_y транзистор T_3 открыт, его ток превышает ток $ИТ_0$, что приводит к отпираанию T_2 и запираанию T_1 . Диоды Шоттки D_1 и D_2 ограничивают напряжение на базе T_2 и увеличивают быстродействие. Как включение, так и выключение разрядного тока происходит весьма быстро, причем отпирание T_1 протекает быстро, так как потенциал базы T_2 через свою емкость $C_{бэ}$ безынерционно перезаряжает емкость $C_{бэ}$ транзистора T_1 и тем самым способствует его быстрому отпираанию.

Недостатком схем коммутации в коллекторной цепи генераторов токов с помощью транзисторов является то, что часть коммутируемого тока ответвляется в цепь базы. Поэтому необходимы транзисторы с очень большим усилением по току (типа «супер-β») либо составные схемы. Чтобы избежать этого, широко применяют управление самим источником разрядного тока по его эмиттерной цепи. Схема может быть аналогична приведенной на рис. 6.85, но вместо $ГТ_i$ ставится задающий резистор, который совместно с T_1 образует генератор тока. Напряжение на базе T_1 (и на других генераторах тока) задается от схемы компенсации погрешности с использованием ОУ, подобно тому, как это показано на рис. 6.82. Цепь управления транзистором T_2 может отличаться от приведенной на рис. 6.85. Выбор схемы этой цепи определяется необходимостью согласования цифрового входа с потенциалом базы T_2 , требованиями быстродействия и минимальной помехи в цепи разрядного тока, а также технологическими соображениями.

В ряде случаев к ЦАП предъявляются требования минимальных паразитных выбросов $U_{вых}$ в моменты коммутации ключей. Эти

выбросы определяются емкостной связью через ключи цепей управления и входа ОУ, а также нестройкой одновременноностью срабатывания ключей. Для уменьшения этих выбросов применяют точное согласование между собой фронтов управляющих ключами напряжений, а также используют закорачивание входа ОУ специальным ключом на короткое время в момент коммутации. Применяются и более сложные специальные схемы.

В рассмотренных выше структурах ЦАП для получения разрядных токов использовались либо чисто резисторные прецизионные цепи, либо транзисторно-резисторные. Существуют ЦАП, в которых разрядные токи получаются с помощью высококачественных транзисторных дифференциальных каскадов, выполненных на одном кристалле. Такой ЦАП содержит эталонный источник тока, который поступает в эмиттерную цепь дифференциального каскада. При идентичных транзисторах типа «супер-β» половина эталонного тока поступит в коллекторную цепь одного транзистора и используется в дальнейшем как ток старшего разряда, а половина будет протекать по коллекторной цепи второго транзистора этого каскада. Последний подключается в эмиттерную цепь второго дифференциального каскада, где он снова разделится на два. Одна часть используется как разрядный ток второго каскада, а вторая поступает в третий каскад и так далее. Потенциалы баз дифференциальных пар транзисторов подключаются к делителю напряжения, образованного последовательно включенными транзисторами в диодном режиме. В таком ЦАП точные резисторы необходимы лишь в источнике эталонного тока и в обратной связи ОУ. В этом основное достоинство такой структуры. При современной технологии интегральных схем с введением подстроечных резисторов в старших разрядах и резисторов, компенсирующих конечность β-транзисторов, удается создавать ЦАП на 10—14 разрядов. Их быстродействие определяется главным образом ОУ и ключами, коммутирующими разрядные токи.

Отметим, что большинство из рассмотренных ЦАП могут работать как цифро-аналоговые умножающие устройства (при замене ЭИ на входной аналоговый сигнал) лишь в одном квадранте. Это связано как с использованием генераторов тока, так и ключей, работающих лишь при напряжении одной полярности. Для работы от аналогового сигнала двух знаков наиболее удобна схема на МОП ключах (рис. 6.81). По цифровому входу также можно обеспечить работу с учетом знака. Для этого вводится дополнительный инвертирующий ОУ₂ и ключ K_p , управляемый знаковым разрядом, как показано на рис. 6.86.

Двуполярное управление по цифровому входу можно получить и на одном ОУ. Для этого на вход ОУ подается постоянный ток, смещающий всю шкалу выходных напряжений на 10 В, а для управления используется код с учетом этого смещения и требуемого знака. Однако такой путь дает значительно большую погрешность относительно текущего значения $U_{вых}$, особенно при малых напряжениях.

Все рассмотренные схемы ЦАП относятся к параллельным структурам, в которых происходит преобразование всех разрядов одновре-

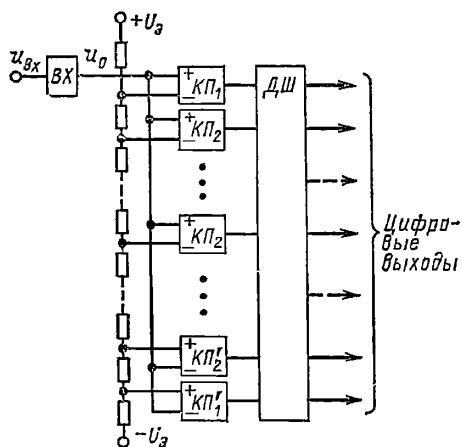


Рис. 6.88. Структурная схема АЦП параллельного типа

Время преобразования складывается из следующих составляющих:

$$t_{\text{пр}} = t_{\text{вх}} + t_{\text{з.к}} + \sum_{i=1}^k t_{\text{л.с}i},$$

где $t_{\text{л.с}i}$ — время задержки логических схем; k — число последовательно включенных логических схем.

При использовании компараторов со стробированием АЦПП может быть без схемы $ВХ$. При этом он обеспечивает наибольшее быстродействие по сравнению с любыми другими АЦП. В настоящее время строятся АЦПП с использованием быстродействующих компараторов и логических схем, что позволяет снизить $t_{\text{пр}}$ до 10—20 нс, но при небольшом числе разрядов. Увеличение числа разрядов ограничено числом компараторов. Для шестизрядного АЦП требуются 63 компаратора для $U_{\text{вх}}$ одной полярности. В настоящее время известны интегральные АЦПП на восемь разрядов.

Последовательно-параллельный АЦП. Комбинация АЦППП и АЦПП позволяет уменьшить необходимое число компараторов по сравнению с параллельными АЦП и получить большее быстродействие, чем это достижимо в АЦППП.

Структура последовательно-параллельного АЦП приведена на рис. 6.89. Его работа состоит из нескольких тактов. Вначале схема управления $СУ$ сбрасывает на нуль все разряды ЦАП и коэффициент передачи ОУ K_n устанавливается на минимальное значение. При этом с помощью параллельного m -разрядного АЦПП вырабатывается единичный код, соответствующий значениям старших m разрядов, который с помощью дешифратора $ДШ$ преобразуется в двоичный код. Этот код записывается в выходной регистре и включает m старших разрядов ЦАП. При этом на выходе ОУ будет сигнал, соответствующий разности U_0/R_1 и значения i_k для m старших разрядов. В следующий такт увеличивают K_n в 2^m раз. Тогда на выходе АЦПП появится код

следующих m разрядов и т. д. Если весь АЦП рассчитан на $n=16$ разрядов, а АЦПП на $m=4$ разряда, то для полного преобразования требуются четыре такта вместо 16, которые необходимы для АЦППП. Примерно во столько же раз уменьшается $t_{\text{пр}}$. Заметим, что при таком алгоритме погрешность передачи ОУ и

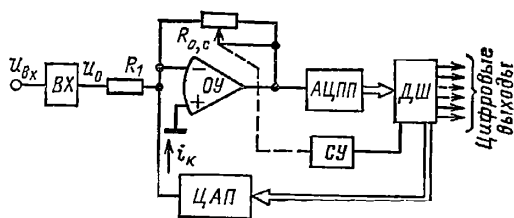


Рис. 6.89. Структурная схема АЦП параллельно-последовательного типа

АЦПП за один такт не должна превышать половины младшего разряда всего АЦП.

Требования к точности и быстродействию ОУ и АЦПП могут быть снижены за счет введения коррекции погрешности, возникшей на предыдущем такте. Если обеспечить, чтобы погрешность не превышала требуемого уровня 2^{-2m} от максимального значения сигнала на i -м такте, и увеличить на единицу требуемое число разрядов в АЦПП, то на $(i+1)$ -м такте не происходит перегрузки АЦПП, а срабатывание $(m+1)$ -го разряда означает ошибку в младшем разряде при i -м такте. Вводя соответствующую логику в $СУ$, можно исправить эту ошибку. При таком алгоритме увеличивается на единицу требуемое число разрядов в АЦПП либо добавляется еще один такт преобразования. Однако требования к точности и быстродействию ОУ и компараторов может быть снижено. Так, при $n=16$ и $m=4$ требуется обеспечить погрешность не $2^{-(n+1)}$, а лишь $2^{-(2m+1)}$, т. е. допустима погрешность в 256 раз больше. Это позволяет упростить схемы ОУ и компараторов и увеличить их быстродействие.

Отметим, что при последовательно-параллельной структуре АЦП удастся получить выигрыш в быстродействии несколько меньше, чем в m/n раз. Это связано с добавлением времени на преобразование кода, а также с тем, что при увеличении K_n ОУ обычно уменьшается его быстродействие. Поэтому приходится увеличивать длительность тактов при увеличении K_n . Этот недостаток частично удастся устранить, если применить два или три последовательно включенных ОУ или изменять не только их K_n , но и U_0 . При этом уменьшается необходимый диапазон изменения K_n каждого ОУ. Еще более радикальным путем является применение специализированных ОУ, в которых при изменении K_n удастся сохранить постоянство $f_{\text{ср}}$.

По быстродействию схемы последовательно-параллельных АЦП занимают промежуточное положение между АЦПП и АЦППП, но по сложности они близки к АЦПП, несмотря на значительно меньшее число компараторов.

АЦП конвейерного типа (АЦПК). Структура АЦПК в отличие от рассмотренных структур АЦП не содержит ЦАП, а по своему алгоритму относится к асинхронным устрой-

вам, для которых не требуется специальных команд управления. Такая схема АЦПК приведена на рис. 6.90. Входное напряжение сравнивается с эталонным, равным половине всей шкалы напряжений. Если $U_{вх} > U_0$, срабатывает компаратор $KП_1$ и подключает U_0 к лю-

выходных разрядов, закончится преобразование первой выборки и она может быть записана в память машины. После этого снова может начаться заполнение первого регистра. Такой «конвейерный» способ преобразования позволяет одновременно (лишь со сдвигом на

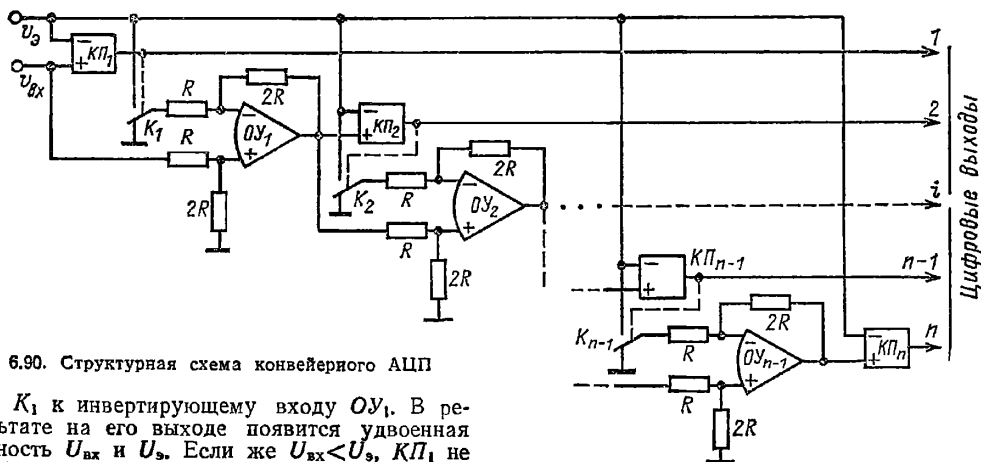


Рис. 6.90. Структурная схема конвейерного АЦП

чом K_1 к инвертирующему входу $ОУ_1$. В результате на его выходе появится удвоенная разность $U_{вх}$ и U_0 . Если же $U_{вх} < U_0$, $KП_1$ не срабатывает и на выходе $ОУ_1$ будет $2U_{вх}$. Напряжение с выхода $ОУ_1$ снова сравнивается с U_0 , и в зависимости от его величины срабатывает или нет $KП_2$, управляющий ключом K_2 , и т.д. На выходе $ОУ_{n-1}$ появляется либо удвоенная разность между $U_{вх}$ и U_0 , либо $2U_{вх}$ в зависимости от того, сработал или нет K_{n-1} . После того как сигнал распространится до n -го компаратора и переходный процесс в системе закончится, выходные напряжения компараторов образуют двоичный код, соответствующий $U_{вх}$.

Благодаря асинхронности работы АЦПК удается существенно сократить среднее время преобразования по сравнению с АЦППП. Однако для $U_{вх}$, при котором выходной код состоит лишь из единиц, $t_{пр}$ АЦПК и АЦППП близки друг к другу. Поскольку каждый компаратор может правильно сработать только после срабатывания предыдущего компаратора и окончания переходного процесса в предшествующем $ОУ$, то общее $t_{пр}$ окажется равным $n(t_{з,к} + t_{\tau})$, что близко к соответствующему времени для АЦППП. Но АЦПК обладает очень важной особенностью, которая состоит в том, что удастся, не дожидаясь окончания переходного процесса в системе, начать обрабатывать следующие аналоговые величины. Для этого на входе АЦПК и на входах всех $ОУ$ ставятся схемы выборки хранения. При этом первая схема $ВХ$ должна помнить сигнал лишь до момента срабатывания $KП_2$ и запоминания второй схемой $ВХ$ $U_{вх}$ $ОУ_1$. Поскольку для дальнейшей обработки сигнала $U_{вх}$ не используется, первая схема $ВХ$ может запоминать следующее значение входной аналоговой величины. За это время значение старшего разряда должно быть записано в первый выходной регистр, в который будут записываться значения и остальных разрядов, соответствующих $U_{вх}$ при первой выборке. Значения кода при второй выборке записываются во второй регистр и т.д. до тех пор, пока не будет записано n выборок. За это время заполняются n

номер разряда) преобразовывать n выборок или сигналы с n каналов. Допустимая частота выборок резко возрастает, что эквивалентно соответствующему уменьшению $t_{пр}$. С быстродействующими схемами $ВХ$, $ОУ$ и компараторами в АЦПК удастся уменьшить интервал между выборками до 100—300 нс.

Отметим, что необходимость иметь $n-1$ $ОУ$ и n компараторов при интегральной технологии не является большим недостатком этого способа. Более серьезным недостатком является необходимость применять ключи, коммутирующие большие напряжения, что снижает быстродействие и вносит дополнительные погрешности помимо тех, которые обусловлены неидеальностью $ОУ$, компараторов и резистивных цепей.

АЦП последовательного счета (АЦППС). Помимо рассмотренных выше основных типов быстродействующих АЦП находят применение и более простые медленнеедействующие АЦП. К простейшим из них относятся АЦП последовательного счета, схема которого приведена на рис. 6.91. По команде о начале преобразования включается двоичный счетчик, который управляет разрядами ЦАП. На его выходе возникает ступенчатое линейно-нарастающее во времени напряжение U_i . Оно сравнивается с помощью компаратора $KП$ с напряжением U_0 с выхода схемы $ВХ$. В момент равенства этих напряжений срабатывает компаратор и останавливает работу счетчика, на выходе которого фиксируется выходной двоичный код. Такой АЦП оказывается медленнеедействующим. Его $t_{пр}$ при максимальном $U_{вх}$ равно $2^n/f_t$ (f_t — частота тактовых импульсов). При $f_t = 1$ МГц и $n = 12$ время $t_{пр} \approx 4$ мс. Существуют способы снижения $t_{пр}$, однако они менее эффективны, чем применение любого из быстродействующих АЦП.

Статическая погрешность АЦППС определяется погрешностью ЦАП и компаратора.

АЦП следящего типа (АЦПСл). АЦПСл по принципу действия близок к АЦППС, но он позволяет следить за изменениями входного аналогового сигнала и не требует схемы ВХ.

Структура АЦПСл совпадает с показанной на рис. 6.91, но используется реверсивный

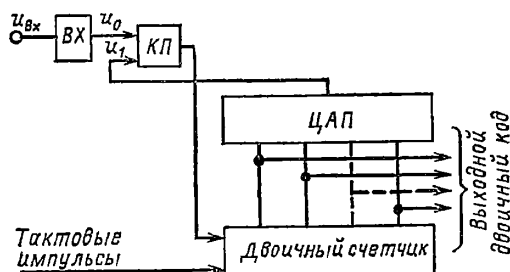


Рис. 6.91. Структурная схема АЦП последовательного счета

счетчик, направление счета которого определяется знаком разбаланса на входе компаратора. Если напряжение на выходе ЦАП меньше $U_{вх}$, сигнал с выхода компаратора включает работу счетчика в прямом направлении и напряжение на выходе ЦАП растет. Если оно превысит $U_{вх}$, сработает компаратор и изменит направление счета. Время преобразования АЦПСл совпадает с АЦППС при скачкообразном изменении $U_{вх}$. Но после достижения баланса на входе компаратора и дальнейшем изменении $U_{вх}$ со скоростью, не превышающей скорость обработки на выходе ЦАП, выходной код следит за $U_{вх}$. При этом запаздывание оказывается равным всего одному периоду тактовой частоты, но для непрерывного слежения требуется, чтобы скорость изменения $U_{вх}$ не превышала $f_T U_{вх \max} / 2^n$, а максимальная частота входного синусоидального напряжения была меньше $f_T / (2^n \cdot 2\pi)$. При $U_{вх \max} = 10$ В, $f_T = 1$ МГц, $n = 10$ эта частота равна 160 Гц.

АЦП с двойным интегрированием (АЦПДИ). Упрощенная схема АЦПДИ приведена на рис. 6.92. Вначале двоичный счетчик сбрасывается на нуль, конденсатор C аналогового интегратора (на ОУ) разряжается ключом K_2 . По команде «Пуск» ключ K_2 размыкается, K_1 подключает вход интегратора к входному напряжению, а схема управления

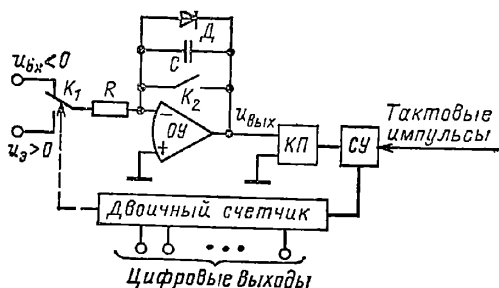


Рис. 6.92. Структурная схема АЦП следящего типа

пропускает тактовые импульсы в двоичный счетчик, и он начинает счет. Когда через время t_1 счетчик заполнится и в его старшем разряде появится 1 (а в остальных разрядах 0), он через схему управления переключит K_1 к эталонному напряжению (U_0 должно быть противоположно по знаку $U_{вх}$). После этого начинается интегрирование в обратную сторону в течение t_2 до тех пор, пока $U_{вх}$ интегратора не достигнет нуля. При этом срабатывает компаратор КП, который через схему управления СУ прекращает поступление тактовых импульсов в счетчик. Состояние разрядов счетчика будет соответствовать $U_{вх}$, если оно постоянно, или равно среднему значению $U_{вх}(t)$ за время t_1 .

Напряжение на выходе интегратора за время t_1 равно:

$$U_{вых} = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_{вх}(t) dt = -\frac{U_{вх} t_1}{RC}.$$

За время t_2 оно обращается в нуль, поэтому

$$t_2 = \frac{U_{вх}}{U_0} t_1.$$

Счетчик фактически измеряет время t_2 , пропорциональное $U_{вх}$. Как следует из приведенных соотношений, погрешность такого АЦПДИ не зависит от неточности цепи R, C . Погрешность не зависит также от нестабильности порога срабатывания компаратора, так как за цикл измерения он срабатывает как в прямом, так и обратном направлении. Частота тактовых импульсов также исключается, так как она одинаково влияет как на t_1 , так и на t_2 . Источниками погрешности являются лишь входной ток и смещение нуля, обусловленные самим интегратором и ключами, абсорбция конденсатора, а также нестабильность эталонного источника.

Важным достоинством АЦПДИ является подавление (усреднение) высокочастотных помех во входном сигнале, что обеспечивает аналоговый интегратор. Благодаря этому свойству АЦПДИ широко применяются в цифровых измерительных приборах. При использовании высококачественных ОУ с каналом МДМ в АЦПДИ и конденсатора с диэлектриком из фторопласта удастся обеспечить порог чувствительности около 1 мкВ и снизить погрешность до тысячных долей процента при изменении сигнала свыше 0,1 В. Предельная точность АЦПДИ в наибольшей степени ограничена током абсорбции конденсатора. Относительная погрешность, возникающая из-за абсорбции, может быть оценена следующим образом:

$$\delta \approx \frac{1}{4} \frac{U_{вх} t_1}{U_0 C R_a} \left(1 - \frac{U_{вх}^2}{U_0^2} \right),$$

где R_a — эквивалентное сопротивление цепи (параллельной C), учитывающей эффект абсорбции.

Список литературы

- 6.1. Аналоговые интегральные схемы/Под ред. Д. Коннелл. М.: Мир, 1977. 439 с.
- 6.2. Балакай В. Г., Крюк И. П., Лукьянов Л. М. Интегральные схемы АЦП и ЦАП. М.: Энергия, 1978. 220 с.
- 6.3. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. М.: Наука, 1970. 320 с.
- 6.4. Малинин В. В. Схемы микроэлектронных цифро-аналоговых преобразователей с суммированием токов. Обзоры по электронной технике, Серия 3 «Микроэлектроника», вып. 3 (467). М.: ЦНИИЭлектроника, 1977. 43 с.
- 6.5. Малинин В. В., Портнягин М. А., Гуселетов М. В. Схемы микроэлектронных аналоговых ключей и коммутаторов на полевых транзисторах. Обзоры по электронной технике, Серия 3 «Микроэлектроника», вып. 3 (590). М.: ЦНИИЭлектроника, 1978. 107 с.

- 6.6. Мартяшин А. И., Шахов Э. К., Шлядин В. М. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. М.: Энергия, 1976. 392 с.
- 6.7. Пензнер В. В. Прецизионные регуляторы температуры. М.: Энергия, 1973. 192 с.
- 6.8. Полонников Д. Е. Решающие усилители. М.: Энергия, 1973. 246 с.
- 6.9. Применение и проектирование операционных усилителей/Под ред. Д. Грэма, Д. Тоби, Л. Хьюлемана. М.: Мир, 1974. 510 с.
- 6.10. Справочник по нелинейным схемам/Под ред. Д. Шейнголда. М.: Мир, 1977. 416 с.
- 6.11. Тетельбаум И. М., Шнейдер Ю. Р. 400 схем для АВМ. М.: Энергия, 1978. 245 с.
- 6.12. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. М.: Советское радио, 1979. 368 с.

Раздел 7

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЛОГИЧЕСКИХ И ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

7.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И КЛАССИФИКАЦИЯ

Полупроводниковые элементы (особенно в интегральном исполнении) захватывают все большие области применения. В вычислительной технике, управляющих машинах, специализированных устройствах управления, устройствах числового программного управления и т. д. в подавляющем большинстве случаев используются полупроводниковые элементы и полупроводниковые интегральные микросхемы в различных исполнениях.

Широкое распространение полупроводниковых элементов (и в особенности интегральных микросхем) прежде всего объясняется следующими их положительными качествами: 1) малыми массами и габаритами, 2) высокой технологичностью и низкой стоимостью, 3) малой потребляемой энергией, 4) высокими показателями надежности, 5) большой способностью к микроминиатюризации и интеграции (более десятка тысяч логических элементов на один кристалл), 6) высокими показателями серийнопригодности (малыми разбросами параметров или характеристик от элемента к элементу), 7) высоким быстродействием.

К основным недостаткам транзисторных полупроводниковых элементов и интегральных схем следует отнести: 1) для маломощных быстродействующих интегральных схем — низкая помехоустойчивость (схемы с непосредственной связью, ЭСЛ и И²Л), 2) опасность выхода из строя в результате необратимого пробоя, возникающего как следствие воздействия статического электричества (в особенности для МДП элементов), 3) сравнительно низкая радиационная стойкость, 4) необходимость в сложных стабилизированных источниках питания, 5) трудности реализации памяти с сохранением информации при отключении источника питания.

Применение полупроводниковых элементов и в особенности интегральных микросхем требует высокой культуры производства и обслуживания.

Логическими элементами называются устройства, реализующие логические функции. По принципу действия все существующие логические элементы можно разбить на три группы: импульсные, потенциально-импульсные и потенциальные, которые отличаются друг от друга длительностью сигнала на входе и выходе элемента.

В потенциальных элементах длительность входных и выходных сигналов значительно больше длительности переходных процессов; в импульсных сигнал на выходе элемента существует только во время переходного процесса. В потенциально-импульсных элементах сигнал на вход подается таким же по длительности, как и в потенциальных элементах, а сигнал (1 либо 0) на выходе существует только во время переходного процесса.

По принципу передачи дискретного сигнала логические элементы, а равно и устройства, построенные на их базе, делятся на синхронные и асинхронные.

К асинхронным относятся все логические элементы, время действия которых, т. е. время прохождения сигнала от входа к выходу, определяется только переходными процессами, протекающими в элементе, и не регламентируется извне. Асинхронные элементы, если не приняты специальные схемотехнические решения для синхронизации системы в целом, работают без общего ритма. Примерами асинхронного элемента являются электромеханические реле и статические транзисторные элементы (в частности, статические триггеры).

К синхронным логическим элементам относятся элементы, у которых время передачи сигнала от входа к выходу (запаздывание) для всех одинаково и определяется внешними устройствами (генераторами тактовых импульсов). Такие элементы в сложной схеме работают с общим для всех элементов ритмом; время их работы определяется тактами.

Синхронные логические элементы и системы делятся на одно-, двух- и многотактные. В одноктактных системах все логические элементы находятся в одинаковых условиях и при прохождении тактового импульса сигналы на

выходах появляются одновременно. После окончания этого импульса сигналы с выходов через линии задержки передаются на входы последующих элементов и входные сигналы действуют до появления следующего тактового импульса, когда снова на выходах этих элементов изменяется сигнал. Время работы всех элементов одинаково и регламентируется частотой поступления тактовых импульсов.

В двухтактных системах все логические элементы делятся на две группы, которые работают в разных тактах. Тогда при появлении одного из тактовых импульсов сигналы на выходах элементов одной из групп изменяются одновременно и передаются на входы последующих элементов. При появлении следующего тактового импульса у той группы элементов, у которой изменялся выходной сигнал, теперь изменяется входной.

Двухтактные элементы не содержат асинхронных задержек, поэтому они обычно более стабильны, и в этом их преимущество перед одноктактными, однако иногда они требуют применения большего числа элементов, чем одноктактные.

Если число тактов и соответствующее им число групп логических элементов, работающих в разных тактах, больше двух, то такие системы относятся к многотактным. Многотактные системы требуют применения более сложных источников питания, позволяющих получить в разных линиях сдвинутые на такт импульсы питания.

Синхронизация (тактирование) может осуществляться либо через отдельный вход, либо по цепи питания. При этом выполняется функция И между тактовым и выходным сигналами. В транзисторных и интегральных схемах синхронизация осуществляется, как правило, по отдельным тактовым входам.

В асинхронных сетях довольно сложными становятся вопросы борьбы с состязаниями. Особенно опасны состязания в последовательностных схемах, где они могут привести к неправильной работе и выходу из строя всего устройства. Для ликвидации состязаний в асинхронных сетях помимо правильного синтеза необходимо выравнивание задержек в цепях передачи сигналов.

Транзисторные логические потенциальные элементы по своей физической природе являются типичными асинхронными элементами.

По конструктивно-технологическому признаку все существующие полупроводниковые логические элементы можно разбить на две основные группы: 1) на дискретных компонентах: элементы, построенные из отдельно взятых активных (транзисторов, диодов, тириستоров и т. п.) и пассивных (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности) компонентов, и 2) интегральные микросхемы (ИС).

Интегральные микросхемы в свою очередь разделяют на три группы: гибридные, полупроводниковые и пленочные.

В гибридных интегральных микросхемах (ГИС) часть элементов имеет самостоятельное конструктивное оформление. Как правило, в ГИС часть пассивных компонентов, а также внутренние соединения схемы и контактные площадки для присоединения актив-

ных компонентов изготавливаются в виде пленок, нанесенных на диэлектрическое основание, а активные компоненты в бескорпусном исполнении присоединяются с помощью пайки или сварки к специальным контактным площадкам. Затем вся схема заключается в общий герметичный корпус.

Полупроводниковые ИС характерны тем, что все компоненты — активные и пассивные — изготавливаются в едином технологическом процессе на одном монокристалле (чипе).

Пленочные ИС характеризуются тем, что и активные и пассивные компоненты выполнены в виде пленок.

Разделение элементов по схемотехническому выполнению показано на рис. 7.1.

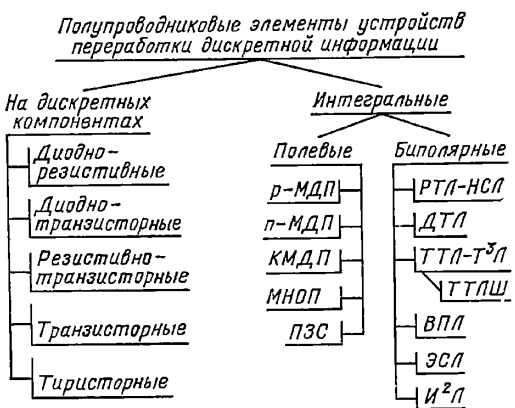


Рис. 7.1. Разделение полупроводниковых элементов устройств переработки дискретной информации по схемотехническому принципу

Интегральные микросхемы продолжают развиваться в нескольких направлениях. В первых, возрастает степень интеграции, т. е. в одном и том же объеме размещается все больше элементарных логических ключей с внутренними межсоединениями, позволяющими в одном корпусе реализовать сложные логические устройства и автоматы вплоть до процессоров вычислительных машин. Степень интеграции определяется как $k = \lg N$, где N — число элементов и компонентов, входящих в ИС. Выделяют ИС степени интеграции от 1 до 5. С увеличением степени интеграции благодаря сокращению числа внешних контактных соединений значительно возрастает надежность устройства в целом. Уменьшаются масса, габариты, потребляемая мощность и т. д.

Во-вторых, ищутся новые принципиальные решения, которые позволяют увеличивать быстродействие, снизить потребляемую мощность (что в свою очередь позволяет увеличить степень интеграции), создать элементы с увеличенной помехоустойчивостью, создавать элементы, способные работать в тяжелых условиях.

Система обозначений интегральных логических и цифровых микросхем. Условные обозначения ИС отражают их принадлежность к классам, группам и сериям. Серия объединяет схемы по их технологическому и конструктивному признаку и является более или менее законченным набором, необходимым для

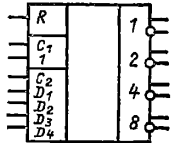
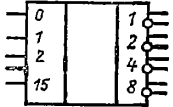
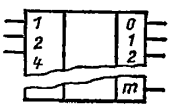
Т а б л и ц а 7.1. Обозначения ИС

Вид	Аналитическая форма записи	Буквенное обозначение (ОСТ 11073-915-80)	Графическое обозначение (ГОСТ 2.743-72) *
<i>Логические элементы</i>			
И	$z = x_1 x_2$	ЛИ	
ИЛИ	$z = x_1 + x_2$	ЛЛ	
НЕ	$z = \bar{x}$	ЛН	
И—ИЛИ	$z = x_1 x_2 + x_3 x_4$	ЛС	
И—НЕ	$z = \overline{x_1 x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2$	ЛА	
ИЛИ—НЕ	$z = \overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \bar{x}_2$	ЛЕ	
И—ИЛИ—НЕ с расширением по И—ИЛИ (см. на- пример, рис. 7.31)	—	ЛК	
ИЛИ—НЕ с расширением по ИЛИ	—	ЛМ	
И—ИЛИ—НЕ	$\overline{x_1 x_2 + x_3 x_4} = (\bar{x}_1 + \bar{x}_2)(\bar{x}_3 + \bar{x}_4) = z$	ЛР	
Расширители И по И; И по ИЛИ	—	ЛД	
Сложение по модулю 2 (равнозначность, чет- ность)	$\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 + x_1 x_2 x_3 + \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 + x_1 \bar{x}_2 x_3 = z$	ЛП	
Исключающее «ИЛИ»	$x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 + \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 = z$	ЛП	

Продолжение табл. 7.1

Вид	Аналитическая форма записи	Буквенное обозначение (ОСТ 11073. 915-80)	Графическое обозначение (ГОСТ 2.743-72)*
<i>Триггеры</i>			
R—S	$Q_{\tau_1} = \bar{R}(S + Q_1); Q_{\tau_2} = \bar{R} + SQ_2$	ТР	
J—K	$Q_{\tau} = Q\bar{K} + J\bar{K} + JQ$	ТВ	
D	$Q_{\tau} = DC + DQ + \bar{C}Q$	ТМ	
T	$Q_{\tau} = Q\bar{T} + T\bar{Q}$	ТТ	
Комбинированные (D—T, R—S—T и др.)		ТК	
D—V—C		ТК	
Двухступенчатые (MS—RS) синхронные		ТК	
<i>Элементы арифметических и дискретных устройств</i>			
Регистр с синхронизирующим приемом информации и установкой в 0		ИР	
Сдвигающий регистр		ИР	
Сумматор	$y_1 = x_1(x_2x_3 + \bar{x}_2\bar{x}_3) + \bar{x}_1(x_2\bar{x}_3 + \bar{x}_2x_3); y_2 = x_1x_2 + x_2x_3 + x_1x_3$	ИМ	
Полусумматор	$y_1 = x_1\bar{x}_2 + \bar{x}_1x_2; y_2 = x_1x_2$	ИЛ	

Продолжение табл. 7.1

Вид	Аналитическая форма записи	Буквенное обозначение (ОСТ 11073.915-80)	Графическое обозначение (ГОСТ 2.743-72)*
Счетчик, например двонч- ный с двухтактной синхро- низацией	—	ИЕ	
Шифратор	—	ИВ	
Дешифратор	—	ИД	
Комбинированные Арифметико-логические устройства	—	ИК	
Прочие	—	ИА	
	—	ИП	
Элементы запоминающих устройств			
Матрицы ПЗУ	—	РВ	
Матрицы ОЗУ	—	РМ	
ПЗУ со схемами управле- ния (масочные)	—	РЕ	
ОЗУ со схемами управле- ния	—	РУ	
ПЗУ с возможностью од- нократного программирова- ния	—	РТ	
ПЗУ с возможностью мно- гократного электрического перепрограммирования	—	РР	
ПЗУ с ультрафиолетовым стиранием и электрической записью информации	—	РФ	
Ассоциативные запоминаю- щие устройства	—	РА	
Прочие	—	РП	

* С 01.01.83 вводится в действие ГОСТ 2.743-82, в котором обозначения несколько отличны от ГОСТ 2.743-72.

построения определенного класса устройств. Элементы, входящие в серию, имеют одинаковые значения напряжений источников пита- ния, входных и выходных сигналов, имеют одно и то же конструктивное оформление. Условное обозначение ИС состоит из следую- щих элементов (ОСТ 11 073.915-80).

Первый элемент — цифра, обозначающая группу ИС (1, 5, 7 — полупроводниковые; 2, 4, 6; 8 — гибридные; 3 — пленочные, кера- мические и др.).

Второй элемент — три цифры, обозначаю- щие порядковый номер разработки серии мик- росхемы (от 000 до 999).

Третий элемент — две буквы, обозначаю- щие подгруппу и вид ИС в соответствии с ее функциональным назначением, показанным в табл. 7.1.

Четвертый элемент — условный номер разработки микросхемы по функциональному признаку в данной серии.

Первые два элемента дают обозначения серии микросхем. При необходимости вводит- ся пятый элемент (буквы от А до Я), который позволяет разделить ИС по значениям неко- торых электрических параметров.

Для ИС, используемых в устройствах широкого применения, в начале обозначения проставляется буква К. Например, К155ЛА1 означает, что это элемент И—НЕ 155-й серии (ТТЛ в пластмассовом корпусе) широкого применения, имеющий первый порядковый но- мер (2 элемента И—НЕ по 4 входа).

7.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ

7.2.1. Основные понятия о функциональной устойчивости и помехоустойчивости логических элементов.

Если при передаче сигнала не про- исходит не предусмотренного логической функ- цией перехода единичного сигнала в нулевой (затухание сигнала), а нулевого в единичный

(генерирование), то такую передачу принято называть функционально-устойчивой.

Основным показателем работы логических элементов в произвольных схемах, независимо от принципа действия элементов, является характеристика вход-выход. Принципиально возможны логические элементы с двумя типами характеристик: повторители, у которых

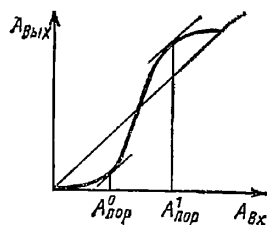


Рис. 7.2. Характеристика вход-выход повторителя

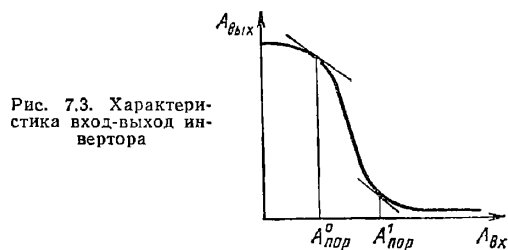


Рис. 7.3. Характеристика вход-выход инвертора

сигналы входа и выхода совпадают по фазе, и инверторы, у которых сигналы на входе и выходе находятся в противофазе.

В дальнейшем характеристику вход-выход повторителя будем называть П-характеристикой (рис. 7.2), а характеристику инвертора И-характеристикой (рис. 7.3).

Для устойчивой передачи сигналов логическими элементами в длинных цепях необходимо и достаточно, чтобы П-характеристика вход-выход элементов (рис. 7.2) имела последовательно три участка: первый участок, где $A_{вых} < A_{вх}$ и $dA_{вых}/dA_{вх} < 1$; второй участок, где $dA_{вых}/dA_{вх} > 1$, и третий участок, где $A_{вых} > A_{вх}$ и $dA_{вых}/dA_{вх} < 1$, а линия равных сигналов $A_{вых} = A_{вх}$ пересекала эти три участка.

Если длинная цепь составлена из элементов с одинаковыми характеристиками, то сигналы входа, меньшие $A_{кр}$, затухают до нулевого сигнала, а сигналы, большие $A_{кр}$, возрастают до единичного сигнала (рис. 7.4). Здесь $A_{кр}$ — средняя точка пересечения характеристик вход-выход с линией равных сигналов $A_{вых} = A_{вх}$.

Следовательно, все сигналы A_0 , удовлетворяющие условию $A_{кр} > A_0 \geq 0$, можно считать за нулевые, а сигналы A_1 , удовлетворяющие условию $A_{кр} < A_1 \leq 1$, — за единичные.

Для коротких незамкнутых цепей, составленных из элементов с одинаковыми характеристиками, области допустимых значений входных сигналов сужаются, так как сигналы, близкие к $A_{кр}$, могут не успеть затухнуть (или вырасти) до уровней, допускаемых в качестве нулевых $A_{вых\ max}^0$ или единичных $A_{вых\ min}^1$ для выходных устройств.

Для системы, составленной из любого числа элементов с П-характеристиками, можно записать условия устойчивой работы в следующем виде:

$$A_{вых}^0 < A_{вх}^0; \quad A_{вых}^1 > A_{вх}^1.$$

Условия устойчивой работы длинной цепочки, составленной из инверторов, будут не-

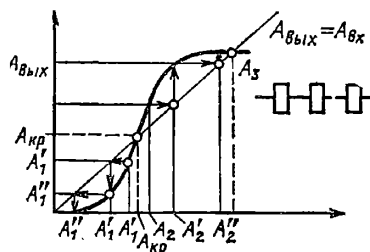


Рис. 7.4. Схема установления устойчивого сигнала в каскаде повторителей

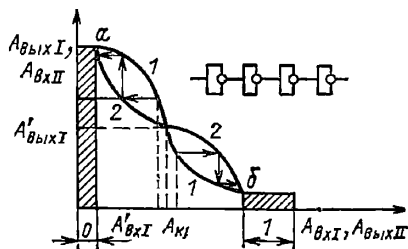


Рис. 7.5. Схема установления устойчивого сигнала в каскаде инверторов

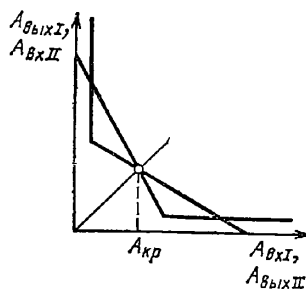


Рис. 7.6. Устойчивые характеристики вход-выход инверторов

сколько отличаться от условий для повторителей. Рассмотрим работу каскадно включенных инверторов. Для этого по оси абсцисс отложим вход первого (нечетного) элемента и выход второго (четного), а по оси ординат — выход первого и вход второго и построим в этих координатах соответствующие характеристики 1 и 2 (рис. 7.5). Средняя точка пересечения характеристик — критическая точка. Сигналы, меньшие $A_{кр}$, затухают, а большие $A_{кр}$ — нарастают и стремятся соответственно к точкам а и б.

Для устойчивой работы инверторов в длинной цепи достаточно иметь только два участка и необходимо соблюдение условия пересечения характеристик в трех точках (рис. 7.6).

Для разомкнутых цепей, состоящих из любого числа элементов, необходимо выполнение следующих условий: $A_{\text{вых}}^1 > A_{\text{вх}}^1$; $A_{\text{вых}}^0 < A_{\text{вх}}^0$.

Характеристики реальных элементов отличаются друг от друга, так как компоненты, из которых состоят элементы, имеют разброс характеристик, а сами элементы могут рабо-

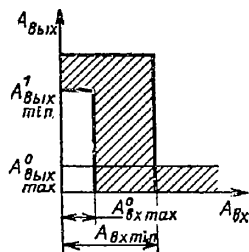


Рис. 7.7. Область существования устойчивых характеристик инверторов

тать в различных условиях. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать области существования характеристик, ограниченные максимальными и минимальными значениями 0 и 1. Тогда, в частности для инверторов, условия устойчивости записываются в следующем виде (рис. 7.7):

$$A_{\text{вых}}^1 \min > A_{\text{вх}}^1 \max; A_{\text{вых}}^0 \max < A_{\text{вх}}^0 \min,$$

где $A_{\text{вых}}^1 \min$ — минимальное значение единичного сигнала на выходе; $A_{\text{вх}}^1 \max$ — максимальное значение единичного сигнала на входе; $A_{\text{вых}}^0 \max$ — максимальное значение нулевого сигнала на выходе, а $A_{\text{вх}}^0 \min$ — минимальное значение нулевого сигнала на входе.

Область существования характеристик на рис. 7.7 заштрихована. Допустимые границы сигналов 0 и 1, при которых произвольная логическая цепь функционально устойчива, соответственно будут

$$„0“ \leq A_{\text{вх}}^0 \min; „1“ \geq A_{\text{вх}}^1 \max.$$

Ширина области функционально устойчивых характеристик определяется двумя величинами: минимально допустимым сигналом 1 — $A_{\text{вх}}^1 \min$ и максимально допустимым сигналом 0 — $A_{\text{вх}}^0 \max$.

Одним из наиболее важных параметров логических элементов является их помехоустойчивость. Она фактически является мерой устойчивости системы. Для логических элементов нужно различать два вида помех: помеху по 0 и помеху по 1. Допустимую помеху по 0 можно определить из неравенства $A_{\text{вых}}^0 \max + A_{\text{пом}}^0 \leq A_{\text{вх}}^0 \min$, а допустимую помеху по 1 — из равенства $A_{\text{вх}}^1 \min - A_{\text{пом}}^1 \geq A_{\text{вх}}^1 \max$.

Если построить характеристику вход-выход в относительных координатах (по осям отложить отношения $A/A_{\text{вх}}^1 \max$), тогда характеристики вход-выход всех элементов будут расположены между 0 и 1 независимо от истинных значений $A_{\text{вых}}$ и $A_{\text{вх}}$ и различные

элементы можно будет сравнить по запасам помехоустойчивости.

Так как понятия функциональной устойчивости и помехоустойчивости в том виде, как мы их рассматриваем, имеют смысл только для системы, состоящей минимум из двух элементов, то очевидно, что влияние помех по нулю и по единице в случае инверторных элементов будет идентично (помеха по нулю на

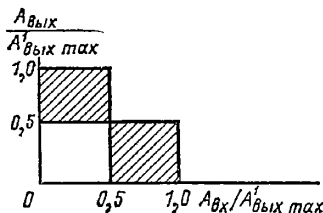


Рис. 7.8. Оптимальные характеристики вход-выход инверторов (в относительных единицах)

входе первого элемента превращается в помеху по 1 на входе последующего элемента и наоборот). Оптимально спроектированные элементы должны обладать одинаковым запасом помехоустойчивости как по нулю, так и по единице, причем наивысшая помехоустойчивость будет в случае, когда все элементы имеют одинаковые реальные характеристики, уровень которых изменяется при $A_{\text{вх}}/A_{\text{вх}}^1 \max = 0,5$ (рис. 7.8).

Для инверторных характеристик мерой запаса помехоустойчивости может служить площадь половинки «восьмерки» (рис. 7.8). Максимальная площадь каждой из них (идеальный случай) 0,25 (для характеристик, построенных в относительных координатах), суммарная 0,5. Увеличение помехоустойчивости по одному из уровней без сужения области существования характеристик неизбежно приводит к снижению ее по другому.

7.2.2. Основные параметры логических элементов. Параметры логических элементов делятся на статические и динамические.

К статическим параметрам относятся:

1. Максимально допустимое значение логического нуля на выходе элемента $A_{\text{вых}}^0 \max$.
2. Минимально допустимое значение логического нуля на входе $A_{\text{вх}}^0 \min$.
3. Максимально необходимое значение логической единицы на входе $A_{\text{вх}}^1 \max$.
4. Минимальное значение логической единицы на выходе $A_{\text{вых}}^1 \min$.
5. Пороговые значения сигналов по 1 и по 0.

6. Коэффициент разветвления по выходу $K_{\text{раз}}$ (показывает, какое число аналогичных элементов можно подключить к выходу данного элемента).

7. Коэффициент разветвления (объединения по входу) $K_{\text{об}}$ (показывает, сколько аналогичных элементов может быть подключено ко входу данного элемента — число входов).

8. Коэффициент расширения $K_{\text{рас}}$ (показывает, сколько дополнительных элементов — расширителей может быть подключено к специальному входу, чтобы реализовать много-

входную функцию, например, типа И—ИЛИ—НЕ).

9. Параметры источников питания элементов.

10. Мощность, потребляемая элементом, $P_{\text{пот}}$.

К динамическим параметрам относятся:

1. Среднее время задержки распространения сигнала $t_{\text{зд,ср}}$.
2. Время задержки распространения:
 - а) включения $t_{\text{зд,р}}^{1,0}$,
 - б) выключения $t_{\text{зд,р}}^{0,1}$.

3. Предельная частота работы элементов (предельная тактовая частота) f .

4. Энергия, необходимая для переключения элемента, $P_{\text{потзд,ср}}$ — параметр, характеризующий качество элемента.

Значения логических уровней 0 и 1 могут быть найдены, как это было описано ранее, по множеству передаточных характеристик

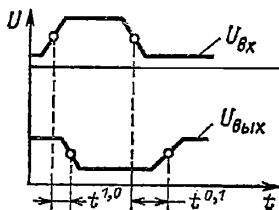


Рис. 7.9. К определению времени переключения

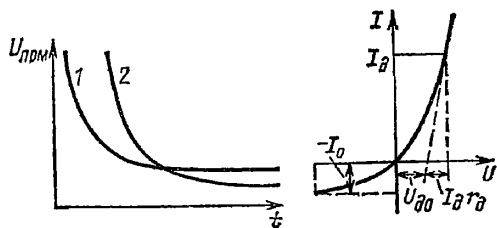


Рис. 7.10. Зависимость допустимой помехи от длительности

Рис. 7.11. Вольт-амперная характеристика диода

вход-выход. Пороговые значения сигналов $A_{\text{пор}}$ находят по предельным передаточным характеристикам в точках, где производная $dA_{\text{вых}}/dA_{\text{вх}}=1$, т. е. в тех точках, где касательная к передаточной характеристике проходит под углом в 45° к осям (см. рис. 7.2, 7.3). Время переключения определяется, как показано на рис. 7.9: $t_{\text{зд,ср}}=0,5(t_{\text{зд,р}}^{1,0}+t_{\text{зд,р}}^{0,1})$.

Для полупроводниковых логических элементов, выполненных либо на дискретных компонентах, либо в виде ИС, в качестве входной и выходной величин сигнала обычно принято считать напряжение ($A=U$).

Запас по динамической помехоустойчивости зависит от длительности, амплитуды, скважности и формы входного сигнала. В большинстве случаев с уменьшением длительности сигнала t_c на входе запас по помехоустойчивости возрастает, а при $t_c \rightarrow \infty$ запас по динамической помехоустойчивости стремится к статической помехоустойчивости. За-

висимость $U_{\text{пом}}=f(t_c)$ различна и определяется свойствами элемента. На рис. 7.10 показан пример $U_{\text{пом}}=f(t_c)$ для быстродействующего (1) и медленнодействующего (2) элементов. Даже, если медленнодействующий элемент (2) имеет меньший запас статической помехоустойчивости, то при более коротких t_c он будет обладать большим запасом, чем быстродействующий (1). В общем случае $U_{\text{пом}}^1 = f_1(t_c)$, а $U_{\text{пом}}^0 = f_2(t_c)$, т. е. зависимость помехоустойчивости по 0 и по 1 различны.

7.3. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ И РЕЗИСТОРАХ

На полупроводниковых диодах можно построить простейшие логические функции ИЛИ и И. Эти построения основываются на вентильных свойствах диода. В простейшем случае вольт-амперную характеристику (ВАХ) диода $I=I_0(e^{U/m\phi_T}-1)$ можно аппроксимировать следующим образом (рис. 7.11):

- а) при обратном включении принять $I=-I_0=I_{\text{д,обр}}$;
- б) при прямом включении $U_{\text{д}}=U_{\text{до}}+I_{\text{д}}r_{\text{д}}$, а иногда для еще большего упрощения можно считать $U_{\text{д}} \approx U_{\text{до}}$. Здесь I_0 — обратный ток насыщения, $r_{\text{д}}$ — динамическое сопротивление диода.

Построение логической функции ИЛИ основывается на свойстве вентильных схем иметь на своем выходе напряжение, абсолютное значение которого всегда равно наиболь-

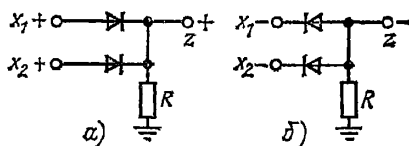


Рис. 7.12. Диодные схемы ИЛИ:
а — для положительных; б — для отрицательных напряжений

шему из абсолютных значений напряжений входов. Реализации функции ИЛИ двух переменных x_1 и x_2 показаны на рис. 7.12.

Потенциал общей точки соответствует значению логического 0, а определенное положительное или отрицательное напряжение относительно общей точки — значению 1. При наличии хотя бы на одном из входов напряжения указанной на рисунке полярности и нулевых напряжений на остальных входах диод, на котором потенциал отличен от нуля, открыт и сигнал на выходе равен 1.

Реализации логической функции И (двух переменных x_1 и x_2) на диодах показаны на рис. 7.13. В указанной схеме выходное напряжение по абсолютному значению всегда равно наименьшему входному напряжению. При наличии хотя бы на одном из входов напряжения, равного нулю, соответствующий входной диод открыт, а следовательно, напряжение на выходе также равно нулю; чтобы выходное напряжение было равно единице,

все входные сигналы должны быть равны единице.

Характеристика вход-выход элемента ИЛИ. Если диодный элемент ИЛИ управляется от источника напряжения $U_{вх}$ с внутренним сопротивлением r и имеет M входов и N выхо-

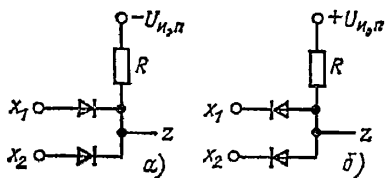


Рис. 7.13. Диодная схема И:

а — для отрицательных; б — для положительных сигналов

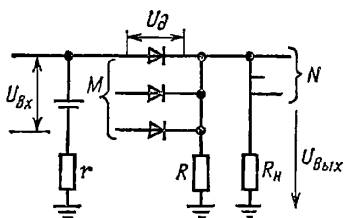


Рис. 7.14. Эквивалентная диодная схема элемента ИЛИ для определения характеристики $U_{вых} = f(U_{вх})$

дов (рис. 7.14), а уровни входных сигналов неодинаковы, то открыт только диод входа, сигнал на котором имеет максимальный уровень. При $U_{д} \geq U_{вх} \geq 0$ напряжение на входе равно нулю, а при $U_{вх} > U_{д}$ все диоды, кроме рассматриваемого, заперты. Передаточная характеристика элемента ИЛИ, нагруженного на N сопротивлений R_N , в этом случае близка к прямой:

$$U_{вых} = \frac{U_{вх} - U_{д}}{1 + \frac{r}{R} + \frac{Nr}{R_N}}.$$

При любых конечных значениях r , R и R_N эта характеристика проходит ниже линии равных сигналов и $dU_{вых}/dU_{вх} < 1$.

Вид передаточной характеристики показан на рис. 7.15.

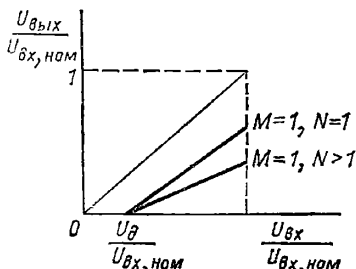


Рис. 7.15. Характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ диодного элемента ИЛИ

Характеристика вход-выход элемента И. Диодный элемент И (рис. 7.16) управляется от источника напряжения $U_{вх}$ с внутренним сопротивлением r и имеет M входов и N выходов. Если на каком-нибудь из входов уровень сигнала меньше, чем на остальных, то от-

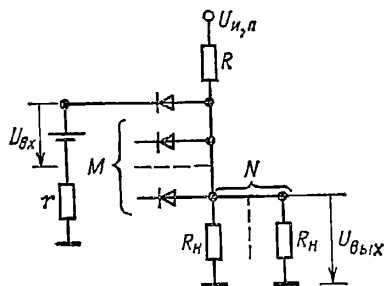


Рис. 7.16. Эквивалентная схема диодного элемента И для определения характеристики $U_{вых} = f(U_{вх})$

крыт только диод первого из упомянутых входов, а остальные закрыты. Поэтому если на один вход подается сигнал $U_{вх}$ ($1 > U_{вх} > 0$), а на остальных $M-1$ входах сохраняются единичные уровни сигналов, то остальные цепи входов можно считать отключенными. В этом случае характеристика вход-выход элемента имеет вид:

$$U_{вых} = \frac{U_{вх} + U_{д} + U_{и,п} r/R}{1 + r/R + rN/R_N}.$$

Так же как и у элемента ИЛИ, коэффициент усиления $dU_{вых}/dU_{вх}$ элемента И при любых конечных значениях r , R и R_N меньше 1. Характеристика проходит выше линии равных сигналов, так как падение напряжения на диодах и на внутреннем сопротивлении увеличивает выходное напряжение. При нулевом напряжении на входе сигнал выхода $U_{вых} \neq 0$:

$$U_{вых}^0 = \frac{U_{и,п} r/R + U_{д}}{1 + r/R + rN/R_N}.$$

С увеличением числа входов, на которых $U_{вх} = 0$, напряжение $U_{вых}^0$ несколько падает. При увеличении напряжения на входе до значения, когда $U_{вх} \geq U_{и,п} - U_{д}$, входной диод запирается и дальнейшее увеличение сигнала входа не влияет на выходной суммарный сигнал

$$U_{вых}^1 = U_{и,п} \frac{R_N}{N(R + R_N/N)},$$

который уменьшается с ростом N . Для нормальной работы элемента необходимо, чтобы внутреннее сопротивление источника сигнала было достаточно мало, так как его увеличение приводит к росту напряжения $U_{вых}^0$.

Передаточная характеристика диодного элемента И представлена на рис. 7.17.

Необходимо отметить, что обрыв входной цепи элемента ИЛИ равносителен нулевому сиг-

налу на данном входе, а обрыв входной цепи в элементе И — единичному сигналу¹.

Диодно-резистивные элементы предназначены для реализации логических функций типа И, ИЛИ и их различных сочетаний. Они используются в различного рода дешифрато-

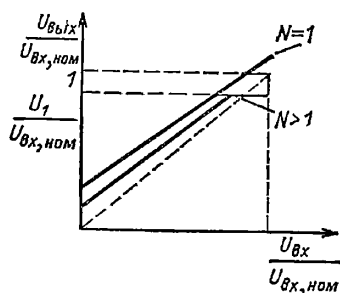


Рис. 7.17. Характеристика вход-выход диодного элемента И

рах, преобразователях кодов, логических матрицах и т. п.

Набор И, ИЛИ не позволяет реализовать любую логическую функцию. К тому же резистивно-диодные элементы являются пассивными и на них нельзя построить длинную логическую цепь. Все остальные виды элементов реализуют, как правило, либо функцию «Штрих Шеффера» (И—НЕ), либо «Стрелку Пирса» (ИЛИ—НЕ).

7.4. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

7.4.1. Особенности работы биполярного транзистора в ключевом режиме. В основе полупроводниковых логических элементов лежит транзисторный ключ, имеющий два назначения: усиление и инвертирование.

В логических элементах транзистор работает в режиме переключения. На рис. 7.18, б приведено типичное семейство выходных характеристик транзистора для схемы с общим эмиттером (рис. 7.18, а). По оси ординат отложен ток коллектора I_K , а по оси абсцисс — напряжение между эмиттером и коллектором $U_{вк}$; постоянным параметром отдельных характеристик является ток базы. На том же семействе построена нагрузочная прямая ab , представляющая собой зависимость напряжения эмиттер-коллектор $U_{к,э}$ от тока коллектора и сопротивления R_K при заданном напряжении питания схемы $U_{п.д}$. Угол наклона прямой ab определяется сопротивлением R_K , включенным в цепь коллектора.

Для примера рассмотрим работу транзистора типа $n-p-n$. Когда ток базы $I_б \approx 0$, рабочая точка транзистора находится в точке b , внутреннее сопротивление транзистора велико, а ток коллектора, протекающий через него, мал и напряжение $U_{п.д}$ питания схемы почти целиком приложено между эмиттером и коллектором. При этом в эмиттерной цепи тран-

зистора будет протекать незначительный ток. Если между базой и эмиттером приложить напряжение таким образом, чтобы ток эмиттера $I_э \approx 0$ (в случае транзистора $n-p-n$ к базе прикладывается минус), то ток коллектора $I_K = I_б \approx I_{K0}$. Ток I_{K0} является (в первом при-

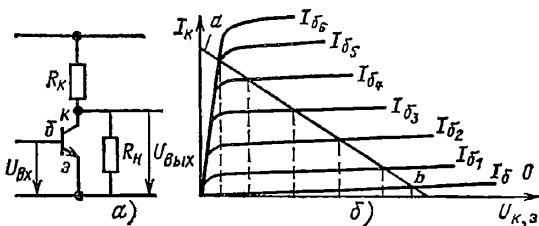


Рис. 7.18. Инвертор на биполярном транзисторе: а — схема; б — выходные вольт-амперные характеристики

ближении) наименьшим током, который может протекать в коллекторной цепи и называется «нулевым током коллектора». При этом транзистор находится в режиме отсечки. Границей между активным режимом и режимом отсечки является состояние, когда напряжение между базой и эмиттером равно нулю ($U_{б,э}=0$) [7.1].

При увеличении $I_б$ рабочая точка транзистора перемещается по нагрузочной прямой справа вверх налево. Напряжение $U_{к,э}$ уменьшается, а ток в цепи коллектора растет. Напряжение $U_{б,к}$ также уменьшается, и при некотором токе базы напряжение $U_{б,к}=0$. Рабочая точка выходит на границу насыщения. При дальнейшем увеличении тока базы напряжение $U_{б,к}$ меняет знак, коллекторный переход открывается и транзистор переходит в режим насыщения. Дальнейшее увеличение тока базы практически не приводит к уменьшению $U_{к,э}$ и увеличению I_K . Так как с ростом напряжения на входе входной ток растет, а напряжение на выходе уменьшается, то характеристика $U_{вых}=f(U_{вх})$ подобного элемента оказывается инверторной (И-типа).

Напряжение, близкое к нулю, обычно принято считать сигналом логического нуля (или, проще, «нуль»), а напряжение, необходимое для переключения транзистора в область насыщения, — сигналом логической единицы (или, проще, «единица»).

Второй схемой включения транзистора, которая используется для построения логических элементов, является схема эмиттерного повторителя (рис. 7.19). Эмиттерный повторитель применяется в качестве усилителя мощности.

Транзистор в схеме эмиттерного повторителя (в случае, если напряжение входного сигнала меньше напряжения питания) работает в активном режиме. Сигнал на выходе эмиттерного повторителя совпадает по фазе со входным сигналом. Характеристика $U_{вых}=f(U_{вх})$ будет повторительного типа (П-типа) и близка к линии равных сигналов. Коэффициент усиления по напряжению для этой схемы всегда меньше единицы.

Поскольку рабочая точка транзистора повторителя не доходит до насыщения, то время переключения его (при прочих равных условиях) меньше времени переключения инвер-

¹ В реальных устройствах нежелательно оставлять обрывание входные цепи, так как даже на коротких проводниках возможна наводка паразитного потенциала, который может приводить к сбою устройства.

тора, работающего в режиме насыщения (в транзисторе отсутствует избыточный заряд, накапливаемый в диффузионной емкости) [7.2].

Нагрузка (при каскадном включении) полупроводниковых логических элементов носит активно-емкостный характер, причем емкостная составляющая в большом числе случаев

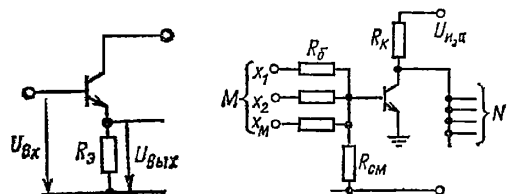


Рис. 7.19. Простейшая схема эмиттерного повторителя

Рис. 7.20. Схема резистивно-транзисторного элемента (РТЛ)

является весьма существенной. Емкостная составляющая нагрузки обусловлена барьерными и диффузионными емкостями полупроводниковых приборов и паразитными емкостями.

7.4.2. Резистивно-транзисторный логический элемент (РТЛ). Резистивно-транзисторный (РТЛ) элемент (рис. 7.20) реализует функцию «Стрелка Пирса» (ИЛИ—НЕ). Эта функция вместе с константой «0» является полным набором, т. е. на ее основе может быть осуществлена любая логическая функция.

Если на всех входах сигналы равны 0, то транзистор закрыт (так как на базе отрицательный потенциал по отношению к эмиттеру) и на выходе сигнал, соответствующий логической 1. Если хотя бы на один из входов подан сигнал 1 (положительный потенциал, значение которого достаточно для перевода транзистора в режим насыщения), то транзистор открыт и на выходе сигнал 0.

Резисторы в цепи базы выполняют функцию ИЛИ на входе транзистора. Однако они не могут обеспечить полной развязки, в результате чего входы оказывают взаимное влияние друг на друга.

Если РТЛ элемент имеет M входов и нагружен на N аналогичных элементов, то координаты передаточной характеристики можно представить в виде [7.1]

$$U_{вх}^0 \approx R_6 \left[\frac{U_{см}}{R_{см}} - I_{к0}^* - \frac{(M-1)}{R_6} \varphi_T \ln \frac{U_{и,п}}{I_{к0}^* B_I R_K} \right];$$

$$U_{вх}^1 \approx \frac{R_6 (U_{и,п} - I_{к0}^* R_K)}{R_6 + N R_K};$$

$$U_{вх}^1 \approx R_6 \left(\frac{U_{см}}{R_{см}} - I_{к0}^* \right) + \frac{R_6}{R_K B_N} U_{и,п} + \left(M + \frac{R_6}{R_{см}} \right) U_{э,б}^0;$$

$$U_{вх}^0 \approx \varphi_T \ln \frac{U_{и,п}}{I_{к0}^* B_I R_K},$$

где $I_{к0}^*$ — начальный ток коллектора при $U_{э,б} = 0$; $\varphi_T = kT/q$ — тепловой потенциал (при $T = 300$ К; $\varphi_T \approx 25$ мВ); B_N и B_I — статические коэффициенты передачи по току в схеме с общим эмиттером при нормальном и инверсном включении соответственно; $U_{э,б}^0 \approx U_{вх}^0$. Эти уравнения получены при условии, что $U_{вх}^0$ и

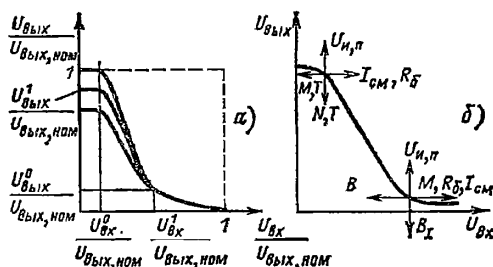


Рис. 7.21. РТЛ элементы:

а — характеристика вход-выход; б — изменения пороговых точек характеристики вход-выход в зависимости от увеличения параметров схемы и температуры

$U_{вх}^1$, определены на границе отсечки и активного режима ($U_{э,б} = 0$), а $U_{вх}^1$ и $U_{вх}^0$ — на границе режима насыщения и активного режима ($U_{э,б} = 0$). Таким образом, определены все четыре координаты, по которым можно восстановить передаточную характеристику и проследить изменение пороговых точек в зависимости от различных факторов. На рис. 7.21, а показана передаточная характеристика РТЛ элемента и ее зависимость от коэффициента разветвления. Из уравнения для $U_{вх}^1$ видно, что $U_{вх}^1$ уменьшается с ростом коэффициента N . Это принципиальное свойство всех элементов, у которых нагрузочные элементы (нагрузка) подключены параллельно цепи эмиттер-коллектор. Как следствие, в цепях, состоящих из такого рода элементов, значение сигнала логической единицы не одинаково и может сильно различаться для узлов сети. Значительный разброс сигнала $U_{вх}^1$ может стать недопустимым для ряда случаев (например, при работе совместно с потенциально-импульсным триггером).

С увеличением температуры $U_{вх}^1$ уменьшается, так как возрастает ток $I_{к0}^* = B I_{к0}$; это уменьшение может оказаться особенно заметным при использовании германиевых транзисторов. Значительное влияние на $U_{вх}^1$ оказывает изменение $U_{и,п}$.

Второй координатой границы отсечки является $U_{вх}^0$. Реальным способом увеличения $U_{вх}^0$, а следовательно, сдвига передаточной характеристики вправо является увеличение тока в цепи смещения $I_{см} = U_{см}/R_{см}$. Увеличение числа входов M приводит к обратному эффекту. Все остальные факторы, кроме $I_{к0}^*$ в случае германиевых транзисторов, оказывают меньшее влияние. На рис. 7.21, б показаны направления смещения пороговых точек

передаточной характеристики в зависимости от увеличения различных факторов и параметров. Отрицательное влияние оказывает коэффициент объединения по входу M . Отсюда видно, что у РТЛ элемента число входов не может быть большим.

В частном случае, при $R_6=0$, $R_{см}=\infty$, $U_{см}=0$, РТЛ схема превращается в схему с

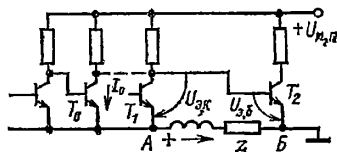


Рис. 7.22. Схема возникновения сбоя в элементах с непосредственными связями

непосредственной связью. Из предыдущего рассмотрения ясно, что передаточная характеристика такого элемента не имеет начального горизонтального участка и сдвинута в сторону меньших значений входных сигналов, а это означает, что запас помехоустойчивости по нулевому уровню практически сводится к разнице между напряжениями эмиттер-база последующего и коллектор-эмиттер предыдущего каскадов.

Из-за понижения помехоустойчивости $U_{пом}^0$ элементов с непосредственными связями в цепях, составленных из таких элементов, возможно появление сбоев (рис. 7.22). Пусть T_1 открыт, а T_2 закрыт. Следовательно, $U_{э,к} = U_{вых}^0 < U_{э,б} = U_{вх}^1$. При включении транзистора T_0 через него и далее по общей «земляной» шине проходит скачок тока. Так как «земляная» шина представляет собой распределенное комплексное сопротивление, то в этом сопротивлении между точками А и Б появляется дополнительное падение напряжения $U \approx zI$, которое суммируется с напряжением $U_{вых}^0 (T_1)$. В результате между базой и эмиттером T_2 оказывается приложено напряжение $U_{э,к,т1} + zI = U_{э,б,т2} > U_{вх}^1$, тогда T_2 откроется, т. е. произойдет сбой. Вероятность сбоя будет тем больше, чем больше ток и скорость изменения тока в «земляной» шине.

РТЛ элементы (в особенности с непосредственными связями) обладают относительно высоким быстродействием.

7.4.3. Диодно-транзисторные логические элементы (ДТЛ). Обычно ДТЛ элементами принято называть диодно-транзисторные элементы, реализующие функцию «Штрих Шеффера» (I — НЕ, рис. 7.23).

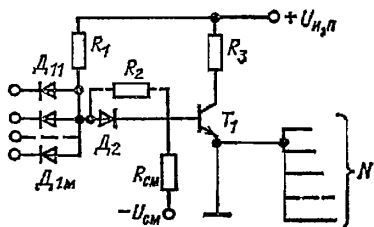


Рис. 7.23. Схема диодно-транзисторного элемента (ДТЛ)

При подаче нулевого сигнала хотя бы на один из входов транзистор T_1 закрыт, так как его вход оказывается шунтированным открытым входным диодом. Только когда на всех входах имеется сигнал 1 и входные диоды закрыты, ток от источника питания через резистор R_1 , диод D_2 (или резистор R_2) втекает в базу транзистора T_1 , выводя рабочую точку в режим насыщения. При этом на выходе — сигнал 0.

В цепи связи может стоять резистор (в дискретном исполнении) либо диод D_2 (характерен для интегрального исполнения). Выражения для координат граничных точек передаточной характеристики имеют следующий вид:

Диод в цепи связи

$$U_{вх}^0 \approx U_{д2} - U_{д1}; \quad U_{вых}^0 \approx \\ \approx \varphi_T \ln \left[\frac{U_{и,п} - U_{э,к}}{R_1} N + \right. \\ \left. + \frac{U_{и,п} - U_{э,к}}{R_3} \right] / I_{к0}^* B_I; \\ U_{вх}^1 \approx U_{д2} + U_{э,б} - U_{д1}; \quad U_{вых}^1 \approx U_{и,п} - I_{к0}^* R_3.$$

Резистор в цепи связи

$$U_{вх}^0 = \left(\frac{U_{см}}{R_{см}} - I_{к0} \right) R_2 - U_{д1}; \\ U_{вых}^0 = \varphi_T \ln \left[\frac{U_{и,п} - U_{э,к}}{R_1} N + \right. \\ \left. + \frac{U_{и,п} - U_{э,к}}{R_3} \right] / I_{к0}^* B_I; \\ U_{вых}^1 \approx U_{и,п} - I_{к0}^* R_3; \\ U_{вх}^1 \approx U_{э,б} + \frac{R_2}{R_{см}} U_{см} + \\ + \frac{R_2}{B} \left\{ (U_{и,п} - U_{э,к}) \left(\frac{1}{R_3} + \frac{N}{R_N} \right) + \right. \\ \left. + N(M-1) I_{д,обр} \right\} - U_{д1},$$

где $U_{д1}$ и $U_{д2}$ — прямое падение напряжения на диодах D_1 и D_2 ; φ_T — тепловой потенциал; $U_{э,к}$, $U_{э,б}$ — напряжения между эмиттером и коллектором и эмиттером и базой; $I_{к0}$ и $I_{к0}^*$ — токи обратносмещенного коллекторного перехода при $I_0=0$ и $U_{э,б}=0$ соответственно; $I_{д,обр}$ — обратный ток диода; B и B_I — статические коэффициенты усиления по току при нормальном и инверсном включении. На рис. 7.24 показаны передаточная характеристика такого рода элемента и зависимость координат характерных точек от различных факторов.

Отличительная особенность всех типов схем, у которых нагрузка включается в коллекторную цепь, состоит в том, что уровень выходного сигнала $U_{вых}^1$ практически не зависит от числа подключенных к выходу элементов, если обратные токи входных диодов малы.

Уровень выходного сигнала $U_{\text{вых}}^0$ (до тех пор пока ток базы поддерживает транзистор в режиме насыщения) практически слабо зависит от N .

Входы практически не оказывают влияния друг на друга, и число их M может быть велико по сравнению с числом входов у РТЛ элементов.

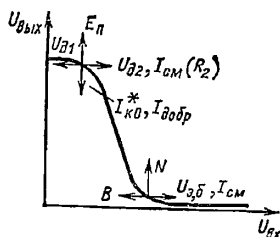


Рис. 7.24. Характеристика ДТЛ элемента и зависимость ее пороговых точек от параметров компонентов схемы

Для увеличения запаса помехоустойчивости по нулю $U_{\text{пом}}^0$ (в случае, когда в цепи связи есть диод D_2) нужно использовать диод D_2 с повышенным значением напряжения U_d . Наилучший эффект дает использование для этой цели стабилитрона.

У элементов с резистивной связью повышение помехоустойчивости по 0 достигается за счет увеличения тока в цепи смещения. До тех пор пока ток, протекающий в цепи $U_{н,л}$, R_1 , R_2 , не превысит ток смещения, транзистор T_1 будет оставаться в закрытом состоянии. Таким образом, сдвиг передаточной характеристики вправо (в сторону больших значений входных сигналов) можно осуществить двумя способами: либо включить последовательно источник напряжения (диод, стабилитрон), либо включить параллельно входу источник тока (цепь смещения). Влияние остальных параметров и факторов на передаточную характеристику можно проследить по уравнениям и на рис. 7.24.

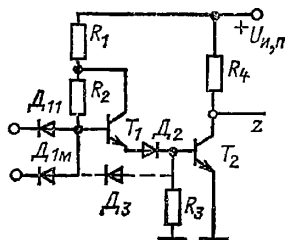
По динамическим свойствам ДТЛ элементы уступают РТЛ, так как у диодов имеются дополнительные инерционные элементы, а именно барьерная и диффузионная емкости. Поэтому время переключения таких элементов относительно велико. Это одна из причин, почему производство диодных элементов уменьшается.

Дополнительный источник $U_{см}$ способствует более быстрому запариванию транзистора T_1 (ускоряет рассасывание избыточных зарядов в базе T_1 и перезарядку емкостей диодов). Однако необходимость в дополнительном источнике питания — серьезный недостаток элемента. Для устранения его с минимальной при этом потерей качества работы элемента используется ДТЛ элемент, показанный на рис. 7.25.

Кроме диода D_2 в схеме рис. 7.25 установлен транзистор T_1 . Включение дополнительного транзистора, с одной стороны, обеспечивает большее усиление входного сигнала, с другой — в результате включения дополнительного перехода эмиттер-база T_1 передаточная характеристика сдвигается в область больших входных сигналов, что увеличивает помехоустойчивость по 0. Следовательно, характеристика $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ будет более крутой и симметричной по сравнению с характе-

ристической элемента по рис. 7.23. Резистор R_3 необходим для создания цепи, по которой протекает начальный ток коллектора T_2 . В таком элементе обычно используются кремниевые транзисторы, у которых на прямом участке ВАХ имеется так называемая «пятка» (за счет тока рекомбинации). Если на входе нулевой сигнал, то, поскольку начальный ток коллек-

Рис. 7.25. Схема ДТЛ элемента с улучшенными характеристиками



ра отводится в резистор R_3 , а не протекает через эмиттер, транзистор T_2 закрыт.

Иногда в элемент включают диод D_3 (показан на рис. 7.25 пунктиром), который способствует улучшению динамических свойств. При подаче на входы единичного сигнала положительный фронт импульса проходит через барьерную емкость D_3 (дифференцирующая цепочка) и способствует скорейшему открыванию T_2 .

При появлении нулевого сигнала включенный в прямом направлении диод D_3 помогает рассасыванию избыточного заряда из базы T_2 и ускоряет процесс запаривания.

Таким образом, элемент, построенный по схеме рис. 7.25, по сравнению с элементом по рис. 7.23 обладает следующими преимуществами: 1) меньшей рассеиваемой мощностью, 2) большей нагрузочной способностью, 3) большим быстродействием ($t_{зд,р,ср} = 20 \div 50$ нс), 4) большей помехоустойчивостью ($U_{\text{пом}} = 1,2$ В).

Поскольку в ДТЛ схемах используется большое число пассивных компонентов, то это еще одна из причин, по которой в интегральном исполнении они вытесняются транзисторно-транзисторными (ТТЛ) и МДП схемами.

В качестве примера приведены основные параметры ДТЛ элемента серии К121 (К121ЛА11) (рис. 7.26): $P_{\text{пот}} \leq 12$ мВт; $U_{\text{вых}}^1 \geq 2,5$ В; $U_{\text{вых}}^0 \leq 0,35$ В; $t_{зд,р,ср} \leq 100$ нс; $U_{\text{пом}} \geq 0,35$ В (при $K_{\text{раз max}}$; $\theta = -30 \div +70$ °С); $K_{\text{раз}} = 2 \div 5$; $K_{\text{об}} \leq 6$.

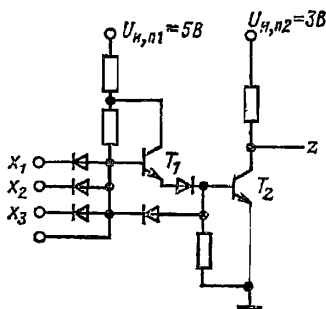


Рис. 7.26. Схема ДТЛ элемента К121Б211

Дополнительный источник в цепи базы транзистора T_2 ($U_{н,п}=5$ В) позволяет увеличить быстродействие, а источник пониженного напряжения в цепи коллектора ($U_{н,п2}=3$ В) позволяет повысить надежность (так как уменьшается вероятность пробоя выходного транзистора T_2).

7.4.4. Транзисторно-транзисторные интегральные микросхемы (ТТЛ ИС) — один из наиболее распространенных типов ИС. Существует много разновидностей ТТЛ ИС, однако несмотря на некоторое различие схемных решений их объединяют принцип работы и основные характеристики. Схема базового ТТЛ элемента показана на рис. 7.27, а. На схеме можно выделить три основных каскада: входной на транзисторе T_1 , реализующий функцию И, фазоразделительный с возможностью реализации на нем функции ИЛИ (транзистор T_2) и выходной усилитель на транзисторах T_4 и T_5 (так называемый «сложный» инвертор).

Входной каскад по принципу действия аналогичен диодному логическому элементу И

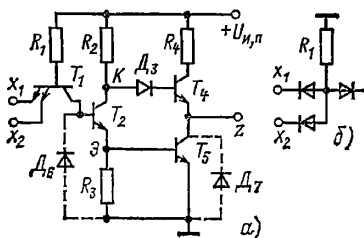


Рис. 7.27. ТТЛ элемент:

а — базовая схема; б — диодный эквивалент входного каскада

(рис. 7.27, б). Если на входах имеется высокий потенциал, то входные $p-n$ переходы смещены в обратном направлении и ток течет через резистор R_1 и коллекторный переход. Транзистор T_1 работает в активном инверсном режиме.

Если хотя бы один из входов [x_1 или (x_2)] открыт [на входах (выходе) — потенциал, близкий к нулю], то входные (выходной) $p-n$ переходы шунтируют выходные $p-n$ переходы. Сигнал на выходе каскада близок к нулю. Транзистор T_1 работает в режиме насыщения.

Фазоразделительный каскад служит для разделения сигнала и управления выходным каскадом сложного инвертора. Сигнал в точке K противоположен по фазе сигналу, поступающему со входного каскада, а сигнал в точке $Э$ совпадает по фазе с сигналом на входе.

Сопровитвления резисторов R_2 и R_3 примерно одинаковы и равны $(0,25-0,33) R_1$, а для переключения транзистора T_2 в режим насыщения не требуется, чтобы он имел большой коэффициент усиления по току.

Выходной каскад служит для реализации операции инверсии, усиления сигнала (обеспечения необходимого коэффициента разветвления) и обеспечения быстрого переключения последующих элементов.

Основным транзистором выходного каскада является транзистор T_5 . Когда на все входы транзистора T_1 поданы сигналы 1 (высокий

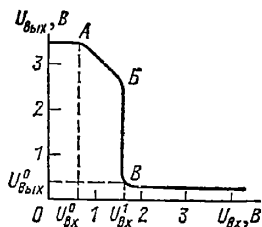
потенциал), транзисторы T_2 и T_5 открыты. Выходное напряжение равно $U_{вых}^0 = U_{э,к,т5}$.

Если хотя бы на один из входов подано низкое напряжение (сигнал 0), то транзисторы T_2 и T_5 закрыты и $U_{вых}^1 = U_{н,п} - U_{д3} - U_{э,б,т4}$. В различных сериях ТТЛ используются различного вида выходные каскады, однако всегда между шиной $U_{н,п}$ и выходом включены последовательно два $p-n$ перехода. Резистор R_4 служит для ограничения тока выходного каскада, когда открыт T_4 , а на выходе потенциал близок к нулю.

Так как вся ИС изготавливается с помощью процессов диффузии на общей кремниевой подложке, то коллекторная область каждого из транзисторов образует по отношению к подложке обратносмещенный диод. Наиболее заметное влияние на внешние характеристики ТТЛ ИС оказывают паразитные диоды D_6 и D_7 , показанные на рис. 7.27 пунктиром. Эти диоды ограничивают отрицательные выбросы напряжения во входных и выходных цепях схем.

Передаточная характеристика ТТЛ ИС $U_{вых} = f(U_{вх})$ показана на рис. 7.28.

Рис. 7.28. Характеристика вход-выход ТТЛ элемента



Для типовой ТТЛ ИС номинальное значение напряжения питания $U_{н,п}=5$ В.

Если напряжение на входе равно 0, выходное напряжение примерно равно 3,5 В. Около 1,5 В падает на диоде D_3 и переходе эмиттер-база транзистора T_4 . Транзисторы T_2 и T_5 закрыты. Напряжение на базе транзистора T_5 близко к нулю. При увеличении входного напряжения растет напряжение на базе T_1 , которое превышает входное напряжение на падение напряжения на переходе эмиттер-база T_1 . Потенциал коллектора транзистора T_1 , а следовательно, и базы T_2 также возрастает. Если считать, что падения напряжения на переходах эмиттер-база и коллектор-база примерно одинаковы, то напряжение на базе T_2 растет примерно так же, как и входное.

Когда входное напряжение достигает примерно 0,65 В (точка А на рис. 7.28), напряжение на базе транзистора T_2 становится примерно таким же и T_2 переходит в активный режим. Напряжение на эмиттере транзистора T_2 начнет возрастать, отличаясь от входного на $U_{э,б,т2}$. Это напряжение вызывает ток через резистор R_3 . Если пренебречь базовым током по сравнению с током эмиттера, то $I_{э,т2} \approx I_{к,т2}$. Так как $R_2=R_3$, то на сколько увеличится напряжение на эмиттере T_2 , на столько же оно снизится на его коллекторе. Поскольку $U_{вых} \approx U_{к,т2} - U_{д3} - U_{э,б,т4}$, то, пока закрыт транзистор T_5 , выходное напряжение будет

изменяться на столько же, что и входное, до тех пор, пока в точке *Б* напряжение на эмиттере T_2 не достигнет напряжения отпирания транзистора T_5 . Обычно это наступает при $U_{вх} = 1,4 \div 1,5$ В. На участке *АБ* передаточная характеристика проходит под углом -45° .

Как только транзистор T_5 открывается, ток через транзистор T_2 резко возрастает (резистор R_3 шунтируется переходом эмиттер-база T_5 , и отрицательная обратная связь резко уменьшается) до тока, ограничиваемого R_2 . Транзистор T_2 насыщается. Как только транзистор T_5 отпирается, выходное напряжение (точка *В*) снижается до остаточного напряжения на открытом транзисторе.

Входное пороговое напряжение определяется в точке *А*, так как на участке *АБ* всякая помеха, пришедшая на вход, передается на выход в инвертированном виде с той же амплитудой.

Для исправления формы передаточной характеристики и увеличения помехоустойчивости

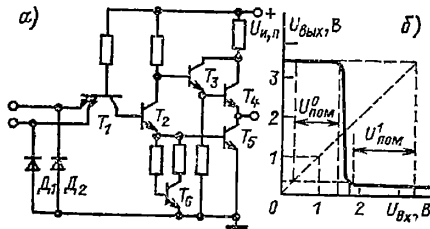


Рис. 7.29. ТТЛ элемент с повышенной помехоустойчивостью:

а — схема; б — характеристика вход-выход

по 0 в схеме необходимо сделать изменение. Вместо резистора R_3 включают цепочку, состоящую из двух резисторов и дополнительного транзистора. На рис. 7.29 показан один из вариантов схемы ТТЛ ИС повышенной помехоустойчивости.

В схеме рис. 7.29, а ток через транзистор T_2 не протекает до тех пор, пока напряжение на его эмиттере не превысит напряжения $U_{э,б,т5}$. Только после этого через транзистор T_6 начинает протекать ток. Выходной уровень не изменяется до тех пор, пока входное напряжение не достигнет значения, при котором отпирается транзистор T_5 . В этом случае характеристика вход-выход будет такой, как она показана на рис. 7.29, б. Пороговое напряжение увеличивается более чем в 2 раза, и характеристика становится ближе к симметричной. Транзистор T_3 играет ту же роль, что и диод D_3 в предыдущей схеме, и, кроме того, обеспечивает дополнительное усиление верхнего плеча выходного каскада. Диоды D_1 и D_2 защищают входные эмиттерные цепи от отрицательных напряжений и ликвидируют «звон».

Процесс переключения ТТЛ элементов [7.3] разделяется на два этапа: включение и выключение. Примерные эпюры изменения напряжений для основных точек схемы показаны на рис. 7.30.

При включении (рис. 7.30, а) падение напряжения $U_{э,б,т5}$ ограничивает нарастание напряжения на коллекторе T_1 (см. рис. 7.27) ($U_{к,т1} \approx 1,4$ В), а входное напряжение продолжает расти и эмиттерный переход T_1 смеща-

ется в обратном направлении. Транзистор T_1 начинает работать в инверсном активном режиме. Во входной цепи протекает ток $I_{вх} = I_{к,т1} \alpha_I$, где α_I — коэффициент передачи тока от коллектора к эмиттеру. Крутизна фронта напряжения на коллекторе T_2 определяется

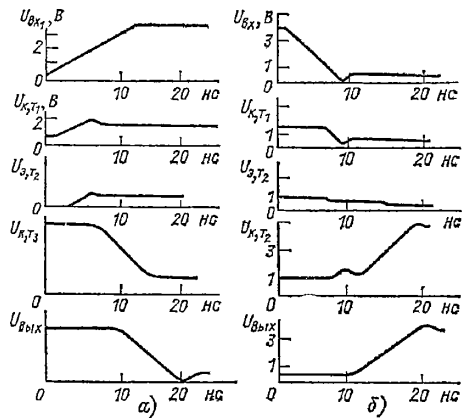


Рис. 7.30. Эпюры изменения напряжений при переключении ТТЛ элемента

скоростью нарастания входного напряжения, предельной частотой f_α транзистора T_1 , сопротивлением резистора R_2 и паразитными емкостями схемы.

Вначале через диод D_3 и переход эмиттер-база транзистора T_4 протекал ток (ток также протекал в цепи коллектор-эмиттер T_5), однако по мере уменьшения напряжения на коллекторе T_2 транзистор T_4 запирается и напряжение на его эмиттере начинает очень медленно снижаться с большой постоянной времени, определяемой током, втекающим во входную цепь нагрузочного элемента, и емкостью выходного узла.

Коллекторный ток транзистора T_5 появляется через 4—5 нс после того, как напряжение на его базе достигнет значения $U_{э,б,т5} = 0,7$ В. Сначала этот ток целиком идет на разряд выходной емкости схемы, поэтому крутизна фронта напряжения на выходе определяется предельной частотой f_α транзистора T_5 и емкостью, подключенной к выходу. При напряжении ниже 1,5 В в коллекторную цепь транзистора T_5 начинает втекать нагрузочный ток из входной цепи следующего элемента и скорость изменения выходного напряжения несколько снижается.

В простом ТТЛ элементе транзистор T_2 полностью выключается раньше транзистора T_5 , однако когда к транзистору T_2 подключаются расширители, дополнительная емкость в коллекторной цепи транзистора T_2 может замедлить скорость его включения настолько, что в какой-то момент включения элемента напряжение на коллекторе T_5 становится ниже напряжения на коллекторе T_2 , более чем на 1,4 В. При этом диод D_3 и транзистор T_4 перейдут в проводящее состояние и крутизна фронта выходного напряжения будет определяться временем включения транзистора T_2 . Пока оба транзистора T_4 и T_5 открыты, через них протекает ток.

При выключении (рис. 7.30, б) никаких изменений напряжений в схеме не произойдет до тех пор, пока входное напряжение не снизится до порога переключения. Когда входное напряжение достигает уровня, примерно равного коллекторному напряжению транзистора T_1 , из входной цепи схемы начинает вытекать ток и уменьшается ток, текущий через коллектор T_1 в базу транзистора T_2 . По мере дальнейшего снижения входного напряжения транзистор переходит в режим коллекторного рассасывания. После рассасывания накопленного в базе заряда напряжение на базе транзистора T_2 «следит» за входным с небольшим отставанием по времени. Как только транзистор T_2 закроется, напряжение на его эмиттере начинает уменьшаться и некоторое время удерживается на уровне базового напряжения транзистора T_5 , так как этот транзистор еще открыт. После запирания транзистора T_2 напряжение на его коллекторе возрастает.

Как только $U_{к,2} = U_{д} + U_{0,5,T_4}$, отпираются диод D_3 и транзистор T_4 . При этом напряжение на коллекторе T_2 несколько уменьшается за счет падения напряжения на коллекторном резисторе, вызванного током по цепи R_2, D_3, T_4 и T_5 . При включении транзистора T_4 через него и T_5 течет ток, ограниченный резистором ($I = 45$ мА). Ток, текущий через транзистор T_5 , рассасывает накопленный в его базе заряд. После выхода T_5 из насыщения напряжение на коллекторах T_2 и T_5 возрастает, потенциал базы T_5 падает до нуля с постоянной времени $\tau = RC_6$, где C_6 паразитная емкость базы.

В то время как напряжение на коллекторе T_5 растет, ток в цепи T_4, T_5 падает. Входное напряжение возрастает до тех пор, пока транзистор T_4 не закроется. Часто из-за отражений сигнала в выходной цепи напряжение может быть выше статического уровня. Такой выброс переводит выходной каскад схемы в состояние с высоким сопротивлением: при этом входная цепь следующего элемента также представляет собой высокое сопротивление, поэтому процесс установления на выходе нормального уровня логической 1, при котором транзистор T_4 находится в активном режиме, может затянуться. Задержка распространения сигнала в ТТЛ ИС изменяется с изменением частоты переключения. Исследования [7.3] показали, что максимальная разница в задержке в диапазоне частот 2—20 МГц не превышает 0,5 нс, причем характер этого изменения может быть любым и заранее предсказать его не удастся.

С увеличением частоты переключения возрастает мощность, отбираемая от источника питания. На частоте 20 МГц потребляемый ток возрастает в 4 раза по сравнению со средним током при малых частотах переключения.

Выброс тока — явление, которое принципиально присуще ТТЛ ИС. Во время выключения ТТЛ элемента отпирание транзистора T_4 происходит раньше запирания транзистора T_5 , что является причиной возникновения выброса. В процессе выключения коллекторный ток $I_{к,5}$ быстро растет. Чем больше быстродействие элемента, тем больший выброс можно ожидать. Чем меньше R_3 , тем меньше длительность выброса.

При включении ТТЛ ИС также может возникнуть выброс. При работе в нормальных условиях этот выброс можно не учитывать.

Выброс тока вызывает выброс напряжения в шине питания. Амплитуда, длительность и фронты этого выброса зависят от характера сопротивления источника питания. Эти выбросы могут передаваться в сигнальные цепи. Обычно амплитуда любого паразитного сигнала, вызванного наводкой от шины питания, составляет от 1/10 до 1/3 амплитуды паразитного сигнала, наводимого от сигнальных линий (при передаче информации по сигнальным линиям).

Расширитель по ИЛИ. Для организации логической функции И—ИЛИ—НЕ предназначены специальные элементы — так называемые расширители. В схему расширителя входят: первый каскад И на многоэмиттерном транзисторе T_1 и фазоразделительный транзистор T_2 . Подключение расширителя показано на рис. 7.31. Расширители должны устанавли-

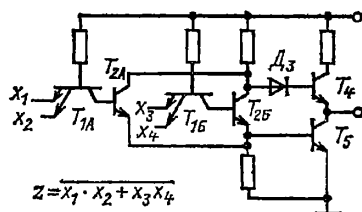


Рис. 7.31. Схема подключения расширителей

ваться как можно ближе к схеме, к которой они присоединяются. Соединительные проводники должны иметь минимальную длину, так как помимо ухудшения помехоустойчивости емкость проводов будет также ухудшать работу «расширяемого» элемента. При размещении расширителей в отдалении от «расширяемого» элемента повышается риск сбоя. Расширители нельзя использовать для организации встроенных схем «монтажное ИЛИ», т. е. нельзя объединять выходы расширителей и использовать их как самостоятельные элементы.

При увеличении числа расширителей, подключенных к одному элементу, увеличивается число параллельно включенных фазоразделительных транзисторов, что приводит к возрастанию тока утечки.

Помехоустойчивость. Для всех существующих ТТЛ ИС запас помехоустойчивости в наихудшем случае $U_{\text{пом}}^1 = 0,4$ В, а $U_{\text{пом}}^0 = 0,35$ В. Эти значения выдерживаются для самого худшего случая во всем диапазоне температур и напряжений питания.

Если рассмотреть каскад, состоящий из ТТЛ ИС, то может показаться, что любая помеха более 0,35 В, пришедшая на нулевой вход, вызовет сбой всех элементов. Однако это может произойти только в том случае, если помеха поступает на все входы рассматриваемого элемента, на которых имеется 0. Если сигнал 0 сохранится хотя бы на одном из входов, то этот вход блокирует прохождение помехи.

На наклонном участке передаточной характеристики только верхний транзистор T_4 находится в активном режиме, поэтому любая имеющаяся на входе емкость будет стремиться удерживать постоянным уровень логической 1, способствуя тем самым запираннию транзистора T_4 , если напряжение на его базе падает. Входная эмиттерная цепь транзистора T_1 в управляемом элементе заперта, и емкость в выходном узле может разряжаться только токами утечки. Поэтому только достаточно большие и достаточно длительные помехи могут вызвать открывание транзистора T_5 . Эффект распространения помехи через два каскада обычно на практике встречается редко. Это объясняется также тем, что любая положительная помеха в узле с уровнем логической 1 вызывает повышенное напряжение и закрывает выходной эмиттерный повторитель управляющего элемента. Так как входное сопротивление управляемого элемента велико, то энергия, необходимая для заметного повышения напряжения на соединительной линии, весьма мала. Следовательно, возможно возникновение очень опасных на вид помех на шинах с уровнем логической 1, однако они не могут вызвать ложного срабатывания. Быстродействие в этом случае будет снижено, так как необходимо перезарядить емкость, заряженную до высокого потенциала.

Разновидности ТТЛ ИС. Используя основной вариант ТТЛ элемента (см. рис. 7.27),

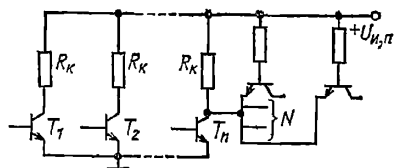


Рис. 7.32. К определению тока открытого транзистора ТТЛ схемы

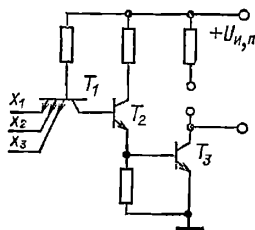


Рис. 7.33. Схема ТТЛ элемента с открытым коллектором

нельзя реализовать так называемое монтажное И на выходе, так как при объединении выходов ток (в худшем случае) через открытый выходной транзистор возрастает приблизительно на $(n-1)(U_{н,п} - U_{э,к})/R_k$ (рис. 7.32). Здесь n — число объединенных выходных каскадов ТТЛ элементов. При этом увеличивается $U_{вых}^0$, что может привести к запираннию входов следующих каскадов, и возрастает мощность, рассеиваемая выходным транзистором, которая может привести к выходу из строя элемента.

Монтажное И значительно упрощает логические устройства. Для этой цели может быть использован элемент с открытым коллектором на выходе (рис. 7.33). Объединив вы-

ходы, получим монтажное И на выходе без изменения режимов работы транзисторов. У ТТЛ элементов количество входов ИЛИ равно числу многоэмиттерных транзисторов, поэтому реализация функции И—ИЛИ—НЕ с несколькими входами ИЛИ требует применения расширителей.

При подключении нескольких информационных каналов к одной шине необходимо обес-

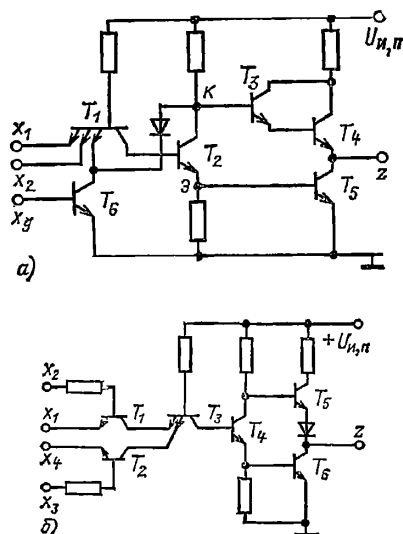


Рис. 7.34. Схема Т-ТТЛ элемента (а) и схема ТТЛ элемента с тремя состояниями (б)

печить их развязку. Для этой цели предназначены элементы, имеющие так называемое «третье состояние» выхода. На рис. 7.34, а представлена в качестве примера схема ТТЛ ИС с тремя состояниями. При подаче на управляющий вход x_3 сигнала 1 транзистор T_6 отпирается, на точках э и к транзистора T_2 потенциал близок к нулю и выходные транзисторы T_4 и T_5 закрываются. Выход z имеет высокое сопротивление («третье состояние») и не оказывает влияния на остальные схемы, соединенные с ним. Элементы с тремя состояниями выхода имеются и в других типах ИС (как биполярных, так и МДП).

На рис. 7.34, б представлена схема Т-ТТЛ элемента, у которого функция ИЛИ осуществлена на многоэмиттерном транзисторе T_3 . Число входов ИЛИ определяется числом эмиттеров. Входные транзисторы позволяют реализовать функцию запрета $z = x_1 x_2 + x_3 x_4$. На элементах Т-ТТЛ довольно просто можно построить сумматор, дешифратор и другие логические устройства.

Совместное использование Т-ТТЛ и ТТЛ ИС обеспечивает высокую гибкость проектирования и экономичность построения схем цифровых устройств.

Применение Т-ТТЛ ИС позволяет: 1) исключить ряд промежуточных инверторов при реализации сложных функций, 2) существенно снизить потребляемую мощность в схемах с большим числом входов ИЛИ.

В транзисторно-транзисторных элементах

с диодами Шоттки (ТТЛШ ИС) время переключения уменьшается до единиц наносекунд. Такой эффект достигается из-за отсутствия у диодов Шоттки диффузионной емкости, обусловленной накоплением неосновных носителей в базе [7.2]. Включение диодов в обратном направлении параллельно переходу коллектор-база транзистора и такого же диода в цепь базы в прямом направлении (для компенса-

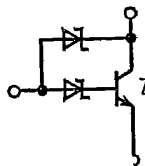


Рис. 7.35. Схема ключевого транзистора с диодами Шоттки

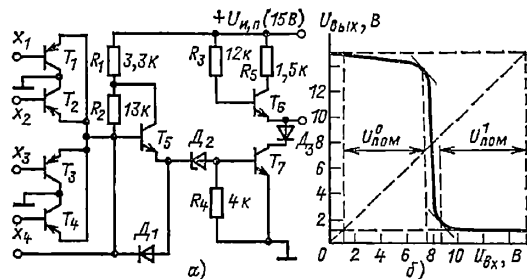


Рис. 7.36. Элемент с высоким порогом:
а — схема; б — характеристика вход-выход

ции падения напряжения на открытом диоде, рис. 7.35) позволяет избежать насыщения транзистора, свести время рассасывания к нулю и тем самым значительно увеличить быстродействие элемента.

7.4.5. Биполярные транзисторные логические элементы с повышенным запасом помехоустойчивости. Для увеличения запаса помехоустойчивости логических элементов (инверторов и повторителей) необходимо максимально увеличить коэффициент усиления $K_{ув}$, максимально сузить область существования характеристик $U_{вых} = f(U_{вх})$ и сместить передаточную характеристику к центру (на уровень 0,5).

Увеличение $K_{ув}$ достигается путем использования многокаскадных усилителей. Сужение области существования характеристик возможно в результате уменьшения разброса параметров компонентов схем и взаимной компенсации изменения параметров от различных факторов, что реализуется методами интегральной технологии. Смещение передаточной характеристики можно осуществить двумя способами: включить последовательно источник напряжения или параллельно источник тока.

В качестве базовых могут использоваться как ДТЛ, так и ТТЛ схемы. Рассмотрим для примера основной элемент серии ИС К511 (рис. 7.36, а). Входной каскад аналогичен ДТЛ схеме, но вместо диодов установлены $p-n-p$ транзисторы $T_1 - T_4$ с заземленными коллекторами, эмиттерные переходы которых выполняют функции диодов схемы И. Коллекторные переходы играют дополнительно роль защитных входов от напряжения обратной полярности. Поскольку входные цепи представляют

собой базовые выводы транзисторов, то входные токи меньше, чем в случае диодного входа, а это в свою очередь позволяет увеличить коэффициент разветвления элемента. Падение напряжения на стабилитроне D_2 эквивалентно генератору напряжения и сдвигает передаточную характеристику в область больших значений напряжений входа. Выходной каскад обеспечивает высокий уровень 1 и низкое выходное сопротивление в обоих состояниях элемента. Благодаря активному характеру выходного сопротивления устранены всплески тока на выходе при переключении.

Поскольку температурные коэффициенты напряжения стабилитрона и переходов база-эмиттер транзисторов T_5 и T_6 имеют противоположные знаки, то благодаря частичной температурной компенсации пороговые напряжения относительно мало меняются в рабочем диапазоне температур.

Типовая передаточная характеристика показана на рис. 7.36, б. Рассматриваемый элемент при $U_{н.п.} = 15$ В имеет следующие параметры: $U_{п0м}^0 = 6,5$ В; $U_{п0м}^1 = 6,5$ В; $K_{раз} = 25$.

Допустимый разброс напряжения питания $U_{н.п.} = 10,8 \div 20$ В. При этом $U_{п0м}^0$ сохраняется практически постоянной, а $U_{п0м}^1 = 2,3 \div 11$ В, что достаточно просто объясняется. Падения напряжений на транзисторах T_5 и T_6 и на стабилитроне D_2 практически не меняются, а напряжение $U_{вых}^1 \approx U_{н.п.}$

Времена задержки на включение имеют порядок десятых долей микросекунды.

Другой вариант схемы показан на рис. 7.37. В этом случае сдвиг передаточной харак-

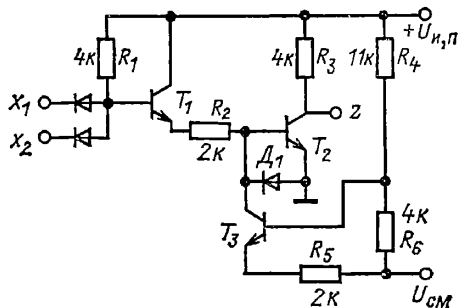


Рис. 7.37. Схема элемента с переменным порогом

теристики осуществляется источником тока, построенным на транзисторе T_3 . Ток, протекающий через транзистор T_3 , определяется нападением источников и отношением R_3/R_4 . Ток транзистора T_3 протекает через R_2 . Падение напряжения на R_2 определяет входной порог элемента. Входной порог может регулироваться в широких пределах за счет изменения напряжений $U_{н.п.}$ и $U_{см}$. Для получения одинаковых уровней допустимых помех по 0 и по 1 необходимо, чтобы $U_{н.п.} = U_{см}$. В случае $U_{н.п.} = U_{см} = 4$ В уровень входного порога составляет 2 В. Если напряжение источников увеличить до 10 В, то входной порог возрастет до 5 В. Запас помехоустойчивости определяется примерно как половина $U_{н.п.}$.

Элементы с подобного рода схемами отличаются тем, что не только порог, но и соотношения запасов помехоустойчивости по обоим уровням могут меняться в результате изменения соотношений $U_{н,п}$ и $U_{см}$. Поэтому такого рода элементы называют элементами с переменным порогом.

На рис. 7.38 показано изменение допустимой помехи в зависимости от $U_{н,п}$ и $U_{см}/U_{н,п}$.

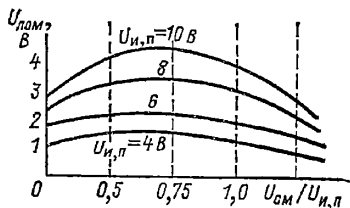


Рис. 7.38. Зависимость $U_{пом}$ от отношения $U_{см}/U_{н,п}$ для элемента с переменным порогом при различных значениях $U_{н,п}$

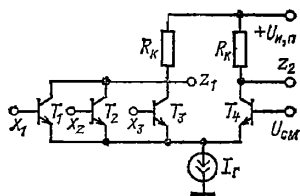


Рис. 7.39. Принципиальная схема ЭСЛ элемента

Температурный уход пороговой точки для данного элемента не превышает $3,5 \text{ мВ/}^{\circ}\text{С}$. Коэффициент разветвления $K_{раз}=5$ и может быть увеличен за счет снижения запаса по помехоустойчивости.

7.4.6. Логические элементы на токовых ключах (эмиттерно-связанная логика — ЭСЛ). Логические элементы, построенные на токовых ключах, являются самыми быстродействующими из всех известных. Время переключения такого элемента $t_{зд,р,ср} < 5 \text{ нс}$. Элементы ЭСЛ в качестве основной элементной базы используются в сверхбыстродействующих, высокопроизводительных ЭВМ.

Принцип действия такого рода элемента рассмотрим на упрощенной схеме рис. 7.39. Входные сигналы $U_{вх}$ подаются на базы транзисторов $T_1—T_3$. К базе транзистора T_4 приложено положительное напряжение $U_{см}$, а шина, объединяющая эмиттеры через источник тока I_r , соединена с общей точкой схемы. Если на всех входах $x_1—x_3$ сигнал 0, то транзисторы $T_1—T_3$ закрыты, а транзистор T_4 работает в активном режиме и в его эмиттерной цепи течет ток I_r . При этом на выходе z_1 напряжение $U_{вых}^1 \approx U_{н,п}$, а на выходе z_2 напряжение $U_{вых}^0 = U_{н,п} - \alpha_4 I_r R_k$, где α_4 — коэффициент передачи по току от эмиттера к коллектору транзистора T_4 .

Если на любой из трех входов $T_1—T_3$ (например, на T_3) подать сигнал 1, то ток I_r будет протекать в эмиттерной цепи этого транзистора и, если $U_{вх}^1 > U_{см}$, транзистор T_4 закроется. В этом случае на выходе z_1 по-

является сигнал $U_{вых}^0 = U_{н,п} - \alpha_4 I_r R_k$, а на выходе z_2 $U_{вых}^1 \approx U_{н,п}$. Если принять, что транзисторы $T_1—T_4$ одинаковы, то $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = \alpha$ и размах логического сигнала на выходе $\Delta U_{вых} = U_{вых}^1 - U_{вых}^0 = \alpha I_r R_k$. Выходной сигнал z_1 является инвертированным по отношению к входному, а z_2 совпадает по фазе с входным.

В реальных ЭСЛ элементах с целью снижения уровня выходного сигнала 0, а также с целью увеличения коэффициента разветвления $K_{раз}$ выходы элемента осуществляются через эмиттерные повторители (транзисторы T_5, T_6 на рис. 7.40, а), а роль генератора тока

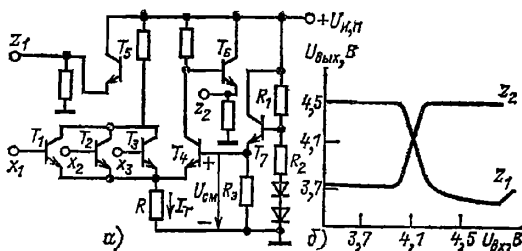


Рис. 7.40. ЭСЛ элемент:
а — схема; б — характеристика вход-выход

играет резистор R , через который протекает ток I_r , создаваемый источником смещения $U_{см}$. Источник смещения построен по принципу делителя напряжения, одним плечом которого является транзистор T_7 , включенный по схеме эмиттерного повторителя (транзистор работает в активном режиме), а другим плечом — резистор R_3 . На базе транзистора T_7 с помощью делителя R_1, R_2 и диодов задано постоянное напряжение. На выходе реализуются функции $z_1 = x_1 + x_2 + x_3$ и $z_2 = x_1 + x_2 + x_3$.

Характеристика вход-выход ЭСЛ элемента (при $K_{об}=1$, $U_{см}=4,1 \text{ В}$ и $U_{н,п}=5,2 \text{ В}$) показана на рис. 7.40, б [7.4].

Значения $U_{вых}^1$ и $U_{вых}^0$ можно приближенно определить из следующих соотношений:

$$U_{вых}^1 \approx U_{н,п} - U_{э,к};$$

$$U_{вых}^0 = U_{н,п} - U_{э,б} - \frac{R_k (U_{см} - U_{э,б})}{R}.$$

Запас по помехоустойчивости

$$U_{пом}^0 = \frac{U_{вых}^1 - U_{вых}^0}{2} - \varphi_T \ln \left(K_{об} \frac{U_{вых}^1 - U_{вых}^0}{\varphi_T} \right);$$

$$U_{пом}^1 = \frac{U_{вых}^1 - U_{вых}^0}{2} - \varphi_T \ln \left(\frac{U_{вых}^1 - U_{вых}^0}{K_{об} \varphi_T} \right).$$

Среднее значение рассеиваемой мощности

$$P_{\text{пот}} = \left(\frac{U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0}{R_K} + \frac{2U_{\text{см}}}{R_a} \right) \times \\ \times \left(U_{\text{см}} + \frac{3}{2} U_{a,6} \right).$$

Транзисторы выходных эмиттерных повторителей работают в ненасыщенном режиме. Поскольку напряжения на их коллекторах всегда больше, чем напряжения на базах, то коллекторные переходы всегда смещены в обратном направлении.

Для большинства элементов перепад напряжений $U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0 = \Delta U_{\text{вых}} = 0,7 \div 0,8$ В; запас по помехоустойчивости $U_{\text{ном}} = 0,15 \div 0,3$ В.

Среднее время задержки распространения ЭСЛ элемента приближенно можно оценить следующим образом:

$$t_{\text{зд,р,ср}} = 0,7r_6 C_{\Pi} + 0,35(1 - \alpha)r_6 C_{\Pi} + \\ + [0,7C_{\text{вх}} + 0,35(1 - \alpha)C_{\Pi}]R_{\text{Кл}} + \\ + 0,25\Delta U_{\text{вых}}R_a C_{\Pi}/U_{\text{см}},$$

где r_6 — омическое сопротивление базы; C_{Π} — средняя емкость перехода; C_{Π} — емкость нагрузки; $C_{\text{вх}} = M_1 C_K + M_0 C_{\text{КЮ}} + C_f + C_{s1}$ — средняя емкость входной цепи; C_K — средняя емкость коллектор-база закрытых транзисторов; $C_{\text{КЮ}}$ — средняя емкость коллектор-база открытых транзисторов; C_f — средняя входная емкость эмиттерного повторителя; C_{s1} — средняя паразитная емкость; M_1 — число входных транзисторов, находящихся в состоянии 1; M_0 — число входных транзисторов, находящихся в состоянии 0.

Быстродействие элемента в сильной степени зависит от числа входов M_1 и от коэффициента разветвления $K_{\text{раз}}$. Например, если при $M_1 = 3$ и $K_{\text{раз}} = 0$ время задержки распространения $t_{\text{зд,р,ср}} = 5,3$ нс, то при $K_{\text{раз}} = 1$ и $K_{\text{раз}} = 10$ соответственно 6,5 и 13,0 нс.

В основном варианте элемента, приведенном на схеме рис. 7.40, а, цепь сигнала проходит через каскады с общим коллектором (эмиттерные повторители) и каскады с общей базой. При таком включении транзисторный каскад обладает наибольшим быстродействием. Поскольку выходное сопротивление схемы мало, а входное — высоко, то паразитные емкости и емкость нагрузки мало влияют на работу схемы. Благодаря возможности получить выходное сопротивление 500 Ом элемент может работать на кабель или полосковую линию с характеристическим сопротивлением 50 Ом и выше. Отражения от неоднородностей передающей линии благодаря малому выходному сопротивлению инвертируются, и тем самым уменьшается их вредное воздействие.

В ЭСЛ элементах отсутствуют броски токов в цепях питания при переключении и тем самым снижается вероятность сбоев.

Разновидности ЭСЛ элементов. На рис. 7.41 показана схема элемента, способного работать на большую емкостную нагрузку. В выходном каскаде использованы транзисторы с различными типами проводимости. В этом элементе емкость нагрузки быстро разряжается через открытые транзисторы T_8 и T_{10} выходного каскада. Другим преимуществом такой схемы является возможность при-

соединения второго полюса нагрузки Z_H непосредственно на землю.

Если входной сигнал на базу элемента подать через эмиттерные повторители, а выходной снимать непосредственно с коллектора (рис. 7.42), то входная емкость снижается. При этом $t_{\text{зд,р,ср}} = 0,5$ нс на каскад; приращение задержки на единицу нагрузки 0,08 и 0,04 нс соответственно. Остальные параметры

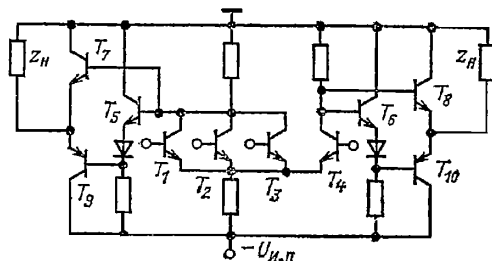


Рис. 7.41. Схема ЭСЛ элемента с повышенной нагрузочной способностью

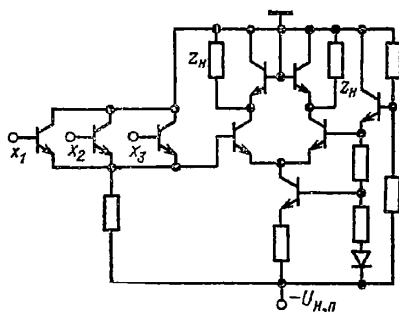


Рис. 7.42. Схема ЭСЛ элемента с высоким быстродействием

схемы те же, что и основного варианта. В этом варианте «землю» можно использовать в качестве обратного провода нагрузки.

7.4.7. Интегральные микросхемы с инжекционным питанием (И²Л) являются одной из разновидностей биполярных ИС с непосредственными связями. Они отличаются относительно высоким быстродействием (5–7 нс), низкими уровнями питания (0,5–0,9 В) и логических сигналов, очень малой энергией, необходимой для переключения.

Принцип работы транзистора с инжекционным питанием можно рассмотреть на примере простейшей конструкции рис. 7.43, а. Структуру транзистора с инжекционным питанием можно представить в виде двух транзисторов: горизонтального $p_1-n_1-p_2$ и верти-

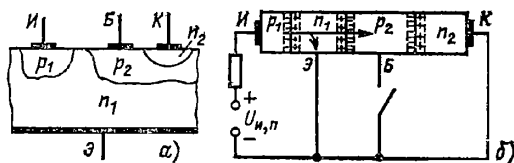


Рис. 7.43. Инжекционный транзистор; а — структура; б — схема

кального n_1 - p_2 - n_2 , у которых области n_1 и p_2 являются общими. Область p_1 служит для инжекции дырок в базу n_1 и называется инжектором. Базовая область n_1 транзистора p_1 - n_1 - p_2 в свою очередь является эмиттерной областью транзистора n_1 - p_2 - n_2 , у которого переход n_1 - p_2 является эмиттерным переходом, область p_2 — базой, а переход p_2 - n_2 — коллекторным переходом.

Если эмиттер структуры заземлен и к инжектору подключен источник питания $U_{и,п}$ (рис. 7.43, б), обеспечивающий прямое смещение перехода p_1 - n_1 , то в эмиттерной области у инжекторного перехода появляется избыточная концентрация неосновных носителей — дырок, которая компенсируется избыточной концентрацией электронов. Часть дырок и электронов доходит до эмиттерного перехода и смещает последний в прямом направлении. Последующий переход в область равносильных инжекции из эмиттера в базу. Избыточные электроны и дырки, диффундируя к коллекторному переходу, компенсируют его объемный заряд, смещают коллекторный переход в прямом направлении, и транзистор оказывается в режиме насыщения, при этом напряжение между эмиттером и коллектором n - p - n транзистора $U_{к,с} = \Phi_T \ln(1/\alpha_1 I_1)$, где Φ_T — тепловой потенциал (при 300 К $\Phi_T = 25$ мВ); α_1 — инверсный коэффициент передачи по току транзистора n - p - n . Выходное сопротивление насыщенного транзистора мало, и его можно рассматривать как замкнутый ключ.

Если базу соединить с общей точкой, то коллекторный переход оказывается зашунтированным и сопротивление коллекторного перехода возрастает, что соответствует разомкнутому ключу. Напряжение $U_{а,к}$ при разомкнутой цепи коллектора неопределенно и зависит от нагрузки, подключенной к коллектору, и ее характера. При замкнутой цепи эмиттер-база через базу транзистора n - p - n протекает ток $I_6 = \alpha_{2N} I_n$, где α_{2N} — коэффициент передачи по току транзистора p - n - p при нормальном включении, а I_n — ток, протекающий в цепи инжектора. Таким образом, инжекционный транзистор можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из транзистора n - p - n , в цепь базы которого включен генератор тока $I_T = I_6 = \alpha_{2N} I_n$.

Простейший одноколлекторный транзистор позволяет относительно просто построить логический инвертор. Рассмотрим цепь, состоящую из трех каскадно включенных транзисторов с инжекционным питанием (рис. 7.44).

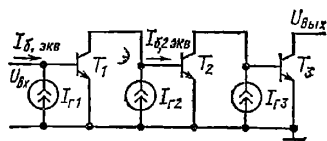


Рис. 7.44. Схема каскада пиверторов инжекционных транзисторов

Если входная цепь разомкнута (логическая 1 на входе), то в цепи база-эмиттер транзистора T_1 протекает ток $I_6 = I_{r1}$ и транзистор T_1 находится в режиме насыщения. При этом в коллекторной цепи также протекает ток $I_k = I_r$, причем $I_{r1} = I_{r2} = I_{r3} = I_r$. Напряжение

$U_{э,к,т1} = U_{вых}^0 = 15 \div 28$ мВ. Из базы транзистора T_2 в коллектор T_1 течет ток $I_6 = I_r$ и эквивалентный ток базы транзистора T_2 $I_{б2,экв} = 0$. Следовательно, транзистор T_2 закрыт и ток $I_{к2} = 0$. Транзистор T_3 , так же как и T_1 , открыт, и напряжение на его базе $U_{э,б}^1 = U_{вх}^1 \approx 480$ мВ. Если пренебречь паде-

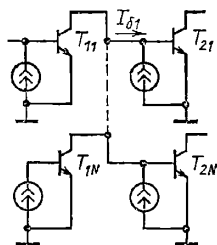


Рис. 7.45. Схема ИЛИ на одноколлекторных элементах

Рис. 7.46. Схема ИЛИ—НЕ на И²Л инверторах

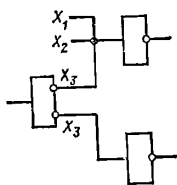


Рис. 7.47. Схема организации проводного И на И²Л инверторах без дополнительного разветвления выходов

нием напряжения в цепи связи между коллектором T_2 и базой T_3 , то $U_{вх}^1 = U_{вых}^1$. При подаче на вход T_1 сигнала 0 транзистор T_1 закрывается, T_2 открывается, а T_3 закрывается. Следовательно, рассматриваемая цепочка является цепочкой инверторов, включенных по схеме с непосредственной связью. Объединяя коллекторы различных транзисторов, получают элемент ИЛИ—НЕ. Если каждый предыдущий каскад нагружен на N последующих элементов (рис. 7.45), то, поскольку имеется разброс входных характеристик элементов и какие-либо развязывающие компоненты в цепях связи отсутствуют, возникает явление перераспределения токов в базах нагруженных транзисторов $T_{21}—T_{2N}$, характерное для схем с непосредственными связями. Это явление значительно уменьшает допустимый коэффициент разветвления $K_{раз}$ и ухудшает работу элементов. Для улучшения развязки в схемах И²Л используют многоколлекторные транзисторы и каждый последующий элемент подключается к одному коллектору предыдущего. На рис. 7.46 показана схема, реализующая функцию ИЛИ—НЕ с M входами и N выходами.

Функция И реализуется просто объединением выходов («проводное И»). Такого рода схемы можно строить только тогда, когда выходы (использующиеся для построения схемы И) на другие элементы не нагружены. Если при реализации проводного И требуется дополнительное разветвление, то выходы должны быть развязаны через отдельные коллекторы (рис. 7.47). Однако в этих случаях входы остаются неразвязанными. Функция И с развязкой входных цепей может быть реализована так же, как в схемах с непосредствен-

ной связью (рис. 7.48). Реализация функции на M входов потребует в этом случае $2M$ транзисторов.

Характеристика вход-выход И²Л инвертора для худшего случая может быть получена при условии, что на $M-1$ -м входе имеется сигнал логического нуля, а на одном входе сиг-

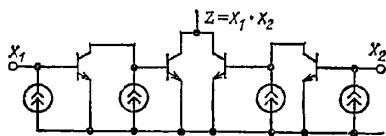


Рис. 7.48. Схема проводного И с развязкой входных цепей

нал изменяется от 0 до 1. При этом в коллекторной цепи открывающегося транзистора протекают токи всех нагруженных транзисторов.

На рис. 7.49 представлены характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ в зависимости от параметра $a = B_N I_T / I_{\text{до}}$. Из рис. 7.49 видно, что как низ-

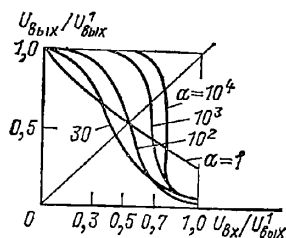


Рис. 7.49. Характеристики $U_{\text{вых}}/U^1 = f(U_{\text{вх}}/U^1)$ И²Л инвертора

кий, так и высокий коэффициент усиления B_N являются неприемлемыми для И²Л схем, так как в первом случае уменьшается помехоустойчивость по 0, а во втором по 1. Помехоустойчивость И²Л схем довольно низка, и это один из основных их недостатков.

Запас по помехоустойчивости (учитывая, что $U_{\text{вых}}^1 \approx \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_{\text{до}}} = 480 \text{ мВ}$) — порядка φ_T .

Поскольку в реальных цепях один элемент работает на другой, то запас по помехоустойчивости определяют для пары каскадно включенных И²Л инверторов:

$$U_{\text{пом}}^0 = U_{\text{вых}}^1 - 2\varphi_T \ln [S_n / (\sqrt{S_n} - 1)];$$

$$U_{\text{пом}}^1 = \varphi_T \ln S_n,$$

где $S_n = B_N / N$ — степень насыщения транзистора.

Помехоустойчивость двух последовательно соединенных элементов по отношению к запирающей помехе положительна при любых $S_n > 1$. В реальном случае $S_n \approx 2$, а следовательно, $U_{\text{пом}}^1 < \varphi_T$.

Когда предыдущий элемент открыт, его можно рассматривать по отношению к последующему как источник напряжения, а если предыдущий закрыт, то его можно рассматривать как источник тока. Запас помехоустойчи-

вости по 1 нужно определить через напряжение как $U_{\text{пом}}^0$. Запас помехоустойчивости по 1 нужно определять как запас по току: $I_{\text{пом}}^1 = I_T(1 - 1/S_n)$.

В реальном случае параметры компонентов элементов имеют разброс и запас по помехоустойчивости будет еще меньше. С ростом температуры помехоустойчивость также уменьшается.

Длительность переходных процессов зависит от тока инжектора. При малых токах инжектора она определяется лишь емкостями переходов транзисторов и металлизации соединений. Отсутствие резисторов в цепях связи, малые напряжения питания и перепада уровней сигнала приводят к существенному снижению задержек по сравнению с РТЛ и ИСЛ схемами. При больших токах необходимо учитывать эффекты накопления и рассасывания неосновных носителей заряда в базе и в эмиттере. Особенность схемы с инжекционным питанием заключается в том, что процессы накопления и рассасывания происходят относительно медленно.

Задержка, приходящаяся на два каскада, отсчитываемая по уровню $0,9 U^1$, равна сумме времени рассасывания избыточного заряда во втором каскаде t_{r2} и фронта выключения второй ячейки $t_{\phi 2}$. Поэтому средняя задержка одного элемента $t_{\text{эл}}, \text{ ср} = 0,5 (t_{r2} + t_{\phi 2})$.

В области малых токов инжектора длительность фронта t_{ϕ} значительно превышает время рассасывания. Средняя задержка равна половине длительности фронта выключения и обратно пропорциональна потребляемой мощности. Работа переключения не зависит от мощности и определяется емкостями переходов и другими паразитными емкостями.

С увеличением тока инжектора длительность фронта выключения уменьшается и становится сравнимой с временем рассасывания t_r . Работа переключения возрастает с увеличением мощности. При $t_{\phi} \ll t_r$ задержка не зависит от мощности. Минимально достижимая средняя задержка равна половине времени рассасывания транзистора. С увеличением коэффициента разветвления увеличивается и средняя задержка.

Интегральные микросхемы с инжекционным питанием являются одним из перспективных направлений развития цифровых ИС и в особенности БИС. По сравнению со всеми известными ИС на биполярных транзисторах они содержат минимальное число элементов и внутрисхемных соединений. В схемах отсутствуют резисторы и не требуется изоляция элементов друг от друга. По числу логических элементов на единицу площади они приближаются к схемам на МДП транзисторах.

Поскольку инжекционные схемы питаются через инжекторный переход, смещенный в прямом направлении, то напряжение питания может быть снижено до 0,6—0,7 В для кремниевых приборов и до 0,3—0,4 В для германиевых. Рассеиваемая мощность близка к нижнему теоретическому пределу, а работа переключения имеет рекордно низкое значение — 0,1—1 пДж.

Максимально возможная плотность инжекционных элементов в настоящее время ограничивается разрешающей способностью техно-

логического оборудования. Число внутрисхемных соединений в элементах с инжекционным питанием ниже, чем во всех известных ИС.

В качестве общей шины используется эмиттерная область транзисторов, а в качестве шины питания — инжекционная область. Поэтому при расположении инжекционной области внизу кристалла обе шины питания могут быть исключены. Уменьшение числа внутрисхемных соединений приводит к повышению надежности устройств.

Схемы с инжекционным питанием могут нормально работать при изменении тока инжектора в пределах нескольких порядков, а следовательно, допускают большие колебания напряжений питания.

И²Л в настоящее время применяются в микропроцессорах (4—16 бит), ЗУ с произвольной выборкой (1—16 кбит, время обращения 100 нс), в ЦАП и АЦП, в бытовых приборах (электронные часы, электронные музыкальные инструменты, калькуляторы, электронные затворы для фотоаппаратов и др.). Перспективно применение И²Л ИС в устройствах и системах с автономным питанием.

7.4.8. Логические элементы на МДП транзисторах. Схемы [7.6] отличаются простотой. Они могут выполняться как в дискретном, так и в интегральном исполнении. Наибольшее распространение получили МДП интегральные схемы. Интегральные МДП схемы занимают меньше, чем биполярные, площади (на реализацию одной функции), что позволяет строить на их основе сложные устройства в виде БИС; позволяют получать как активные, так и пассивные компоненты на одних и тех же элементах, что приводит к сокращению числа технологических операций по сравнению с аналогичными по функции биполярными элементами.

В качестве активных компонентов ИС, как правило, используются транзисторы с индуцированными каналами, которые позволяют реализовать операцию инверсии.

Принцип работы МДП транзистора с индуцированным каналом можно рассмотреть на примере p -канального прибора, структурная схема которого показана на рис. 7.50, а. При приложении между затвором и подложкой отрицательного напряжения $|U_z| \geq U_0$ под затвором образуется проводящий канал. Напряжение U_0 называется пороговым. В результате отеснения основных носителей заряда (электронов) от поверхности в глубь подлож-

ки (под действием отрицательного потенциала на затворе) образуется обедненная область, которая изолирует проводящий канал p -типа от остальной подложки. Если между стоком и истоком приложено отрицательное напряжение U_c , то в цепи исток—сток протекает ток I_c . Пока напряжение на стоке меньше U_0 , канал полностью проводит и ток I_c круто нарастает с ростом U_c , при этом ВАХ транзистора располагаются в области I (рис. 7.50, б), транзистор работает в крутой области.

При $U_c = U_0$ объемный заряд перекрывает канал на границе со стоком. Дальнейшее увеличение $|U_c|$ приводит к уменьшению канала, и I_c почти не зависит от U_c . Транзистор работает в пологой области характеристик (область II на рис. 7.50, б).

Если подложка соединена с истоком, то пороговое напряжение не изменяется. Если же потенциал подложки изменяется по отношению к истоку, то U_0 также изменяется.

Интегральные схемы на МДП транзисторах делятся на две группы: 1) схемы на транзисторах с каналами одного типа проводимости; 2) схемы на транзисторах с дополняющими типами проводимости.

Схемы на транзисторах с каналами одного типа проводимости. Известны две разновидности схем, построенных на транзисторах с индуцированными каналами. В первой затвор присоединяется к шине питания, во второй — к отдельному источнику, напряжение которого больше напряжения питания стоковой цепи.

Подложка нагрузочного транзистора может соединяться либо с истоком (вариант в дискретном исполнении), либо с общей точкой схемы (вариант интегрального исполнения).

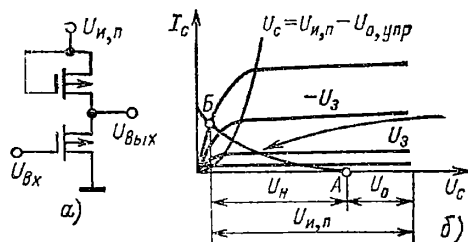


Рис. 7.51. МДП инвертор:

а — схема; б — вольт-амперные характеристики (А — характеристика нагрузочного транзистора)

На рис. 7.51, а показана схема инвертора (в дискретном исполнении). Верхний транзистор играет роль нагрузочного сопротивления, нижний — является управляющим (активным).

На рис. 7.51, б представлены ВАХ управляющего и нагрузочного транзисторов с каналом p -типа для случая, когда на затвор нагрузочного транзистора подано напряжение питания.

Напряжение сток-исток $U_{с,и}$ равно напряжению затвор-исток $U_{з,и}$, и нагрузочный транзистор работает в пологой области, для которой справедливо неравенство $|U_c| \geq |U_z - U_0|$. Это означает, что рабочая область находится справа от линии $U_c = U_z - U_0$. В данном случае сопротивление нагрузочного транзистора во много раз больше сопротивления управляющего транзистора и падением

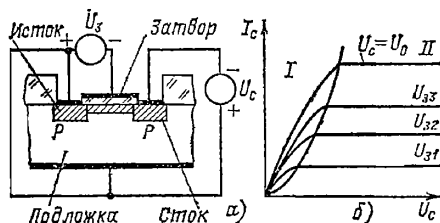


Рис. 7.50. Ключ на МДП транзисторе с общим истоком:

а — структурная схема; б — вольт-амперные характеристики; I — область крутых характеристик; II — область пологих характеристик

напряжения на последнем можно пренебречь. (Точка *Б* на рис. 7.51, *б* — управляющий транзистор открыт.)

Когда управляющий транзистор закрывается, напряжение на выходе возрастает до разности напряжения на затворе и порогового напряжения нагрузочного транзистора: $U_{\text{вых}}^I = U_{\text{н.п}} - U_0$. Напряжение на выходе

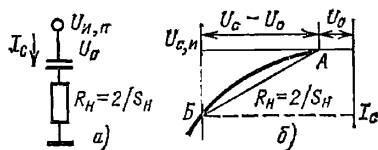


Рис. 7.52. Нагрузочный МДП транзистор, работающий в пологой области:

а — эквивалентная схема; *б* — вольт-амперная характеристика

меньше напряжения питания. Это объясняется тем, что для обеспечения начальной проводимости канала нагрузочного транзистора необходимо создать падение напряжения на нагрузке (затвор-исток), которое примерно равно пороговому напряжению.

Эквивалентная схема нагрузочного МДП транзистора, работающего в пологой области характеристик, показана на рис. 7.52, *а*, а на рис. 7.52, *б* представлена ВАХ нагрузочного транзистора. Сопротивление нагрузочного МДП транзистора для постоянного тока определяется наклоном прямой *АБ*: $R_{\text{н}} = 2/S_{\text{н}}$. Динамическое сопротивление в точке *Б* $r_{\text{н}} = 1/S_{\text{н}}$, где $S_{\text{н}}$ — крутизна характеристики нагрузочного транзистора.

Когда управляющий транзистор закрывается, нагрузочный транзистор также закрывается и его сопротивление резко возрастает.

Когда логический элемент построен на дискретных транзисторах, подложка и исток нагрузочного транзистора могут быть соединены и пороговое напряжение не будет изменяться.

В случае интегральной схемы управляющий и нагрузочный транзисторы имеют общую подложку. При увеличении выходного напряжения увеличивается смещение канала нагрузочного транзистора по отношению к подложке. Пороговое напряжение изменяется:

$$\Delta U_0 = -K_1 (\sqrt{2\varphi_F + U_{\text{з.п}}} - \sqrt{2\varphi_F}),$$

где K_1 — постоянная, зависящая от конструкции транзистора; φ_F — потенциал Ферми для полупроводника; $U_{\text{з.п}}$ — напряжение затвор-подложка.

Следовательно, напряжение на выходе закрытого интегрального инвертора будет меньше, чем на выходе инвертора, построенного на дискретных МДП транзисторах.

На нагрузочном МДП транзисторе падает значительная часть напряжения питания. Вследствие этого для достижения заданного выходного напряжения расходуется избыточная мощность источника питания. Этого можно избежать, включив дополнительный источник смещения затвора, напряжение которого $U_{\text{см}}$ превышает напряжение $U_{\text{н.п}}$. Если $U_{\text{см}}$ достаточно велико, чтобы компенсировать влияние $U_0 + \Delta U_0$, то выходное напряжение

$U_{\text{вых}}^I = U_{\text{н.п}}$. Однако для реализации этого варианта требуются дополнительный источник питания и разводка дополнительной цепи питания.

Характеристика вход-выход (исток соединен с подложкой). На рис. 7.53 представлены зависимости $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для рассматриваемого случая. Рассмотрим пример [7.7].

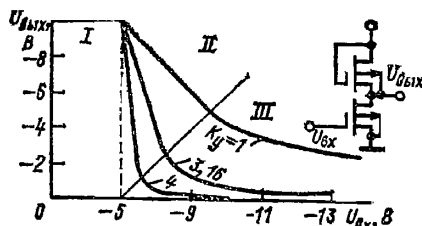


Рис. 7.53. Характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для случая, когда истоки соединены с подложкой

Пусть $U_{0 \text{ упр}} = U_{0 \text{ наг}} = -5 \text{ В}$; $U_{\text{см}} = U_{\text{н.п}} = -15 \text{ В}$.

Тогда $U_{\text{вых}}^I = -10 \text{ В}$ и остается постоянным до тех пор, пока входное напряжение увеличивается от 0 до -5 В . При дальнейшем увеличении (по абсолютному значению) входного напряжения управляющий транзистор начинает открываться. Оба транзистора работают в пологой области характеристик (область *II*), в которой выходное напряжение является линейной функцией входного напряжения.

В области *II*

$$\begin{aligned} \frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}} &= K_{\text{у}} U = -\sqrt{\frac{\beta_{\text{упр}}}{\beta_{\text{наг}}}} = \\ &= -\sqrt{\frac{(\omega/L)_{\text{упр}}}{(\omega/L)_{\text{наг}}}}, \end{aligned}$$

где L — эффективная длина канала; ω — ширина канала.

Отсюда следует, что в линейной области передаточной характеристики коэффициент усиления по напряжению $K_{\text{у}} U$ зависит только от геометрии канала.

При дальнейшем увеличении $U_{\text{вх}}$ рабочая точка сдвигается в нелинейную область *III*, где управляющий транзистор переходит в крутую область характеристик. Области *II* и *III* разделяются прямой линией $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_{0 \text{ упр}}$.

Запас по помехоустойчивости растет при увеличении отношения значений крутизны характеристики управляющего и нагрузочного транзисторов. Для увеличения помехоустойчивости необходимо увеличить отношение $(\omega/L)_{\text{упр}}/(\omega/L)_{\text{наг}}$.

Характеристика $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для инвертора с заземленной подложкой нагрузочного транзистора. В интегральных схемах управляющий и нагрузочный транзисторы изготавливаются на общей подложке. В результате передаточную характеристику для интегрального инвертора можно также представить для различных участков. На участке *I* выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ остается неизменным до дости-

жения напряжения порога. При переходе рабочей точки нагрузочного транзистора в пологую область характеристик выходное напряжение уменьшается с ростом $U_{вх}$ (по модулю).
Примеры характеристик для двух случаев работы нагрузочного транзистора представлены на рис. 7.54, а и б. При равных входных

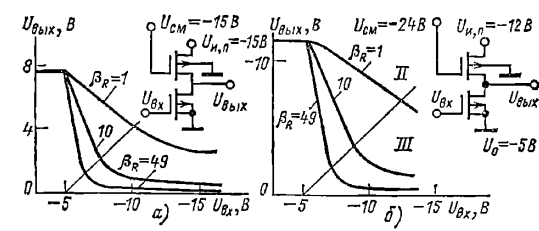


Рис. 7.54. Характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$:
а — для заземленных подложек с одинаковыми напряжениями на стоке и затворе нагрузочного транзистора; б — для заземленных подложек (нагрузочный транзистор работает в крутой области характеристик)

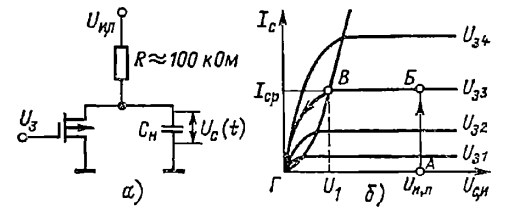


Рис. 7.55. МДП инвертор с емкостной нагрузкой:
а — эквивалентная схема; б — траектория перемещения рабочей точки управляющего транзистора

напряжениях и одинаковых параметрах напряжение на выходе инвертора (закрытого и открытого) и наклон передаточной характеристики в области II больше для дискретного исполнения (исток и подложка нагрузочного транзистора соединены).

Относительная допустимая помеха увеличивается с ростом амплитуды входного сигнала, уменьшением коэффициента влияния подложки управляющего транзистора и ростом отношения удельной крутизны управляющего и нагрузочного транзисторов.

Переходный процесс в МДП инверторе. Полное входное сопротивление МДП транзистора очень велико и в основном имеет емкостный характер. В цепях нагрузки кроме входных емкостей имеются также паразитные емкости монтажа.

Рассмотрим работу МДП транзистора на емкостную нагрузку. Для упрощения предположим, что в цепь стока включен постоянный резистор. На рис. 7.55, а показана схема включения, а на рис. 7.55, б — траектория перемещения рабочей точки транзистора.

Пусть транзистор закрыт, тогда конденсатор $C_{\text{п}}$ заряжен до напряжения питания и рабочая точка находится в точке А.

При подаче на затвор напряжения $U_{\text{зз}}$ рабочая точка (почти мгновенно) перемещается в точку В. Конденсатор начинает разряжаться через открытый транзистор T_1 , причем разряд идет при неизменном токе $I_{\text{ср}}$ до тех пор, по-

ка рабочая точка транзистора находится в пологой области характеристик (т.е. до точки В). Затем рабочая точка переходит в крутую область характеристик и емкость $C_{\text{п}}$ разряжается до нуля. При уменьшении (по абсолютному значению) напряжения на затворе канал исчезает, транзистор закрывается и конденсатор заряжается по цепи $U_{\text{п}}, R, C_{\text{п}}$ с постоянной времени $\tau = RC_{\text{п}}$.

Нормализованное время переключения в крутой области $t = 2,74 \tau$, где $\tau = C/S$ (S — крутизна транзистора).

Переключение инвертора (случай соединения подложки и истока нагрузочного транзистора). При отпирании управляющего транзистора T_1 конденсатор $C_{\text{п}}$ полностью разряжается. Этот процесс протекает сравнительно быстро. При запираании T_1 конденсатор заряжается через нагрузочный транзистор, который всегда работает в пологой области, так как его затвор соединен со стоком.

Заряд конденсатора $C_{\text{п}}$ через МДП транзистор происходит гораздо медленнее, чем через резистор. Это объясняется тем, что по мере приближения напряжения на конденсаторе к $U_{\text{см}} - U_0$ МДП транзистор запирается и все в большей степени ограничивает зарядный ток. Это приводит к увеличению времени выключения, которое и лимитирует быстродействие логических схем на МДП транзисторах. Увеличение крутизны приводит к уменьшению времени переключения. При подключении затвора нагрузочного транзистора к отдельному источнику $U_{\text{см}}$ временные свойства значительно улучшаются, так как нагрузочный транзистор работает в крутой области характеристик. Большое напряжение на затворе предотвращает запираение нагрузочного транзистора. Чем больше напряжение на затворе, тем ближе к линейной становится нагрузочная ВАХ. При $U_{\text{см}} \rightarrow \infty$ нагрузочная характеристика МДП транзистора стремится к характеристике нагрузочного резистора.

При равных τ переключения при работе транзистора в крутой области происходит почти в 4 раза быстрее, чем в пологой. Если геометрия транзисторов в обоих случаях одинакова, то большая скорость переключения достигается ценой потребления большей мощности.

Если подложка нагрузочного транзистора заземлена, что имеет место в интегральных схемах, то смещение истока относительно подложки приводит к увеличению времени переключения. Влияние смещения истока сказывается больше при меньших напряжениях на затворе.

В заключение рассмотрим сравнительные данные по временам переключения для различных схем [7.7]:

$U_{\text{см}} = -25,4 \text{ В}$	$U_{\text{см}} = -35,4 \text{ В}$
Подложка соединена с истоком	2,5 мкс 1,55 мкс
Подложка заземлена	3,3 мкс 1,9 мкс

Реализация логических элементов. На рис. 7.56, а и б показаны схемы элементов (в интегральном исполнении), реализующих функции ИЛИ—НЕ и И—НЕ от трех пере-

мений. Аналогично можно реализовать функции и от m переменных.

Параллельное соединение МДП транзисторов реализовать в виде интегральной схемы довольно легко. При включении одновременно двух или более параллельных транзисторов $U_{\text{вых}}^0$ уменьшается. При последовательном сое-

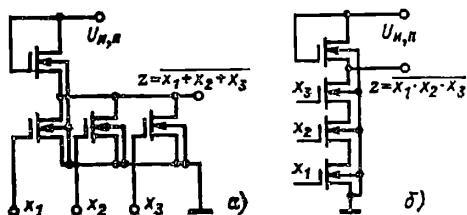


Рис. 7.56. Логические элементы на МДП транзисторах:

а — схема элемента ИЛИ-НЕ; б — схема элемента И-НЕ

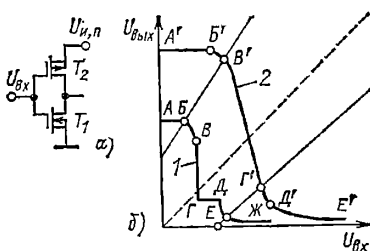


Рис. 7.57. КМДП инвертор:

а — схема; б — характеристики вход-выход; 1 — для случая, когда сумма пороговых напряжений больше напряжения источника питания; 2 — для случая, когда сумма пороговых напряжений меньше напряжения источника питания

динении сопротивления включенных транзисторов складываются и полное сопротивление $r = m/S$ (если транзисторы одинаковы). Здесь m — число входных транзисторов. Для сохранения $U_{\text{вых}}^0$ на заданном уровне необходимо увеличивать крутизну S , а это означает, что нужно увеличивать размеры транзисторов. В свою очередь это приводит к увеличению площади, занимаемой схемой. Например, для сохранения заданного уровня $U_{\text{вых}}^0$ схема И-НЕ на четыре входа занимает площадь примерно в 16 раз большую, чем простой инвертор.

Как правило, площадь кристалла используется эффективнее при реализации функции ИЛИ-НЕ.

Схемы на транзисторах с дополняющими типами проводимости (КМДП). Преимуществами схем на МДП транзисторах с дополнительными типами проводимости каналов (комплементарных) являются малая потребляемая мощность, высокое быстродействие и повышенная помехоустойчивость. В основе всех логических КМДП элементов лежит КМДП инвертор по рис. 7-57, а, где T_1 — транзистор с каналом n -типа, T_2 — с каналом p -типа. Затворы обоих транзисторов объединены, на них подается управляющее напряжение. Подложки соединены с истоками.

Предположим, что в исходном состоянии напряжение на затворах транзисторов равно нулю. Тогда транзистор n -типа закрыт, так как $U_g - U_n = 0 < U_{\text{он}}$, где $U_{\text{он}}$ — напряжение образования канала в n -канальном транзисторе. Напряжение между затвором и истоком T_2 равно $U_g - U_{\text{п}} = -U_{\text{п}}$. Если $|U_{\text{п}}| > |U_{\text{ор}}|$, то T_2 оказывается открытым и выходное напряжение равно напряжению питания элемента. С увеличением напряжения на затворе сопротивление канала транзистора T_2 увеличивается и он закрывается. В зависимости от напряжения питания $U_{\text{п}}$ возможны различные режимы работы инвертора. Если $U_{\text{п}} < U_{\text{он}} + U_{\text{ор}}$, то с ростом U_g транзистор T_2 закроется раньше, чем откроется транзистор T_1 , и пока оба транзистора закрыты, выходное напряжение будет зависеть от соотношения начальных токов в стоковых цепях транзисторов $I_{\text{он}}$ и $I_{\text{ор}}$ и сопротивлений утечки $R_{\text{уп}}$, $R_{\text{ур}}$.

Если $U_{\text{п}} > U_{\text{он}} + U_{\text{ор}}$, то с ростом U_g вначале откроется транзистор T_1 и оба транзистора в некотором диапазоне изменений входного напряжения оказываются открытыми, а затем закрывается транзистор T_2 , после чего выходное напряжение $U_{\text{вых}}^0 \approx 0$. Первый режим работы инвертора более выгоден, так как при переключении один из транзисторов всегда оказывается закрытым и выброс тока отсутствует.

Характеристика вход-выход КМДП инвертора зависит от режимов работы транзисторов T_1 и T_2 .

При рассмотрении передаточной характеристики предположим, что напряжения между стоком и истоком транзисторов, соответствующие границе крутой и пологой областей ВАХ, не зависят от $R_{\text{вых}}$ и $R_{\text{у}}$.

На рис. 7.57, б представлены характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ и проведены линии для $U_{\text{вых,гр п}}$ и $U_{\text{вых,гр р}}$.

Рассмотрим случай, когда $U_{\text{п}} < U_{\text{ор}} + U_{\text{он}}$ (рис. 7.57, б, кривая 1). На участке AB транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт и работает в крутой области. С ростом $U_{\text{вх}}$ выходное напряжение уменьшается и рабочая точка транзистора T_2 переходит в пологую область. В точке перехода $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых,гр п}}$. При $U_{\text{вх}} = U_{\text{п}} - U_{\text{ор}}$ транзистор T_2 закрывается и $U_{\text{вых}}$ зависит только от соотношений между точками $I_{\text{ор}}$, $I_{\text{он}}$ и сопротивлений $R_{\text{уп}}$ и $R_{\text{ур}}$ и не зависит от входного напряжения (участок $ВГ$).

Дальнейшее увеличение $U_{\text{вх}}$ приводит к отпиранию T_1 , который работает в пологой области — участок $ГД$. Выходное напряжение достигает минимального значения на участке $ДЕ$, где T_1 работает в пологой области характеристик, при этом $U_{\text{вх}} \approx U_{\text{п}}$. Если остаточные токи пренебрежимо малы, а сопротивления утечки велики, то сразу после отпирания транзистора T_1 $U_{\text{вых}} = 0$.

При $U_{\text{п}} > U_{\text{он}} + U_{\text{ор}}$ (рис. 7.57, б, кривая 2) транзисторы T_1 и T_2 при переключении одновременно могут работать в следующих режимах: T_2 — в крутой области, T_1 — в области отсечки (участок $А'Б'$); T_2 — в крутой, T_1 — в пологой области ($Б'В'$); T_1 и T_2 — в пологих областях ($В'Г'$); T_2 — в пологой,

T_1 — в крутой ($G'D'$); T_2 в отсечке, T_1 — в крутой ($D'E'$).

Выходные напряжения единицы и нуля можно определить из соотношений [7.6] (в относительных единицах):

$$U_{\text{вых}}^1 \approx U_{\text{и,п}} - \frac{I_{0\text{п}} - I_{0\text{р}} + U_{\text{и,п}} G_{\text{п}}}{(U_{\text{и,п}} - n) [2 + (U_{\text{и,п}} - n) G_{0\text{р}}] + G_*};$$

$$U_{\text{вых}}^0 \approx \frac{I_{0\text{р}} - I_{0\text{п}} + U_{\text{и,п}} G_{\text{р}}}{G_* + (U_{\text{и,п}} - 1) [2 + (U_{\text{и,п}} - 1) G_{0\text{п}}]};$$

$$U_{\text{и,п}} = U_{\text{и,п}0},$$

где $n = U_{0\text{р}}/U_{0\text{п}}$; G_* , $G_{\text{п}}$, $G_{\text{р}}$ — проводимости утечки в стоковой цепи; $G_{0\text{р}}$, $G_{0\text{п}}$ — масштабная проводимость МДП транзисторов в полой области ВАХ.

Основное преимущество схем на дополняющих МДП транзисторах — малая рассеиваемая мощность. Мощность расходуется на перезаряд входных и выходных емкостей. Если $U_{\text{и,п}} < U_{0\text{п}} + U_{0\text{р}}$, то среднюю рассеиваемую мощность можно определить из уравнения

$$P_{\text{пот}} = C_{\Sigma} (U_{\text{и,п}})^2 f + P_0,$$

где C_{Σ} — эквивалентная полная емкость на выходе элемента; f — рабочая частота; $U_{\text{и,п}}$ — напряжение питания; P_0 — мощность, рассеиваемая элементом в статическом режиме:

$$P_0 = \frac{U_{\text{и,п}}}{2} \left[I_{0\text{р}} + I_{0\text{п}} + \frac{U_{\text{и,п}} - U_{\text{вых}}^1}{R_{\text{гп}}} + \frac{U_{\text{вых}}^1}{R_{\text{гп}}} \right].$$

С увеличением частоты переключения мощность растет. Для уменьшения рассеиваемой мощности нужно снижать $U_{\text{и,п}}$ и C_{Σ} . Напряжение $U_{\text{и,п}}$ зависит от пороговых напряжений транзисторов и уменьшается с их уменьшением.

Основными логическими схемами являются «Стрелка Пирса» (ИЛИ—НЕ) и «Штрих Шеффера» (И—НЕ). На рис. 7.58 показаны схемы логических элементов ИЛИ—НЕ и И—НЕ на два входа. Для увеличения числа входов необходимы два транзистора на каждый вход. Схемы, показанные на рис. 7.58, дуальны. Действительно, если на шину $U_{\text{и,п}}$ подать нулевой потенциал, а на общую точку подать положительное напряжение, то схема ИЛИ—НЕ превращается в И—НЕ и наоборот.

В МДП транзисторах толщина слоя диэлектрика под затвором очень мала (около

100 нм), поэтому относительно небольшие напряжения могут вызвать необратимый пробой подзатворного диэлектрика и вывести прибор из строя. Если учесть, что входное сопротивление по цепи затвора очень велико, то даже на коротких проводниках выводов может наводиться высокое напряжение. Это обстоятельство требует принятия специальных мер пред-

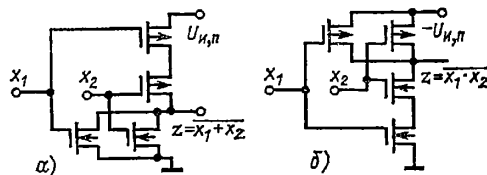


Рис. 7.58. Логические КМДП элементы: а — схема ИЛИ—НЕ; б — схема И—НЕ

осторожности и защиты от влияния статического электричества. Одним из способов является подключение ко входам охранных диодов, напряжение пробоя которых выбирается меньшим, чем напряжение пробоя подзатворного диэлектрика. Склонность МДП транзисторов к выходу из строя под влиянием статического электричества некоторое время сдерживало их активное распространение. В настоящее время эти недостатки преодолены и МДП приборы и МДП ИС играют существенную роль в построении как средств вычислительной техники, так и систем автоматического управления.

7.4.9. Сравнение различных типов интегральных логических элементов и выбор элементной базы. В табл. 7.2 для сравнения приведены основные типовые параметры рассмотренных интегральных схем.

Вопрос о выборе типа элементов должен решаться в каждом конкретном случае в зависимости от требований, предъявляемых к аппаратуре.

Если важнейшим требованием является малая рассеиваемая мощность, то предпочтительнее нужно отдать КМДП, маломощным ТТЛ с диодами Шоттки и И²Л. Маломощные ТТЛ ИС с диодами Шоттки обеспечивают такое же уменьшение потребляемой мощности, как и КМДП ИС, и работают от источника $U_{\text{и,п}} = 5$ В. Однако ТТЛ ИС с диодами Шоттки стоят дороже КМДП ИС.

Для устройства промышленной автоматики более всего подходят КМДП ИС. Сюда же можно отнести устройства отсчета времени и различного портативное оборудование.

КМДП ИС обладают высокой помехоустойчивостью, менее чувствительны к разбросам питания.

Таблица 7.2

Параметр	р-МДП	л-МДП	КМДП	ТТЛ	И ² Л	ЭСЛ
Площадь на 1 элемент (25×25 мкм ²)	8—12	6—8	10—30	20—60	4—6	12,5—31
$t_{\text{зд, р}}$, нс	160	40—160	15—50	3—10	5	3—1
$P_{\text{пот}}$, мВт	1—3	0,2—0,5	0,001	1—3	0,2	5—15
$P_{\text{пот}} t_{\text{зд, р}}$, пДж	200	10—50	0,03	10	1	5—50

Стандартные ТТЛ ИС доминируют в основных логических устройствах и схемах синхронизации, обработки информации и управления, которые составляют основную часть логической части больших ЭВМ, периферийных устройств и измерительных приборов. Основным преимуществом ТТЛ ИС является сочетание умеренной цены и среднего быстродействия.

Создан ТТЛ элемент (Т³Л) с дополнительным транзистором в выходной цепи, увеличивающий нагрузочную способность и помехоустойчивость схемы. Т³Л обладают такой же помехоустойчивостью и допусками на напряжение питания, как и КМОП ИС. Но в них не удается получить высокую плотность логических элементов. Сочетание различных видов логических элементов позволяет наиболее полно использовать их преимущества и может дать существенный технический эффект.

В случаях, когда необходимо обеспечить максимальное быстродействие, вне конкуренции оказываются ЭСЛ ИС. Однако из-за высокой потребляемой мощности, низкой помехоустойчивости и малой степени интеграции область их применения ограничена (применяются для построения высокопроизводительных ЭВМ).

7.5. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫЕ СХЕМЫ (ТРИГГЕРЫ)

Любая последовательностная цепь¹ представляет собой два или более логических элементов, охваченных обратной связью. Простейшими типами последовательностных элементов являются триггеры.

7.5.1. Особенности работы логических элементов в замкнутых цепях. Характеристики переключения триггера (пороги включения и выключения, помехоустойчивость и др.) зависят не только от типа триггера, но и от вида взаимодействия сигналов на входах и обратной связи, которое определяется особенностями элементной базы.

Взаимодействие сигналов может быть (в идеальном случае) двух видов: 1) сигналы суммируются арифметически, 2) сигналы суммируются логически.

Рассмотрим, каким образом происходит переключение триггера с арифметическим суммированием сигналов на входе. Характеристику вход-выход цепи с разомкнутой обратной связью называют внутренней характеристикой, а характеристику цепи с замкнутой цепью обратной связи — внешней.

Пусть заданы два элемента ИЛИ и И-повторители с известными внутренними характеристиками (рис. 7.59, а).

Если внутренняя характеристика пары имеет вид $f(x_1) = \varphi_2[\varphi_1(x_1 + y)]$ (рис. 7.59, б), то для того чтобы получить внешнюю характеристику пары с арифметическим суммированием сигналов, необходимо, задаваясь определенным значением $U_{вх1}$, определить соответствующее ему значение $U_{вых1}$ по внутренней

характеристике. Затем, учитывая, что сигнал $U_{вых2}$, приходящий с выхода второго элемента на вход первого, складывается с $U_{вх1}$, определим новое значение сигнала $U_{вх2} = U_{вх1} - U_{вых1}$, которое и будет фактически соответствовать выходному сигналу $U_{вых1}$. Таким образом, координатами первой точки внешней характеристики будут $U_{вх2}$ и $U_{вых1}$.

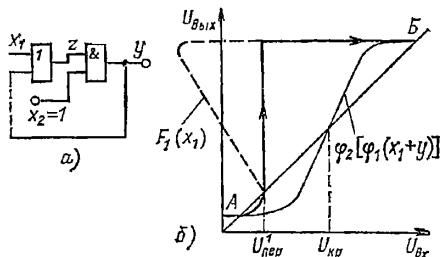


Рис. 7.59. Триггер на элементах ИЛИ—И: а — схема; б — характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ при выключении (арифметическое суммирование сигналов на входах)

Аналогично определяются все остальные точки внешней характеристики $F_1(x_1)$. В точке, где $dU_{вых}/dU_{вх} = \infty$, происходит переключение триггера с арифметическим суммированием сигналов на входах и рабочая точка переходит в точку Б. Обратное переключение происходит при изменении сигнала от 1 до 0 на входе x_2 . Теперь внутренняя характеристика будет иметь вид $f_2(x_2) = \varphi_1[\varphi_2(x_2 + z)]$, а цепь можно представить так, как показано на рис. 7.60, а.

Внешнюю характеристику такой цепи можно построить по внутренней, аналогично тому, как это делалось для сигнала x_1 , с той только разницей, что для удобства построения переворачивают рисунок на 180° и принимают за начало координат точку В (верхнюю точку пересечения внутренней характеристики

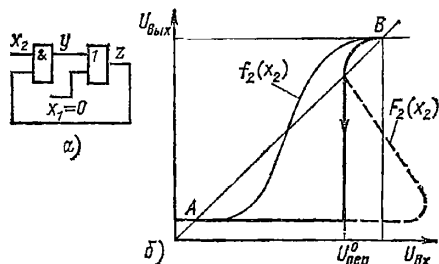


Рис. 7.60. Триггер на элементах ИЛИ—И: а — схема; б — характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ при выключении (арифметическое суммирование сигналов на входах)

$f_2(x_2)$ с линией равных сигналов). Полученная характеристика показана на рис. 7.60. Обратное переключение в точку А произойдет тогда, когда сигнал x_2 уменьшится до $U_{пор}^0$ [причем абсцисса точки $U_{пор}^0$ соответствует абсциссе верхней точки $dU_{вых}/dU_{вх} = 1$ на характеристике $f_2(x_2)$]. В случае арифметического суммирования сигналов на входах

¹ Последовательностной цепью (или последовательностным логическим элементом) называется такая, которая реализует последовательностную логическую функцию, т. е. такую функцию, значение которой зависит не только от комбинации входных сигналов, но и от порядка их изменения.

напряжение прямого переключения всегда меньше $U_{кр}$, а обратного переключения больше $U_{кр}$.

Если сигналы на входах суммируются логически, а элементы пар (рис. 7.61, а) имеют характеристики повторительного типа, то общая внутренняя характеристика цепи будет

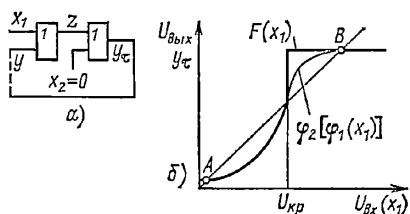


Рис. 7.61. Триггер на элементах ИЛИ—ИЛИ:
а — схема; б — характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ при включении для случая логического суммирования сигналов на входах

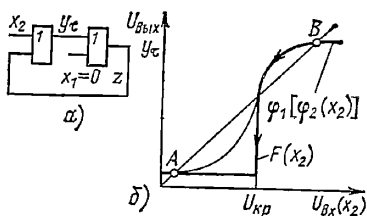


Рис. 7.62. Триггер ИЛИ—ИЛИ:
а — схема; б — характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ при выключении для случая суммирования сигналов на входах

также характеристикой повторителя (рис. 7.61, б) и $y(\tau) = \varphi_2[\varphi_1(x_1)]$ при $x_2 = 0$. (При $x_1 = 0$ $y(\tau) = 0$ и не зависит от x_1 .)

Если сигнал на входе x_1 изменяется от 0 до 1, то до тех пор, пока сигнал на входе $x_1 > y$, цепь обратной связи не влияет на работу всей цепочки, так как сигнал входа блокирует сигнал цепи обратной связи. Это будет иметь место до тех пор, пока x_1 не станет равным y , т. е. $U_{вых} = U_{вх}$ (точка $U_{кр}$ на характеристике). Как только $U_{вх}$ становится больше $U_{кр}$, сигнал обратной связи блокирует входной сигнал x_1 и сигнал на выходе лавинообразно нарастает до значения 1 (независимо от x_1). Цепочка переходит в устойчивое состояние (точка B на характеристике). Соответственно внешняя характеристика $F(x_1)$ будет иметь вид, показанный на рис. 7.61, б. Включение триггера происходит в точке $U_{кр}$. Обратное переключение происходит при изменении сигнала x_2 от 0 до 1. Внешняя характеристика, показанная на рис. 7.62, строится аналогично предыдущей.

Если цепочка составлена из двух элементов — инверторов, то возможны также два варианта: арифметическое и логическое суммирование сигналов. Пусть цепочка составлена из двух элементов ИЛИ—НЕ (рис. 7.63, а). Для этой цепочки $z = \varphi_1(x_1) = \varphi_1(x_1 + y)$; $y_\tau = \varphi_2(z) = \varphi_2(x_2) = \varphi_2(z + x_2)$. Внешняя характеристика $y_\tau = F(x_1)$, а внутренняя

$y = \varphi_2[\varphi_1(x_1)]$. При $x_2 = 0$ и $y_{t=0} = 1$; $y_\tau = F(x_1) = \text{const} = 1 = y_1$ триггер включен независимо от x_1 . При $x_2 = 1$; $y_{t=0} = 0 \div 1$; $y_\tau = F(x_1) = \text{const} = 0 = y_0$ триггер выключен независимо от x_1 .

Рассмотрим случай, когда $x_2 = 0$, а x_1 изменяется от 0 до 1.

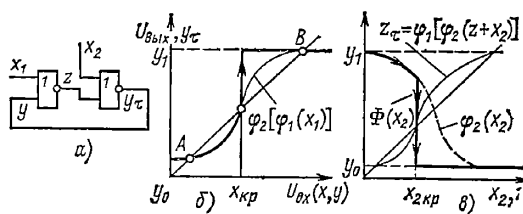


Рис. 7.63. Триггер на элементах ИЛИ—НЕ:
а — схема; б — характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ для случая логического суммирования сигналов на входах (включение); в — характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ для случая логического суммирования сигналов на входах (выключение)

Вариант 1. Пусть суммирование на входах логическое. Тогда, так же как в случае повторителя, пока $x_1 < x_{кр}$, внешняя характеристика будет совпадать с внутренней (рис. 7.63, б). При $x_1 > x_{кр}$ $y_{t=0} > x_1$ и выходной сигнал нарастает независимо от входного — на характеристике появляется скачок. Переключение происходит при $U_{вх} = x_{кр}$.

Процесс выключения протекает так же, как и в случае, рассмотренном ранее. Однако внешняя характеристика от сигнала x_2 будет иной: $y_\tau = \Phi(x_2)$. При $x_1 = 1$ $y_\tau = \Phi(x_2) = \varphi(x_2)$, т. е. внешняя характеристика является характеристикой второго инвертора, так как с выхода первого инвертора на вход второго поступает 0.

При $x_1 = 0$ и $0 < x_2 < x_{кр}$ $z = \varphi_1[\varphi_2(x_2)]$ и внешняя характеристика совпадает с внутренней характеристикой второго инвертора, поскольку $x_2 > z$ и $y_\tau = \Phi(x_2) = \varphi_2(x_2)$ (рис. 7.63, в). При $x_2 > x_{кр}$ на внешней характеристике появляется скачок, так как $z > x_2$ и z лавинообразно нарастает до 1 независимо от x_2 .

Крутизна динамических характеристик и помехоустойчивость полностью определяются внутренними характеристиками. Для сигнала x_1 точка переброса определяется характеристикой $y = \varphi_2[\varphi_1(x_1)]$, а для сигнала x_2 $y = \varphi_1[\varphi_2(x_2)]$.

Вариант 2. Пусть суммирование на входах арифметическое. В этом случае внешняя характеристика $y_\tau = F(x_1)$ представляет собой обычную характеристику устройства с положительной обратной связью, полученную из исходной внутренней характеристики триггера:

$$y_\tau = \varphi_2[\varphi_1(x_1 + y)].$$

Внешняя характеристика $y_\tau = F(x_1)$ строится так же, как и для повторителей, и ничем принципиально не отличается от характеристики повторителей с арифметическим суммированием сигналов на входах. (Два инвертора, включенные в каскад, имеют характеристику повторителя.)

Внешняя характеристика триггера $y_T = \Phi(x_2)$ при $x_1=1$, так же как и в предыдущем случае, определяется характеристикой второго инвертора $y = \Phi_2(x_2)$.

Более сложным построением можно получить внешнюю характеристику $y_T = \Phi(x_2)$ при $x_1=0$. В этом случае положительная обратная

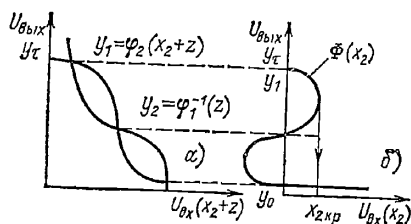


Рис. 7.64. Пример построения внешней характеристики переключения для случая арифметического суммирования сигналов на входах

связь является нелинейной, так как характеристика второго инвертора $y_T = \Phi_2(x_2 + z)$, а y и z связывает нелинейная характеристика первого элемента $z = \Phi_1(y)$, так как $x_1=0$.

Для построения внешней характеристики триггера нужно по двум характеристикам инверторов найти $y_T = \Phi(x_2)$. Для получения абсцисс следует из абсциссы каждой точки кривой $y = \Phi_2(x_2 + z)$ вывести ординату соответствующей точки кривой $z = \Phi_1(y)$. Затем по новым значениям абсцисс и старым значениям ординат построить кривую $y_T = \Phi(x_2)$. Такое построение проведено на рис. 7.64, а и б. Обратное переключение триггера произойдет в точке $x_{2кр}$.

При одинаковых внутренних характеристиках чувствительность триггеров с арифметическим суммированием сигналов выше, чем с логическим, а помехоустойчивость ниже.

В качестве примеров элементов с арифметическим суммированием сигналов можно привести РТЛ, схемы с непосредственной связью, И³Л, а с логическим суммированием — ДТЛ, ТТЛ.

7.5.2. Способы описания триггеров. Прежде чем ознакомиться с классификацией триггерных схем, проследим возможные виды переходов из одного состояния в другое в последовательностных цепях. Пусть имеется объект, у которого возможны два состояния: 1) покой — обозначим его как S_1 и 2) движение — S_2 . Этот объект управляется устройством. Переход из одного состояния в другое происходит в результате воздействия внешних сигналов: x_1 — разрешающего движения и x_2 — запрещающего движения. Как известно, работу такого устройства можно описать словесно, с помощью графа и с помощью таблицы состояний. Предположим, что объект в случае, когда $x_1=0$ и $x_2=0$, остается в том состоянии, в котором находился прежде, т. е. в покое или в движении. Если он находился в состоянии покоя S_1 , то при появлении $x_1=1$ (при $x_2=0$) объект приходит в движение, т. е. переходит в состояние S_2 . Если затем сигнал x_1 становится равным 0, то объект продолжает двигаться. Если $x_2=1$, то он переходит в состояние S_2 , т. е. останавливается.

На рис. 7.65, а представлен граф, описывающий работу устройства. Вершины графа обозначают состояния; ребра соответствуют переходам из одного состояния в другое, и на них отмечены комбинации сигналов, разрешающих данный переход; петли указывают, при каких комбинациях входных сигналов устройство остается в том же состоянии; через косую черту можно отметить, на каких выходах имеется сигнал 1.

В описании работы осталось неясным, в каком состоянии будет находиться рассматриваемый автомат, когда $x_1=1$ и $x_2=1$. Если принять, что этим состоянием будет S_1 , то мы отдадим предпочтение сигналу x_2 , т. е. запрету, если наоборот — то разрешению. Для определенности примем первый вариант.

На рис. 7.65, б представлена таблица состояний. Верхняя строка соответствует состоянию S_1 , нижняя — состоянию S_2 . Если индекс состояния при указанных комбинациях входных сигналов совпадает с индексом со-

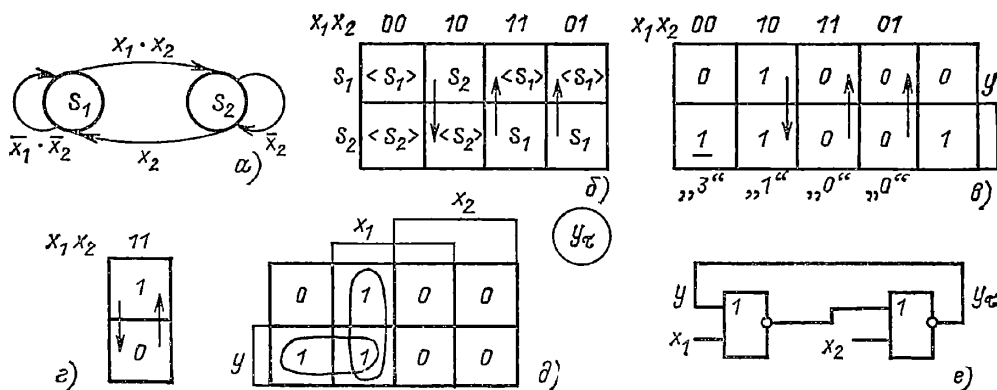


Рис. 7.65. RS(R)-триггер:

а — граф; б — таблица состояний; в — колебательный переход; г — карта Карно; д — реализация на элементах ИЛИ-НЕ

стояний (номером) строки, то оно устойчиво (отмечено скобками), если не совпадает, то это означает, что должен произойти переход; причем адрес строки, куда должен произойти переход, соответствует индексу состояния, отмеченному в исходной клетке, например из 1-го во 2-е во втором столбце. Направления переходов отмечены стрелками.

Из графа и кодированной таблицы состояний (рис. 7.65, в) видно, что в рассматриваемом случае имеются следующие разновидности переходов: 1) запоминающий (первый столбец таблицы), 2) «единичный» (второй столбец), 3) нулевой (третий и четвертый). Возможен также и четвертый вид перехода — колебательный. Если принять, например, что при $x_1=1$ и $x_2=1$ устройство переходит в колебательный режим (колебательное состояние), то необходимо в верхней строке соответствующего столбца поставить 1, а в нижней 0 (рис. 7.65, г)¹.

Карта Карно для рассматриваемого примера представлена на рис. 7.65, д, а аналитическая форма записи имеет вид $y_\tau = x_2(x_1 + y) = x_2 + (x_1 + y)$. На рис. 7.65, е показана схема, реализованная на элементах ИЛИ-НЕ.

Если менять комбинации входных сигналов, то можно получить четыре разновидности триггера такого рода, отличающиеся только видом управляющих сигналов. Если «активным» управляющим уровнем является 0, то триггер имеет форму записи

$$y_\tau = \overline{x_1 \bar{y}_2} = \bar{x}_1 + yx_2 \text{ или } Q_\tau = \bar{S} + QR$$

и реализуется просто на двух элементах И—НЕ.

7.5.3. Классификация триггеров. Триггеры с одним входом и с двумя состояниями описываются простейшими последовательностными функциями. Такого рода триггеры могут иметь не более двух типов переходов, так как их карта имеет только два столбца. Число функций двух переменных (в данном случае входной x и промежуточной y) равно $N_2 = 2^{2^2} = 16$. Две функции из них можно отбросить сразу (когда во всех клеточках либо 1, либо 0). Затем нужно отбросить функции, для которых в какой-либо строке имеются только устойчивые состояния (тупиковые), так как, попав однажды в такое состояние, выйти из

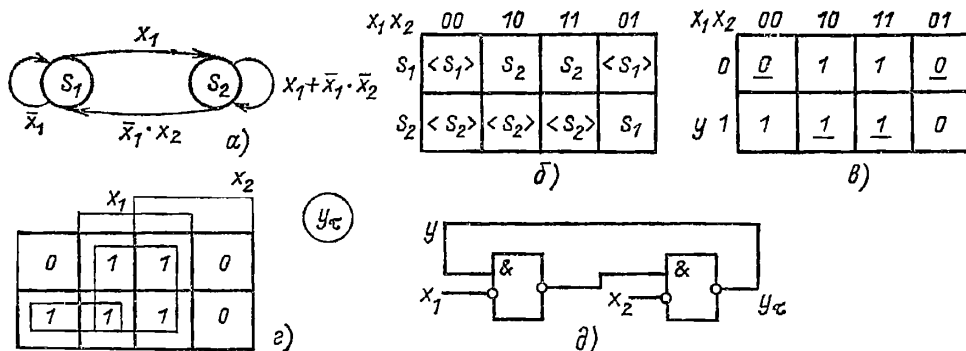


Рис. 7.66. RS(S)-триггер:

а — граф; б — таблица состояний; в — таблица переходов; г — Карта Карно; д — реализация на элементах И—НЕ

Принято сигнал разрешения x_1 (иначе установленки) обозначать буквой S (set), а сигнал запрещающий (иначе сброса) — буквой R (reset), выходной сигнал в предыдущий момент времени — буквой Q , а в последующий — Q_τ . Поскольку в данном случае сигнал R преобладает, то такого рода устройство называют R-триггером или триггером с преобладанием отключающего сигнала. Если в третьем столбце — единичный переход, т. е. при $x_1=1$ и $x_2=1$ автомат переходит во второе состояние, то мы будем иметь S-триггер. Граф, таблица состояний, таблица переходов, карта Карно и схема S-триггера даны на рис. 7.66, а—д². Аналитическая форма записи имеет вид:

$$y_\tau = x_1 + yx_2 = \overline{x_1 yx_2} \text{ или } Q_\tau = S + Q\bar{R}$$

¹ Скобками отмечены столбцы и строки, координаты которых (соответствующие переменные) равны 1.

² На рис. 7.65 в и далее в таблицах переходов подчеркнуты коды устойчивых состояний.

него автомат не сможет ни при какой комбинации входных сигналов. Таких функций — пять. Функция $y_\tau = \bar{y}$ при реализации дает неуправляемый генератор, который работает независимо от значения x .

Осталось восемь функций, которые образуют управляемые триггеры. Эти триггеры могут иметь следующие сочетания переходов: 0, К или К, 0; 1, К или К, 1; 0, 1 или 1, 0; К, 3 или 3, К (рис. 7.67). Первые четыре триггера представляют собой ждущие генераторы с остановкой в нуле либо в единице. Следующие два (5 и 6) являются повторителем и инвертором с задержкой. Их функции не зависят от значения внутренней переменной, и в этом смысле они являются вырожденными триггерами. Их называют триггерами задержки — D-триггеры. При одном управляющем входе задержка определяется внутренней задержкой переключения элемента и является величиной непостоянной. Поэтому обычно задержку осуществляют с помощью внешних источников

синхронизации (генераторов тактовых импульсов и т. п.) и в этом случае D-триггеры имеют два управляющих входа. Такого рода триггеры будут рассмотрены далее.

Триггеры с сочетаниями переходов К, 3 и 3, К (7 и 8) представляют собой триггеры со

1) Q, K x

	<u>0</u>	1
y	0	0

2) $K, 0$ x

	1	<u>0</u>
y	0	0

3) $1, K$ x

	1	1
y	<u>1</u>	0

4) $K, 1$ x

	1	1
y	0	<u>1</u>

5) $0, 1$ x

	0	1
y	0	1

6) $1, 0$ x

	1	0
y	1	0

7) $K, 3$ x

	1	<u>0</u>
y	0	<u>1</u>

8) $3, K$ x

	<u>0</u>	1
y	<u>1</u>	0

Рис. 7.67. Таблица переходов триггеров с одним входом

счетным входом по единицам и нулям соответственно. Их функции имеют вид: $y_T = yx + \bar{y}\bar{x}$ и $y_T = \bar{y}x + y\bar{x}$. Триггеры со счетным входом называют Т-триггерами.

Триггеры с двумя входами и с двумя состояниями. Общее число функций трех переменных $N_3 = 2^{(2^3)} = 2^{(2^3)} = 256$. Входные переменные образуют четыре комбинации (т. е. имеется четыре столбца), а следовательно, возможны все четыре вида переходов или любой меньший их набор. От вида набора зависит характер получаемого триггера.

Так же, как это было показано в случае триггеров с одним входом, исключим из рассмотрения триггеры с тупиковыми состояниями. Это будут триггеры с сочетаниями переходов 0,0,0,0 и 1,1,1,1 с 3,3,3,3. Их функции: $y_T = yX(x_1, x_2)$; $y_T = y + X(x_1, x_2)$, где $X(x_1, x_2)$ — все возможные функции двух переменных. Таких триггеров 31. Если исключить из рассмотрения также функции двух переменных (они были рассмотрены ранее), то из 256 возможных функций трех переменных лишь 198 представляют собой функции невырожденных триггеров с двумя входами. В зависимости от набора сочетаний переходов эти триггеры можно разделить на три основные группы: генераторы, запоминающие и счетные.

Генераторы обязательно содержат сочетания переходов колебательного с нулевым, либо единичным, или с обоими сразу, т. е. 0, К; 1, К и 0, 1, К — таких функций 56. Генераторы, имеющие только два сочетания переходов, т. е. К и 0 или К и 1, характеризуются функциями

$$y_T = \bar{y}X_1(x_1, x_2); y_T = \bar{y} + X_1(x_1, x_2),$$

где первая реализует управляемый генератор с остановкой в нуле, а вторая — с остановкой в единице; $X_1(x_1, x_2)$ — любая из невырожденных функций двух переменных x_1 и x_2 , которую можно рассматривать как независимую переменную и таким образом свести к ранее рассмотренному случаю — триггеру-генератору с одним входом.

Генераторы, содержащие все три сочетания переходов 0, 1 и К, нельзя свести к од-

новходным триггером. Общее выражение их функции имеет вид:

$$y_T = \bar{y}X_1(x_1, x_2) + X_2(x_1, x_2),$$

а карты содержат следующий набор сочетаний переходов: 0, 0, 1, К; 0, 1, 1, К; 0, 1, К, К. С учетом всех возможных перестановок получим 36 разновидностей такого генератора. Карты трех вариантов даны на рис. 7.68.

Типовые графы трех основных видов триггеров-генераторов представлены на рис. 7.69.

Запоминающие триггеры («памяти») содержат обязательно три сочетания переходов: 0, 1 и 3, поэтому не могут быть получены на триггерах с одним входом. Их 36 разновидностей, которые получаются от перестановки сле-

The diagram illustrates three stages of a 2D array transformation. Each stage has two input variables, x_1 and x_2 , and two output variables, y and z . The first stage shows a 2x2 grid of cells with values 0, 0, 1, 1. The second stage shows a 2x2 grid of cells with values 0, 1, 1, 0. The third stage shows a 2x2 grid of cells with values 0, 1, 1, 0. Arrows indicate the flow of data between the inputs and outputs.

x_1	x_2	y	z
0	0	0	0
0	0	1	1
1	1	1	0
1	1	0	1

x_1	x_2	y	z
0	1	0	1
1	1	1	1
1	0	1	0
0	0	0	1

x_1	x_2	y	z
0	1	0	1
1	1	1	1
1	0	1	0
0	0	0	1

Рис. 7.68. Таблица переходов генераторов

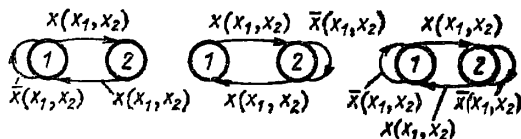


Рис. 7.69. Графы триггеров-генераторов

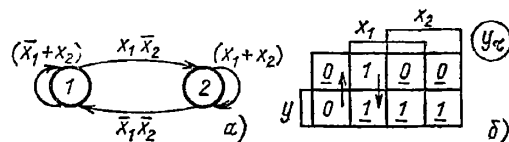


Рис. 7.70. Е-триггер:
а — граф; б — таблица переходов

дующих наборов сочетаний переходов: 0, 0, 1, 3; 0, 1, 1, 3; 0, 1, 3, 3. Первые 12 функций соответствуют набору 0, 0, 1, 3 и представляют собой триггеры с преимуществом на отключение (R-триггеры). Двенадцать функций соответствуют набору сочетаний переходов 0, 1, 1, 3 и представляют собой триггеры с преимуществом на включение (S-триггеры), рассмотренные также ранее.

Еще двенадцать функций соответствуют набору сочетаний 0, 1, 3, 3 и позволяют получить двухпозиционные триггеры, которые при одном значении какого-либо из входных сигналов повторяют значения второго сигнала, а при изменении первого сигнала запоминают последнее значение второго сигнала, т. е. осуществляют функцию повторителя (или инвертора) с памятью. К этой группе относятся Е-триггеры и Д-триггеры. Граф Е-триггера и таблица перехода одного из Е-триггеров показаны на рис. 7.70, а и б. Функция Е-триггера имеет вид $y_T = x_1x_2 + x_1y + x_2y$.

Если в Е-триггере на один из управляющих входов подать сигнал от тактового генератора, то он превратится в D-триггер. Действительно, пусть сигнал x_2 (в рассматриваемом примере) будет тактовым с длительностью импульса t_n и паузы t_p .

Если на вход x_1 сигнал приходит раньше, чем на x_2 (тактовый), то триггер переходит в состояние S_1 и $y_T=1$ (или если выходной сигнал $z=y_T$, то и $z=1$). Если затем приходит сигнал единицы от тактового генератора ($x_2=1$), а затем x_1 становится равным нулю, то единица на выходе ($z=1$) сохраняется до окончания импульса t_n . Это и есть триггер задержки — повторитель (D-триггер). Более подробно принцип работы этого триггера можно изучить по таблице переходов и по графу.

Счетные триггеры обязательно содержат сочетания переходов К и З и могут содержать сочетания переходов 0 и 1. Это самая большая группа среди триггеров с двумя входами. Ее можно разделить на подгруппы. К первой подгруппе относятся триггеры, которые не могут быть установлены в заданное состояние специальными входными сигналами. Эти триггеры имеют только переходы К и З. Их функция в общем виде имеет следующую запись:

$$y_T = X_1(x_1, x_2)y + \bar{y}X_1(x_1, x_2),$$

где $X_1(x_1, x_2)$ — все невырожденные функции двух переменных. Фактически такого рода триггер сводится к рассмотренному ранее одновходовому счетному триггеру. Отличие только в том, что у данного триггера имеется на входе комбинационный логический элемент. Таких триггеров может быть 10 разновидностей.

Ко второй подгруппе относятся счетные триггеры, которые могут быть установлены в состояние 0 или 1 внешним сигналом. Первые содержат сочетания переходов 0, К, З, вторые — 1, К, З (по 36 функций для каждого). Карты могут содержать следующие переходы: 0, 0, К, З; 0, К, К, З; 0, К, З, З и 1, 1, К, З; 1, К, К, З; 1, К, З, З. На рис. 7.71 представлены типичные графы, карты и функции для триггеров этого варианта. Все остальные подвиды триггеров можно получить путем циклической перестановки переходов внутри каждой карты. Из рис. 7.71 видно, что если в нижнем ряду графов поменять местами номера состояний, то верхний и нижний ряды будут одинаковы. Это следует также и из симметрии карт.

К третьей подгруппе относятся счетные триггеры, которые содержат все четыре сочетания переходов: 0, 1, К, З. Их число определяется при помощи любых перестановок этих сочетаний. Всего может быть 24 различных

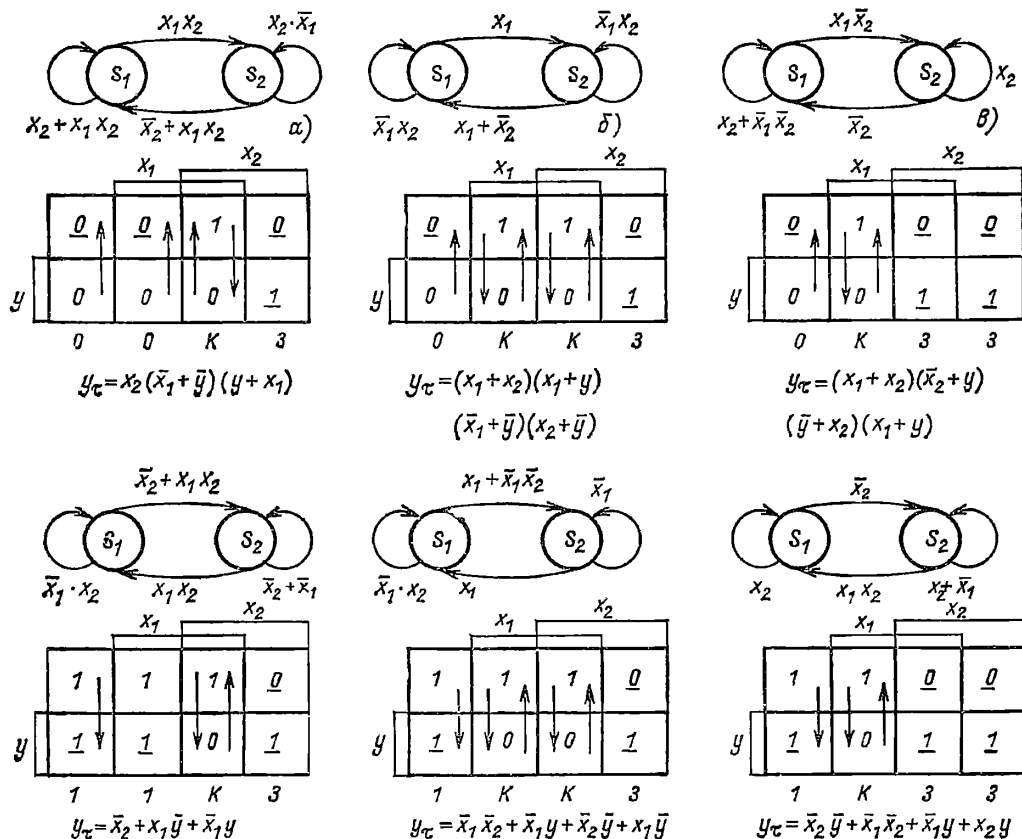


Рис. 7.71. Счетные триггеры с установкой в 0 или 1, графы и таблицы переходов

триггера с этими сочетаниями. Эти счетные триггеры могут выполнять любую функцию: генератора, памяти, счета с остановками в 0 и 1, сдвига, поэтому они являются универсальными и получили название JK-триггеры. Существенно различных типов этих триггеров — три, и каждый имеет восемь вариантов, которые получаются путем перестановок и инвер-

ванием тактовых сигналов синхронизации может надежно осуществляться без ложных срабатываний, так как каждый управляющий триггер сначала переводится в состояние, в котором находился управляемый триггер предшествующего каскада, а уже затем информация из управляющих триггеров передается в их собственные управляемые триггеры.

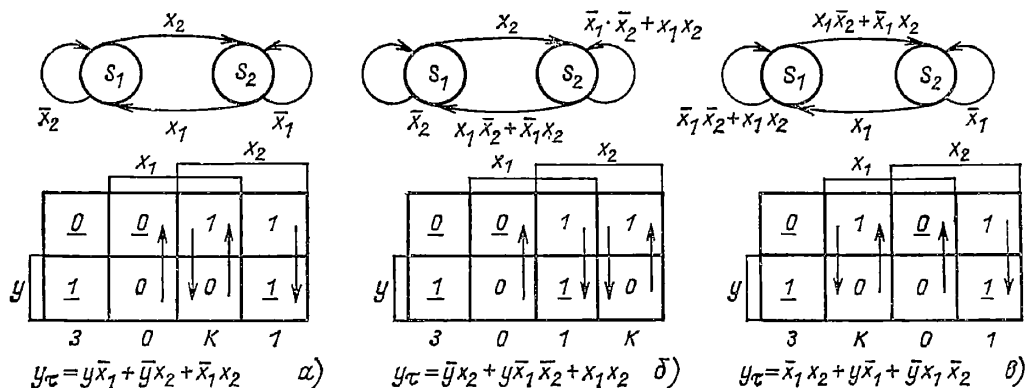


Рис. 7.72. JK-триггеры, графы и таблицы переходов

сии переменных x_1 и x_2 . На рис. 7.72 представлены карты, графы и функции одного варианта каждого типа.

Необходимо отметить, что ряду из рассмотренных счетных триггеров принципиально присущи состязания, так как ни по нулевым, ни по единичным контурам невозможно построить связанной системы контуров и обеспечить последовательный переход во всех строках и столбцах с условием изменения только одной переменной. Для исключения состязаний необходимо вводить дополнительные промежуточные переменные y_i [7.10].

Примером состязающихся могут являться два универсальных триггера, приведенных на рис. 7.72, б и в. Триггеров с тремя входами может быть уже 65536. Однако все они содержат в различных комбинациях те же самые сочетания переходов 0, 1, К и 3. Поэтому их можно разделить на те же группы: генераторы, счетчики, «задержки», «памяти» и универсальные JK-триггеры в зависимости от того, какие сочетания переходов они содержат.

В системах управления и устройствах вычислительной техники широко используется двухступенчатый принцип записи и хранения информации (особенно когда информация поступает в разное время, а считывание производится одновременно). Для этой цели предназначаются двухкаскадные триггеры. Вначале информация записывается в управляющий триггер, а затем (в последующие такты) переписывается в управляемый. Такие двухступенчатые триггеры иногда называют MS-триггеры (от первых букв английских слов master — slave (хозяин — раб)). MS-триггер может быть получен с помощью каскадного включения двух RS-триггеров. Между выходами управляющего и управляемого триггера ставятся связующие логические звенья. Обмен информацией между MS-триггерами с использо-

По ГОСТ 2.743-72 триггеры разделяются: а) по способу записи информации на: асинхронные, синхронные;

б) по способу синхронизации на: синхронные со статическим управлением записью, синхронные двухступенчатые (MS-триггеры), синхронные с динамическим управлением записью;

в) по способу организации логических связей на: триггеры с раздельной установкой 0 и 1 (RS-триггеры), триггеры со счетным входом (Т-триггеры), универсальные триггеры с раздельной установкой 0 и 1 (JK-триггеры), триггеры задержки (D-триггеры), триггеры задержки с управляемым приемом информации по одному входу (DV-триггеры), комбинированные триггеры (RST-, JKRS-, DRS-триггеры и т. д.), триггеры со сложной входной логикой.

В табл. 7.3 приведены значения выходов при различных сочетаниях значений входных переменных для наиболее распространенных типов триггеров.

Реализация и анализ триггерных схем. С помощью триггеров (в сочетании с комбинационными элементами) можно реализовать конечные автоматы и вычислительные устройства любой сложности. Как правило, автомат строит таким образом, что комбинационная и последовательная части реализуются отдельно.

Существует ряд триггеров, для которых определенная комбинация входных сигналов является запрещенной. К таким триггерам относится RS-триггер, у которого запрещена комбинация $x_1x_2=1$. Карта RS-триггера приведена на рис. 7.73, а. В карте имеются запоминающий, единичный, запрещенный и нулевой переходы. Однако при синтезе в третьем столбце мы обязаны поставить либо 1, либо 0 и таким образом исключить неопределенность. Если предположить, что при комбинации $x_1x_2=1$ значение функции будет 0 (рис. 7.73, б),

Таблица 7.3

Входы		Выходы					
x_1	x_2	$Q_{\tau 1}$	$Q_{\tau 2}$	$Q_{\tau 3}$	$Q_{\tau 4}$	$Q_{\tau 5}$	$Q_{\tau 6}$
0	0	Q	~ 0	Q	Q	Q	Q
1	0	0	1	0	0	1	0
0	1	\sim	Q	1	0	Q	Q
1	1			1	0	Q	Q
Тип триггера		SR	SR инверс- ный	S	R	JK; JKТ	Е; Д

то RS-триггер превращается в R-триггер. Его реализации на элементах ИЛИ — НЕ и И — НЕ показаны на рис. 7.73, а, г.

Если предположить, что при появлении $x_1x_2=1$ триггер остается в том же состоянии, что и до появления указанной комбинации, то это будет Е-триггер, выходная функция которого может быть записана в виде $Q_{\tau}=E_1\bar{E}_2+Q(\bar{E}_2+E_1)$, где E_1 и E_2 — входные сигналы (соответствующие x_1 и x_2), а Q — промежуточная переменная, равная выходной переменной Q_{τ} и сдвинутая по отношению к ней на время τ . Реализацию Е-триггера можно провести на основании исходной формулы в любом заданном логическом базисе. В качестве примера сделаем это на основе S-триггера. Карта S-триггера представлена на рис. 7.74, а. Функция для S-триггера имеет вид: $Q_{\tau}=\bar{R}+QS=RQS$. Сравнивая выражения для Е- и

S-триггеров видим, что $\bar{R}=E_1\bar{E}_2$, а $S=(\bar{E}_2+E_1)$. Тогда Е-триггер можно представить в виде S-триггера, у которого на входах S и R реализуются комбинационные функции.

Если провести реализацию Е-триггера в базисе И — НЕ, то его схема будет иметь вид, показанный на рис. 7.74, б и в. Оба эти варианта равноценны. Хотя в первом случае требуются только двухвходовые элементы и входы используются более рационально.

Вторая, довольно распространенная группа триггеров — D-триггеры. Они являются базой для построения сдвиговых регистров, на их основе можно реализовать счетные триггеры, а следовательно, и счетчики.

В качестве примера проанализируем работу D-триггера, логическая схема которого при-

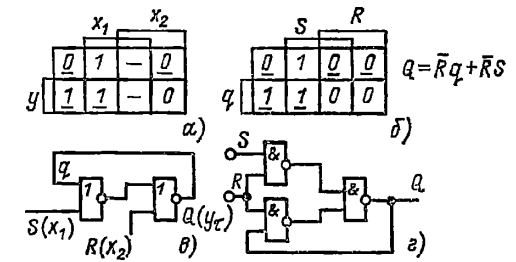


Рис. 7.73. RS-триггеры: а — карта; б — карта R-триггера, реализация R-триггера; в — на элементах ИЛИ — НЕ; г — на элементах И — НЕ

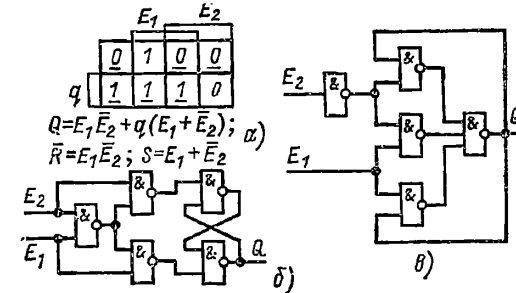


Рис. 7.74. Е-триггер: а — карта; б, в — варианты реализации Е-триггера на элементах И — НЕ

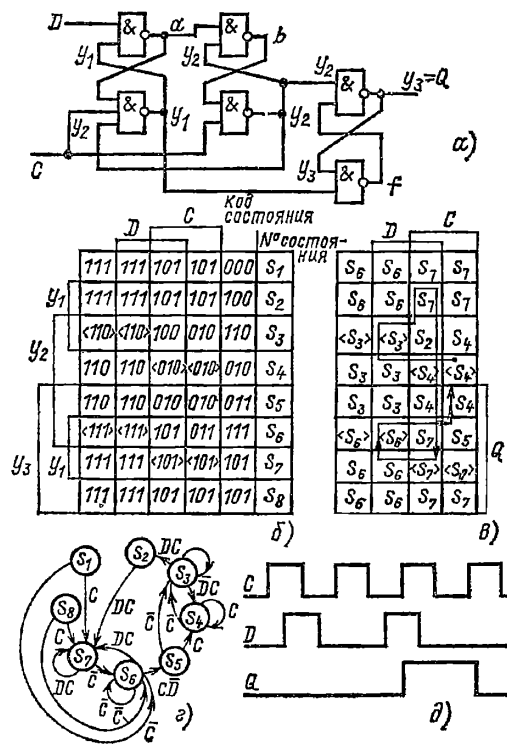


Рис. 7.75. Триггер задержки (D-триггер): а — реализация на элементах И — НЕ; б — таблица переходов; в — таблица состояний; г — граф; д — временная диаграмма

ведена на рис. 7.75, а. Порядок анализа следующий:

1. Выделяют на схеме обратные связи и обозначают промежуточные переменные (выходы элементов обратной связи) через y_i . Остальные вспомогательные переменные обозначают буквами $a b f \dots$

2. Записывают аналитические выражения для каждой промежуточной переменной и приводят их к дизъюнктивной форме, в которой присутствуют только входные, выходные и промежуточные переменные.

3. На основе полученных уравнений составляют карты Карно для y_{it} .

4. Номеруют состояния, определяют устойчивые состояния (т.е. состояния, у которых код, записанный внутри клетки (адрес), совпадает с кодом строки).

5. Составляют таблицу состояний, на которой отмечают скобками устойчивые состояния.

6. Строят граф, описывающий работу анализируемого устройства.

7. Для наглядности можно построить эпюры изменения сигналов.

В схеме рассматриваемого D-триггера функции y_{1t} , y_{2t} , y_{3t} описываются тремя уравнениями: $y_{1t} = \bar{C} + \bar{y}_2 + y_1 D$; $y_{2t} = \bar{y}_2 \bar{y}_1 + y_2 \bar{D} + \bar{C}$; $y_{3t} = \bar{y}_2 + y_1 y_3$.

На основании полученных уравнений записывают значения y_{1t} , y_{2t} и y_{3t} (по порядку) в общую карту Карно. В данном случае это будет карта пяти переменных, причем комбинации входных переменных D и C расположены в столбцах, а промежуточных — y_1 , y_2 и y_3 — в строках (скобками обозначены столбцы и строки, в которых соответствующие переменные принимают значения 1). Карта для рассматриваемого примера представлена на рис. 7.75, б. В правых столбцах проставлены коды состояний, соответствующие комбинациям значений y_1 , y_2 и y_3 , и отмечены номера состояний S_i . На рис. 7.75, в представлена таблица состояний и показаны переходы для рабочего цикла, а на рис. 7.75, г показан полный граф рассматриваемого триггера. Состояния S_1 и S_8 являются нерабочими, и в них триггер может оказаться в момент включения источника питания либо в результате воздействия помех. Поскольку как S_1 , так и S_2 являются неустойчивыми состояниями, то в зависимости от значения C триггер перейдет либо в устойчивое состояние S_7 (при $C=1$), либо в устойчивое состояние S_6 (при $C=0$).

Рассмотрим рабочий цикл триггера. Пусть в начальный момент $C=D=0$ и триггер находится в состоянии S_3 . Тогда выходная переменная $Q_t = y_{3t} = 0$. Если затем $D=1$, то триггер остается в том же состоянии S_3 . Если сигнал C становится равным 1, а $D=0$, то триггер переходит в состояние S_4 и по-прежнему $Q=0$.

Только после того как $C=1$ и D становится равным 1, триггер переходит в состояние S_7 и на выходе Q_t появляется единичный сигнал, который сохраняется и тогда, когда C становится равным 0. Сигнал на выходе Q вновь станет равным 0 после того, как C изменит свое значение с 0 до 1.

Временные диаграммы сигналов C , D и Q_t показаны на рис. 7.75, д.

Из рассмотренных таблиц состояний, графа и временных диаграмм видно, что сигнал 1 на выходе Q_t повторяет сигнал 1 на входе D (при $C=1$) и задерживается на выходе на все время длительности периода сигнала C .

В качестве еще одного примера проведем анализ асинхронного счетного триггера (Т-триггера). Схема такого триггера представлена на рис. 7.76.

Входным сигналом является T , выходным $Q_t = y_{3t}$. Уравнения для промежуточных переменных имеют следующий вид:

$$y_{1t} = \bar{T} + y_1 \bar{y}_2 + y_1 \bar{y}_3;$$

$$y_{2t} = \bar{T} + \bar{y}_1 + y_2 y_3;$$

$$y_{3t} = \bar{y}_2 + y_1 y_3.$$

Построенная на основе этих уравнений карта Карно представлена на рис. 7.76, б, а таблица состояний — на рис. 7.76, в. На рис. 7.76, г показан граф, с помощью которого можно выяснить принцип работы рассматриваемого устройства.

Состояния S_1 и S_3 являются нерабочими. При случайном попадании устройства в эти состояния оно должно перейти либо в устой-

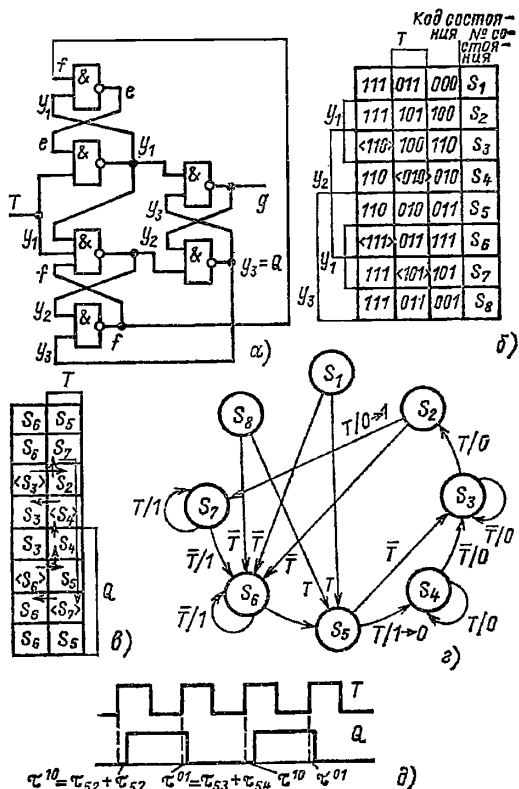


Рис. 7.76. Счетный Т-триггер:

а — реализация на элементах И-НЕ; б — таблица переходов; в — таблица состояний; г — граф; д — временная диаграмма

чивое состояние S_6 (при $T=0$), либо в устойчивое состояние S_4 через неустойчивое S_5 (при $T=1$).

Рабочий цикл включает состояния $S_2, S_3, S_4, S_5, S_6, S_7$, причем S_3, S_4, S_6 и S_7 — устойчивые.

Пусть в момент $t=0$ сигнал $T=0$ и триггер находится в состоянии S_3 ($Q=0$). При изменении сигнала T с 0 на 1 триггер переходит в состояние S_7 через неустойчивое состояние S_2 , при этом задержка изменения выходного сигнала равна задержке, которая складывается из времени перехода автомата в состояние S_2 , а затем в S_7 . При следующем изменении входного сигнала $T=1 \rightarrow 0$ выходной сигнал Q остается равным 1, а триггер переходит в состояние S_6 . При повторном изменении входного сигнала $T=0 \rightarrow 1$ триггер переходит в состояние S_4 через неустойчивое S_5 , при этом сигнал на выходе Q изменяется ($Q_T=0$). Задержка отрицательного фронта выходного сигнала будет складываться из времен переходов триггера из состояния S_6 в S_5 (τ_{S5}) и из состояния S_5 в S_4 (τ_{S4}). При последующем изменении $T=1 \rightarrow 0$ сигнал Q остается равным 0, а триггер переходит в исходное состояние S_3 . Цикл работы завершается. Временные диаграммы изменения входного T и выходного Q сигналов показаны на рис. 7.76, д. На выходе этого триггера сигнал изменяется вдвое реже, чем на входе. Поэтому такого рода устройства являются делителем частоты на два.

В данном устройстве не предусмотрена начальная установка состояний и при подключении источника питания триггер может перейти в любое устойчивое состояние. Для установки триггера в определенное исходное состояние, например S_3 , необходимо (при $T=0$) кратковременно подать на входы y_1 и y_2 сигнал 1, а на вход y_3 сигнал 0. Для этой цели триггеры снабжают специальными установочными входами.

Одним из наиболее распространенных типов универсальных триггеров является JK-триггер. На его основе строятся различного рода счетные схемы. Схема одного варианта JK-триггера показана на рис. 7.77, а. Для упрощения анализа установочные входы отброшены.

Уравнения для Q_T и y_T имеют вид:

$$Q_T = \bar{J}\bar{Q}y + \bar{J}\bar{K}y + Qy + QK;$$

$$y_T = y\bar{Q} + y\bar{K} + \bar{J}\bar{Q} + \bar{K}J.$$

На рис. 7.77, б показаны карта Карно, таблица состояний и граф рассматриваемого JK-триггера.

Если $J=K=C$, то триггер превращается в счетный. Карта и таблица состояний в этом случае будут составлены из 1-го и 3-го столбцов карты и таблицы JK-триггера. Уравнения для промежуточных переменных будут иметь вид:

$$Q_T = \bar{C}y + yQ + CQ; y_T = \bar{C}y + y\bar{Q} + \bar{C}\bar{Q}.$$

Ранее мы рассмотрели наиболее распространенные варианты триггерных схем, построенных на основе логических элементов. Функции памяти (промежуточных перемен-

ных) реализовывались в них с помощью обратных связей.

Однако до сих пор существуют триггерные устройства, в которых такого рода функции выполняются с помощью различного рода «накопительных» элементов (в частности, конденсаторов). Элементы такого типа получили

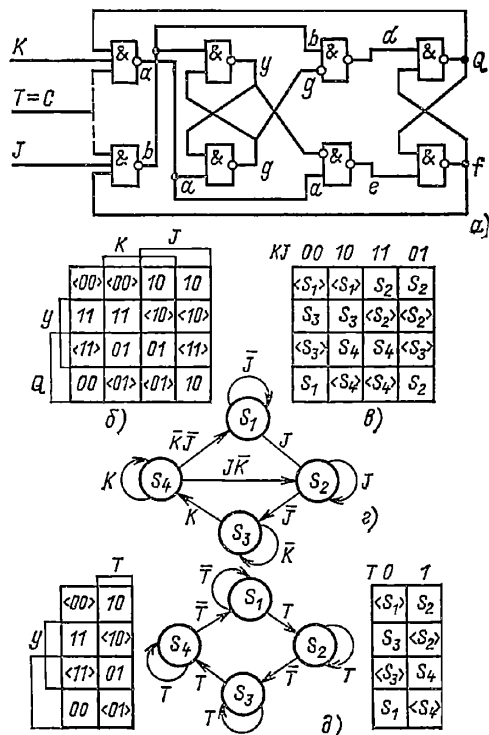
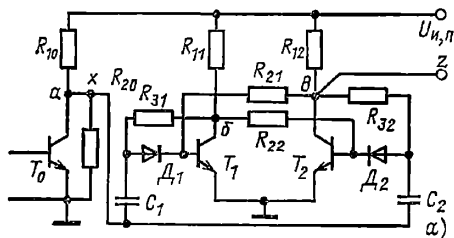


Рис. 7.77. Универсальный JK-триггер:

а — реализация на элементах И—НЕ; б — таблица переходов; в — таблица состояний; г — граф; д — таблица переходов, таблица состояний и граф Т-триггера.

наиболее широкое распространение в дискретном исполнении. Причины этого достаточно ясны. Рассмотрим в качестве примера принцип работы потенциально-импульсного счетного триггера, входящего в серию «Логика-Т» [7.9]. Упрощенная схема такого триггера вместе с ячейкой запуска (транзистор T_0) приведена на рис. 7.78, а. Пусть в исходном состоянии транзисторы T_0 и T_2 открыты, тогда сигнал на выходе $z=0$ и транзистор T_1 закрыт. Потенциал φ_a точки a равен φ_b потенциалу точки b , и напряжение на конденсаторе C_2 равно нулю (конденсатор не заряжен). Между обкладками конденсатора C_1 приложено напряжение $U_{C1} = -\varphi_b$ и конденсатор C_1 заряжен. Если теперь транзистор T_0 закрывается, то $x=1$ и потенциал φ_a становится равным $U_{н,п} (1 + R_{20}/R_{10})$. Поскольку $R_{10} = R_{11} = R_{12}$, а $R_{20} = R_{21} = R_{22}$, то потенциалы φ_a и φ_b равны. Конденсатор C_1 разряжается до нуля, а транзисторы T_1 и T_2 остаются в прежних состояниях. Конденсатор C_2 заряжается до потенциала φ_a по цепи $T_2, R_{32}, R_{10}, U_{н,п}$ (верхняя обкладка положительна). Если на

следующем этапе транзистор T_0 открывается, то положительное напряжение с конденсатора C_2 скачком через диод D_2 прикладывается между базой и эмиттером T_2 . Конденсатор C_2 разряжается через T_2 . Избыточный заряд неосновных носителей, накопленный в базе T_2 , рассеивается, и транзистор T_2 закрывается.



x	T_0	C_1	T_1	C_2	T_2	z	S
0	0	$-\varphi_\delta$	3	0	0	0	<1>
1	3	0	3	$+\varphi_0$	0	0	<2>
0	0	0	$3 \rightarrow 0$	$-\varphi_\delta$	$0 \rightarrow 3$	1	<3>
1	3	$+\varphi_\alpha$	0	0	3	1	<4>
0	0	$-\varphi_\delta$	$0 \rightarrow 3$	0	$3 \rightarrow 0$	$1 \rightarrow 0$	$4 \rightarrow 1$

δ)

Рис. 7.78. Принципиальная схема потенциально-импульсного счетного триггера

Потенциал φ_b точки b возрастает (по модулю), и транзистор T_1 открывается.

После закрытия T_2 конденсатор C_2 перезаряжается по цепи эмиттер-коллектор T_0 , R_{32} , R_{12} , $U_{н,п}$ до потенциала φ_b . Конденсатор C_1 разряжен до 0. Если сигнал на входе опять изменится (транзистор T_0 закроется), то конденсатор C_2 разрядится до нуля, а конденсатор C_1 зарядится до $+\varphi_a$ по цепи эмиттер-коллектор T_1 , R_{31} , R_{10} , $U_{н,п}$.

Из полученной таблицы (рис. 7.78, б) видно, что данное устройство является счетным триггером, причем конденсаторы C_1 и C_2 играют двойную роль. Они являются элементами, «запоминающими» состояние триггера (т. е. выполняют функции промежуточных переменных), и способствуют более быстрому и надежному рассасыванию заряда неосновных носителей из базы насыщенных транзисторов. Для четкой работы такого триггера необходимо, чтобы заряд, накопленный в базе транзистора, находящегося в насыщении был меньше заряда, накопленного в конденсаторе.

При высокой степени насыщения транзистора (а она необходима для обеспечения высокой нагрузочной способности и помехоустойчивости) это приводит к увеличению емкости конденсатора, что в свою очередь снижает быстродействие элемента.

Кроме относительно невысокого быстродействия этот триггер обладает еще одним недостатком: довольно жесткое ограничение на перепад сигнала. Предположим, что сопротивление $R_{20} = \infty$ тогда, когда T_0 закрыт, $\varphi_a \approx U_{н,п}$. Если транзистор T_1 закрыт, а T_2 открыт, то в этом случае конденсатор C_2 зарядится до напряжения $U_{C2} \approx U_{н,п}$, а конденсатор C_1 — до напряжения $U_{C1} \approx U_{н,п} - \varphi_b$. После открывания транзистора T_0 положительное на-

пряжение скачком приложится к базам обоих транзисторов: $U_{б,э,1} \approx U_{н,п} - \varphi_b$, а $U_{б,э,2} \approx U_{н,п}$, но транзистор T_1 закрыт, а T_2 находится в насыщении, и в какое состояние в дальнейшем перейдет триггер, зависит от ряда случайных факторов. Как правило, триггер прекращает нормальное функционирование. Это означает, что увеличение амплитуды входного сигнала приводит к сбоям, так же как и уменьшение входного сигнала. В этом случае энергии, накопленной в конденсаторе, может не хватить для запирающего транзистора, находящегося в насыщении.

Рассматриваемый триггер может оказывать чувствительным к резким колебаниям напряжения питания. Действительно, если какой-либо из конденсаторов заряжен, а в цепи питания появляется провал напряжения с крутым фронтом, то это равносильно подаче на вход нулевого сигнала. Потенциал φ_a точки a резко уменьшается (по модулю), напряжение скачком с конденсатора подается на базу открытого транзистора и может закрыть его.

Принцип использования емкостей конденсаторов в качестве элементов памяти в различных вариантах встречается при реализации счетных триггеров не только в дискретном, но и в интегральном исполнении. В последнем случае используются барьерные емкости p - n переходов и диффузионные емкости диодов и транзисторов. В частности, по такому способу

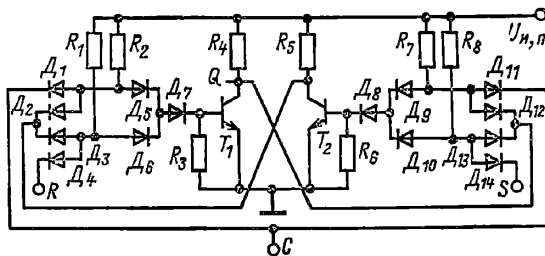


Рис. 7.79. Принципиальная схема счетного триггера типа К2ТК171

построен счетный триггер К2ТК171, представленный на рис. 7.79.

Диоды D_5 , D_7 и D_8 , D_9 играют ту же роль, что и конденсаторы в ранее рассмотренной схеме. Заряд накапливается в базах этих диодов. Пусть в исходном состоянии транзистор T_1 открыт, а сигнал на входе $C=1$, тогда диод D_1 — закрыт, а диоды D_5 и D_7 открыты и в их диффузионных емкостях накапливается заряд неосновных носителей.

Если сигнал C изменяется с 1 на 0, то заряд, накопленный в диодах D_5 и D_7 , разряжается через резистор R_3 , при этом к цепи база-эмиттер транзистора T_1 прикладывается отрицательная разность потенциалов и транзистор T_1 закрывается, а T_2 открывается. Далее процесс повторяется для транзистора T_2 .

7.6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ КОДОВ

В процессе обработки информационных потоков в системах автоматики и вычислительной техники имеет место работа с различными комбинациями дискретных сигналов — с кода-

го преобразователя кода обеспечивает исправление одиночных и обнаружение одиночных и двойных ошибок. Указанный преобразователь находит все более широкое применение при построении арифметических устройств, оперативной памяти микропроцессорных управляющих вычислительных комплексов.

К преобразователям кодов третьего типа относятся устройства, использующие комбинационные схемы. По этому методу процесс преобразования разделяется на два этапа: во-первых, все элементы m -разрядного входного кода преобразуются в промежуточный позиционный N -разрядный код и, во-вторых, промежуточный код преобразуется в требуемый M -разрядный. Первый этап процесса реализуется дешифратором, второй — шифратором [7.11].

Дешифратором называется преобразователь кода, в котором при поступлении на вход определенного символа Двоичного кода возбуждается один из выходов.

Количества входов и выходов полного дешифратора, т. е. дешифратора, использующего все комбинации двоичного кода, связаны соотношением

$$N = 2^m,$$

где N — число выходов дешифратора; m — число двоичных входов.

Дешифраторы подобного типа строятся на комбинационных элементах.

По структурной организации различают линейные, пирамидальные и матричные дешифраторы.

Линейный дешифратор представляет собой группу из логических элементов И—НЕ, число которых равно числу выходов дешифратора, а число входов у каждого элемента равно числу входных переменных (рис. 7.81).

Линейная структура дешифратора обеспечивает минимальную задержку прохождения сигнала, равную задержке одного вентиля. При такой структуре дешифратора с увеличением размерности кода существенно возрастает расход оборудования.

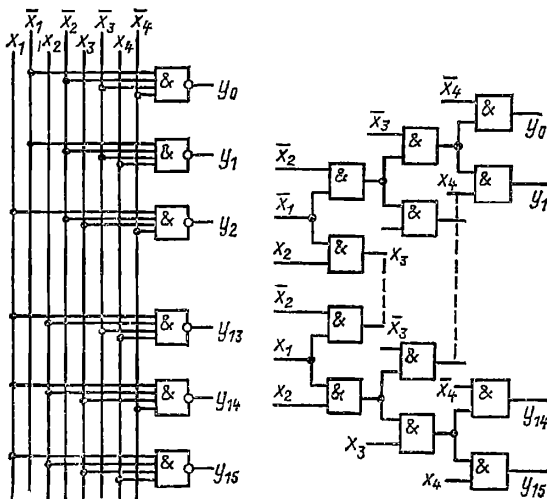


Рис. 7.81. Линейный дешифратор

Рис. 7.82. Пирамидальный дешифратор

Пирамидальный дешифратор образуется при размещении в несколько ярусов ряда линейных дешифраторов, каждый из которых декодирует определенную группу переменных (рис. 7.82). Ценой введения дополнительных задержек пирамидальная структура дешифратора по сравнению с линейной позволяет сократить расход оборудования и использовать логические элементы с небольшим количеством входов.

Матричными (или прямоугольными) называются такие схемы дешифраторов, в которых двухходовые логические элементы И—НЕ подключаются соответственно между вертикальными и горизонтальными шинами, на которые подаются разделенные на две части прямой и инверсный наборы входных переменных (рис. 7.83).

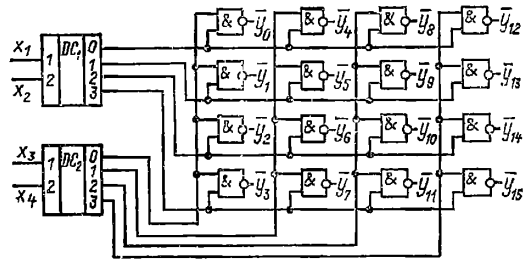


Рис. 7.83. Матричный дешифратор

Схема матричного дешифратора обеспечивает выигрыш по оборудованию по сравнению с другими рассмотренными схемами.

Шифратором называется преобразователь кода, в котором при возбуждении одного из входов на выходе образуется определенный двоичный код. Шифратор выполняет функции, обратные дешифратору. Так же как и рассмотренные варианты дешифраторов, шифраторы могут быть построены в виде линейных, пирамидальных и матричных схем.

7.7. СЧЕТЧИКИ ИМПУЛЬСОВ

Счетчиком импульсов называется устройство для отсчета и запоминания числа дискретных сигналов, поступивших на его вход за некоторый период времени. Счетчики импульсов на основе логических схем потенциального типа могут быть классифицированы по ряду признаков. По признаку наличия или отсутствия тактирующих сигналов счетчики разделяются на асинхронные, синхронные и комбинированные.

Асинхронные счетчики строятся на триггерах, входы которых управляются выходами предыдущих каскадов (рис. 7.84). При переключении первого JK-триггера состояние второго разряда не изменяется. Воздействие на второй JK-триггер осуществляется после каждого второго импульса, на третий — после каждого четвертого импульса счета и т. д.

Асинхронные счетчики позволяют сократить расход оборудования, но требуют соблюдения определенных соотношений между длительностями входного сигнала, паузы и временем регистрации в каждом каскаде. Синхронные счетчики (рис. 7.85) требуют в про-

цессе счета подачи на каждый каскад тактирующих сигналов. Максимальная частота входных сигналов синхронного счетчика равна его тактовой частоте. Комбинированные счетчики предполагают группирование асинхронных счетчиков в тактируемые группы.

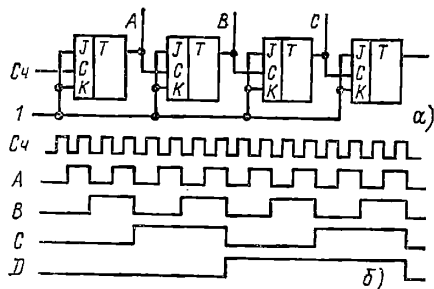


Рис. 7.84. Асинхронный счетчик.

а — структурная схема; б — временная диаграмма

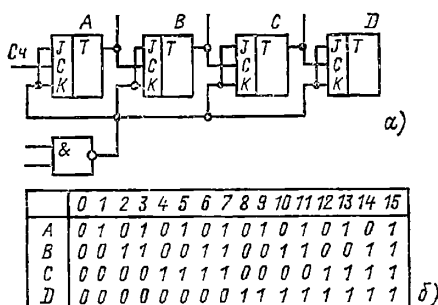


Рис. 7.85. Синхронный счетчик:

а — структурная схема; б — таблица состояний

По виду связей между каскадами счетчики импульсов могут подразделяться на схемы с последовательным, параллельным и последовательно-параллельным переносом.

В счетчиках с последовательным переносом в формировании сигнала переноса на старший разряд участвует предыдущий младший разряд. Время задержки сигнала переноса в таких схемах определяется из следующего выражения:

$$T_{\text{зад}} = (k - 1) t_{\text{п}},$$

где k — количество разрядов; $t_{\text{п}}$ — время задержки схемы переноса.

В счетчиках с параллельным переносом в формировании сигнала переноса на старший разряд участвуют все младшие разряды. Время задержки переноса в таких схемах будет равно:

$$T_{\text{зад}} = t_{\text{п}}.$$

Время переключения в счетчиках импульсов с параллельным переносом меньше, чем в счетчиках с последовательным переносом, однако общее число входов схем переноса в таких счетчиках возрастает пропорционально числу разрядов; кроме того, в k -разрядных счетчиках с параллельным переносом необходимы элементы с нагрузочной способностью $m > k$.

Частично объединяя счетчики указанных типов, можно строить схемы с последовательно-параллельным переносом, используя потенциальные логические элементы с небольшим коэффициентом объединения и низкой нагрузочной способностью.

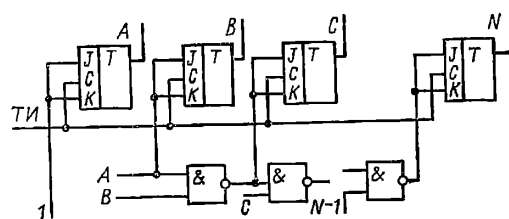


Рис. 7.86. Счетчик с последовательным переносом

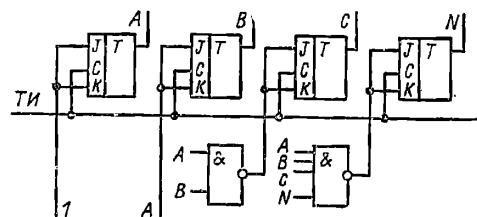


Рис. 7.87. Счетчик с параллельным переносом

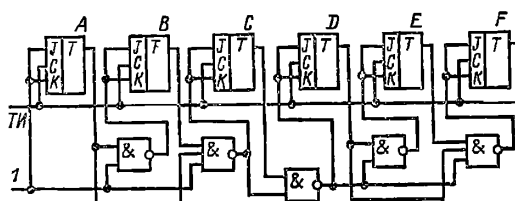


Рис. 7.88. Счетчик с последовательно-параллельным переносом

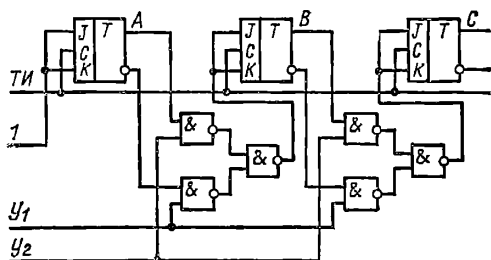


Рис. 7.89. Реверсивный счетчик

В счетчиках с последовательным переносом за счет идентичности каскадов и связей сокращается расход оборудования, но вместе с тем падает быстродействие (рис. 7.86). В счетчиках с параллельным переносом задержка информации зависит только от быстродействия схем переноса. Это наиболее быстродействующий вариант схемы (рис. 7.87). Счетчики с последовательно-параллельным переносом являются компромиссным вариантом, использующим преимущества и той, и другой схемы. На рис. 7.88 приведен вариант такой схемы переноса.

По направлению перебора состояний счетчики подразделяются на суммирующие, вычитающие и реверсивные.

В суммирующих счетчиках по мере поступления входных сигналов происходит возрастание кода, в вычитающих — уменьшение. По структуре связей между каскадами указанные варианты счетчиков отличаются следующим: в суммирующем счетчике каждый вход последующего каскада соединяется с прямым выходом предыдущего; в вычитающем счетчике со входами соединяются инверсные выходы предыдущих каскадов. В реверсивных счетчиках в зависимости от управляющего сигнала происходит динамическое изменение направления счета (рис. 7.89).

По виду кодирования внутренних состояний счетчика следует различать счетчики с двоичным кодированием, одинарным и унитарным.

В счетчике с двоичным кодированием при полном переборе числа состояний коэффициент пересчета равен числу два в степени числа каскадов, т. е. $2^2, 2^3, \dots, 2^k$. Для получения промежуточных состояний, например для получения двоично-десятичного счетчика, шесть его состояний из 16 исключаются. В зависимости от выбора обратных связей могут быть получены коды 8421, 4221 и т. д. (рис. 7.90).

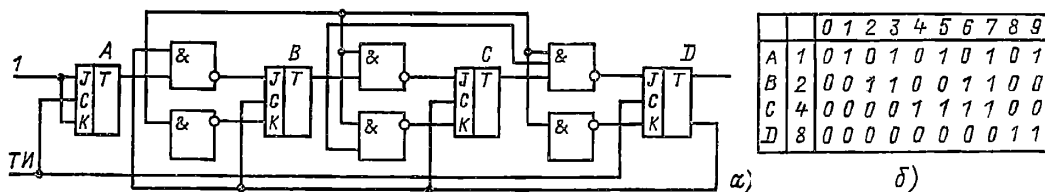


Рис. 7.90. Двоично-десятичный счетчик:
а — структурная схема; б — таблица состояний

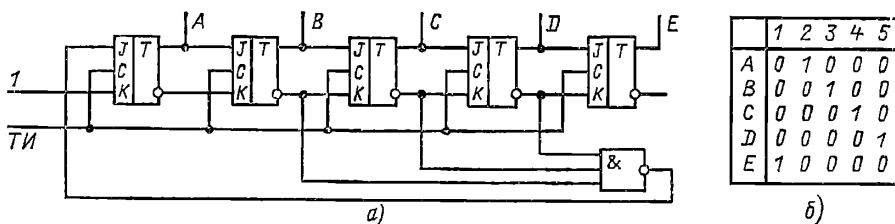


Рис. 7.91. Счетчик с одинарным кодированием:
а — структурная схема; б — таблица состояний

Одним из возможных вариантов двоичного кодирования является образование рефлексного кода, или кода Грея. В нем при возрастании десятичного числа на «единицу» изменяется значение только одного символа по сравнению с предыдущим двоичным числом. Такой код удобен, например, при преобразовании угла поворота кодирующего диска в цифровой код.

В счетчиках с одинарным кодированием состояние отмечается по перемещению по кольцу единственного сигнала, нуля или единицы (рис. 7.91).

Состояния унитарных счетчиков, называемых так по соответствующему виду кодирования, определяются числом единичных состояний каскадов.

Счетчики с одинарным и унитарным кодированием широко используются в качестве распределителей импульсов по N направлениям. При замыкании выходного сигнала такого счетчика на его вход получают кольцевой распределитель.

7.8. РЕГИСТРЫ

Регистром называется устройство, осуществляющее прием, хранение, преобразование и выдачу чисел в определенном коде [7.12].

Информация в регистре хранится в виде числа, каждому разряду которого соответствует свой разряд регистра.

Прием и передача информации в регистре могут осуществляться как параллельно, так и последовательно, прямым, инверсным или парафазным кодом в зависимости от точек съема информации с триггера. Сдвиг информации в регистре — это перемещение всех элементов кода на один и более разрядов влево, в сторону старших разрядов, или вправо, в сторону младших. Сдвиг кода на R разрядов эквивалентен умножению на 2^R .

Регистры, в которых в зависимости от управляющего сигнала осуществляется сдвиг информации в обоих направлениях, называются реверсивными регистрами сдвига.

Комбинированные регистры имеют входы и выходы как для последовательных, так и для параллельных пересылок. Такие регистры находят широкое применение в преобразователях кодов (см. рис. 7.80).

Регистры могут быть реализованы на JK-триггерах, RS-триггерах, D-триггерах или их модификациях.

В зависимости от организации системы тактового питания следует различать регистры одноктактные, двухтактные и многотактные.

При построении сдвиговых регистров на JK-триггерах (рис. 7.92, а), каждый из которых представляет собой каскадное соединение двух элементарных триггеров, используется одноктактная система синхронизации. При организации регистра со сдвигом информации вправо прямые выходы триггеров соединяются с J- входами, инверсные — с K- входами по-

следующих каскадов. Тактовые импульсы подаются одновременно на С-входы всех разрядов. По мере поступления синхросигналов код со входа Q перемещается по всем ячейкам регистра.

При реализации сдвигового регистра на RS-триггерах в каждом разряде используются два RS-триггера, основной и вспомогательный, управляемые каждый своей последовательностью тактовых импульсов (рис. 7.92, б). Код, находящийся в основных триггерах, после соответствующего тактового импульса одновременно переписывается во вспомогательные триггеры следующих разрядов.

С целью сокращения оборудования и расширения функциональных возможностей в низкоскоростных дискретных устройствах используются многотактные регистровые схемы, в которых уменьшено число вспомогательных RS-триггеров.

Реверсивные регистры изменяют направление перемещения информации по сигналам, поступающим на вход управления сдвигом. На рис. 7.92, в приведена функциональная схема

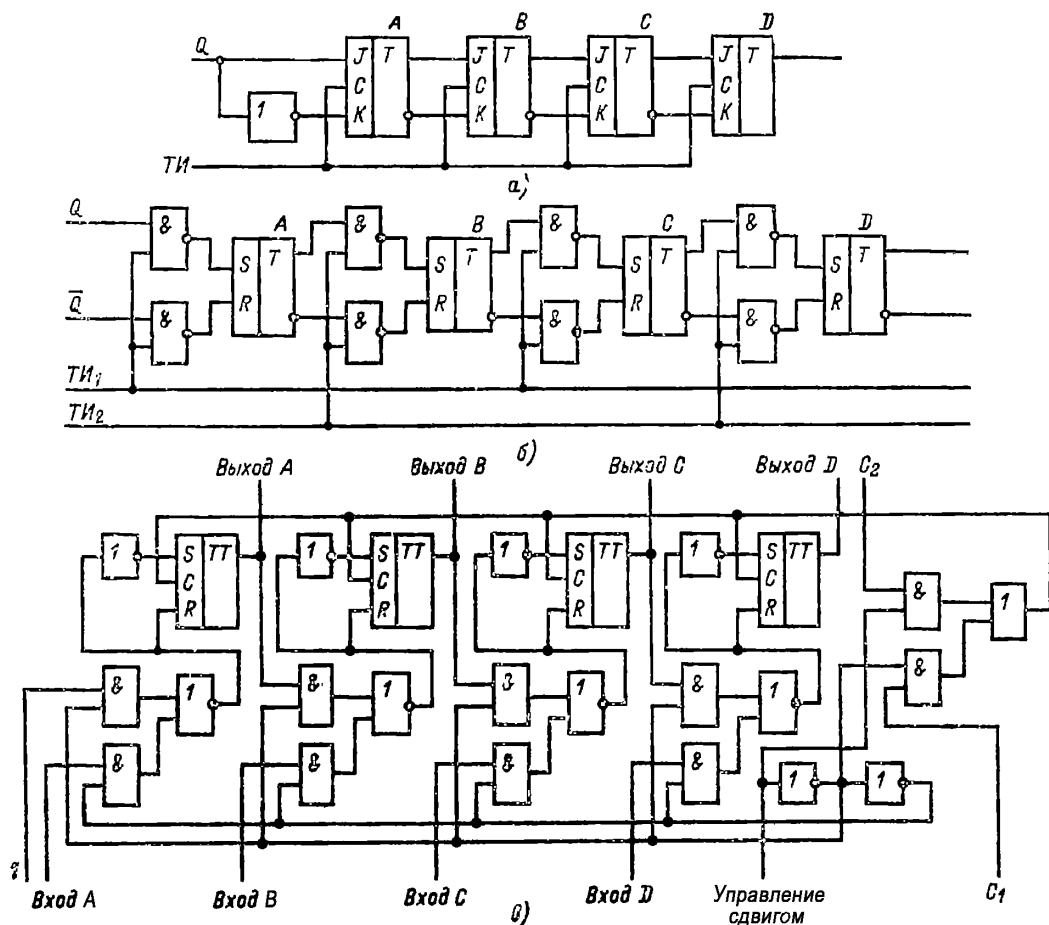


Рис. 7.92. Структурные схемы сдвиговых регистров:

а — одноктактный сдвиговый регистр на JK-триггерах; б — двухтактный сдвиговый регистр на RS-триггерах; в — реверсивный сдвиговый регистр

реверсивного сдвигового регистра, реализованного в виде одной интегральной микросхемы.

Используемые в составе регистров триггеры могут быть реализованы как на статических, так и на квазистатических и динамических принципах. Квазистатические триггеры и регистры на их основе в период хранения информации не требуют тактового питания, необходимого только в процессе записи информации. К тактовым импульсам таких регистров предъявляются следующие требования: их длительность должна быть меньше постоянных времени заряда и разряда паразитных емкостей транзисторных переходов. Схемы на основе квазистатических триггеров требуют значительно меньше оборудования, чем аналогичные решения на статических элементах. В динамических регистрах, так же как и в квазистатических, используется свойство МДП транзистора длительное время сохранять заряд на паразитной емкости затвора. Однако если в квазистатических регистрах это свойство используется только в процессе записи информации, то в динамических регистрах оно используется как в процессе записи, так и при хранении данных.

Области применения сдвиговых регистров существенно расширяются при введении циклических обратных связей между промежуточными входами и выходами регистра. Аппаратная реализация такого регистра сводится к подключению в соответствии с выбранным неприводимым полиномом одного или нескольких полусумматоров и элементов памяти. Полученный таким образом регистр с обратной связью, или рекуррентный регистр, помимо указанных выше преобразований кодов позволяет делить многочлен на многочлен, осуществлять пересчет и задержку импульсов, генерацию кодовых последовательностей.

7.9. СХЕМЫ ЗАДЕРЖКИ

Устройство, обеспечивающее отставание во времени выходного дискретного сигнала относительно входного, называется элементом задержки дискретных сигналов. По признакам формирования сигнала элементы задержки подразделяются на синхронные и асинхронные.

Синхронными элементами задержки называются элементы, в которых выходной сигнал появляется в моменты времени, кратные тактирующей последовательности импульсов

[7.12]. К синхронным элементам задержки относятся статические, квазистатические и динамические сдвиговые регистры. Варианты перечисленных регистровых схем описаны выше. В качестве примера реализации синхронного элемента задержки рассмотрим схему, выполненную на динамических триггерах. Каждый разряд схемы содержит шесть транзисторов: T_2 и T_3 образуют первый инвертор; T_5 и T_6 — второй; T_1 и T_4 выполняют функции И—НЕ. Запоминающими элементами являются паразитные емкости в цепях затворов T_3 и T_6 (рис. 7.93).

При поступлении тактового импульса $ТИ_1$ открываются транзисторы T_1 и T_2 . При наличии 1 на входе элемента задержки паразитная емкость в цепи затвора T_3 заряжается и удерживает T_3 открытым. При поступлении $ТИ_2$ откроются нагрузочный транзистор второго инвертора T_6 и транзистор T_4 , что обеспечит перезапись 1 на вторую паразитную емкость. Таким образом, происходит синхронное с тактовой последовательностью перемещение 1 по регистру элемента задержки.

Синхронные элементы задержки, реализованные на сдвигающих динамических регистрах на МДП транзисторах, по сравнению со схемами квазистатического и статического типов содержат наименьшее число компонентов на разряд и потребляют значительно меньшую мощность.

При больших интервалах задержки выходного импульса по отношению к входному целесообразно использовать более сложные схемы соединения регистров.

Одним из наиболее распространенных способов формирования синхронной задержки, обеспечивающим экономию оборудования, является объединение нескольких кольцевых регистров: если число разрядов каждого из этих регистров по отношению к остальным является взаимно простым, то время задержки такой схемы из нескольких регистров, объединенных схемой совпадения, равно произведению числа разрядов всех кольцевых регистров.

Если, например, $N_1 = 9$, $N_2 = 10$ и $N_3 = 11$, где N_i — число разрядов в регистре, то общая задержка такой схемы равна $N = N_1 N_2 N_3 = 990$ (рис. 7.94, а).

Другим достаточно известным вариантом построения синхронного элемента задержки является использование сдвиговых регистров с логической обратной связью, или рекуррент-

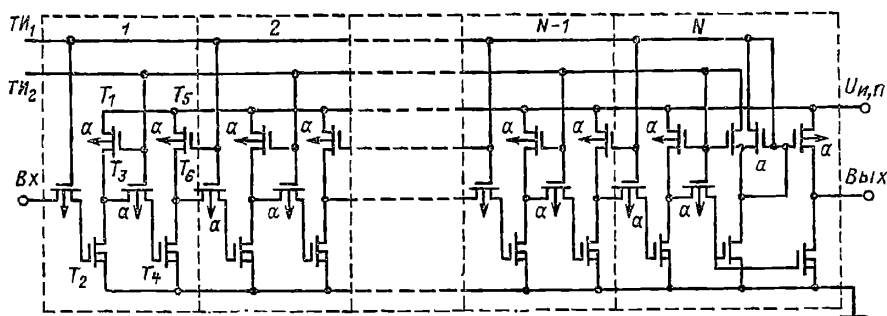


Рис. 7.93. Синхронный элемент задержки на динамических триггерах

ных регистров. Для построения подобной схемы в регистр вводятся обратные связи, замыкающиеся через какой-либо комбинационный элемент, например через сумматор по модулю два. Выбирая места подключения этих связей, можно добиться времени задержки, кратного

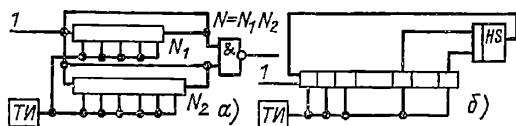


Рис. 7.94. Структурные схемы синхронной задержки: а — задержка на кольцевых регистрах; б — задержка на рекуррентных регистрах

величине $2^n - 1$, где n — число разрядов схемы. Для получения других значений задержек можно воспользоваться таблицей неприводимых многочленов, определяющей места подключения полусумматоров (рис. 7.94, б).

Асинхронными называются элементы задержки, формирующие требуемый интервал смещения выходного импульса относительно входного с помощью внутренних асинхронных времязадающих цепей. В ряде асинхронных элементов задержки на логических элементах используют такие внутренние параметры, как время рассасывания неосновных носителей, монтажные емкости и сопротивления переходов. С помощью таких устройств формируются короткие временные интервалы. Другая разновидность асинхронных элементов задержки использует внешние времязадающие цепи в составе ждущих мультивибраторов, генерато-

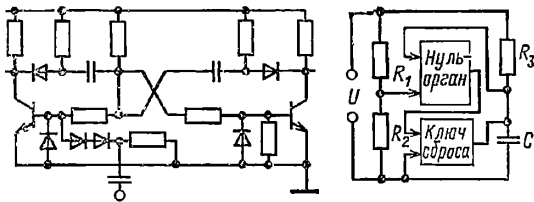


Рис. 7.95. Ждущий мультивибратор

Рис. 7.96. Таймер на основе мостового элемента

ров импульсов различной формы, таймеров и т. п. [7.13].

На рис. 7.95 приведена схема ждущего мультивибратора, генерирующего прямоугольные импульсы после поступления входного сигнала. Указанный мультивибратор может быть реализован в виде микросхемы. В состоянии устойчивого равновесия левый транзистор схемы открыт. При подаче в его базу отрицательного импульса вся схема переходит в квазистойчивое состояние и формирует импульсы заданной длительности. В данном мультивибраторе цепь перезаряда конденсатора отделена от коллектора транзистора отключающим диодом, что сокращает длительность формируемого импульса и корректирует его форму.

Одной из наиболее перспективных как для технологов, так и для схемотехников разновидностью асинхронных элементов задержки

является таймер — устройство для формирования точных временных интервалов [7.14]. Простейший таймер строится по мостовой схеме и содержит времязадающий мост из резисторов R_1 — R_3 и конденсатора C , ключ сброса и нуль-орган (рис. 7.96).

Устройство работает следующим образом. Конденсатор C через R_3 заряжается до уровня напряжения, заданного делителем R_1 , R_2 . Как только напряжение на C достигает уровня напряжения на делителе, срабатывает нуль-орган и запускает ключ сброса, который разряжает конденсатор до исходного значения. После этого цикл может повториться. Высокая стабильность такой задержки обеспечивается свойствами мостовой схемы.

Таймеры могут обеспечить временные задержки от долей микросекунд до секунд. В настоящее время таймеры реализуются по технологии монолитных схем со средним уровнем интеграции. По таким параметрам, как стабильность временных интервалов, диапазон задержек, технологичность, таймеры значительно превосходят известные решения на мультивибраторах и пр.

7.10. СУММАТОРЫ

Сумматором называется устройство, образующее сумму двух чисел, представленных сигналами на его входах [7.15].

Существующие сумматоры можно классифицировать по ряду различных признаков — по способу реализации суммирующей схемы, по способу обработки многоразрядных чисел, по способу реализации переноса и т. д.

По способу реализации суммирующей схемы следует выделить две разновидности сумматоров — комбинационные и накопительные. В комбинационном сумматоре результат суммирования присутствует только в течение времени действия входных сигналов. Накопительные сумматоры имеют элементы памяти, обеспечивающие длительное хранение результатов суммирования. Комбинационные сумматоры состоят из набора логических схем, реализующих функции суммы и переноса. Разряд комбинационного сумматора может быть образован двумя полусумматорами. Полусумматор — это устройство с двумя входами и двумя выходами, соотношение между входными и выходными сигналами которых определяется функцией неравнозначности. Объединение двух полусумматоров позволяет получить полный сумматор (рис. 7.97, а—в). Сумматор на-

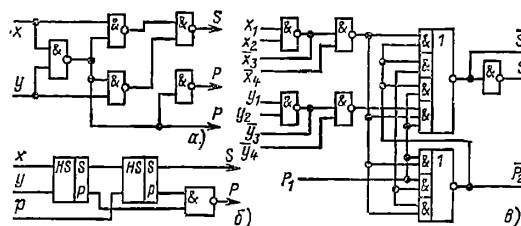


Рис. 7.97. Варианты схем сумматоров: а — структурная схема сумматора на полусумматорах; б — функциональная схема сумматора на полусумматорах; в — функциональная схема одноразрядного полного сумматора

капливающего типа строится на основе триггеров. Подаваемые на вход коды чисел последовательно накапливаются в сумматоре в виде суммы и сохраняются там после прекращения подачи сигналов. В таких сумматорах при сложении одно из слагаемых запоминается. При подаче на вход сумматора нового числа образуется сумма этих чисел. Накапливающий сумматор может поочередно суммировать любое количество поступающих на его вход чисел, причем полученная сумма запоминается. Основными недостатками схемы накапливающего сумматора являются малое быстродействие и задержка в переносе сигналов из младшего разряда.

В зависимости от способа передачи многоразрядных чисел могут быть два способа сложения: последовательный, когда код числа передается в виде последовательности импульсов по одному каналу, и параллельный — для передачи каждого разряда кода числа по отдельной шине (рис. 7.98).

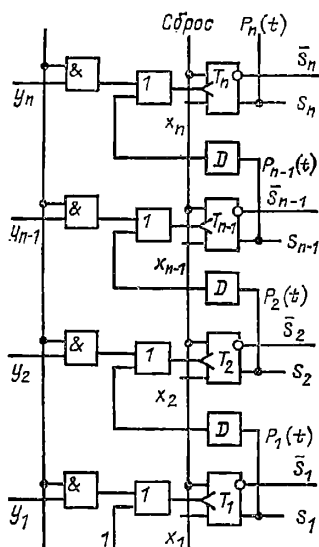


Рис. 7.98. Параллельный сумматор накапливающего типа

В последовательном сумматоре сложение двух многоразрядных чисел начинается с младшего разряда и последовательно выполняется поразрядно за столько тактов, сколько разрядов содержится в числе. Этот тип сумматора обычно строится на основе одноразрядных комбинационных сумматоров. В состав последовательного сумматора кроме комбинационного входят еще три сдвигающих регистра для двух слагаемых и результата, а также схема синхронизации.

В параллельном сумматоре сложение осуществляется в одноразрядных сумматорах, число которых определяется разрядностью кода слагаемого с учетом знакового разряда. В качестве одноразрядных сумматоров используются комбинационные или накапливающие элементы.

Каждый комбинационный или накапливающий сумматор имеет как минимум три

входа — сигнал переноса и два слагаемых. На эти входы поступают коды цифр соответствующих слагаемых и сигнал переноса из предыдущего разряда, который передается по сумматорам к старшим разрядам. В накапливающих сумматорах одно из слагаемых записывается в элементы памяти, а другое подается на входы логических элементов. После поступления синхросигналов формируется новый цикл суммирования. Сигналы переноса из разряда в разряд передаются последовательно.

Быстродействие параллельных сумматоров в основном определяется скоростью распространения сигнала переноса.

Сумматоры с поразрядным последовательным переносом наиболее просты, но имеют относительно низкое быстродействие. При увеличении числа разрядов затраты на оборудование в сумматорах с параллельным переносом существенно возрастают.

7.11. БОЛЬШИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Вопросы разработки и применения интегральных микросхем с большой степенью интеграции, или БИС, занимают центральное место в современной вычислительной технике и автоматике. Появление БИС значительно изменяет подход к проектированию аппаратуры, позволяя переложить значительную часть функций с программных на аппаратные средства.

Внедрение БИС дает возможность увеличить плотность компоновки, сократить длину связей, снизить стоимость и увеличить надежность аппаратуры [7.12].

Так как стоимость разработки каждой новой БИС достаточно велика, для обеспечения массовости применения стремятся сделать их максимально универсальными, что достигается использованием регулярных структур памяти и логики, настраиваемых в процессе изготовления или при эксплуатации на многократно повторяющиеся в составе одного узла операции записи, хранения, логического преобразования и считывания бит информации, а также созданием перепрограммируемых БИС, равноценных по своей логической мощности процессорам ЭВМ или их значительным частям и устройствам и содержащих программно-управляемые вычислительные логические блоки.

Ниже рассматриваются схемные решения, ориентированные на указанные направления. Рассматривается применение БИС и в измерительной технике.

7.11.1. Запоминающие устройства в интегральном исполнении.

Запоминающим устройством (ЗУ) называется совокупность технических средств, обеспечивающих запись, хранение и воспроизведение информации.

В соответствии с этим определением в общем виде ЗУ содержит блок памяти, или накопитель, блок местного управления, блок адресации и блок записи-считывания. В соответствии с особенностями обмена информацией с внешней средой ЗУ подразделяются на оперативные ЗУ (ОЗУ), или ЗУ с произвольной выборкой, постоянные ЗУ (ПЗУ) и перепрограммируемые постоянные ЗУ (ППЗУ) [7.16].

В ОЗУ процессы записи и считывания информации осуществляются в промежутки времени, кратные тактирующей последовательности импульсов и равные для современных элементов памяти единицам наносекунд.

Для полупроводниковых ОЗУ в интегральном исполнении характерна та же элементная база, что и для логических интегральных схем: быстродействующие ОЗУ реализуются на биполярных транзисторах с использованием транзисторно-транзисторной логики и диодов Шоттки; ОЗУ среднего быстродействия реализуются на МДП транзисторах p -канального и n -канального типов, а также на комплементарных МДП схемах. Наибольшее распространение имеют ОЗУ, реализованные на различных типах МДП транзисторов. Это объясняется высокой технологичностью таких схем ОЗУ, позволяющей выпускать БИС с объемом памяти в десятки тысяч бит в одном кристалле. Проблема сохранения информации в ОЗУ промышленного типа обеспечивается дублированием сетевого источника питания аккумуляторными батареями. Внутренняя структура модуля ОЗУ приведена на рис. 7.99.

Модуль включает в себя схему выбора ячейки памяти, схему накопителя (матрицы памяти, $N \times N$ элементов), схему ввода данных, схему вывода данных и схему управления, позволяющую осуществлять различные режимы работы.

В режиме записи выбор требуемого элемента матрицы осуществляется подачей на адресные входы столбцов и строк двоичных сигналов. Информация, подлежащая записи в выбранную ячейку, записывается по входу. В это же время на вход «запись-считывание» подается запрещающий сигнал, а на вход «выбор кристалла» — разрешающий.

При считывании без разрушения информации на входы «запись-считывание» и «выбор кристалла» подаются разрешающие сигналы.

Для осуществления режима хранения на вход «выбор кристалла» подается потенциал,

обеспечивающий запрет операций записи и считывания.

В постоянных запоминающих устройствах (ПЗУ) при вызове одного адреса всегда считывается одна определенная информация, соответствующая этому адресу (рис. 7.100).

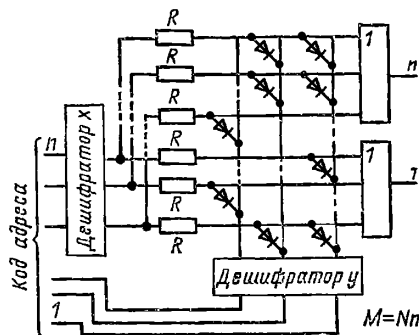


Рис. 7.100. Структурная схема блока ПЗУ

Запоминающими элементами ПЗУ являются расположенные на пересечении шин диоды и биполярные или МДП транзисторы, причем наличие элемента соответствует 1, а его отсутствие — 0. ПЗУ подразделяются на устройства, в которые информация вносится при изготовлении путем маскирования определенных переходов, и устройства, в которые информация заносится непосредственно перед установкой в устройство, например методом выжигания нулевых элементов.

В ПЗУ запоминающие элементы объединяются в двухкоординатную матрицу, образующую запоминающее поле. Выбор необходимого запоминающего элемента осуществляется с помощью дешифратора путем выбора соответствующих координатных шин. В БИС ПЗУ, как правило, матрица памяти объединяется с дешифратором. В зависимости от системы выборки различают два варианта структурной организации БИС ПЗУ: с числовой выборкой, когда дешифратор выбирает шину числа, к

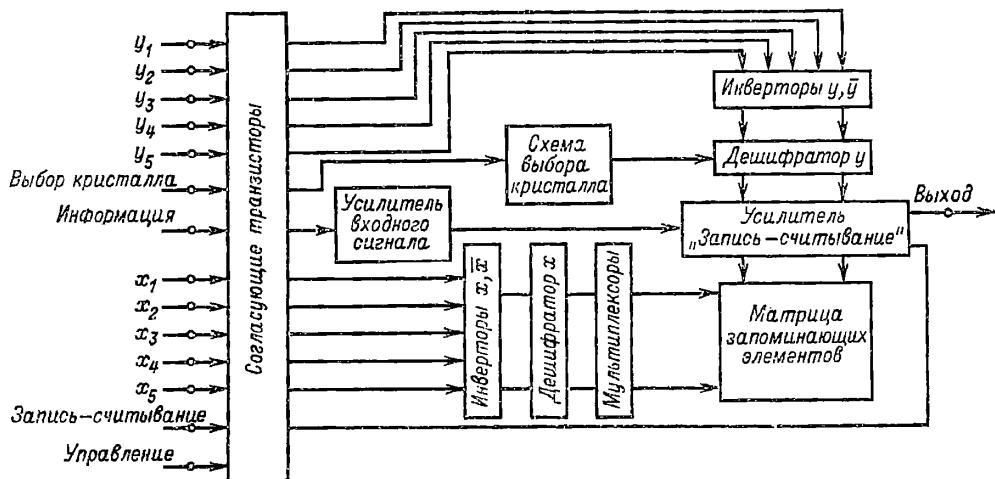


Рис. 7.99. Структурная схема элемента ОЗУ

которой подключены элементы всех разрядов считываемого числа (рис. 7.101), с поразрядной выборкой, когда дешифраторы горизонтальной и вертикальной шин определяют требуемый элемент памяти (рис. 7.102). Преимуществом первого варианта является меньшее

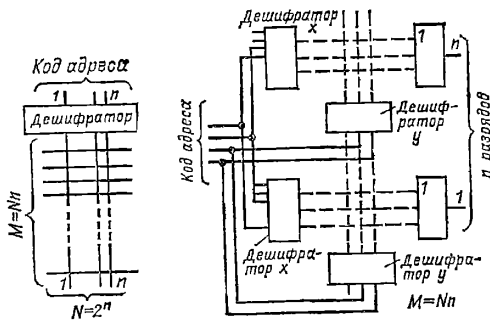


Рис. 7.101. Организация ПЗУ с числовой выборкой

Рис. 7.102. Организация ПЗУ с поразрядной выборкой

количество элементов в дешифраторе адреса, однако при увеличении разрядности такие ПЗУ имеют большее количество выводов с кристалла.

Перепрограммируемые постоянными запоминающими устройствами называются запоминающие устройства, в которых информация может стираться, вновь заноситься в ячейки памяти и сохраняться при отключении питания. Стирание и запись информации в ППЗУ могут осуществляться электрическим и неэлектрическим путем в зависимости от используемого элемента памяти.

ППЗУ с электрической записью и стиранием может быть реализовано на металл-нитрид-диэлектрик-полупроводник транзисторах (МНДП транзисторах), отличающихся от

обычных МДП транзисторов наличием слоя нитрида кремния. Такие транзисторы имеют гистерезисные свойства и управляются подачей на затвор напряжений положительной или отрицательной полярности. ППЗУ с электрической записью и неэлектрическим стиранием реализуются на МДП транзисторах с плавающим затвором. Такие транзисторы имеют затворы, не имеющие внешнего вывода и изолированные от всей схемы. Запись информации в такие схемы производится под действием достаточно большого напряжения, приложенного к переходу стока или истока, и инициации инжекции электронов в изолированный затвор. Стирание записанной информации осуществляется с помощью рентгеновского или ультрафиолетового облучения в зависимости от типа корпуса.

ППЗУ по мере сокращения времени записи и стирания информации приближаются к оперативным ЗУ, устраняя их основные недостатки — потребление энергии при хранении информации и потерю информации при отключении питания.

7.11.2. Регулярные логические структуры.

К регулярным логическим структурам относятся ассоциативные запоминающие устройства, программируемые логические матрицы и перестраиваемые однородные структуры.

Ассоциативным запоминающим устройством (АЗУ) называется устройство, в котором выборка информации осуществляется не по адресу, а по какому-либо ее признаку [7.17]. Практически реализация таких устройств стала возможной с развитием технологии интегральных схем на уровне БИС.

В АЗУ с элементами памяти с параллельным опросом по словам и разрядам и маскированием отдельных разрядов производится упорядоченное извлечение слов, полученных при многозначном ответе.

На рис. 7.103, а приведена блок-схема АЗУ, содержащего регистр признака опроса,

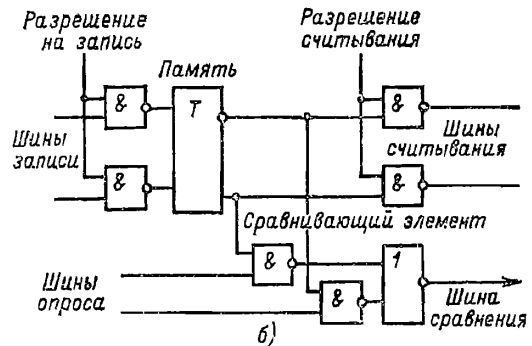
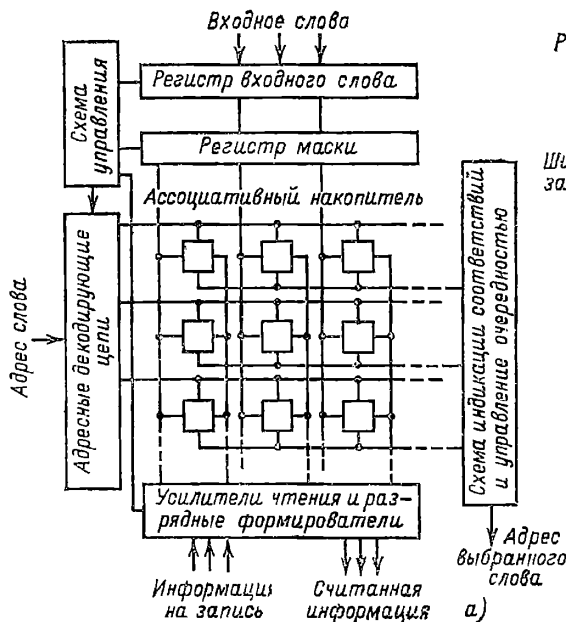


Рис. 7.103. Ассоциативное запоминающее устройство:

а — структурная схема ассоциативной памяти; б — структурная схема ассоциативной ячейки

в который поступают признаки искомой информации, регистр маски, ассоциативный накопитель, блок индикации соответствий и управления очередностью, адресные декодирующие цепи, схему местного управления АЗУ, усилители чтения и разрядные формирователи. На рис. 7.103, б приведена схема элементарной ассоциативной ячейки.

Регистр признака опроса принимает коды признаков, являющиеся объектами ассоциативного поиска, преобразует их в требуемую форму, упорядочивает и генерирует управляющие сигналы, необходимые для осуществления поиска и формирования сигналов совпадения. Регистр маски используется в тех случаях, когда предусматривается ассоциативный поиск в определенных группах разрядов.

АЗУ открывает широкие возможности для решения задач поиска, сортировки и упорядоченного извлечения хранимой информации по различным критериям.

Одной из разновидностей регулярных схем являются программируемые логические матрицы (ПЛМ).

ПЛМ представляет собой логический элемент, выполненный в виде интегральной микросхемы и предназначенный для преобразования комбинаций входного кода в соответствующие комбинации выходного кода [7.18].

Техническая реализация ПЛМ (рис. 7.104) представляет собой матрицу пересечений, состоящую из матриц M_1 и M_2 . На матрицу M_1 поступают прямые и инверсные значения входных сигналов A . Матрица M_1 реализует импликанты входных переменных. Диоды совместно с инверторами на выходе матрицы M_1 образуют подмножество логических элементов И-НЕ. $C = \{c_1, c_2, \dots, c_k, \dots, c_p\}$. Матрица M_2 реализует на выходах $B = \{b_1, b_2, \dots, b_m\}$ дизъюнкцию импликант. Точки пересечения шин определяются конкретной минимизированной системой булевых функций и в процессе изготовления задаются рисунком

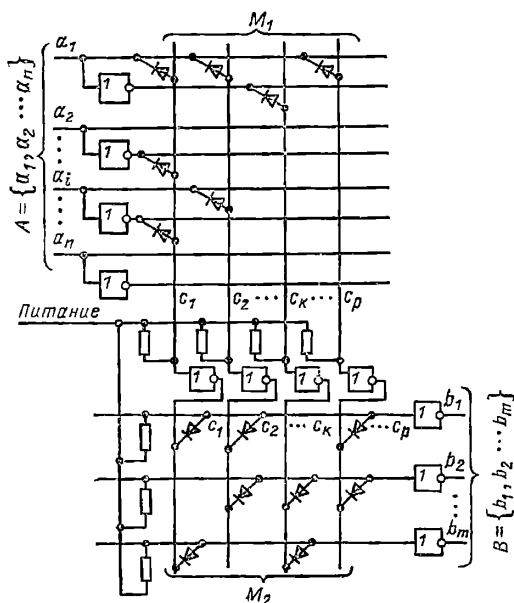


Рис. 7.104. Программируемая логическая матрица

фотошаблона. Таким образом, ПЛМ можно рассматривать как комбинационную схему.

ПЛМ находят широкое применение при микропрограммном управлении в качестве логических преобразователей адресов, управляющей памяти, упрощающей микропрограммы за счет организации повторного выполнения микрокоманд вместо традиционного осуществления полных циклов.

Наличие «безразличных» разрядов на незадействованных входах ПЛМ позволяет повысить гибкость работы с адресами.

Применение ПЛМ за счет регулярности структуры делает устройства управления ЭВМ более технологичными. Совершенствование регулярных логических схем в основном осуществляется по двум направлениям — по пути создания однородных логических систем, или сред, с перестраиваемыми в процессе работы функциями и конфигурациями связей с соседними элементами, и по пути создания из некоммутированных логических матриц (НКЛМ) регулярных схем с фиксированной настройкой, осуществляемой путем металлизации межсоединений на одном из последних технологических циклов изготовления БИС. Одним из возможных вариантов регулярных логических схем являются ячейки перестраиваемой однородной структуры (ЯОС) [7.19].

Ячейка представляет собой логический преобразователь с четырьмя выходами, управляемый регистром настройки из восьми D-триггеров с общим сбросом. Для управления связями с другими ячейками в каждой ЯОС выделены четыре триггера регистра настройки. Двухпроводные связи управляются только по входам, однопроводные — и по входам, и по выходам (рис. 7.105).

Функции, реализуемые ЯОС, определяются кодом, вписанным в четыре триггера регистра. Для выбора необходимой функции используется дешифратор.

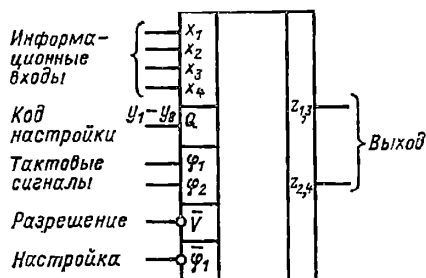


Рис. 7.105. Ячейка однородной структуры

В зависимости от кода настройки ЯОС может реализовывать дизъюнкцию до четырех входных переменных, функцию Пирса, дизъюнкцию (ИЛИ) с задержкой, функцию Пирса с задержкой, конъюнкцию от двух переменных, задержку конъюнкции, эквивалентность (равнозначность), задержку эквивалентности, сумматор, проникновение, варианты конъюнкции с проникновением и задержку на восемь тактов. Входные сигналы поступают на входы x_1-x_4 с выходов четырех соседних ячеек z_1, z_2, z_3 и z_4 . Эти выходы в каждой ЯОС попарно объединены. Входы ЯОС управляются ко-

дами настройки $y_1—y_4$, тем самым выбираются соответствующие сигналы от четырех соседних ячеек. В зависимости от кода настройки $y_5—y_8$ реализуется одна из 11 функций, заложенных в ЯОС. Запись информации в регистр производится по входу Q . Разрешением записи является совпадение сигналов координатных шин \bar{V} и $\bar{\varphi}_1$.

Объединение таких ячеек в матрицу позволяет создать перестраиваемую однородную структуру, на основе которой может быть построено, например, арифметико-логическое устройство (рис. 7.106).

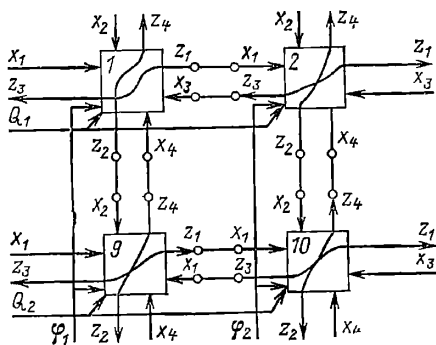


Рис. 7.106. АЛУ с перестраиваемой однородной структурой

Решающее поле, образованное матрицей перестраиваемых ячеек, обеспечивает выполнение всех арифметических и логических операций по командам из устройства управления. Совокупность состояний ячеек определяет выполняемую операцию в целом. Передача информации между любыми ячейками и во внешнюю среду осуществляется по цепочке ячеек. В однородном решающем поле вместе с данными пересылаются управляющие сигналы, осуществляющие анализ знаков операндов, признака переполнения и другие функции местного управления. Функционирование решающего поля сочетает в себе принципы микропрограммного и схемного способов реализации операций. Ввод в решающее поле первого и второго операндов, а также вывод результата осуществляются последовательно и побитно.

Сочетание указанных свойств — перестройки структуры и последовательного обмена — открывает широкие возможности для использования перестраиваемой однородной структуры ПОС в качестве векторного процессора, проблемно-ориентированного на телеобработку последовательных сигналов и используемого как связной предпроцессор. После разработки соответствующих команд-процедур такой процессор на базе ПОС, подключенный к последовательным каналам, может через модемы управлять сетью связи и терминалами, буферизовать и устанавливать очереди сообщений, осуществлять фильтрацию и сжатие данных, редактирование обмениваемой информации, преобразования кодов устройств и внутренних кодов, формирование файлов.

При использовании процессора на основе ПОС в качестве цифрового фильтра, т. е. устройства, выходные дискретные сигналы кото-

рого определяются входной последовательностью и алгоритмом внутренних преобразований, могут быть реализованы рекурсивные и иереккурсивные передаточные функции. В зависимости от кодов настройки ПОС может одновременно осуществлять векторные операции умножения, сложения, задержку, заменяя умножители и сумматоры обычных цифровых фильтров. ПОС предельно упрощает изменение передаточной функции и других характеристик фильтрации.

При построении больших вычислительных машин вместо микропроцессорных схем широко применяются простейшие НКЛМ — логические вентильные матрицы, привлекающие разработчиков аппаратуры своей гибкостью, а изготовителей БИС — простотой создания вариантов межсоединений, получаемых в последнем слое металлизации кристалла. На такой элементной базе выпускается большинство современных вычислительных машин высокой производительности.

Дальнейшим развитием регулярных схем на основе НКЛМ являются матрицы с более сложными узлами типа сумматоров, мультиплексоров, регистров, интерфейсных схем. Окончательный вариант такой заказной БИС формируется с помощью внутренних рисунков металлизации. Важнейшим этапом изготовления таких БИС является машинное проектирование: в библиотеке системы хранятся данные о функциональных узлах, вспомогательные программы разработки и тестирования, средства логического моделирования схем.

7.12. МИКРОПРОЦЕССОРЫ И МИКРО-ЭВМ

7.12.1. Основные понятия. Ведущей тенденцией развития микроэлектроники является разработка и выпуск схем большой функциональной сложности и высокой степени интеграции. Крупные достижения в этой области явились стимулом для развития нового направления — микропроцессорной техники [7.20].

Возникновение этого направления обусловлено экономической целесообразностью перехода от обширной номенклатуры технических средств с жесткой логикой к универсальным программируемым устройствам, выполненным на основе крупносерийных БИС. Структура таких БИС повторяет процессорную часть универсальной ЭВМ. Микропроцессор — это программно-управляемое устройство, осуществляющее процесс обработки цифровой информации и управление им, построенное на одной или нескольких интегральных микросхемах.

Несмотря на общность структуры процессора ЭВМ и микропроцессора основное назначение последнего — использование в нетрадиционных для вычислительной техники областях в качестве универсального устройства автоматики.

Помимо микропроцессорного элемента изготовители БИС выпускают еще дополнительные схемы, упрощающие построение широкого круга устройств автоматики, измерительной и вычислительной техники.

Микропроцессорным комплектом называется совокупность электрически, функционально и конструктивно сопрягающихся микро-

процессорных и других больших интегральных микросхем, которые могут быть совместно применены при построении микропроцессоров, контроллеров, микро-ЭВМ и т. п.

Микро-ЭВМ называется устройство, управляемое человеком-оператором и состоящее из микропроцессора, полупроводниковой памяти, интерфейса ввода-вывода, пульта управления и источников электропитания, объединенных общей несущей конструкцией.

Встраиваемая микро-ЭВМ не имеет индивидуального пульта управления, источника электропитания, декоративного конструктивного оформления и предназначена для конструктивного встраивания в аппаратуру объекта в качестве сборочной единицы.

Контроллером называется цифровой аппаратно- или программно-управляющий автомат, выполняющий функции управления автономным или входящим в состав системы устройством, его сопряжения с интерфейсом системы, работающий по однозначно заданным алгоритмам без взаимодействия с человеком-оператором (ОСТ 11.305.902-80).

Использование микропроцессорных БИС в системах автоматизации дает следующие преимущества перед схемами с жесткой логикой: снижается стоимость комплектующих изделий за счет сокращения числа микросхем, уменьшения числа печатных плат и разъемов; сокращаются сроки и стоимость разработки и модернизации системы;

повышается надежность; расширяются функциональные возможности, определяемые сменным программным обеспечением и гибкостью организации ввода-вывода [7.21].

Системы автоматизации и вычислительной техники, использующие микропроцессоры и микропроцессорные наборы БИС, по функциональному назначению условно можно разделить на несколько категорий:

средства цифровой автоматизации и простейшие контроллеры: функционально закончен-

ные программируемые контроллеры для бытовых приборов, промышленных установок, калькуляторов. Эти контроллеры имеют очень низкую стоимость, они не рассчитаны на работу с внешними устройствами и памятью большого объема;

универсальные контроллеры, предназначенные для управления станками, контрольно-измерительной аппаратурой, сложными терминалами. Такие устройства оперируют с 8—16-разрядными словами, имеют ОЗУ и ПЗУ и достаточно развитую систему ввода-вывода;

микро-ЭВМ с процессорами на одной или нескольких БИС, предназначенные для управления в реальном масштабе времени технологическими процессами, для осуществления предобработки обмениваемой с большой ЭВМ информации. Микро-ЭВМ такого типа имеют формат слова 8—16 бит, ОЗУ около 32—64 тысяч слов, расширяемую систему ввода-вывода;

многопроцессорные вычислительные системы на базе БИС микропроцессоров, предназначенные для научных расчетов, управления быстропротекающими процессами в реальном времени и обработки больших массивов информации. Такие системы характеризуются работой со словами 16—32 и более разрядов, большой памятью, достаточно сложным внутренним и внешним математическим обеспечением.

Микро-ЭВМ и контроллеры, реализованные с использованием микропроцессорных комплектов и предназначенные для построения средств автоматизации и систем управления, в сочетании с внешними устройствами и дискретными и аналоговыми устройствами связи с объектами образуют микроэлектронные управляющие вычислительные комплексы (МУВК).

Таким образом, МУВК содержит (рис. 7.107):

один или несколько процессоров со своими арифметико-логическими устройствами

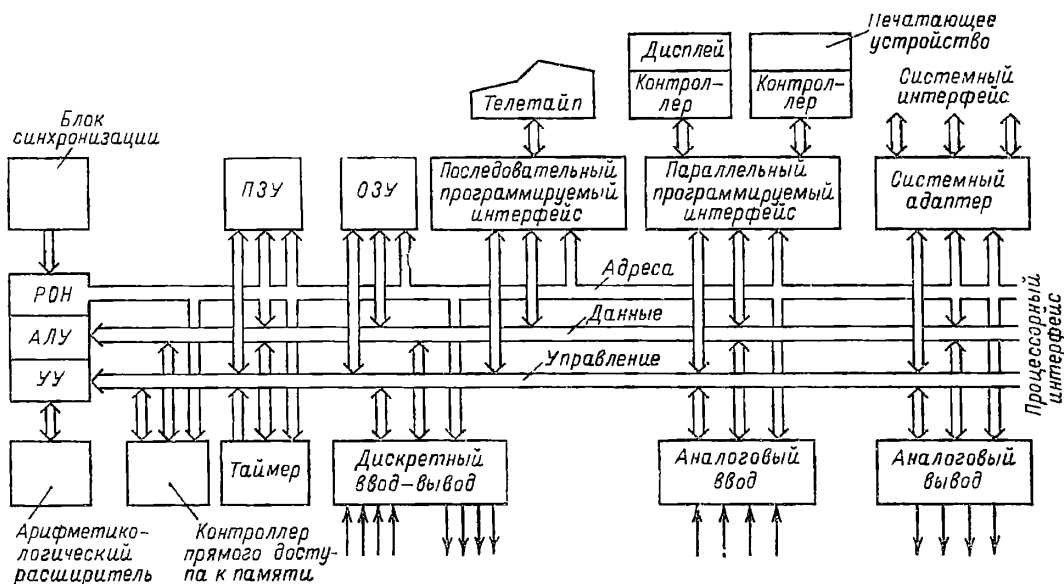


Рис. 7.107. Микроэлектронный управляющий вычислительный комплекс

(АЛУ), регистрам общего назначения (РОН), устройствами управления (УУ);

средства синхронизации и таймеры; расширители арифметических и логических возможностей процессора;

память, представленную блоками оперативной, постоянной и перепрограммируемой постоянной памяти;

средства внешнего интерфейса, обеспечивающие параллельный и последовательный ввод и вывод информации, а также непосредственный доступ к памяти процессора;

контроллеры внешних устройств; дискретные и аналоговые устройства связи с объектом управления, имеющие собственные аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи;

системные адаптеры, обеспечивающие различные варианты подключения процессоров к системному интерфейсу.

Исходя из возможностей технологии, требований быстродействия, надежности, а также учитывая функциональную гибкость, в виде БИС выпускаются как отдельные логические блоки, включая микропроцессоры, так и однокристалльные микро-ЭВМ и микроэлектронные УВК. В этой связи условно могут быть определены два направления компоновки БИС:

БИС, содержащие функционально-завершенные блоки (однокристалльное исполнение блоков);

БИС, являющиеся наращиваемыми секциями аппаратуры (многокристалльное исполнение блоков).

Наиболее ярко эти особенности выражаются при построении процессорных схем.

Однокристалльные элементы имеют достаточно простую внутреннюю структуру, определяемую технологическими возможностями и количеством выводов, и, как правило, фиксированную систему управления. Недостатком этого подхода является сложность модернизации и расширения функциональных возможностей. Преимущества таких схем в универсальности использования и совместимости программного обеспечения между различными вариантами исполнения.

Многокристалльные функциональные блоки, образующие секционированную аппаратуру, в которой каждой однотипной секции соответствует одна или несколько БИС, обеспечивают за счет изменяемой разрядности, расширяемой системы команд и гибкой компоновки высокую эффективность и универсальность технических средств. Недостатком такого подхода является большая трудоемкость разработки и отладки программного обеспечения, что оправдывается лишь в тех случаях, когда необходимо получить экстремальные характеристики изделия.

В качестве примеров, иллюстрирующих различные направления, рассмотрим основные архитектурные возможности некоторых перспективных микропроцессорных комплектов: однокристалльных комплектов, выполненных по п-МОП технологии, и универсальных комплектов, выполненных по ТТЛШ технологии.

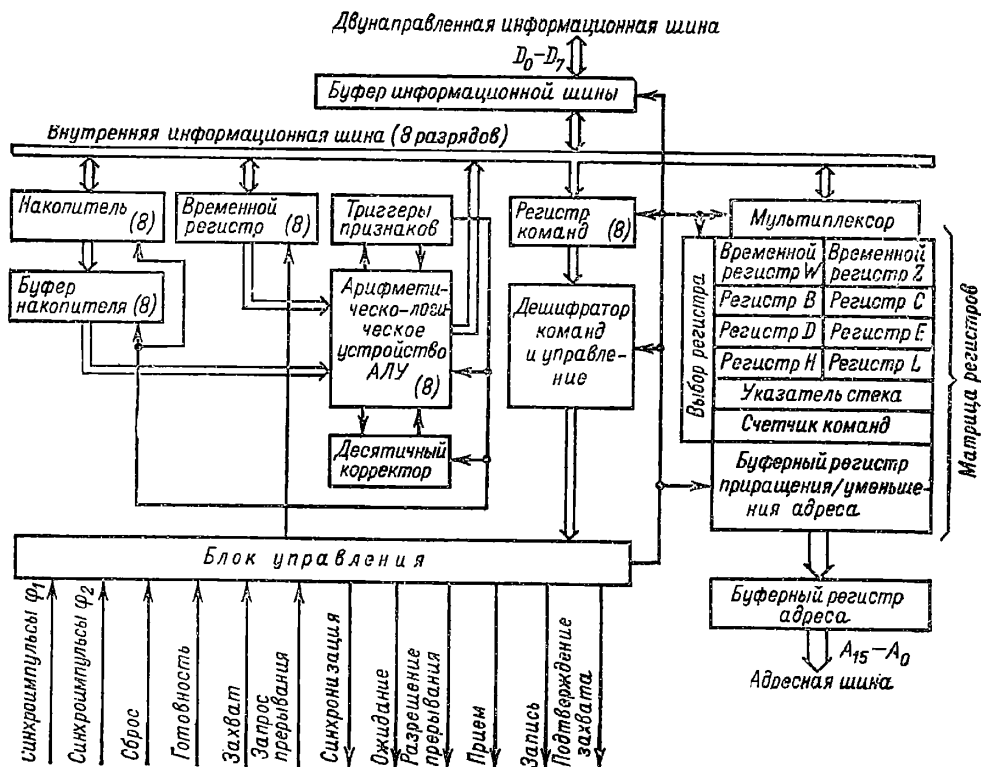


Рис. 7.108. Структурная схема микропроцессора серии КР580

7.12.2 Однокристалльные микропроцессоры и микро-ЭВМ. Примером реализации процессора на одном кристалле является БИС КР580ИК80А [7.22]. Этот процессор представляет собой 8-разрядный параллельный центральный микропроцессор, выполненный на 5000 n-канальных МДП транзисторах и предназначенный для выполнения контроллеров с фиксированной системой команд (рис. 7.108).

Формат команд — одно-, двух- и трех-байтный. Система команд содержит 111 команд, включающих арифметические, логические операции, десятичную коррекцию, стековые операции, загрузку, выборку, сложение слов двойной длины, операции управления.

Система адресации представлена прямым, косвенным и непосредственным видами адресования с возможностью прямой адресации к

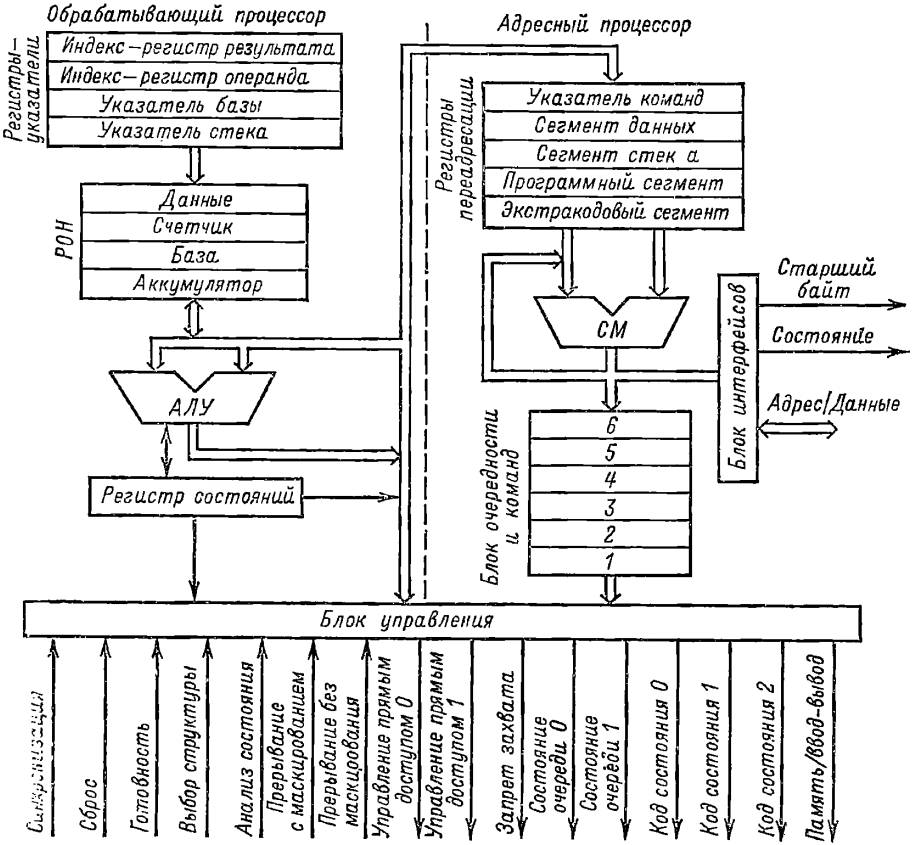


Рис. 7.109. Однокристалльная микро-ЭВМ типа 8086

памяти 64 кбайта. Адресуемой единицей является байт.

У микропроцессора КР580ИК80А векторная 8-уровневая система прерывания, широкие возможности которой обеспечены наличием 16-битного регистра-указателя стека и 16-битного счетчика команд. Часть внешней памяти может использоваться как стековый механизм магазинного типа, адресуемый указателем стека при выполнении определенных команд. Кроме содержимого счетчика команд в стеке может храниться информация регистров данных, накапливающего сумматора и флаговых разрядов.

В микропроцессоре имеется внутренняя 16-битная память, образованная шестью регистрами общего назначения РОН: вышеупомянутыми 16-битным регистром-указателем стека, 16-битным счетчиком команд и четырьмя спаренными 8-битными регистрами. Информация из памяти микропроцессора может

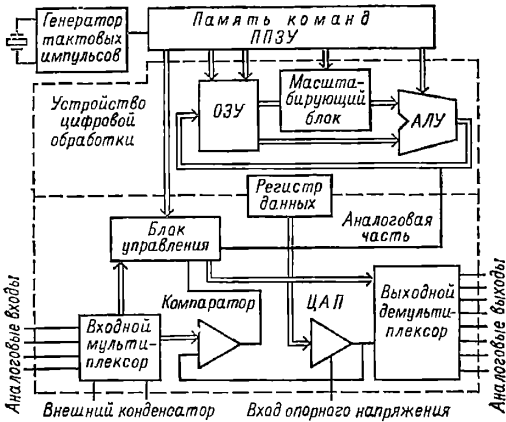


Рис. 7.110. Однокристалльная микро-ЭВМ с аналоговыми блоками

передаваться как по внутренним шинам словами по 8 бит, так и с адресного регистра словами по 16 бит.

В микропроцессоре КР580ИК80А упрощена задача сопряжения с внешними устройствами и реализован канал прямого доступа к памяти. Все входы и выходы кристалла совместимы с ТТЛ-логикой. Микропроцессорный комплект КР580 предназначен для построения вычислительных устройств, микро-ЭВМ, мультимикропроцессорных вычислительных систем и средств дискретной автоматики. Процессорный элемент КР580ИК80 целесообразно использовать в массовых цифровых вычислительных устройствах, осуществляющих предварительную обработку, уплотнение информации, прямое цифровое управление. За счет функциональной законченности процессора возможно проектирование различных устройств без остальных БИС комплекта.

Однокристалльная микро-ЭВМ 8086 [7.22] представляет собой удачное совмещение технологических и архитектурных достижений, обеспечивших ей показатели эффективности, превышающие на порядок соответствующие показатели 8-разрядных микропроцессоров. Эта и подобные ей БИС реализуются на основе высокоуровневых МДП схем с кремниевыми затворами, что обеспечивает высокую функциональную плотность при сохранении быстродействия. Данная микро-ЭВМ содержит в своем составе два процессора — обрабатывающий и адресный, работающие по отношению друг к другу асинхронно. 16-разрядное АЛУ обрабатывающего процессора обеспечивает выполнение логических и арифметических

операций, включая умножение и деление над 8- и 16-разрядными операндами. Адресный процессор обеспечивает опережающую выборку команд программы и формирование в блоке очередности команд последовательности байтов управления (рис. 7.109).

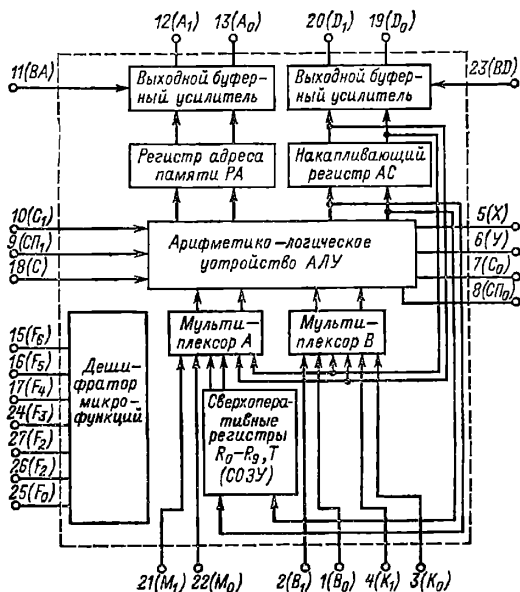


Рис. 7.111. Центральный процессорный элемент К589ИК02

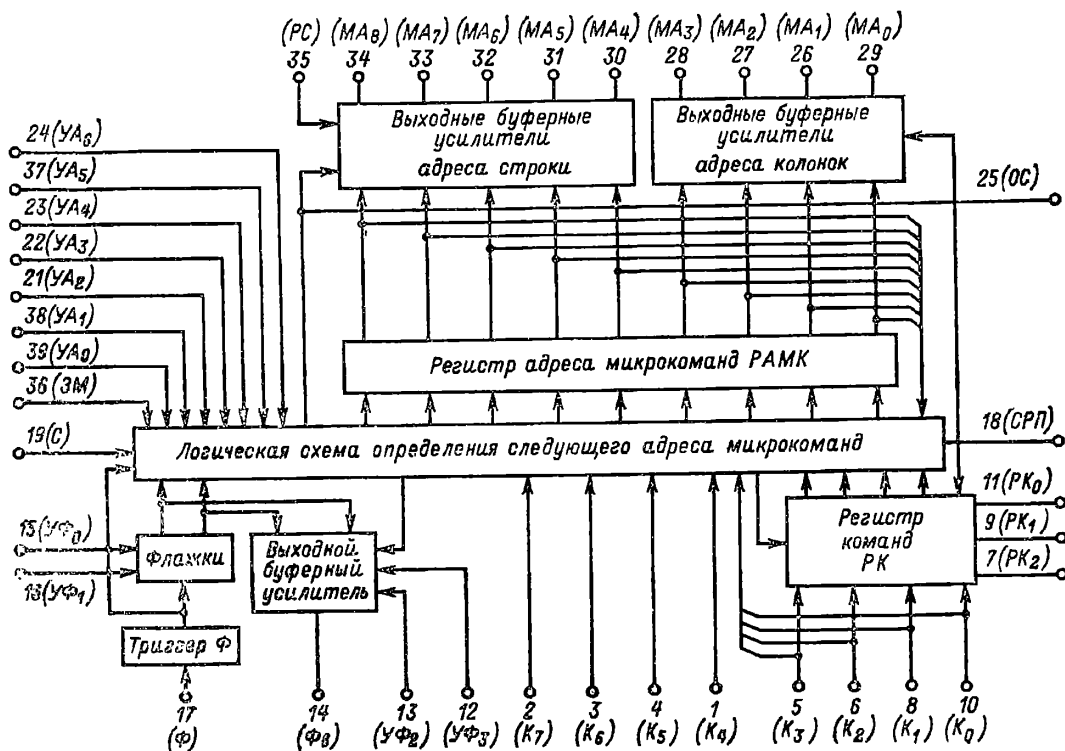


Рис. 7.112. Блок микропрограммного управления К589ИК01

Важнейшей отличительной особенностью архитектуры микро-ЭВМ 8086 помимо двух-процессорной организации является широкое использование регистров, упрощающих процесс вычислений, обеспечивающих высокое быстродействие и гибкость операций. Регистровая структура обрабатывающего процессора представлена регистрами общего назначения (РОН), регистрами-указателями базы и стека, индексными регистрами и регистром состояния.

Введение в адресный процессор механизма сегментации и регистров переадресации, образующих сегментный регистровый файл, позволяет расширить адресное пространство до 1 Мбайта.

Память может быть разделена на произвольное число сегментов, каждый из которых не должен превышать 64 кбайт.

Регистровая память блока очередности команд позволяет совместить выполнение команд с опережающей выборкой последующих инструкций в те моменты, когда к памяти ЭВМ нет обращений от других абонентов.

Микро-ЭВМ допускает построение вычислительных систем с различной конфигурацией — простейший вариант на базе кристалла 8086 и упрощенного интерфейса и вариант совместного использования 8086 и системного контроллера с выходом на многопроцессорную магистраль.

Система команд 8086 состоит из 130 команд, включающих инструкции младших поколений микропроцессоров. Это обеспечивает совместимость программных средств «снизу вверх».

Уровень современной технологии БИС позволяет совместить на одном кристалле процессор, постоянное и оперативное запоминающие устройства, высококачественный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и различные схемы сопряжения с цифровыми и аналоговыми устройствами.

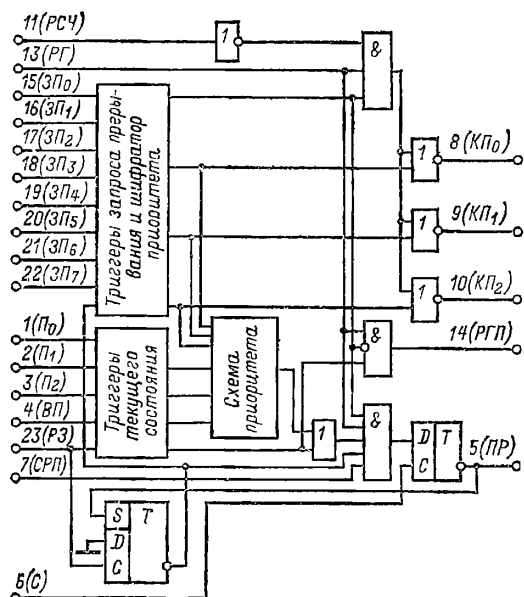


Рис. 7.113. Блок приоритетного прерывания K589ИК14

Наиболее совершенным устройством такого рода следует считать однокристалльный микрокомпьютер для обработки сигналов в реальном масштабе времени типа 2920 [7.24], содержащий в составе одной БИС процессор, перепрограммируемое ПЗУ, ОЗУ, АЦП, ЦАП и интерфейсные схемы (рис. 7.110). Помимо информационных линий АЦП и процессор объединены управляющими шинами, генерирующими сигналы начала преобразования, занятости и готовности: сигнал начала запускает цикл преобразования, а сигналы занятости и готовности задают процессору состояние АЦП. Преобразование в АЦП начинается по команде от процессора. По завершении преобразования АЦП формирует сигнал прерывания, на основании которого процессор передает полученный код из рабочих регистров в магазинную память, и содержимое входного канала АЦП считывается. Затем процессор посылает АЦП управляющий сигнал возобновления преобразования и продолжает работу в соответствии с основной программой.

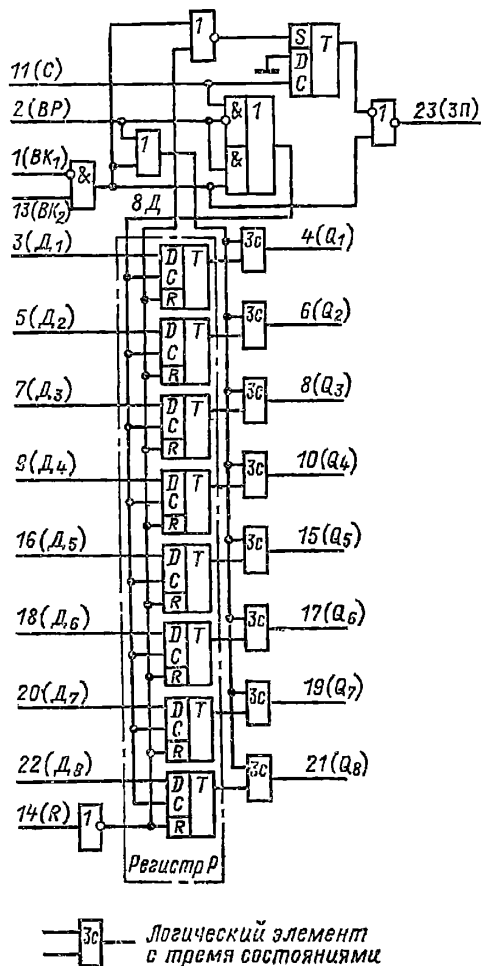
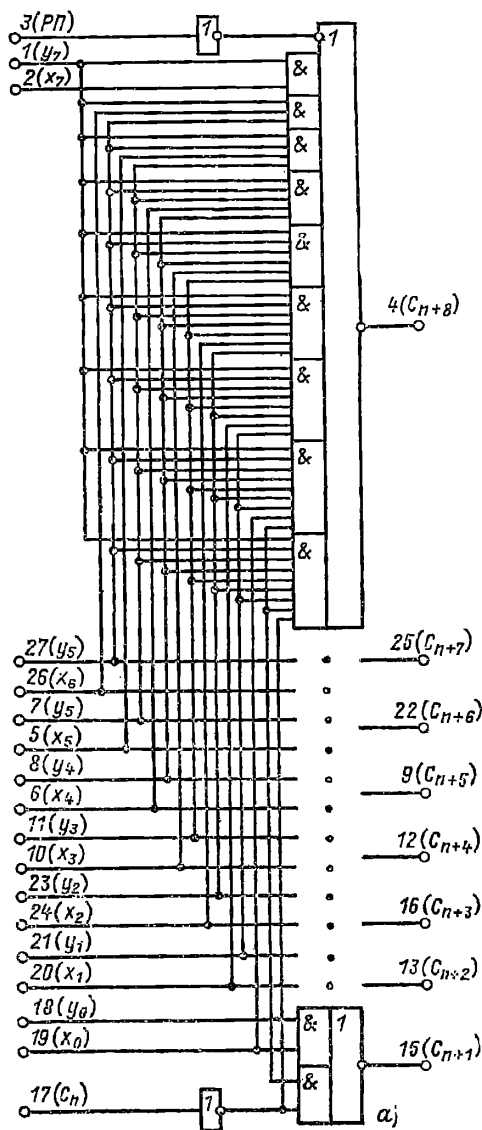
Функции, которые может выполнять эта БИС, — фильтрация, модуляция, детектирование, ограничения и т. п. На основе этой схемы реализуются такие сложные устройства, как модемы, корреляторы, генераторы и приемники тональных сигналов, а также контроллеры систем управления технологическими процессами.

Сверхбольшие интегральные схемы (СБИС) могут содержать на одном кристалле достаточно сложные 16—32-разрядные ЭВМ, приближающиеся по своим возможностям к мини-машинам.

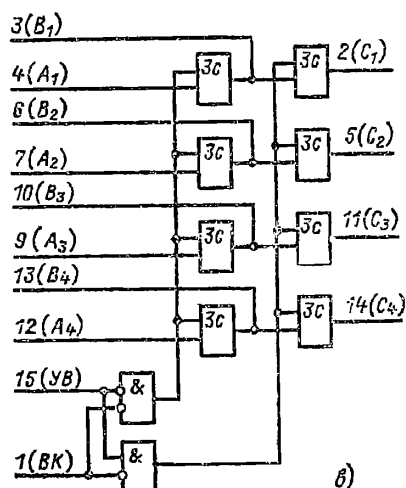
В сочетании с уже выпускаемыми 8- и 16-разрядными однокристалльными микропроцессорами и микро-ЭВМ они образуют иерархические ряды вычислительных средств, совместимых между собой по принципу «снизу вверх» и охватывающих широкий диапазон задач управления и вычислений.

В ЭВМ на основе СБИС закладываются свойства мультипрограммной и мультипроцессорной организации в режимах реального времени. Важнейшими особенностями архитектуры этих ЭВМ являются широкое использование приемов аппаратной реализации традиционных программных алгоритмов операционной системы, повышение уровня машинного языка.

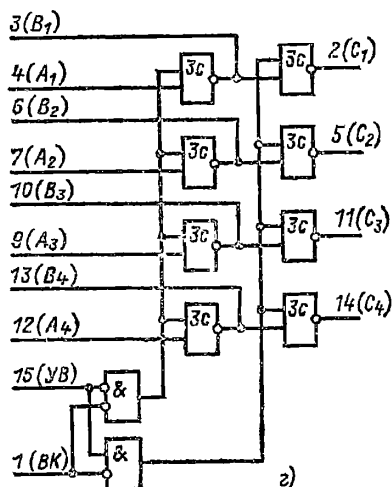
Для обеспечения высокой надежности вычислительных систем на основе СБИС применяется режим совместной работы двух элементов с автоматическим контролем совпадения результата. При несовпадении генерируется сигнал ошибки. Такое дублирование осуществляется как внутри СБИС, так и между работающими кристаллами. Дальнейшее совершенствование архитектуры вычислительных средств, выполненных в виде одной БИС, по мере совершенствования технологии осуществляется по путем построения специализированных средств типа процессоров ввода-вывода, корреляционных процессоров, матричных процессоров с изменяемой структурой, ассоциативных процессоров. Таким образом, появление БИС и СБИС, реализующих широкий круг вычислительных функций и функций памяти, резко меняет архитектуру и конструктивное исполнение микропроцессорных систем.



б)



в)



г)

Рис. 7.114. Вспомогательные микросхемы комплекта К589:

а — схема ускоренного переноса К589ИК03; б — многорежимный буферный регистр К589ИР12; в — шинный формователь К589АП16; г — шинный формователь с инверсией К589АП26

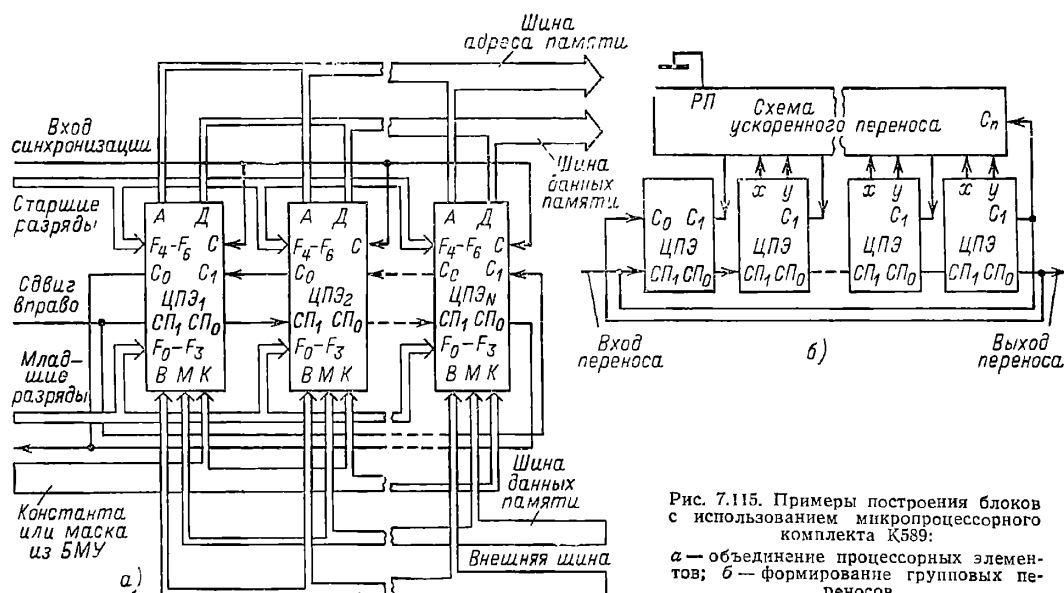


Рис. 7.115. Примеры построения блоков с использованием микропроцессорного комплекта К589:

а — объединение процессорных элементов; б — формирование групповых переносов

7.12.3. Многокристальные секционированные микропроцессоры. Однокристальные микропроцессоры и микро-ЭВМ вследствие ограниченных функциональных возможностей и недостаточного быстродействия в ряде применений не могут обеспечить эффективного решения поставленных задач.

Разбиение на секции процессорной и других частей микро-ЭВМ позволяет реализовать различные архитектурные принципы наращивания вычислительной и информационной мощности «по вертикали», «по горизонтали». Этот подход дает возможность обеспечить максимальную производительность системы. Гибкость микрокоманд микропроцессорных секций (МПС) позволяет осуществлять эффективную эмуляцию различных ЭВМ.

Например, микропроцессорный комплект К589 позволяет строить быстродействующие контроллеры, микро- и мини-ЭВМ, системы обработки данных, работающие с быстродействием до 1 млн. операций в секунду. Основу комплекта, реализованного на ТТЛ с диодами Шоттки, составляют БИС центрального процессорного элемента, микропрограммного управления, приоритетного прерывания, ускоренного переноса и ряд интерфейсных БИС, приведенных на рис. 7.111—7.114 [7.22, 7.23].

Центральный процессорный элемент К589ИКО2 представляет собой 2-битную секцию, обладающую возможностью наращивания разрядности и содержащую 11 регистров общего назначения, накопительный регистр и независимый регистр адреса памяти (рис. 7.111). Процессорный элемент обеспечивает выполнение арифметических операций в двоичном дополнительном коде, выполняет сдвиги влево и вправо, ускоренный перенос и другие операции.

БИС К589ИК14 (рис. 7.113) предназначена для обработки запросов прерываний от

внешних источников, определения их приоритетности и выдачи в центральный процессор управляющих сигналов. Основными узлами блока приоритетного прерывания являются триггеры запроса прерывания с шифратором приоритета, схема приоритета и триггера текущего состояния. При независимом поступлении сигналов прерываний БИС автоматически определяет приоритет запросов согласно запрограммированной заранее дисциплине арбитража.

БИС К589ИКО3, являющаяся схемой формирования ускоренных групповых переносов, обеспечивает подключение микропроцессорных секций при увеличении разрядности обрабатываемых данных и представляет собой комбинационную схему повышенной степени функциональной интеграции (рис. 7.114, а).

БИС К589ИР12 представляет собой универсальный 8-разрядный регистр с трехстабильными выходами, со схемой управления и триггером формирования запроса на прерывание (рис. 114, б).

Шинные формователи К589АП16 и К589АП26 предназначены для управления магистральями и представляют собой двунаправленные 4-канальные коммутаторы, обеспечивающие прием информации, передачу и двунаправленный обмен. Формирователь К589АП26 отличается от К589АП16 наличием инверсии в каналах обмена.

Совместное использование процессорных БИС и БИС ускоренного переноса К589ИКО3 позволяет получить широкий диапазон характеристик вычислительных средств с нарастающей разрядностью.

На рис. 7.115 приведен пример объединения секций в контроллере на базе комплекта К589.

Возможности построения вычислительных средств на основе 4-разрядных БИС рассмотрим на примере микропроцессорного комплек-

та (рис. 7.116—7.120), основу которого составляет 4-разрядная микропроцессорная секция, предназначенная для построения операционных блоков цифровых ЭВМ 4-разрядности, кратной четырем [7.25]. МПС выполняет арифметические, логические, регистровые функции 4-разрядного микропрограммируемого процессора.

В состав указанной МПС входит устройство микропрограммного управления, арифметико-логическое устройство АЛУ с возможностью организации ускоренного переноса, двухпортовое регистровое запоминающее устройство с произвольной выборкой (ЗУПВ) на 16 4-разрядных слов, обеспечивающее независимый и одновременный доступ, рабочий Q-регистр со сдвигом Q, сдвигатель ЗУПВ, обеспечивающий сдвиг результатов операции АЛУ при записи в ЗУПВ, выбор источника данных АЛУ и наличие сигналов состояния: перенос, переполнение, знак, ноль (см. рис. 7.116).

Функциональные возможности МПС характеризуются способностью выполнять за один такт любую из стандартных операций выборки различных операндов, сдвига и комбинации операций в АЛУ и сдвигов. МПС выполняет арифметические операции сложения и вычитания, логические функции ИЛИ, И, исключающее ИЛИ, исключающее ИЛИ-НЕ, положительные и отрицательные приращения, вырабатывает сигналы переноса.

АЛУ, имеющее трехстабильные выходы, предназначено для выполнения арифметических и логических операций над двумя операндами с формированием сигналов состояния.

Блок регистра Q, состоящий из регистра и сдвигателя, предназначен для записи и хранения 4-разрядного кода результата, полученного при выполнении микрокоманды, со сдвигом или без сдвига данных в сторону младших или старших разрядов.

Блок внутренней памяти ЗУПВ, предназначенный для хранения операндов или резуль-

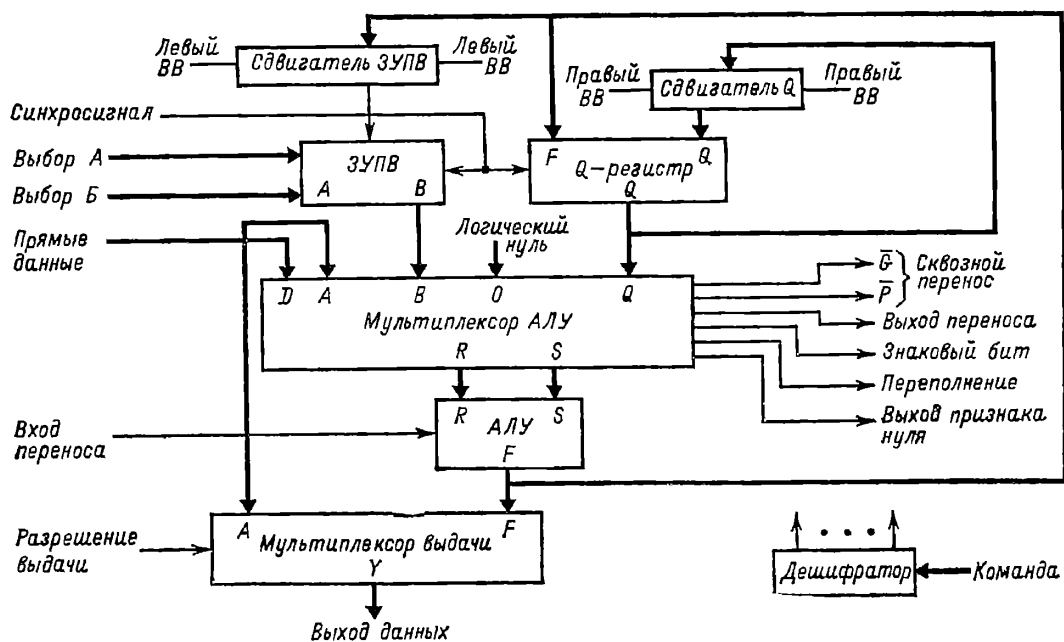


Рис. 7.116. 4-разрядная микропроцессорная секция

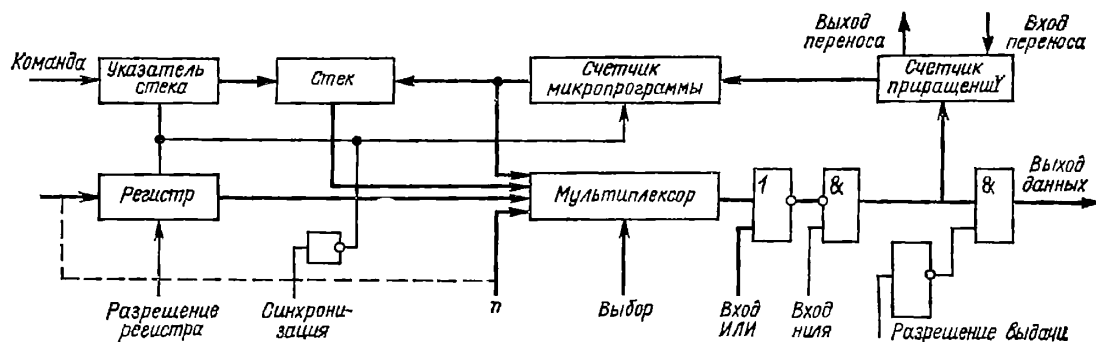


Рис. 7.117. Схема управления адресом микрокоманды

тата и для сдвига данных, является блоком регистров общего назначения.

На рис. 7.117 и 7.118 представлены схема управления адресом микрокоманды и схема управления следующим адресом. Их совмест-

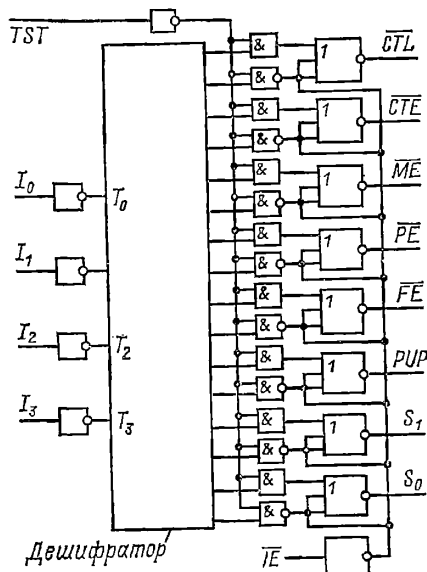


Рис. 7.118. Схема управления следующим адресом

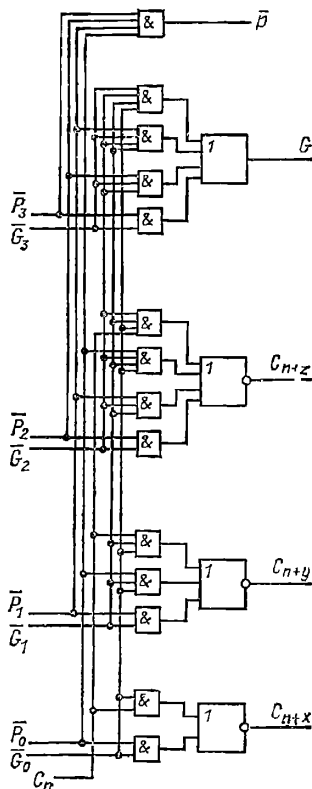


Рис. 7.119. Схема ускоренного переноса

ное использование обеспечивает реализацию блока микропрограммного управления.

Схема ускоренного переноса, представленная на рис. 7.119, предназначена для осуществления функций передачи параллельных сигналов в процессорном блоке. Каскадное включение подобных схем позволяет реализовать параллельные цепи переноса в процессорах с разрядностью больше шестнадцати. Использование этих БИС существенно ускоряет быстроедействие АЛУ с наращиваемой разрядностью, обеспечивая прием до четырех пар сигналов распространения и генерации переносов, а также формирование на пяти выходах сигналов распространения.

Схема на рис. 7.120 является универсальным параллельным регистром.

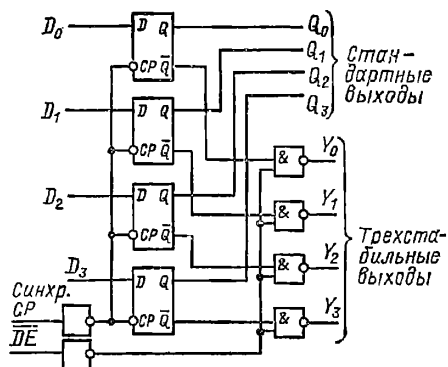


Рис. 7.120. Универсальный параллельный регистр

На рис. 7.121 приводится пример построения 16-разрядного арифметико-логического устройства путем объединения 4-разрядных процессорных секций с помощью схемы переноса. На рис. 7.122 даны общая структура и пример подключения блока микропрограммного управления к центральному процессору. На рис. 7.123 приводятся примеры использования универсальных параллельных регистров при построении центрального процессора и внешних интерфейсных шин. Рисунок 7.124 иллюстрирует полную конфигурацию блока микропрограммного управления с дешифраторами, счетчиками, регистрами.

Восьмиразрядное арифметическое устройство КР1802ВС1, выполненное по ТТЛШ технологии, позволяет реализовать широкий набор операций обработки данных: арифметические операции сложения и вычитания в дополнительном коде, логические операции дизъюнкции, инверсии и неравнозначности, арифметические, логические и циклические сдвиги на один разряд в обе стороны (рис. 7.125) [7.23].

Выполнение перечисленных функций одной БИС обеспечивается параллельным арифметико-логическим устройством АЛУ со схемой сдвига результата, регистрами A и B , регистром расширения со схемами сдвига и загрузки, блоком формирования признака нуля результата, выходными схемами с двунаправленными трехстабильными шинами, дешифраторов операций и модификаций. Объединение нескольких таких БИС в сочетании со схема-

БИС последовательного умножителя представляет собой также наращиваемую секцию с числом разрядов, кратным восьми, предназначенную для умножения двух 8-разрядных чисел и деления 16-разрядных кодов на 8-разрядный код. Данная микросхема содержит сумматор *СМ*, регистры *Р1*—*Р3*, мультиплексоры *М1*—*М3*, выходные буферы выдачи резуль-

тата *ВБА* и *ВБВ*, схемы выдачи признаков *СВП* и анализируемых разрядов *СВАР*, регистр инструкции *РИ* и устройство управления *УУ*.

В процессе умножения и деления в регистре *Р1* хранятся множитель или младшее слово делимого, а *Р2* — множимое или делитель, в *Р3* — частичное произведение или оче-

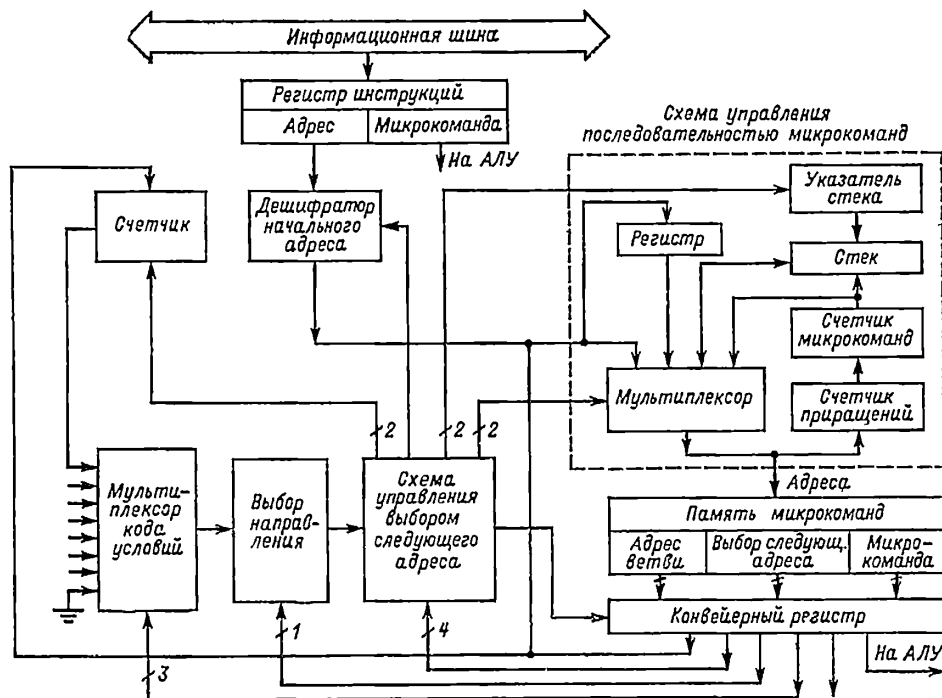


Рис. 7.124. Структурная схема блока микропрограммного управления

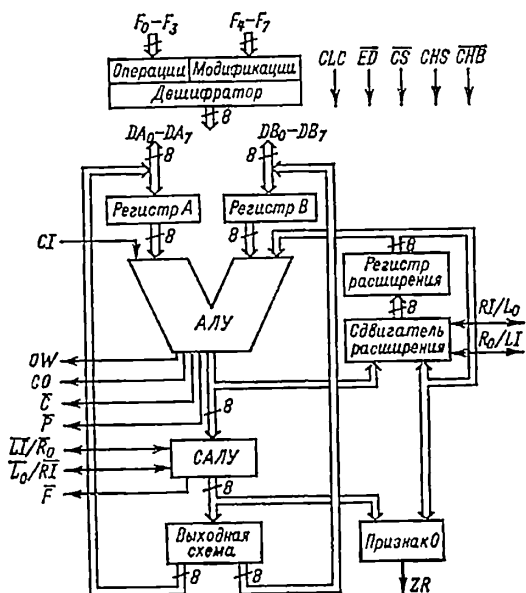


Рис. 7.125. 8-разрядная секция арифметического устройства КР1802ВС1

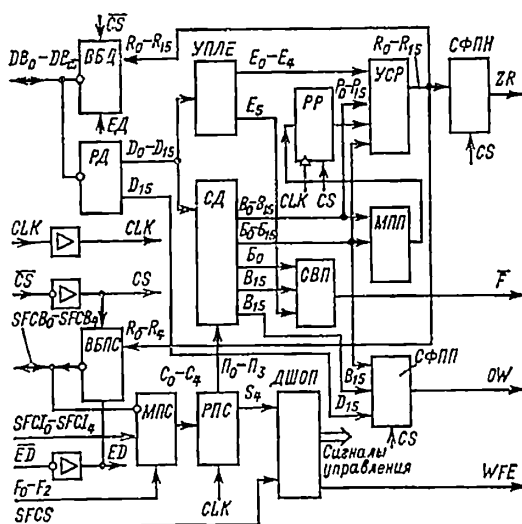


Рис. 7.126. Арифметический расширитель КР1802ВР1

редной остаток. Под воздействием устройства управления инициируются последовательности сигналов, обеспечивающие прием операндов и выдачу результата умножения 8-разрядных

целых чисел в дополнительном коде, умножение и деление кодов.

Умножитель, представленный на рис. 7.128, предназначен для реализации быстройдействую-

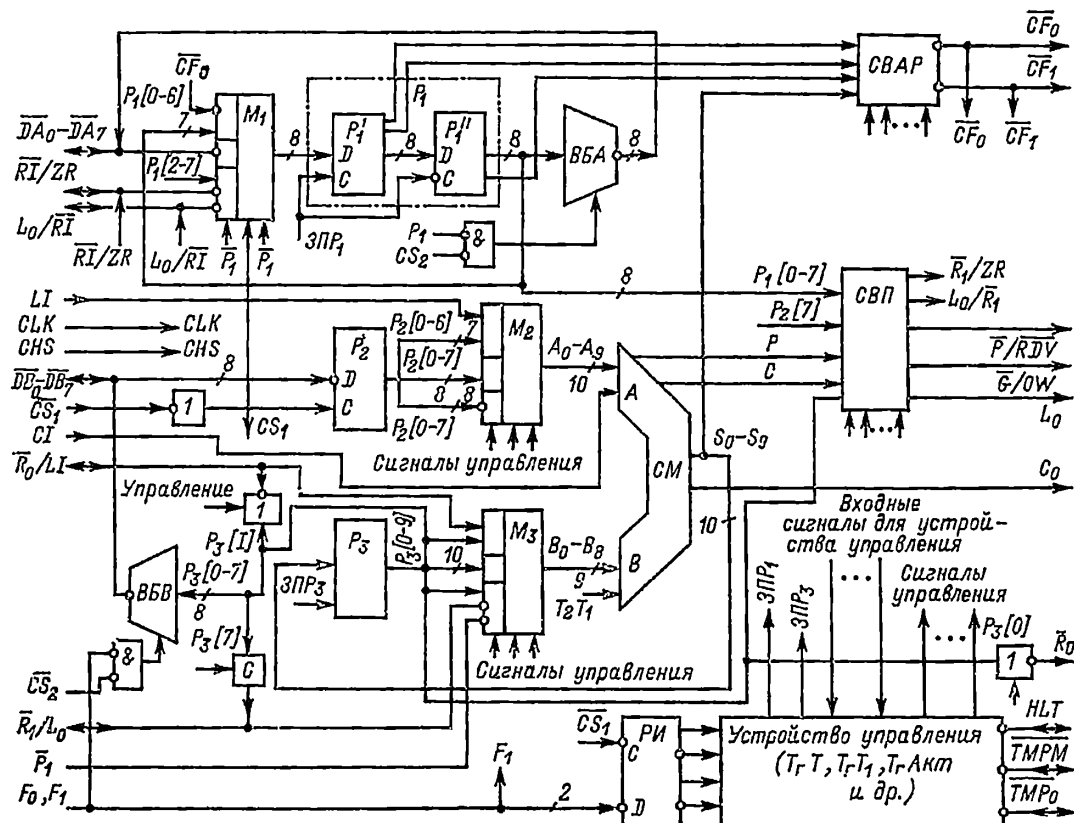


Рис. 7.127. Последовательный умножитель КР1802ВР2

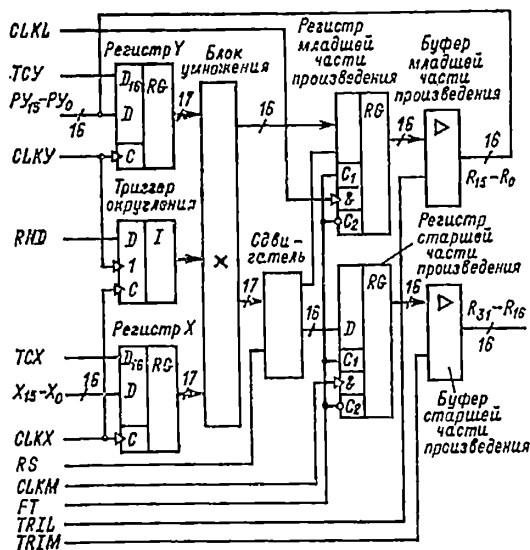


Рис. 7.128. Параллельный умножитель 16x16 УМ16

щих умножителей с наращиваемой разрядностью. Схема содержит комбинационный блок умножения, регистры множимого и множителя, 16-разрядный регистр произведения, буфер произведения и триггер округления. БИС позволяет выполнять умножение целых чисел, чисел меньше единицы, со знаком или без знака, представленных в дополнительном коде, и получать результат в дополнительном коде.

7.12.4. Устройства микропрограммного управления. Устройство управления предназначено для автоматического управления вычислительным процессом путем координации функционирования основных блоков ЭВМ. В процессе выполнения программы устройство управления вырабатывает совокупность конечных последовательностей сигналов, определяющих внутренние состояния и выходы функциональных блоков.

Структура устройства управления определяется назначением ЭВМ, типом процессора, структурой команд. Основными функциями устройства управления являются определение последовательности выборки команд из памяти, расшифровка и исполнение команд, пуск и останов машины, контроль работы, управле-

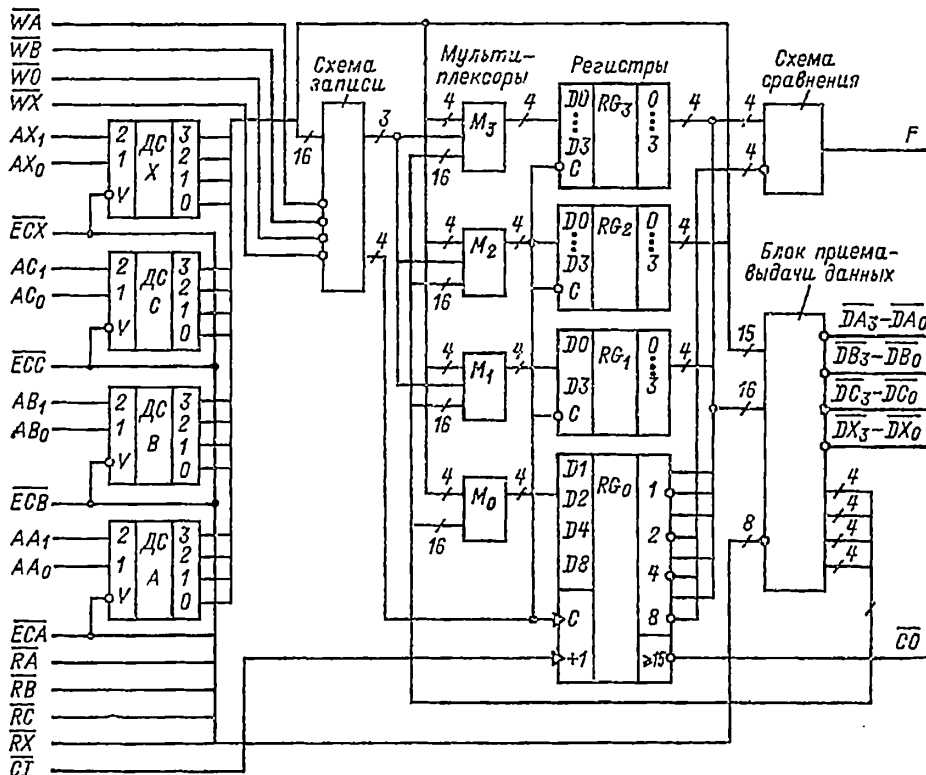


Рис. 7.130. Блок обмена информацией КР1802ВВ1

(двухадресная память), в которой имеются два 4-разрядных канала приема и выдачи информации. БИС предназначена для реализации СОЗУ процессоров, многоадресных ОЗУ (рис. 7.129).

В состав микросхемы входят: матрица 16×4 бит на основе 16 регистров; два дешифратора; каналы А и В; восемь усилителей считывания с тремя устойчивыми состояниями; восемь усилителей записи.

БИС обмена информации (ОИ) КР1802ВВ1 является 4-адресной памятью, которая имеет четыре 4-разрядных регистра для приема и выдачи информации, и предназначена для использования в качестве СОЗУ с возможностью организации на одном из регистров счетчиков с увеличением содержимого на +1. На БИС ОИ возможно построение памяти с интегрированными возможностями, вытекающими из раздельности и независимости задания различных режимов (рис. 7.130).

Состав схемы: три 4-разрядных регистра; один 4-разрядный двоичный счетчик; четыре дешифратора; узлы управления; четыре мультиплексора выбора информации; схема сравнения; четыре мультиплексора выдачи информации в каналы.

Уровень современной технологии позволяет выпускать БИС оперативной и постоянной памяти, а также перепрограммируемые постоянные запоминающие устройства с объемами памяти в одном кристалле $16\text{К} - 64\text{ кбит}$ и более, обеспечивая различные форматы обмена от 1 до 4—8 разрядов в слове. Наибольшее

применение имеют БИС с одноразрядной организацией, дающей возможность работать с произвольным форматом данных микропроцессора, вводить контрольные разряды, обеспечивать в ОЗУ кодирование с обнаружением и исправлением групповых и одиночных ошибок.

На рис. 7.131 приведен пример реализации одного блока оперативной памяти микро-ЭВМ с 16-разрядными адресными шинами и с 8-разрядными шинами данных.

Старшие адреса ($A_{12} - A_{15}$) обеспечивают выбор этого блока в 64 К-адресном пространстве с помощью соответствующего дешифратора DC. Шины данных в систему включаются с помощью двунаправленного шинного формирователя ШФ. Аналогичные формирователи могут быть установлены на адресных шинах. Таких блоков вместе с блоками ПЗУ в одной микро-ЭВМ обычно используется несколько — для хранения программ, констант, данных.

7.12.6. Интерфейсы микропроцессорных средств. Эффективность вычислительного процесса в ЭВМ во многом зависит от организации обмена, оборудования для ввода-вывода информации и интерфейса между внешними устройствами, процессором и другими компонентами комплекса. Интерфейсом называется совокупность алгоритмических правил, электрических характеристик и конструктивных требований, обеспечивающих соединение взаимодействующих элементов системы.

При разработке систем автоматики и средств вычислительной техники отмечается общая тенденция использования унифицированных интерфейсов, которые сокращают число типов контроллеров внешних устройств, упрощают компоновку вычислительных комплексов

При параллельном обмене шины данных микропроцессорных средств содержат 8—16 двунаправленных линий. Шины адресов могут содержать 16—20 однонаправленных линий. С целью уменьшения количества внешних соединений в некоторых системах допускается

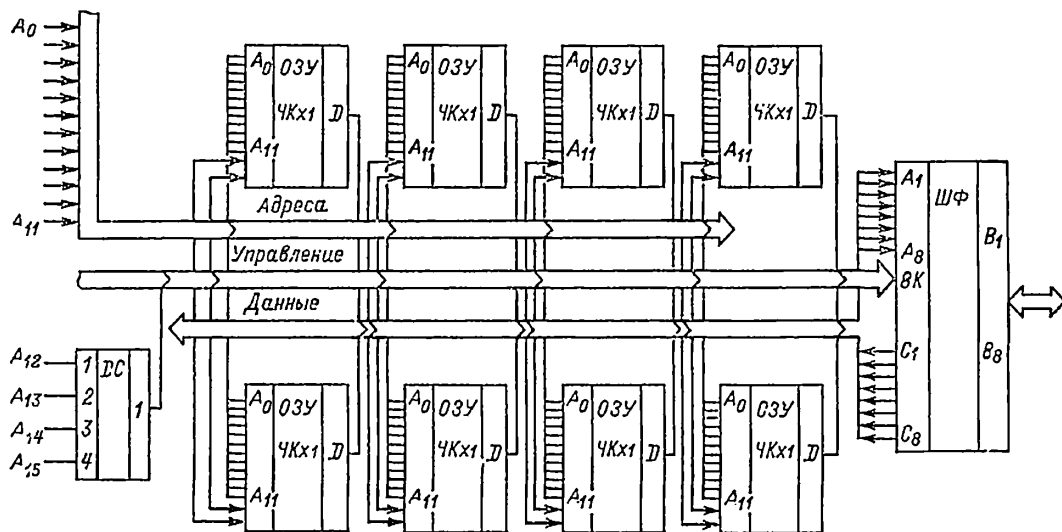


Рис. 7.131. Блок оперативного запоминающего устройства микро-ЭВМ

различных конфигураций, дают возможность наращивать мощность системы ввода-вывода, упрощают техническое обслуживание и модернизацию средств на базе микропроцессоров.

Основой унификации являются различные классификационные признаки объекта. Применительно к интерфейсам такими признаками могут быть местоположение в системе, доступность пользователю, конструктивное исполнение и т. д.

По системным признакам можно различать интерфейсы системный, процессорный и периферийный.

Системным называется интерфейс, обеспечивающий сопряжение ЭВМ или процессоров между собой в составе сосредоточенных или распределенных микропроцессорных систем.

Процессорным называется доступный пользователю интерфейс микропроцессора или микро-ЭВМ, сопрягаемый с системным интерфейсом через соответствующий адаптер магистрали.

Периферийный интерфейс — интерфейс, устанавливающий принципы взаимодействия между периферийным устройством и его контроллером.

По конструктивным признакам следует различать интерфейсы внутрисхемный, внутрисхемный, внутрисхемный и межсхемный. Каждый из них определяет габаритно-присоединительные размеры, требования к соединительным элементам, а также условия взаимодействия группы компонентов, расположенных на данной конструктивной единице.

Функциональное описание интерфейсов отражает особенности обмена и управления доступом, вид синхронизации и т. п.

поочередное использование для передачи адресов или данных одних и тех же шин. В этом случае вводятся дополнительные линии управления адресацией, которые содержат признак адреса, подтверждение приема адреса.

Шины управления доступом к магистрали обеспечивают выполнение параллельного или последовательного арбитража. Параллельный арбитраж интерфейса имеет возможность анализа 8—16 одновременных запросов доступа к магистрали с тем же количеством линий разрешения доступа. Последовательный арбитраж, реализуемый цепочкой абонентов, характеризуется наличием у каждого абонента входного и выходного сигналов приоритетного доступа к магистрали, а также групповых сигналов запроса и занятия шины. Для обеспечения прямого доступа к памяти среди шин управления доступом резервируются соответствующие шины, имеющие наивысший приоритет в обслуживании.

Для управления прерываниями от внешних устройств в интерфейсе используются параллельные или последовательные шины запроса и подтверждения прерывания. К этой же группе шин могут быть отнесены линии прерываний от внешних событий, например от сигналов таймера.

Процесс непосредственного обмена информацией в интерфейсе сопровождается сигналами чтения и записи в память или в порт обмена.

Шины синхронизации интерфейса обеспечивают передачу устройствам сигналов постоянной частоты, синхронизацию задатчика и исполнителя, сигналы начальной установки, регенерацию динамической памяти.

К служебным сигналам интерфейса можно отнести сигналы разрешения старшего байта, указатели ошибок, шины контроля источников питания и напряжения сети, сигналы признаков работы ОЗУ — ПЗУ.

В качестве примера реализации интерфейса для мультимикропроцессорных систем на основе БИС серии КР580 рассмотрим системный интерфейс типа И41 (ОСТ 25 469-82), относящийся к магистральным сопряжениям с синхронизацией.

Интерфейс содержит следующие основные шины: 16—20 адресных линий; 16 линий данных; 8 параллельных линий запроса прерываний; линию подтверждения прерывания; линию подтверждения передачи; линии записи и чтения из портов ввода-вывода; линии записи и чтения из памяти; линии запрета ОЗУ или ПЗУ; линию начальной установки; линии синхронизации магистрали; линии входов и выходов приоритетного разрешения доступа; линии запроса магистрали; линию занятия магистрали.

В интерфейсе И41 используются также дополнительные линии, идентифицирующие сигналы снижения напряжения сети и возникновения неисправностей в блоке питания, линии останова, сброса или ожидания микропроцессоров, линии питания всей системы.

Важнейшей особенностью этого системного интерфейса является использование синхросигналов, передаваемых по специальной шине: анализ состояния магистрали ведущим устройством осуществляется по отрицательному фронту импульсов синхронизации, что позволяет устранить неоднозначность отсчета.

При последовательном арбитраже в течение одного периода синхронизации сигнал опроса состояния абонентов должен успеть распространиться по всей цепочке. Следовательно, период синхронизации и время арбитража определяют максимальное количество последовательно соединенных устройств.

Одним из наиболее распространенных вариантов процессорного интерфейса является магистральный параллельный интерфейс МПИ (ОСТ 11.305.903-80). Для уменьшения числа шин в этом интерфейсе осуществляется временно разделение двунаправленных шин, используемых как для обмена информацией, так и для адресации. Упорядочение обмена, идентификация сигналов, синхронизация обеспечиваются группой управляющих шин. Управление прерываниями осуществляется сигналами запроса прерывания и разрешением прерывания, последовательно проходящими через все источники прерываний в системе. По отдельной шине передается сигнал принадлежности данного адреса группе адресов внешних устройств. Управление общим сбросом системы при отключении источника питания осуществляется по трем шинам. Три другие шины используются для сигнализации о переходе в режим работы с пультa, о работе в реальном масштабе времени и о перезаписи микрокодов в памяти. Специальные шины служат для управления запросами прямого доступа в память.

Аппаратная реализация подобных интерфейсов обеспечивается БИС, реализующими функции арбитража, шинных формирователей, регистров, блоков обработки прерываний.

В микропроцессорных комплектах отмечается быстрый рост числа типов вспомогательных БИС, обеспечивающих реализацию периферийного интерфейса и расширяющих функциональные возможности основного комплекта. Подобные БИС периферийного интерфейса упрощают построение трех основных типов сопряжения: последовательный интерфейс, обеспечивающий подключение аппаратуры типа телетайпа, модема; параллельный интерфейс, обеспечивающий сопряжение с печатающими устройствами, дисплеями, клавиатурой; интерфейс прямого доступа к памяти процессора, обеспечивающий подключение к микропроцессору или микро-ЭВМ быстрых устройств типа внешних накопителей, АЦП.

Наиболее типичными схемами периферийного интерфейса являются БИС комплекта КР580, в котором КР580ВВ51 — последовательный интерфейс, КР580ВВ55 — параллельный интерфейс, КР580ВТ57 — контроллер прямого доступа к памяти.

БИС КР580ВВ51 представляет собой универсальный синхронно-асинхронный программируемый приемопередатчик (УСАПП), предназначенный для преобразования параллельного кода, полученного из микропроцессора, в последовательный поток символов со служебными битами и передачи этого потока в канал связи с различной скоростью, а также для выполнения обратных преобразований.

Микросхема содержит следующие функциональные узлы (рис. 7.132): буфер ввода-вывода, представляющий собой трехстабильное двунаправленное 8-разрядное устройство, предназначенное для связи с процессором; 8-разрядный регистр режима, предназначенный для хранения управляющего слова режима и содержащий восемь триггеров и схем совпадения; 8-разрядный регистр команд, обеспечивающий хранение инструкций; 13-разрядный регистр передатчика, предназначенный для записи стоп-бита, бита контроля данных, стартового бита, управляющих и синхронизирующих сигналов; 8-разрядные регистры первого и второго синхросимволов и схема сравнения, предназначенные для хранения кодовых наборов одного или двух синхросимволов и сравнения содержимого регистров синхросимволов с сигналами, поступающими с регистров приемника; два 9-разрядных регистра приемника, обеспечивающие последовательную запись данных и служебных символов и параллельный обмен с внутренней магистралью; схему управления, обеспечивающую запись данных или управляющих слов в микросхему, а также чтение данных или байта состояния и выработки выходных служебных сигналов; схемы формирования фаз, сброса, зарядки внутренней магистрали данных и автосмещения, предназначенные для генерации внутренних синхросигналов, установкой БИС в исходное состояние и выработки напряжения смещения и подачи его на подложку.

После установки микросхемы в исходное состояние и записи инструкций режима и команд она устанавливается в один из пяти режимов работы: асинхронная передача — осуществляется путем автоматического присоединения к каждому байту стартовых и стоповых сигналов и последовательного вывода данных

в телеграфный канал; асинхронный прием — начинается после поступления из телеграфного канала стартового сигнала с проверки его стробированием. Принятый символ преобразуется в параллельный код и передается на внутреннюю шину микросхемы; синхронная передача — осуществляется путем добавления к информационным битам одного или двух синхросимволов, частота поступления которых определяет скорость обмена с модемом; синхронный прием с внутренней синхронизацией — начинается с обнаружения одного или двух

8-разрядный регистр ввода-вывода с входными и выходными формирователями; канала *C*, содержащего два 4-разрядных регистра, каждому из которых соответствуют свои входные и выходные формирователи; канала *D*, состоящего из 8-разрядных входных и выходных формирователей с тремя устойчивыми состояниями; регистра управляющего слова, предназначенного для приема и хранения управляющей информации с шины данных; схемы выбора канала, определяющей функцию и направление работы каждого из каналов ввода-вывода;

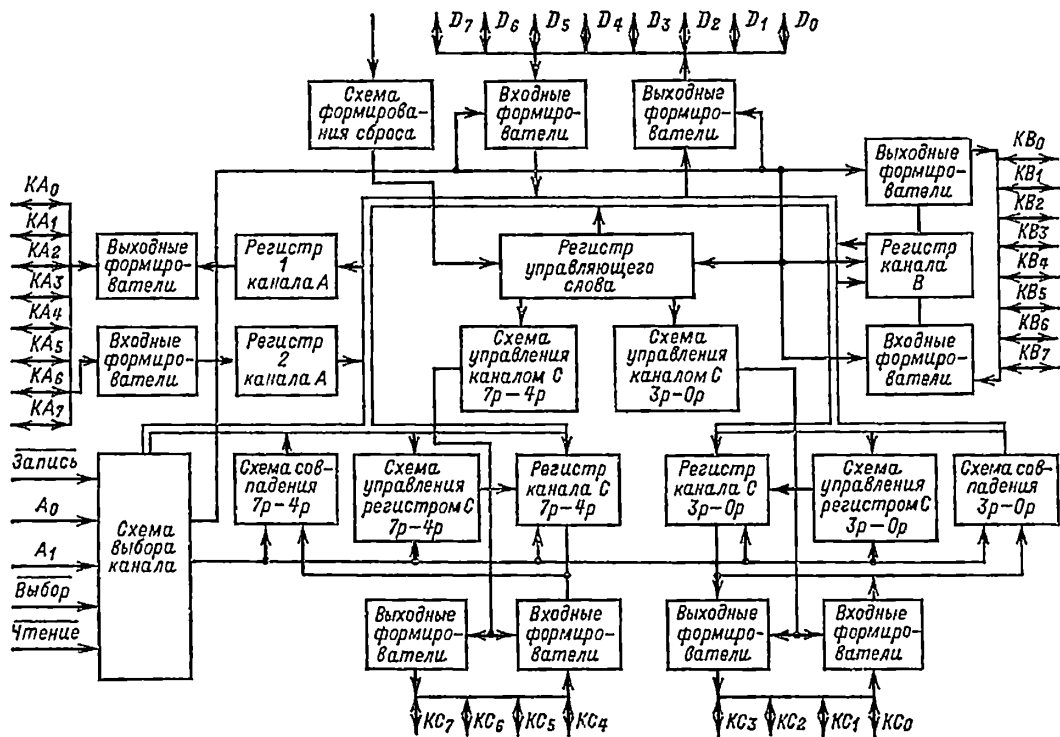


Рис. 7.133. Программируемый параллельный интерфейс КР580ВВ55

синхросимволов путем сравнения данных в канале и кода синхросимвола в регистре с последующим захватом синхронизации; синхронный прием с внешней синхронизацией — характеризуется подачей на определенный вход внешних сигналов, определяющих частоту обмена с модемом.

Подключение к последовательному входу внешних устройств типа телетайпа, модема, дисплея с побитным обменом обеспечивает заполнение памяти процессора по последовательным шинам, что существенно сокращает количество кабельной продукции и коммуникационного оборудования.

БИС КР580ВВ55 представляет собой программируемое устройство ввода-вывода параллельной информации различного формата, предназначенное для связи внешних устройств с микропроцессором.

Микросхема состоит из следующих основных узлов (рис. 7.133): канала *A*, состоящего из 8-разрядного регистра *I* с выходными формирователями; канала *B*, содержащего один

схем управления каналом *C* с разрядами 0—3 и 4—7, предназначенными для управления формирователями или выработки управляющих сигналов; схем совпадения, предназначенных для передачи информации со входа канала *C* или с регистров канала *C* на внутреннюю магистраль данных; схем управления регистром *C*, предназначенных для сброса программным способом любого из разрядов регистра *C*.

Режим работы каждого канала задается управляющими словами, записанными по шине данных в регистр управляющего слова и переводящими интерфейс в один из трех основных режимов работы: простой ввод-вывод (режим 0); стробируемый ввод-вывод (режим 1); двунаправленный канал (режим 2).

Режимы работы каналов *A* и *B* могут в одно и то же время различаться, изменяясь в процессе выполнения программы. В режимах 1 и 2 через канал *C* выдают сигналы запросов прерывания микропроцессора. В режиме 0 осуществляется ввод или вывод информации

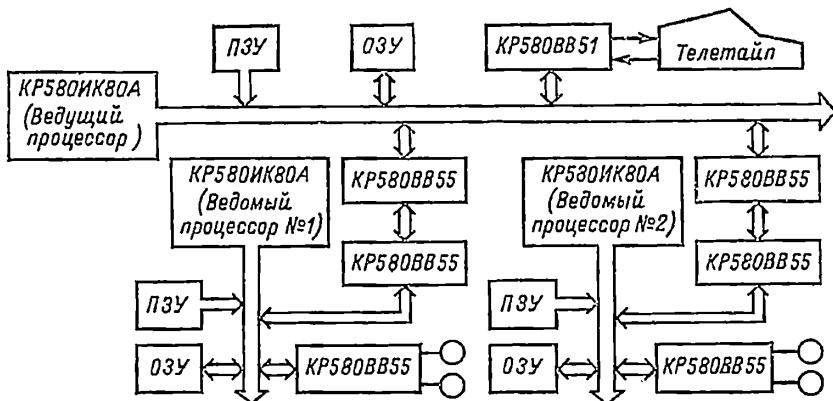


Рис. 7.134. Многопроцессорная система с использованием параллельных интерфейсов

через любой из трех каналов, образующих два 8-разрядных и два 4-разрядных подканала. При этом данные читаются или записываются без сигналов управления. В режиме 1 ввод или вывод осуществляется по сигналам управления (стробам).

Обмен информацией осуществляется только через каналы *A* и *B*, а канал *C* используется для управления. В режиме 2 для передачи данных используется только канал *A*, обеспечивающий двунаправленный обмен и три состояния шин. При этом канал *C* выполняет управляющие функции, а канал *B* может находиться в режиме 0 или 1.

БИС программируемого параллельного интерфейса может использоваться совместно с печатающими устройствами, клавиатурой, различными табло и пультами, а также при создании многопроцессорных систем (рис. 7.134, 7.135).

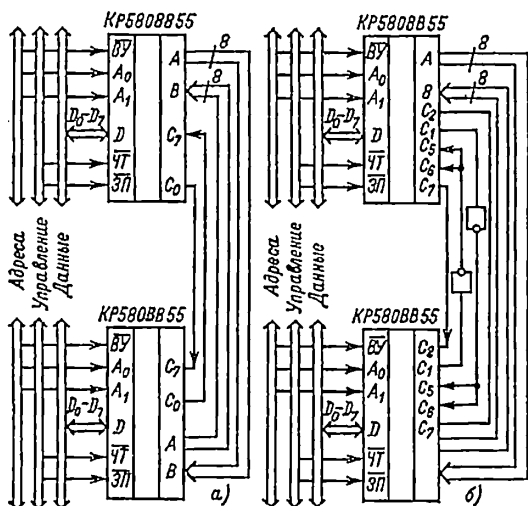


Рис. 7.135. Варианты межпроцессорных соединений: а — работа двух процессоров через параллельный интерфейс в режиме программного опроса; б — работа двух процессоров через параллельный интерфейс в режиме прерываний

БИС четырехканального программируемого контроллера прямого доступа к памяти КРДП предназначена для высокоскоростного обмена данными между памятью микропроцессора и быстродействующими внешними устройствами. Микросхема содержит четыре канала, обеспечивающих адресацию памяти массивами до 16 кбайт каждый путем формирования последовательностей с возможностью задания любого из 64 начальных адресов.

БИС контроллера прямого доступа к памяти (рис. 7.136) состоит из следующих функциональных узлов: запоминающего устройства, содержащего четыре пары 16-разрядных регистров количества циклов и начального адреса; блока приема запросов, предназначенного для осуществления арбитража запросов и выдачи сигналов подтверждения прямого доступа по соответствующим каналам: 8-разрядного регистра установки режимов, сохраняющего информацию о запрограммированных режимах циклического или фиксированного приоритета, длины записи, автозагрузки; 8-разрядного регистра состояния каналов, фиксирующего условия конца счета конкретных каналов, а также наличие флага обновления данных; буфера адреса, предназначенного для приема и выдачи кода адреса и содержащего двунаправленные шины $A_0—A_3$ для программирования регистров или для выдачи младших разрядов генерируемого адреса и трехстабильные шины $A_4—A_7$ для генерации соответствующих разрядов 16-разрядного адреса памяти; 8-разрядного двунаправленного буфера данных с трехстабильным выходом, подключаемым к процессору; схемы выработки сигналов запись-чтение, осуществляющей прием, формирование и выдачу сигналов обеспечения обмена между памятью и внешним устройством; устройства управления, предназначенного для приема, обработки и выдачи сигналов запроса и подтверждения захвата, для формирования сигналов разрешения адреса, конца счета, маркера по модулю 128.

В процессе работы микросхема может принимать следующие состояния: исходное, программирование, ожидание и обслуживание.

Исходное состояние обеспечивается сигналом установки, сопровождающегося сигналами маскирования запросов от каналов.

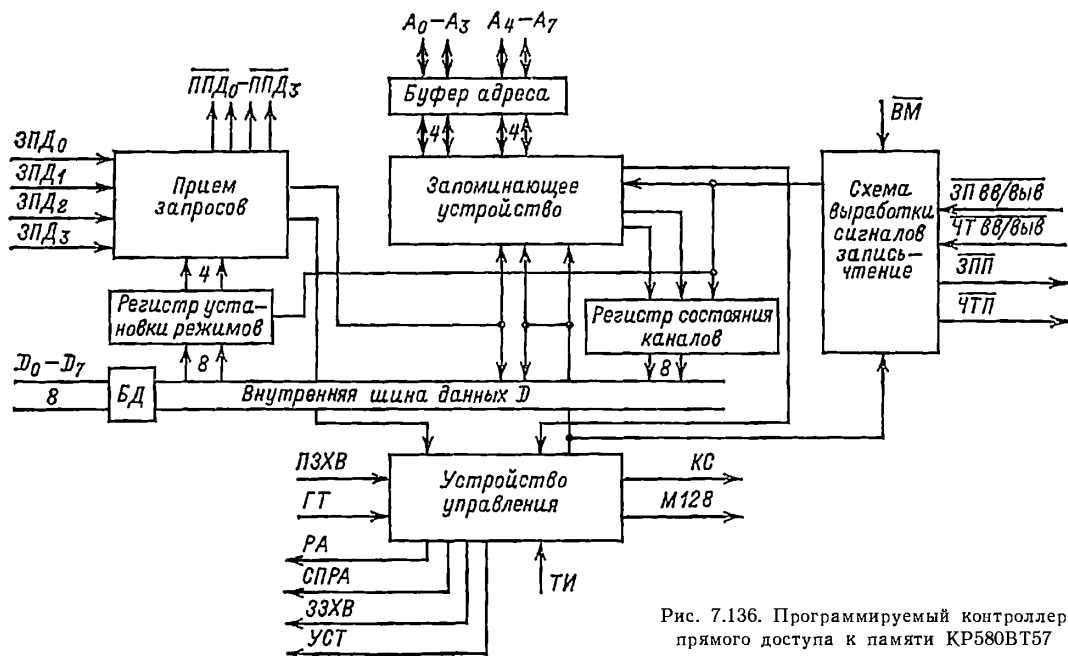


Рис. 7.136. Программируемый контроллер прямого доступа к памяти КР580ВТ57

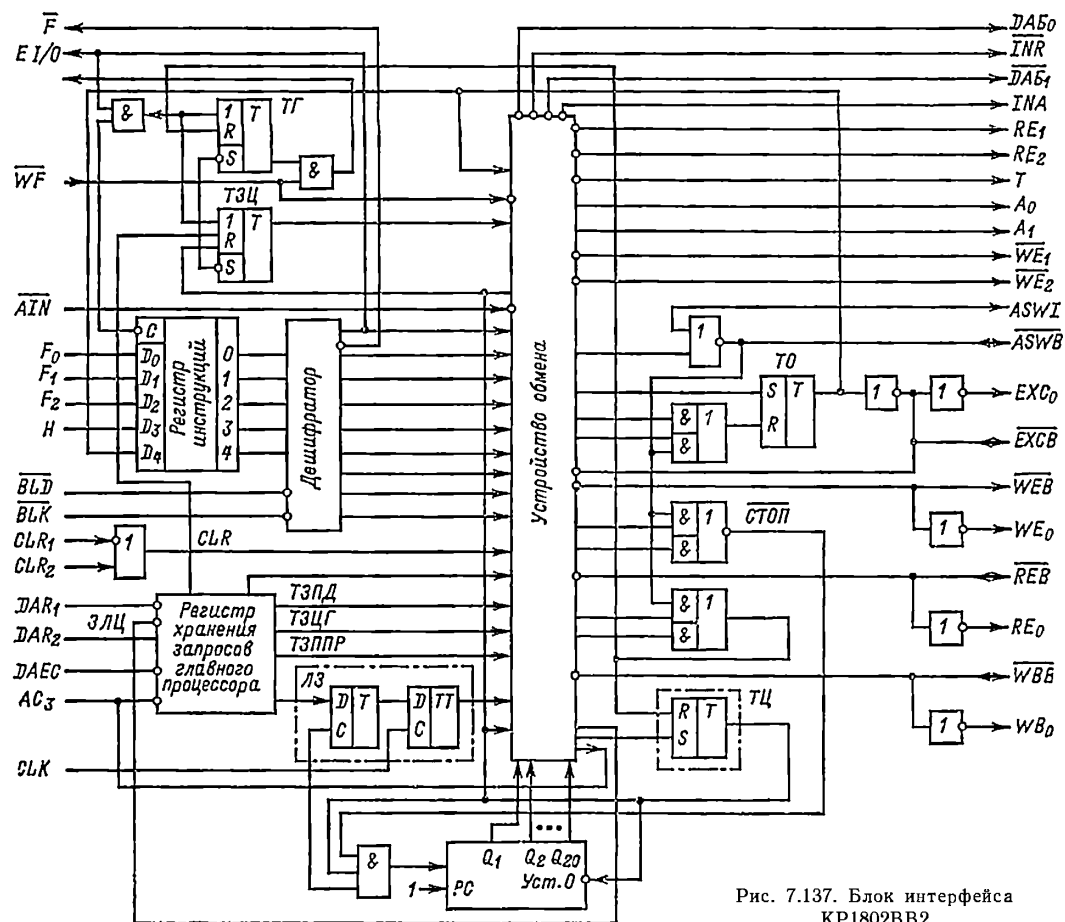


Рис. 7.137. Блок интерфейса КР1802ВВ2

В режиме программирования по шинам данных микропроцессор записывает в память канала начальный адрес, количество циклов, а в регистры — инструкции режима работы.

В режиме обслуживания управляющие шины подключаются к микропроцессору, выполняющему один из заданных режимов.

управляющего слова, буфер шины данных и блок записи-чтения. Счетчики могут работать как в двоичном, так и в двоично-десятичном коде, что обеспечивается выбором режима настройки. Высокий потенциал на входах счетчиков разрешает подсчет импульсов, низкий — осуществляет запрет. Текущее состояние схемы

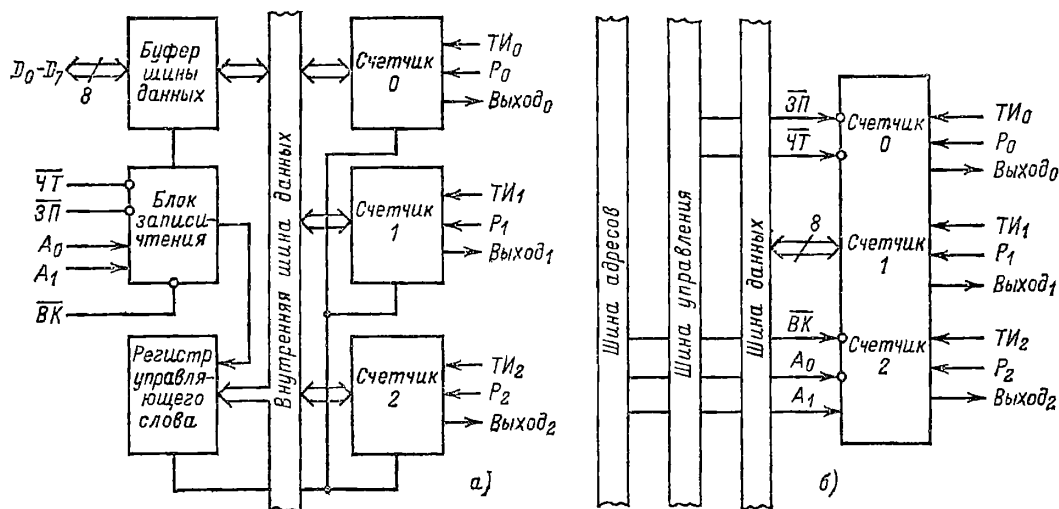


Рис. 7.138. Программируемый интервальный таймер:

а — структурная схема таймера; б — схема подключения таймера к процессорному интерфейсу

Большое количество выполняемых функций при наличии высокого быстродействия открывает широкие возможности применения КИДП в самых различных областях вычислительной техники и автоматики.

Близкие по функциональному назначению БИС используются и в других микропроцессорных комплектах — это БИС интерфейса и программируемый адаптер последовательного интерфейса в комплекте КР1802, отдельные функциональные узлы в виде блока приоритетных прерываний и многократного буферного регистра в комплекте К589 (см. рис. 7.137, 7.113, 7.114, б).

Эффективность системы ввода-вывода микро-ЭВМ существенно возрастает при аппаратной реализации таких функций, как формирование в составе интерфейса временных интервалов, необходимых для работы в режиме реального времени, или при обслуживании запросов прерываний, поступающих на интерфейс от инициативных устройств. Рассмотрим возможные варианты структурной организации таких узлов, представленных в виде БИС.

Программируемый таймером называется устройство, формирующее согласно заданной программе необходимые временные интервалы и последовательности импульсов. Программируемый таймер может использоваться в качестве генератора прямоугольных импульсов, счетчика, программируемого одновибратора, умножителя частоты, контроллера внешнего устройства со сложной временной диаграммой.

Схема таймера содержит три отдельных 16-разрядных счетчика с возможностью предварительной установки содержимого, регистр

может считываться операционной системой в любой момент времени. Таймер, представленный на рис. 7.138, а, подключается стандартным образом к шинам данных, адресов и управления микропроцессора (рис. 7.138, б).

Служебными сигналами для счетчиков являются сигналы разрешения каналов P , тактовые импульсы $ТИ$ и сигналы выхода. Настройка каждого счетчика осуществляется автономно, путем записи управляющих слов в регистр управляющего слова. Для всех счетчиков используется единственный регистр. Управляющие слова помимо обращения к конкретному счетчику несут информацию о выбранном режиме работы. В зависимости от выбора одного из возможных режимов осуществляется настройка схемы на формирование управляемых в процессе работы временных интервалов, на формирование интервалов заданной заранее длительности, на генерацию регулярной последовательности импульсов, длительность которых равна периоду входного импульса, и на генерацию импульсов со скважностью, равной двум. Один из последних режимов может использоваться при синхронизации с помощью данного таймера устройств с последовательно-параллельным интерфейсом.

Для обработки прерываний в режиме реального времени с возможностью наращивать количество уровней запросов в широком диапазоне может использоваться контроллер прерываний. Структура такого контроллера, представленная на рис. 7.139, а, содержит объединяемые внутренней шиной данных блок записи-чтения, последовательный буфер, буфер

мых алгоритмов. Основная проблема разработки таких систем сводится к разработке программно-аппаратных средств межмашинных и межпроцессорных связей [7.26].

Условимся под многомашинной системой понимать систему на основе более чем одной микро-ЭВМ, обменивающейся с остальными машинами через стандартные интерфейсы ввода-вывода и имеющей собственные операционные системы у каждой ЭВМ.

Под мультипроцессорной системой будем понимать систему на основе более чем одного микропроцессора с единой операционной системой и с межпроцессорными связями различных уровней.

В многомашинной системе каждая микро-ЭВМ выполняет с помощью собственной операционной системы свои статически распределенные задания.

В мультипроцессорной системе осуществляется динамическое распределение системных заданий. Более сложное, чем у многомашинной системы, программное обеспечение позволяет сбалансировать в реальном времени нагрузки и обеспечить устойчивость к отказам.

Рассмотрим основные классификационные признаки мультипроцессорных систем.

По структуре памяти можно выделять следующие варианты: система с общей памятью, находящейся в общем пользовании с доступом через единую магистраль или через автономные порты; система с локальными памятью у каждого из процессоров и с доступом через единую магистраль; комбинированная система с общедоступной и с локальными блоками памяти у каждого из процессоров.

Первый вариант, представляющий собой сильно связанную систему, имеет большие ограничения на количество объединяемых процессоров: уже при трех-четырех процессорах общая магистраль начинает ограничивать быстродействие системы.

Система с локальными блоками памяти является по существу многомашинной системой; достаточное быстродействие такой системы удается сохранить за счет разделения магистралей связи процессоров и магистралей внешних устройств, а также за счет дублирования информационных и управляющих магистралей. Подобные системы являются слабо связанными.

Комбинированная система представляет собой компромиссный вариант между сильно и слабо связанными системами; такой подход имеет наибольшее распространение.

По структуре управления следует различать децентрализованные и централизованные системы. Децентрализованные системы применяются в многомашинных комплексах с однотипными ЭВМ. Централизованные системы подразумевают иерархическую организацию с ведущим и ведомыми процессорами (см. рис. 7.134).

Примером такой организации является подключение периферийных процессоров к основному, более мощному вычислительному процессору. Нижний уровень такой системы осуществляет предварительную обработку данных и организует ввод и вывод. Периферийные процессоры выполняют функции контроллеров, связанных процессоров, «разумных» терминалов. Наличие собственной локальной

памяти и своих внешних устройств, возможность самостоятельного программирования и малые расходы на программное обеспечение делают этот подход привлекательным как при разработке новых систем, так и при модернизации находящихся в эксплуатации.

По виду обмена информацией в мультипроцессорной системе следует различать программный обмен, обмен по прерываниям и обмен в режиме прямого доступа.

Программный обмен между процессорами осуществляется через стандартные порты ввода-вывода, реализованные, например, на основе БИС КР580ВВ55, запрограммированных на работу в режиме 0 (см. рис. 7.135, а). В этом варианте порт А работает на вывод, порт В — на ввод, шина C_0 — как линия управления, C_7 — как линия состояния.

Обмен между процессорами по прерываниям также может быть осуществлен через программируемые параллельные интерфейсы КР580ВВ55, используемые в режиме 1 (см. рис. 7.135, б). Данные, появляющиеся на информационных выходах А и В, сопровождаются сигналами прерывания по шинам С.

Обмен в режиме прямого доступа является наиболее быстрым по сравнению с предыдущими вариантами. Аппаратное обеспечение этого режима достигается введением дополнительных комбинационных схем для переключения блоков ОЗУ и подключением контроллеров прямого доступа к памяти соответствующих процессоров.

По методам буферизации обмениваемых данных следует различать варианты с внутренним и с внешним буфером.

Внутренний буфер, реализованный как некоторая область ОЗУ с фиксированным начальным адресом, позволяет рассматривать эту область у ведомого процессора как зону ведущего процессора.

Другим подходом к решению задачи буферизации является организация буфера в системном адаптере, осуществляющем связь между системным и процессорным интерфейсами микропроцессора при организации обмена между центральным и несколькими периферийными процессорами [7.27].

При наличии внешнего буфера в системном адаптере периферийный процессор может работать с собственным полным быстродействием независимо от режима работы центрального процессора, может программироваться вне основной управляющей и вычислительной системы, подключаться с минимальным влиянием на процесс счета. Все операции обработки данных каждый периферийный процессор проводит без участия системного интерфейса. Со стороны центрального процессора периферийные процессоры рассматриваются как устройства, имеющие прямой доступ к памяти системы, ограниченной для периферийного процессора адресным пространством буфера системного адаптера. Периферийный процессор не имеет возможности передавать данные в те части памяти центрального процессора, которые расположены вне его буфера. Дешифратор адреса интерфейса путем перемещения может перекоммутировать базовый адрес периферийного процессора на любую границу сегмента области адресов центрального процессора. Оператив-

ная память периферийных процессоров недоступна со стороны системного интерфейса и не входит в область адресов центральной системы. Использование внешнего буфера в адаптере межпроцессорного обмена дает дополнительные преимущества: обеспечивается режим реального времени за счет независимости обмена от степени загрузки системного интерфейса; упрощается задача сопряжения центрального и периферийного процессоров за счет пересечения адресных пространств в буфере; обеспечивается защита данных и программ в памяти центрального процессора, так как пользователи, имеющие доступ к памяти периферийных процессоров, могут изменять только сопряженные через буфер области памяти; расширяется общая память системы.

Несколько периферийных процессоров с собственными ОЗУ, ПЗУ, процессорными и периферийными интерфейсами и системными адаптерами, объединенные системным интерфейсом, образуют мультипроцессор ввода-вывода, который может использоваться в различных режимах: в подчиненном режиме мультипроцессор ввода-вывода (МПВВ) управляется через соответствующую интерфейсную карту ведущей микро-ЭВМ, при этом обработка данных в МПВВ может носить как скалярный, так и векторный характер; в автономном режиме мультипроцессор ввода-вывода используется для скалярной или векторной обработки данных, при этом один из периферийных процессоров МПВВ назначается ведущим, остальные — ведомыми; в групповом режиме автономные мультипроцессоры через многосиловые системные адаптеры объединяются в однородную многомерную систему и образуют однородный управляющий вычислительный комплекс повышенной живучести и производительности; в отладочном режиме мультипроцессор ввода-вывода используется в качестве отладочного комплекса с внутрисхемной эмуляцией основных компонентов системы — процессоров, блоков памяти и системных адаптеров с различными дисциплинами обмена.

7.12.8. Программное обеспечение микро-ЭВМ. Выполнение требуемой последовательности операций в микропроцессоре определяется совокупностью воздействий на аппаратные средства определенных сигналов, следующих в заданном порядке. Условием под командой понимать управляющие сигналы, представляющие собой инструкции на машинном языке и определяющие требуемую операцию и данные или адреса данных, над которыми выполняется эта операция.

Система команд является одним из важнейших показателей при выборе микропроцессорного комплекта.

По функциональным признакам система команд разделяется на арифметико-логические команды, команды перехода и команды обмена.

К арифметико-логическим командам относятся такие операции, как *сложить* или *вычесть* содержимое двух регистров или ячейки памяти и регистра, *осуществить сдвиг* на один или несколько разрядов содержимого регистра или ячейки памяти, *умножить логически* содержимое ячейки памяти и регистра или содержимое двух регистров, *сложить логически* два операнда, *осуществить инверсию результата*, *уве-*

личить или *уменьшить* на результат операции, *сравнить* данные. Арифметико-логические команды адресуют только в одном из операндов; второй операнд и результат операции размещаются в регистре-аккумуляторе.

К командам перехода относятся управляющие команды, обеспечивающие выполнение различных операций, зависящих от определенных условий. Команды *условный переход* и *безусловный переход* по заданному адресу обеспечивают ветвление программы, определяемое состоянием какого-либо компонента микропроцессора. Команды *вызов* и *возврат* подпрограммы обеспечивают связь рабочей программы и подпрограммы, создавая условия для вхождения и выхода из подпрограммы и восстановления содержимого счетчика команд и регистров.

В различных микропроцессорах существует большое количество модификаций этих команд, служащих для выполнения сложных вычислительных функций с использованием подпрограмм.

Команды обмена обеспечивают передачу данных с обращением к памяти, к регистрам, к устройствам ввода-вывода. Основу этой группы составляют команды вида *загрузить* содержимое ячейки памяти в регистр, *записать* данные из регистра в память, *переслать* данные. Команды *ввод* и *вывод* дают возможность осуществить обмен информацией между внутренними регистрами процессора и внешними устройствами.

Система команд, включая форматы и виды адресации, составляет основу архитектуры микро-ЭВМ и, следовательно, определяет пользовательские характеристики вычислителя. Любые изменения в разработанных командах классифицируются как изменения архитектуры машины с неизбежной переработкой всего программного обеспечения. Такой шаг требует очень серьезного обоснования. Желание сохранить задел программного обеспечения и его совместимость с различными моделями определило широкое использование в различных микропроцессорах единой системы команд, изменяемых по принципу «снизу вверх», а также появления целого поколения процессоров-эмуляторов с микропрограммным управлением.

Совокупность команд, представленных двоичными кодами, образует машинный язык. Программирование на этом языке чрезвычайно трудно, поэтому такой уровень разработки программ оправдан только в случае очень простых алгоритмов и тогда, когда необходимо максимально использовать возможности микропроцессора.

Для существенного упрощения процесса написания и отладки программ используется язык ассемблера — машинно-ориентированный язык, формат операторов которого однозначно соответствует формату команд ЭВМ. Соответственно *ассемблером* называется транслятор с данного языка в машинные коды.

В микропроцессорной технике используются также языки высокого уровня (ЯВУ) — как универсальные, известные по применению в больших и средних ЭВМ, типа ФОРТРАН, АPL, так и специальные языки, ориентированные на применение в микро-ЭВМ, PL/M, ПАСКАЛЬ. Транслирующая система обеспечивает перевод операторов языков высокого уровня в

эквивалентные операторы ассемблера или в машинные коды.

Программное обеспечение микро-ЭВМ включает в свой состав такие компоненты, как транслирующая система, основная управляющая система, система отладки, тестовая система, библиотечные программы [рис. 7.141].

доступных пользователю специальных и стандартных вычислительных программ и подпрограмм.

Очень большую роль при использовании микропроцессорных средств играют сервисные программы, упрощающие процесс отладки массовой аппаратуры.

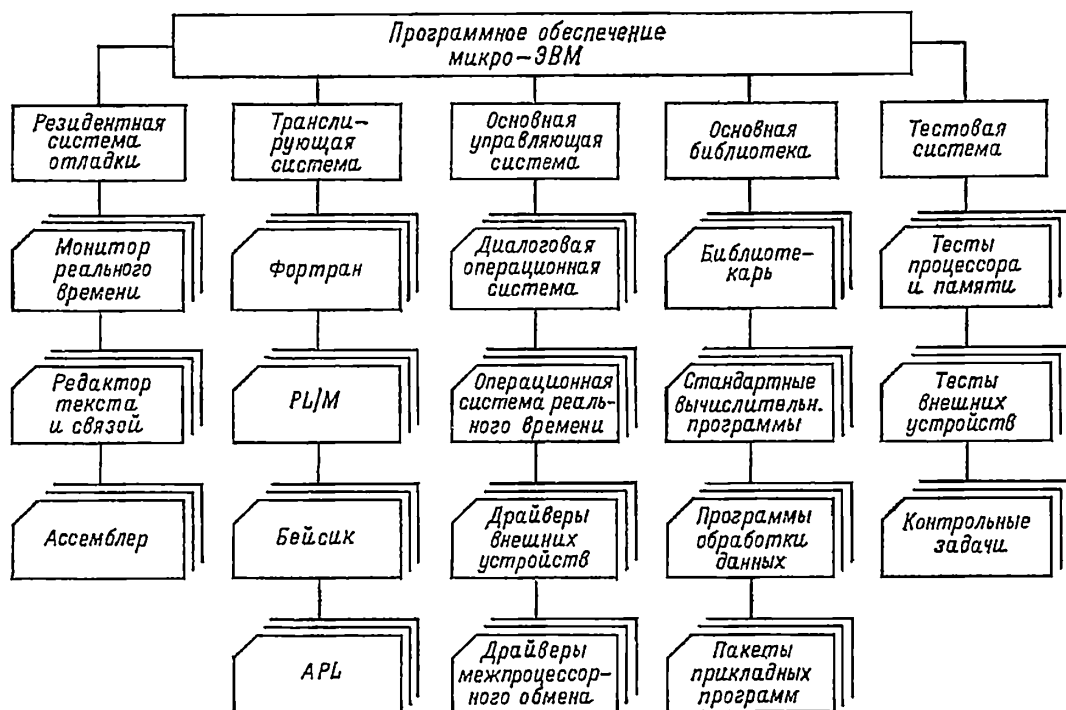


Рис. 7.141. Структура программного обеспечения микро-ЭВМ

Основная управляющая система представляет собой комплекс взаимосвязанных программ для обеспечения автоматического управления ходом вычислительного процесса.

В зависимости от сферы применения используются системы реального времени, диалоговые системы, универсальные системы, объединяющие свойства различных версий управляющих систем.

Ядром управляющей системы является супервизор — программа, координирующая использование ресурсов, осуществляющая управление размещением данных в памяти и диспетчеризацию выполнения заданий.

Программы-драйверы, являющиеся неотъемлемой частью систем, обеспечивают управление внешними устройствами и другими процессорами и микро-ЭВМ, образующими единый управляющий вычислительный комплекс.

Тестовая система представляет собой набор тестовых программ и контрольных задач, предназначенных для проверки работоспособности и диагностирования различных компонентов вычислительного комплекса.

Основная библиотека системы состоит из сервисных программ типа *библиотекарь*, позволяющих компоновать, копировать, корректировать готовые программы, и из совокупности

Следует различать резидентную систему отладки и кросс-систему отладки.

Резидентные программные средства постоянно находятся в памяти ЭВМ, тогда как кросс-средства представляют собой программы, находящиеся в другой машине, моделирующей отлаживаемую.

Основу резидентной отладочной системы составляют программы *ассемблер*, *монитор*, *редактор*. Монитор обеспечивает реализацию примитивных отладочных функций в статическом состоянии или в режиме реального времени. Редактирующие программы позволяют изменять и переконпоновывать текст программы, записывать или удалять строки и символы.

Список литературы

- 7.1. Васильева Н. П., Петрухин Б. П. Проектирование логических элементов автоматики. М.: Энергия, 1970. 335 с.
- 7.2. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Энергия, 1973. 608 с.
- 7.3. Скарлетт Дж. Транзисторно-транзисторные логические интегральные схемы и их применение: Пер. с англ./Под ред. Б. И. Ермолаева. М.: Мир, 1974. 288 с.
- 7.4. Анялдз и расчет интегральных схем. Ч. 2. Логические интегральные схемы/Под ред. Д. Линна,

- Ч. Майера и Д. Гамильтона: Пер. с англ.; под ред. Б. И. Ермолаева. М.: Мир, 1969. 387 с.
- 7.5. Аваев Н. А., Дулин В. Н., Наумов Ю. Е. Большие интегральные схемы с явнечисленным питанием. М.: Советское радио, 1977. 247 с.
- 7.6. Валиев К. А., Кармазинский А. Н., Королев М. А. Цифровые интегральные схемы на МДП транзисторах. М.: Советское радио, 1971. 384 с.
- 7.7. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП транзисторов: Пер. с англ./Под ред. М. С. Сонина. М.: Мир, 1970. 188 с.
- 7.8. Колдуэлл С. Логический синтез релейных устройств: Пер. с англ./Под ред. М. А. Гаврилова. М.: Изд-во иностр. лит., 1962. 737 с.
- 7.9. Единая серия полупроводниковых логических и функциональных элементов ЭТ/В. В. Гиршберг, С. М. Доманицкий и др. М.: Энергия, 1966. 112 с.
- 7.10. Будинский Я. Логические цепи в цифровой технике: Пер. с чешск./Под ред. Б. А. Калабекова. М.: Связь, 1977. 392 с.
- 7.11. Потемкин И. С. Функциональные узлы на потенциальных элементах. М.: Энергия, 1976. 104 с.
- 7.12. Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М.: Советское радио, 1973. 264 с.
- 7.13. Расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах/Т. М. Агаханян, А. Н. Кармазинский, А. В. Мезенцев, В. М. Онщенко/Под ред. Т. М. Агаханяна. М.: Советское радио, 1975. 344 с.
- 7.14. Ильин В. А., Коншин Б. Н. Импульсные устройства с мостовыми времязадающими цепями. М.: Энергия, 1972. 232 с.
- 7.15. Справочник по цифровой вычислительной технике/Б. Н. Малиновский и др. Киев: Техника, 1974. 512 с.
- 7.16. Старос Ф. Г., Краймер Л. П. Полупровод-

- никовые интегральные запоминающие устройства. Л.: Энергия, 1973. 112 с.
- 7.17. Малиновский Б. Н., Яковлев Ю. С., Маковенко Е. Т. Анализ и синтез микн-ЭВМ. Киев: Наукова думка, 1976. 176 с.
- 7.18. Рейлинг В. Программируемая логическая матрица—новый элемент систем обработки данных.—Электроника, 1974, № 16, с. 38—45.
- 7.19. Перспективы построения вычислительных устройств и методы организации вычислительных процессов на однородных структурах/И. В. Прангшвилл.—Автоматика и вычислительная техника, 1973, № 3, с. 23—34.
- 7.20. Дерника А. Сверхбольшие интегральные схемы потрясают основы архитектуры ЭВМ.—Электроника, 1979, № 11, с. 27—56.
- 7.21. Прангшвилл И. В. Микропроцессоры и микро-ЭВМ. М.: Энергия, 1979. 232 с.
- 7.22. Балашов Е. П., Пузанков Д. В. Микропроцессоры и микропроцессорные системы. М.: Радио и связь, 1981. 328 с.
- 7.23. Березинко А. И., Корягин Л. Н., Назарьян А. Р. Микропроцессорные комплекты повышенного быстродействия. М.: Радио и связь, 1981. 168 с.
- 7.24. Хофф М., Таунсенд М. Однокристальный микрокомпьютер для обработки сигналов в реальном времени.—Электроника, 1979, № 5, с. 23—30.
- 7.25. Адамс В., Смит С. Сравнение семейств микропроцессорных секций.—Электроника, 1978, № 17, с. 32—43.
- 7.26. Прангшвилл И. В., Стецюра Г. Г. Микропроцессорные системы. М.: Наука, 1980. 240 с.
- 7.27. Иванов А. И. Основные принципы структурной организации субсистем ввода-вывода многопроцессорных вычислительных систем.—Приборы и системы управления, 1977, № 3, с. 7—9.

Раздел 8

МАГНИТНЫЕ И МАГНИТНО-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

8.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ФЕРРОМАГНЕТИКОВ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ И ХРАНЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Основным компонентом магнитно-полупроводниковых элементов для переработки и хранения информации является магнитный сердечник из ферромагнитного материала с нанесенными на него обмотками. Полупроводниковые компоненты (диоды, транзисторы, тиристоры и др.) играют вспомогательную, но не второстепенную роль при формировании требуемой характеристики элементов (усилителей, преобразователей, запоминающих устройств цифровой и аналоговой информации и др.), основанных на использовании нелинейного и неоднородного характера процессов технического намагничивания (перемагничивания) ферромагнитного материала сердечника.

Самопроизвольная намагниченность ферромагнетика. Ферромагнетиками называются вещества, в которых образуются области самопроизвольной намагниченности (домены) даже в отсутствие внешнего магнитного поля [8.1]. Согласно современным представлениям магнитные свойства вещества определяются результирующим магнитным моментом, возникающим в результате неполной взаимной компенсации спинов свободных электронов в решетке атома. Вторым условием возникновения ферромагнетизма является наличие определенного уровня обменной энергии между нескомпенсированными магнитными моментами электронов соседних атомов, что возможно лишь в веществах, имеющих определенные параметры кристаллической решетки. В результате взаимодействия между нескомпенсированными магнитными моментами электронов соседних атомов достигается устойчивое и выгодное их расположение в энергетическом отношении. При этом магнитные моменты отдельных атомов могут быть направлены либо параллельно друг другу (ферромагнетизм), либо антипараллельно (антиферромагнетизм — ферримангнетизм).

В ферромагнитных (ферримангнитных) веществах в результате магнитного взаимодействия между атомами при отсутствии внешнего поля возникают области самопроизвольной намагниченности, в объеме которых магнитные моменты отдельных атомов совпадают по направлению, образуя результирующий магнитный момент. Такая область, намагниченная до насыщения, называется доменом. Результирующий магнитный момент одного домена может не совпадать по направлению с результирующим магнитным моментом другого (других) домена. Ферромагнетик размагничен, т. е. его суммарная намагниченность равна нулю, тогда, когда магнитные моменты отдельных доменов взаимно компенсируют друг друга.

Самопроизвольная намагниченность доменов ферромагнетиков (ферримангнетиков) при отсутствии внешнего поля существует лишь при температуре, меньшей некоторой темпера-

туры, называемой точкой Кюри (точкой Нееля для ферримагнетиков). При достижении этой температуры, называемой также точкой компенсации, и при превышении ее в ферромагнетике (ферримагнетике) может происходить полная взаимная компенсация магнитных моментов. Между соседними доменами, намагниченными в различных направлениях, существуют переходные слои, называемые стенками или границами доменов, в которых имеет место постепенный переход намагниченности одного направления к другому. Толщина границы составляет приблизительно 300 периодов кристаллической решетки, и она проходит по тем местам в кристалле, которые соответствуют минимуму свободной энергии кристалла.

Практически применяемые ферромагнитные материалы, как правило, имеют поликристаллическую структуру. Для кристаллов характерно правильное расположение атомов, заключающееся в том, что единичная ячейка кристаллической решетки повторяется во всех трех направлениях, называемых осями симметрии.

Монокристаллы ферромагнетиков обладают неоднородностью магнитных свойств по различным кристаллографическим направлениям, называемой магнитной анизотропией и проявляющейся в существовании направлений легкого и трудного намагничивания. В отсутствие внешнего магнитного поля направление самопроизвольной намагниченности доменов совпадает с направлением легчайшего намагничивания монокристалла (зерна поликристалла). Например, для железа направление легчайшего намагничивания совпадает с ребром куба, а у никеля это направление совпадает с его диагональю [8.1]. При отклонении направления намагниченности кристалла от направления легкого намагничивания возникает энергия кристаллографической магнитной анизотропии, из-за наличия которой направление намагниченности доменов стремится располагаться вдоль одной из осей легчайшего намагничивания.

При статистически неупорядоченном расположении кристаллографических осей отдельных зерен в поликристаллическом ферромагнитном материале магнитная анизотропия отдельных зерен взаимно компенсируется и материал в целом оказывается практически магнитноизотропным. При этом его кривая намагничивания идет ниже кривой для направления легчайшего намагничивания и выше кривой для направления наиболее трудного намагничивания [8.2].

С целью улучшения магнитных свойств некоторые магнитные материалы подвергают специальной механической и (или) термической обработке, в результате которой оси легкого намагничивания всех кристаллов получают преимущественную ориентацию в каком-либо направлении внутри поликристаллического образца. Наличие такой преимущественной ориентации называют текстурой.

Техническое намагничивание ферромагнетиков. В магнитно-полупроводниковых элементах используются физические явления, связанные с так называемым техническим намагничиванием ферромагнетиков под действием внешнего намагничивающего поля. Если раз-

магнитное ферромагнитное тело (с беспорядочным распределением доменов) поместить в магнитное поле, то происходит перераспределение магнитных моментов доменов, в результате которого появляется составляющая намагниченности всего тела в направлении внешнего поля. При этом появляется новая доменная структура, которая соответствует минимальному значению полной свободной энергии ферромагнетика при данном внешнем поле.

Зависимость индукции от напряженности внешнего поля называется технической кривой

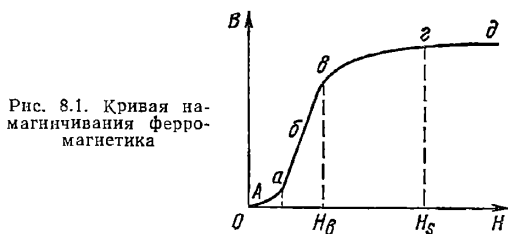


Рис. 8.1. Кривая намагничивания ферромагнетика

намагничивания (рис. 8.1.). Здесь по оси ординат отложено среднее значение магнитной индукции B ферромагнетика в направлении внешнего поля H . Индукция B , равная плотности магнитного потока, связана со средней намагниченностью M ферромагнетика известной формулой $B = \mu_0(H + M)$, где H — напряженность внешнего поля; M — проекция средней намагниченности, равной магнитному моменту на единицу объема вещества, на направление внешнего поля; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная. Для магнитно-мягких материалов обычно $M \gg H$ и можно принять $B = \mu_0 M$.

Существуют два типа процессов технического намагничивания:

а) процесс смещения границ, который состоит в росте объемов доменов, направление намагниченности которых наиболее близко к направлению внешнего поля, за счет объемов соседних доменов;

б) процесс вращения — изменение направления самопроизвольной намагниченности отдельных доменов (кристаллита в целом) путем поворота вектора намагниченности.

Кривую намагничивания (рис. 8.1.) можно разбить на три участка ($A-a$, $a-v$, $v-g$), отличающихся характером процессов намагничивания. На участке $A-a$, соответствующем слабым внешним полям, намагничивание происходит за счет смещения границ доменов. При возрастании внешнего поля смещение границ происходит с конечной скоростью и может быть обратимым и необратимым. Процесс намагничивания обратим (участок $A-a$), если при постепенном уменьшении внешнего поля процесс смещения границ доменов проходит через те же места в кристалле и при $H=0$ границы доменов занимают исходные положения. При действии внешнего поля большой напряженности (участок $a-v$) наступает процесс необратимого смещения границ, которое не снимается при уменьшении внешнего поля.

При дальнейшем повышении напряженности внешнего поля (участок $v-g-d$) магнитные моменты всех доменов начинают поворачиваться в направлении внешнего поля. По ме-

ре приближения направления магнитного момента доменов к направлению внешнего поля поворот моментов становится более затруднительным. При совпадении этих направлений имеет место техническое насыщение ферромагнетика. Поле H_s , при котором это происходит, называется полем насыщения. Процесс вращения вектора намагниченности в квазистатических полях является обратимым процессом. Заметим, что при намагничивании ферромагнетика во вращающихся полях может иметь место процесс необратимого вращения. Необрати-

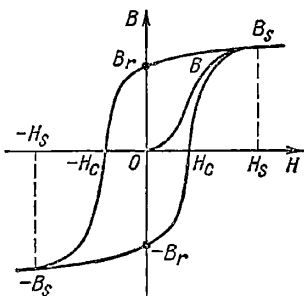


Рис. 8.2. Петля гистерезиса

мые процессы смещения границ доменов и вращения обусловлены тем, что в ферромагнетиках всегда имеются внутренние напряжения, неоднородности, дефекты кристаллографической решетки и инородные включения, препятствующие смещению границ доменов. Для прохождения этих точек стенкой домена требуется более высокая напряженность внешнего поля.

Циклическое перемагничивание (гистерезис). Пусть после насыщения ферромагнетика полем $H \gg H_s$ ($B \gg B_s$ на рис. 8.2.) напряженность внешнего поля уменьшается. Тогда уменьшение намагниченности произойдет прежде всего за счет обратимого процесса вращения магнитного момента каждого домена в направлении ближайшей оси легкого намагничивания и частично за счет обратимого смещения границ доменов. При этом сказывается также взаимное влияние намагниченности отдельных доменов. При $H=0$ в ферромагнетике сохраняется остаточная намагниченность M_r , которой соответствует остаточная индукция $B_r = \mu_0 M_r$. При этом направлении магнитных моментов доменов близко к их направлениям легкого намагничивания.

Если теперь увеличить поле в направлении «отрицательного» намагничивания (размагничивания), то процесс уменьшения намагниченности происходит за счет необратимого смещения границ доменов и при значениях напряженности внешнего поля $H = -H_c$, называемом коэрцитивной силой, средняя магнитная индукция B равна нулю. Процесс смещения границ продолжается и для больших отрицательных значений H . Начиная примерно со значения $B \approx -B_r$, дальнейшее увеличение намагниченности в «отрицательном» направлении связано с процессом вращения вектора намагниченности (точка $-B_s$ на рис. 8.2.). Если после достижения «отрицательного» насыщения начать снова увеличивать напряженность внешнего поля, то изменение магнитного состояния изо-

бразится нижней кривой ($-B_s, -B_r, +H_c, B_s$). Кривая OB , изображающая закон нарастания индукции при увеличении внешнего поля при условии, что ферромагнетик первоначально был полностью размагничен, называется первоначальной кривой намагничивания.

Явление отставания намагниченности от напряженности внешнего поля называют гистерезисом, а замкнутую кривую рис. 8.2, графически изображающую это отставание за полный цикл изменения напряженности внешнего поля, называют петлей гистерезиса. Площадь

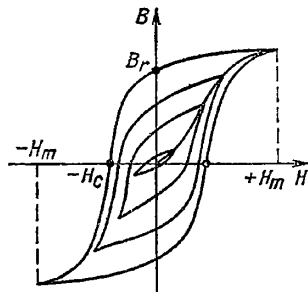


Рис. 8.3. Семейство симметричных петель гистерезиса

этой петли определяет потери энергии на гистерезис в единице объема за один цикл перемагничивания.

На рис. 8.3. показано семейство симметричных циклов (петель) гистерезиса, полученных при различных максимальных напряженностях поля H_m . Начиная с некоторой достаточно большой напряженности H_m , при которой ферромагнетик близок к состоянию насыщения, увеличение площади петли гистерезиса прекращается. Петлю гистерезиса, соответствующую этому значению H_m , называют предельной петлей гистерезиса. Магнитное состояние ферромагнетика в постоянных полях характеризуется определенной точкой в координатах B и H , находящейся внутри или на границе предельной петли гистерезиса.

Кривая, соединяющая вершины частных циклов симметричных петель гистерезиса, называется основной кривой намагничивания. Заметим, что характеристики намагничивания на рис. 8.2 и 8.3 показывают, что магнитная индукция при данной напряженности поля существенным образом зависит от предистории процесса намагничивания. Совершенно одинаковые циклы перемагничивания никогда не устанавливаются вследствие неповторяющихся скачков намагниченности (скачков Баркгаузена) в каждом цикле [8.2].

Параметры и единицы магнитных величин. Вследствие неоднозначного характера зависимости $B = f(H)$ ферромагнетики принято характеризовать рядом параметров, измеряемых при определенных условиях, позволяющих получить однозначные и воспроизводимые результаты в пределах точности измерений. К ним относятся индукция насыщения B_s или индукция B_m при заданном поле H_m , остаточная индукция B_r , коэрцитивная сила H_c , начальная относительная магнитная проницаемость $\mu_{r \text{ нач}}$ и максимальная относительная проницаемость $\mu_{r \text{ max}}$. Абсолютная магнитная проницаемость

μ_a определяется отношением индукции к напряженности поля $\mu_a = B/H$ или производной $\mu_{da} = dB/dH$. Обычно μ_a или μ_{da} представляют в виде произведения двух величин $\mu_a = \mu_r \mu_0$ или $\mu_{da} = \mu_{rd} \mu_0$, где μ_0 — магнитная постоянная, а μ_r или μ_{rd} — относительная магнитная

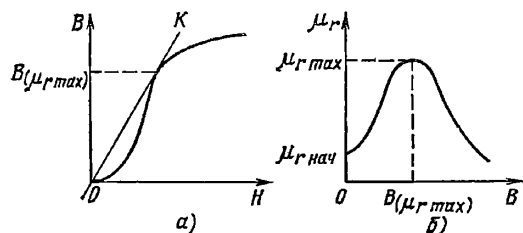


Рис. 8.4. Кривые намагничивания ферромагнетика: а — основная; б — магнитной проницаемости

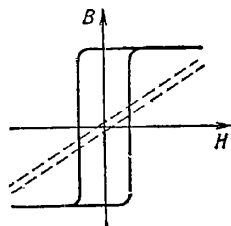
проницаемость (безразмерная величина, показывающая, во сколько раз проницаемость данного вещества больше магнитной проницаемости вакуума). Величину μ_{rd} называют относительной дифференциальной проницаемостью. Величины μ_r и μ_{rd} , используемые в дальнейшем при объяснении различных процессов, имеют одинаковые значения во всех системах единиц. Величины μ_0 , μ_a и μ_{da} зависят от выбора системы единиц. В системе СИ основные магнитные величины выражаются в следующих единицах: магнитный поток $\Phi = \int B dS$ — в веберах (1 Вб = 1 В·с), магнитная индукция B — в теслах (1 Тл = 1 Вб/м), напряженность поля H — в амперах на метр (А/м) и абсолютная магнитная проницаемость μ_a и μ_{da} — в генри на метр (Гн/м). В этой системе магнитная постоянная $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м. Магнитная проницаемость μ_r , характеризующая качество ферромагнитных материалов, определяется из основной кривой намагничивания, снимаемой либо на переменном, либо на постоянном токе (баллистическим методом). Начальную $\mu_{rнач}$ и максимальную μ_{rmax} магнитные проницаемости принято определять из основной кривой намагничивания (рис. 8.3). На рис. 8.4, а приведена основная кривая намагничивания, а на рис. 8.4, б — кривая магнитной проницаемости $\mu_r = B/\mu_0 H$ ферромагнетика. Максимальная магнитная проницаемость μ_{rmax} (рис. 8.4, б) прямо пропорциональна тангенсу угла α между осью абсцисс и касательной OK к основной кривой намагничивания, проходящей через начало координат (рис. 8.4, а): $\mu_{rmax} = \mu_0^{-1} \operatorname{tg} \alpha$. Начальная магнитная проницаемость $\mu_{rнач} = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \rightarrow 0} B/H$ обычно уменьшается с повышением H_c . При этом в широком диапазоне H_c от 0,5 до $2 \cdot 10^5$ А/м обычно $\mu_{rнач} H_c \approx 0,1$ Тл [8.2]. Величины B_r и H_c определяются по предельной петле гистерезиса при циклическом перемагничивании магнитопровода (ферромагнитного сердечника). В зависимости от коэрцитивной силы ферромагнитные материалы делятся на магнитно-мягкие и магнитно-твердые. Для магнитопроводов ферромагнитных компонентов, применяемых при создании магнитно-полупроводниковых элементов для переработки аналоговой информации, применяются исключительно

но магнитно-мягкие материалы, для которых коэрцитивная сила не превышает 500 А/м. Остаточная индукция B_r и коэрцитивная сила H_c ферромагнетика зависят от максимальной напряженности поля H_m при циклическом перемагничивании (см. рис. 8.2), поэтому их определяют по предельной симметричной петле гистерезиса.

Прямоугольная петля гистерезиса (ППГ). Для некоторых типов магнитно-полупроводниковых элементов (магнитных логических элементов, устройств памяти, преобразователей и др.) используют ферромагнитный материал, имеющий прямоугольную форму петли гистерезиса (рис. 8.5). Последняя достигается созданием текстур, при которой направления легкого намагничивания всех кристаллов практически совпадают. Если внешнее магнитное поле действует в направлении легкого намагничивания, то изменение намагниченности ферромагнетика будет происходить лишь за счет смещения границ доменов. Прямоугольная петля гистерезиса (ППГ) характеризуется тем, что остаточная индукция B_r мало отличается от индукции насыщения B_s и материал практически полностью перемагничивается при напряженности внешнего поля, близкой к H_c .

Качество магнитного материала с ППГ часто характеризуют коэффициентом прямоугольности петли гистерезиса $P = B_r/B_s$. Для некоторых магнитно-мягких сплавов с ППГ $P = 0,97 \div 0,99$, а $\mu_{rmax} = 10^6 \div 10^7$.

Рис. 8.5. Прямоугольная петля гистерезиса ферромагнетика



Если текстурованный ферромагнитный материал намагничивать в направлении, не совпадающем с одним из направлений легкого намагничивания, то перемагничивание будет происходить не только за счет смещения границ доменов, но и за счет вращения вектора намагниченности. Для этого направления намагничивания петля гистерезиса не будет прямоугольной (пунктирные линии на рис. 8.5). В направлении, перпендикулярном оси легкого намагничивания, такой ферромагнетик сохраняет практически постоянную проницаемость при изменении напряженности поля в широких пределах.

Известны несколько способов создания текстуры в ферромагнитных материалах: методом термической обработки в магнитном поле, методом холодного проката листа или тонкой ленты, путем создания упругих механических напряжений [8.2].

Перемагничивание при одновременном воздействии нескольких полей. Ферромагнитные материалы (магнитопроводы) в магнитно-полупроводниковых элементах часто подвергаются одновременному воздействию постоянного и перемен-

Следует заметить, что одному и тому же среднему значению записанной остаточной индукции B_0 могут соответствовать различные распределения доменов (размеров и границ доменов) в ферромагнетике. Поэтому при одном и том же исходном значении индукции B_0 одинаковые приращения поля ΔH могут вызывать различные приращения магнитной индукции ΔB в зависимости от предыстории состояния ферромагнетика. Эта неоднозначность является одним из источников погрешности (разброса характеристик) применяемых на практике магнитно-полупроводниковых элементов.

Идеальное намагничивание. Если ферромагнетик перематничивать слабым постоянным полем и одновременно переменным полем, амплитуда которого постепенно уменьшается от максимальной напряженности, при которой происходит техническое насыщение ферромагнетика, до нуля, то в ферромагнетике установится индукция, которая намного больше индукции, соответствующей основной или начальной кривой намагничивания. Убывающее переменное поле доставляет ту часть энергии, которая расходуется на преодоление препятствий при смещении границ доменов. Такой способ намагничивания называется безгистерезисным (идеальным). На рис. 8.8 приведены ос-

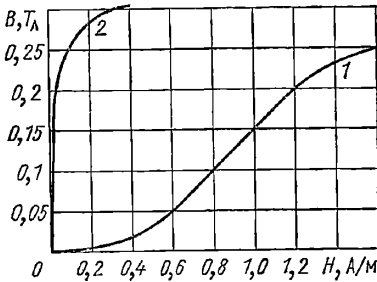


Рис. 8.8. Кривые намагничивания сплава 79NM: 1 — основная; 2 — идеальная (безгистерезисное намагничивание)

новная 1 и идеальная 2 кривые намагничивания для железоникелевого сплава 79NM. Использование идеального намагничивания позволяет резко повысить чувствительность (уменьшить погрешность) различных магнитно-полупроводниковых элементов. При этом одновременно снижается влияние механических напряжений и других факторов на магнитные характеристики сердечников [8.2].

Наряду с эффектами, наблюдаемыми только в ферромагнетиках (ферримгнетиках), для создания магнитно-полупроводниковых элементов для переработки информации на практике используются также другие магнитные эффекты, например магнитооптические эффекты Фарадея и Керра, а также гальваномагнитные эффекты Холла и магнитосопротивления [8.2].

В последнее время созданы и интенсивно развиваются оперативные запоминающие устройства (ЗУ) большой емкости и плотности записи информации на основе управляемых цилиндрических и плоских магнитных доменов. Характерным для развития современных магнитных элементов для переработки информации является все более широкое применение

прогрессивных технологических приемов (интегральной технологии) при их производстве, аналогичных применяемым при изготовлении интегральных полупроводниковых компонентов (устройств).

8.2. ФЕРРОМАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ И МАГНИТОПРОВОДЫ ДЛЯ МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Свойства магнитно-полупроводниковых элементов (точность, быстродействие, надежность) в значительной мере определяются характеристиками применяемых в них ферромагнитных материалов и магнитопроводов (сердечников), а также конструкцией, размерами и технологией их изготовления. Наибольший интерес с точки зрения применения в магнитно-полупроводниковых элементах переработки информации имеют статические характеристики магнитно-мягких ферромагнитных материалов, которые могут быть разделены на ряд групп.

Сплавы железа с кремнием. В эту группу входят ферромагнитные материалы, представляющие собой электротехнические стали (сплав железа с кремнием), применяемые в трансформаторостроении (электромашиностроении) и

Таблица 8.1. Свойства некоторых электротехнических сталей

Марка стали	μ_r нач	μ_r max	H_0 , А/м	B_s , Тл	Удельное сопротивление ρ , мкОм·м
1411	250	5500	45	1,94	0,50
1511	300	6000	35	1,9	0,60
1561	400	7500	32	1,9	0,60
1571	600	10 000	20	1,9	0,60
3411	500	16 000	16	2,0	0,50
3412	800	30 000	10	2,0	0,50
3423	1500	50 000	8	2,0	0,50

силовых магнитных усилителях и преобразователях. В табл. 8.1 приведены статические магнитные характеристики некоторых сплавов железа с кремнием, а на рис. 8.9 — основные кривые намагничивания. Точка Кюри для этих сплавов 700—750 °С. Более высокие магнитные свойства (повышенную проницаемость в слабых и средних полях, более низкие потери и

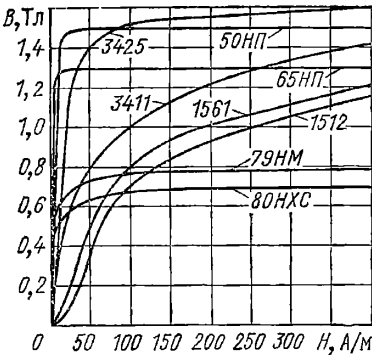


Рис. 8.9. Основные кривые намагничивания некоторых магнитно-мягких сплавов

Т а б л и ц а 8.2. Свойства некоторых магнитных мягких сплавов с высокой магнитной проницаемостью

Марка сплава	μ_r нач	μ_r max	H_c , А/м	B_s , Тл	B_r/B_m	ρ , мКОм·м	Точка Кюри, °С
74НМД	$(2-4) \cdot 10^4$	$(0,8-1,1) \cdot 10^5$	1—3	0,6	—	0,65	365
76НХД	$(1,5-2) \cdot 10^4$	$(1-1,5) \cdot 10^5$	2—3	0,75	—	0,57	435
77НМД	$(5-7) \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^5$	1,6	0,6	—	0,55	350
79НМ	$(2-3) \cdot 10^4$	$(1,2-1,6) \cdot 10^5$	1—2	0,85	—	0,55	450
79НМУ	$(3-5) \cdot 10^4$	$(1,5-3) \cdot 10^5$	0,5—1,0	0,75	—	0,58	400
80НМ	$(1-3) \cdot 10^5$	$(3-10) \cdot 10^5$	0,4—0,8	0,7	—	0,58	400
80НХС	$(3-7) \cdot 10^4$	$(1,5-3) \cdot 10^5$	0,8—1,6	0,65	—	0,62	330
47НМП	—	$(7-9) \cdot 10^4$	10—20	1,4	0,92—0,97	0,65—0,70	—
50НП	—	$(5-8) \cdot 10^4$	10—30	1,5	0,90—0,95	0,45	500
50 НПВ	—	$(1-2) \cdot 10^5$	6—10	1,54	0,96—0,98	0,46	500
65НП	—	$(2,5-4) \cdot 10^5$	3—4	1,35	0,95—0,98	0,25	500
68НМП	—	$(5-12) \cdot 10^5$	0,6—0,8	1,2	0,95—0,99	0,45	600
40НМКПЛ	—	$(1-8) \cdot 10^5$	1,3—6,4	1,4	0,93—0,98	0,63	580
37НКАП	—	$(1-1,8) \cdot 10^5$	1,6—4	1,5	0,95—0,98	0,30	570
34НМКП	—	$(1-1,5) \cdot 10^5$	8—15	1,55	0,95—0,98	0,50	750
35НХСП	—	$(1-6) \cdot 10^5$	1,6—4	1,4	0,95—0,98	0,61	500
38НС5	$(3-5) \cdot 10^3$	$(2-6,5) \cdot 10^4$	4—6	0,62	—	0,100	—
50КФ	$(0,5-1,2) \cdot 10^3$	$(3-5) \cdot 10^4$	30—50	2,35	—	0,34	380
16Ю	$(3-6) \cdot 10^3$	$(4-10) \cdot 10^4$	2—4	0,85	—	0,145	—
16ЮХ	$1,5 \cdot 10^4$	$8 \cdot 10^4$	0,8	0,65	—	0,155	900

меньшую коэрцитивную силу) имеют горячекатаные листовые стали 1561, 1562, 1571 и 1572. Горячекатаные стали 1411, 1512, и 1513 предназначены для работы преимущественно на промышленной частоте (50 Гц) и низких звуковых частотах. Из всех магнитных сплавов железа с кремнием наиболее высокими магнитными свойствами обладают холоднокатаные текстурованные стали марок 3411—3423. Эти стали имеют в плоскости листа лишь одно направление легкого намагничивания — по направлению проката. Максимальная относительная магнитная проницаемость достигает 40 000—50 000 при коэрцитивной силе примерно 10 А/м, а форма петли приближается к прямоугольной. Применение холоднокатаной текстурованной стали позволяет уменьшить массу и размеры мощных магнитных устройств на 30—50 % по сравнению с устройствами из трансформаторной стали 1511 и 1512. Эффективное использование свойств холоднокатаной текстурованной стали возможно при изготовлении витков (тороидальных) и витков с последующим разрезом и шлифовкой стыков (С-образных) магнитопроводов. Последние в настоящее время находят преимущественное применение в силовых ферромагнитных устройствах автоматики и вычислительной техники.

Железоникиелевые сплавы. Вторую группу образуют железоникелевые сплавы высокой проницаемости и небольшого значения коэрцитивной силы, содержащие легирующие присадки (молибден, хром, марганец и др.). Минимальные электромагнитные свойства некоторых из этих сплавов оговорены в ГОСТ 10160-75. В табл. 8.2 приведены основные свойства железоникелевых сплавов для лент толщиной 0,1 мм, широко применяемых в магнитно-полупроводниковых элементах. Основные кривые намагничивания некоторых из них приведены на рис. 8.9.

Сплавы 80НХ и 76НХД при специальном режиме термообработки имеют повышенную температурную стабильность. Сплавы 50НП, 47НМП, 65НМП, 37НКАП, 34НМКП, 35НХСП и 40НМКПЛ обладают кристаллографической или магнитной текстурой и после соответствующего режима термообработки приобретают прямоугольную форму петли гистерезиса. Для

сплавов 50НП и 47НМП прямоугольная петля достигается при холодной прокатке с обжатием порядка 98—99 % (для толщин 0,1 мм и менее) и отжиге с последующим охлаждением с определенной скоростью. Заметим, что эти сплавы имеют в плоскости листа два направления легкого намагничивания, одно из которых совпадает с направлением проката, а другое перпендикулярно первому. Поэтому сердечники из этих сплавов могут быть не только витыми, но и наборными из штампованных пластин. Сплавы 79НМ, 79НМУ, 80НМ и 81НМА имеют наиболее высокую проницаемость при наименьшей коэрцитивной силе и применяются преимущественно для сравнительно маломощных ферромагнитных элементов. Петли гистерезиса сплавов 65НП, 68НМП, 37НКАП, 34НМКП, 35ХХСП и 40НМКПЛ с магнитной текстурой становятся прямоугольными при отжиге пластин или готового витого сердечника в магнитном поле. При этом прямоугольная петля гистерезиса получается в направлении действия поля независимо от направления проката, степени обжатия и толщины материала. Сплавы, имеющие магнитную текстуру, например 34НМКП, сохраняют прямоугольность петли гистерезиса при прокате вплоть до микронетровых толщин. Заметим, что у сплавов 79НМ, 79НМУ, 77НМД и 81НМА и прокате до микронетровых толщин петля гистерезиса также приобретает прямоугольную форму.

Из всех известных магнитных материалов сплавы железа с кобальтом (от 30 до 50 % кобальта) имеют наиболее высокие значения индукции насыщения, достигающие примерно 2,4 Тл. Применение таких сплавов позволяет значительно уменьшить массу и размеры магнитно-полупроводниковых элементов. Зависимость магнитных свойств сплавов от толщины проката регламентируется ГОСТ 21427.0-75, 21427.3-75 и 10160-75 на магнитно-мягкие сплавы.

Ферриты. Третью группу магнитно-мягких материалов составляют ферриты, т. е. неметаллические соединения из смеси окислов железа, никеля, цинка, марганца, меди и других металлов. Ферриты представляют собой некомпенсированные антиферромагнетики, вследствие

Т а б л и ц а 8.3. Свойства промышленных ферритов

Марка	μ_r нач	μ_r max	Параметры петли гистерезиса при $H_m = 800$ А/м			Точка Кюри, °С	ТК μ_r нач, $\beta_\mu \cdot 10^{-3}$, °С ⁻¹	$f_{кр}$, МГц	ρ , Ом·м
			B_m , Тл	B_r , Тл	H_c , А/м				
6000НМ	4900—8000	10 000	0,355	0,135	6	110	1,2—9	0,005	0,10
4000НМ	3500—4800	7000	0,38	0,14	11	140	2—6	0,08	0,50
3000НМ	2700—3500	5200	0,37	0,10	10	140	3—6	0,15	0,50
2000НМ	1700—2500	3500	0,39	0,10	17	200	4—19	0,35	0,50
1500НМ	1200—1700	3000	—	—	—	200	—1,6—+10	0,5	0,50
1000НМ	800—1200	2000	0,35	0,11	28	200	—0,5—+8,5	0,7	0,50
2000НМ1	1700—2500	3500	0,34	0,15	21	200	—0,2—+2	0,4	5,00
1500НМ1	1200—1700	3000	—	—	—	200	—0,15—+1,2	0,55	5,00
1500НМ2	1200—1700	3000	0,33	0,086	22	200	—0,75—+1,2	1,0	5,00
1500НМ3	1200—1800	3000	0,38	0,1	21	200	0—+1,1	1,0	20,00
1000НМ3	800—1200	2000	0,26	0,08	20	200	0—+1,0	2,0	10,00
2000НН	1800—2400	7000	0,26	0,06	9	70	6—18	0,2	10,00
1000НН	800—1200	3000	0,28	0,083	30	110	5—15	0,4	20,00
600НН	500—800	1600	0,32	0,17	40	110	4—9	1,2	10 ²
400НН	350—500	800	0,20	0,087	68	120	2—6	2,0	10 ³
200НН	130—250	300	0,19	0,096	96	120	0,8—2	3,0	10 ³
150ВЧ	130—170	350	0,27	0,13	200	400	±0,6	25,0	10 ⁴

чего их индукция насыщения и максимальная проницаемость намного ниже, чем у металлических ферромагнитных материалов. В табл. 8.3 приведены магнитные свойства ферритов, наиболее широко применяемых в магнитно-полупроводниковых элементах для переработки информации. Величина β_μ в табл. 8.3 представляет собой температурный коэффициент начальной проницаемости ферритов в диапазоне от 20 до 60 °С, вычисленный по формуле $\beta_\mu = \Delta\mu_{rнач}/\mu_{rнач} \Delta\theta$ [8.2], где $\Delta\theta$ — изменение температуры; $\Delta\mu_{rнач}$ — соответствующее изменение начальной проницаемости.

Чем меньше начальная проницаемость феррита, тем выше частота, при которой еще не наблюдается существенного ухудшения динамических магнитных характеристик феррита. Величина $f_{кр}$ в табл. 8.3 равна частоте, при которой тангенс угла потерь феррита достигает значения 0,1 [8.2]. Достоинствами марганец-цинковых ферритов по сравнению с никель-цинковыми являются более высокие значения предельной рабочей температуры и индукции насыщения. Ряд марганец-цинковых ферритов (2000НМ1, 1500НМ1, 1500НМ2, 1500НМ3 и др.) отличаются высокой температурной стабильностью параметров в слабых полях, однако температурный коэффициент проницаемости при $B \geq 0,1$ Тл составляет примерно 0,3 %/°С. Другим недостатком марганец-цинковых ферритов является низкая стабильность параметров во времени. Изменение их начальной проницаемости за год достигает 2—5 %. Никель-цинковые ферриты, наоборот, отличаются высокой стабильностью параметров во времени.

Создание ферритов с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ) привело к широкому внедрению ферромагнитных элементов в вычислительную технику, прежде всего для построения оперативных запоминающих устройств (ОЗУ).

Существуют два способа искусственного создания магнитной текстуры в ферритах: путем создания внутренних сжимающих напряжений в никель-цинковых ферритах с отрицательной магнитострикцией, при которой вдоль

тороидального сердечника образуется направление легкого намагничивания; путем отжига феррита с небольшой добавкой окиси кобальта в магнитном поле. Заметим, что эти способы не нашли широкого применения ввиду их трудоемкости в условиях массового производства и плохой воспроизводимости характеристик.

Широкое применение нашли магний-марганцевые ферриты, обладающие так называемой спонтанной прямоугольностью петли гистерезиса и в магнитном отношении являющиеся изотропными. Кроме того, широко применяются также литиевые ферриты со спонтанной прямоугольностью, отличающиеся высокой температурой Кюри (500—650 °С) и в несколько раз более высокой температурной стабильностью параметров (H_c и B_r) по сравнению с магний-марганцевыми.

В табл. 8.4 приведены статические параметры некоторых типов ферритов со спонтанной прямоугольностью петли гистерезиса по нормам НПО 707.007. Допустимый разброс параметров H_c и B_r после отбраковки не превышает ±15 %. Естественный разброс достигает 400 %. В табл. 8.4 H_T обозначает поле трогания, определяемое как напряженность поля, при которой индукция феррита из начальной

Т а б л и ц а 8.4. Свойства промышленных ферритов с ППГ

Марка	H_c , А/м	B_r , Тл	H_T/H_c	B_r/B_m	ρ , Ом·м	Точка Кюри, °С
0,12 Вт	9,6	0,2	0,70	0,91	6·10 ⁴	115
0,16 Вт	12,7	0,2	0,72	0,93	5·10 ²	135
0,27 Вт	21,4	0,2	0,72	0,9	2·10 ³	110
0,3 Вт	25	0,21	0,70	0,93	—	180
0,37 Вт	29	0,14	0,70	0,93	1·10 ⁶	145
0,44 Вт	35	0,16	0,70	0,93	2·10 ²	180
0,7 Вт	56	0,23	0,70	0,93	2·10 ²	240
0,9 Вт	72	0,25	0,80	0,92	2·10 ²	235
1,3 Вт	103	0,23	0,80	0,91	2,5·10 ³	250
1,5 Вт	120	0,22	0,75	0,91	5·10 ²	250
1,75 Вт	139	0,21	0,75	0,9	1·10 ²	270
2 Вт	159	0,18	0,8	0,9	5·10 ⁴	260

ного состояния B_r при $H=0$ увеличивается на $\Delta B=0.1 B_r$. Коэффициент прямоугольности $\Pi = B_r/B_m$, где B_m — индукция при $H=H_m$. Для первых семи типов ферритов с ППГ коэффициент Π измерен при $H_m=10 H_c$, для других — при $H_m=5 H_c$. Последние нашли преимущественное применение в ЗУ, где максимальное поле, воздействующее на ферритовые сердечники, обычно меньше $5 H_c$ [8.2].

Ферромагнитные пленки. Свойства тонких ферромагнитных слоев резко отличаются от свойств других магнитных материалов того же состава. При толщине ферромагнитного слоя, меньшей некоторой критической, энергетически оказывается более выгодным образование доменов, охватывающих всю толщину слоя и намагниченных параллельно поверхности слоя. Такие пленки принято называть тонкими магнитными пленками. Возможно создание одноосных магнитных пленок с одним направлением легкого намагничивания. Магнитные свойства таких пленок зависят от их структуры и характеризуются двумя величинами — коэрцитивной силой H_c , соответствующей напряженности поля, при которой происходит смещение границ между антипараллельными доменами, и напряженностью поля анизотропии H_k , равной напряженности внешнего поля, при которой происходит насыщение (поворот направления намагниченности на 90°), когда это поле направлено перпендикулярно оси легкого намагничивания.

По отношению к внешнему полю, направленному параллельно оси легкого намагничивания, одноосная пленка имеет прямоугольную форму петли гистерезиса. При этом, если $H_c < H < H_k$, процесс перемагничивания происходит путем смещения границ между доменами. При $H > H_k$ процесс перемагничивания происходит также путем вращения. При действии внешнего поля перпендикулярно направлению оси легкого намагничивания процессом перемагничивания является безгистерезисное вращение вектора намагниченности на угол α , определяемый условием минимума свободной энергии. При этом магнитный поток в направлении внешнего поля $\Phi_{\parallel} = \Phi_s \sin \alpha = \Phi_s H/H_k$, а в перпендикулярном направлении $\Phi_{\perp} =$

$= \Phi_s \cos \alpha = \Phi_s \sqrt{1 - H^2/H_k^2}$, где Φ_s — поток насыщения. Если внешнее поле направлено под углом β к направлению легкого намагничивания, то для идеальной одноосной пленки установившийся угол α определяется из уравнения

$$\frac{H}{H_k} \left(\frac{\sin \beta}{\sin \alpha} - \frac{\cos \beta}{\cos \alpha} \right) = 1.$$

В этом случае $\Phi_{\parallel} = \Phi_s \cos(\beta - \alpha)$ и $\Phi_{\perp} = \Phi_s \sin(\beta - \alpha)$ [8.2].

После снятия внешнего поля H вектор намагниченности пленки возвращается под действием магнитного поля анизотропии по наиболее короткому пути к направлению легкого намагничивания. При этом если под действием внешнего поля углы поворота вектора намагниченности $\alpha < 90^\circ$, то восстанавливается первоначальное направление намагниченности, а при $\alpha > 90^\circ$ происходит опрокидывание — изменение направления вектора остаточной намагниченности. Это свойство магнитных одноосных пленок удобно для построения запоми-

нающих устройств. Теоретически скорость переключения идеальных одноосных магнитных пленок в 100—1000 раз превосходит скорость перемагничивания ленточных и ферритовых сердечников, происходящего в основном за счет смещения границ доменов. На практике такие преимущества в скорости переключения нереализуемы, так как для этого требуются весьма крутые фронты перемагничивающих токов, и перемагничивание пленки из-за ее неоднородности происходит частично также путем смещения границ доменов.

На рис. 8.10 показан характер процесса перемагничивания одноосной магнитной пленки в

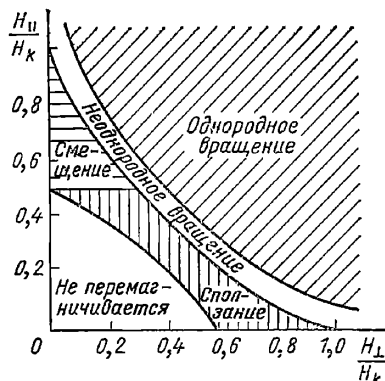


Рис. 8.10. Характер процесса перемагничивания одноосной ферромагнитной пленки двумя полями, направленными параллельно (||) и перпендикулярно (⊥) оси легкого намагничивания

зависимости от напряженностей параллельного (H_{\parallel}) и перпендикулярного (H_{\perp}) полей, действующих в плоскости пленки. Область «сползания» на рис. 8.10 характеризуется тем, что повторные действия внешнего поля вызывают необратимые изменения намагниченности. Перпендикулярные поля $H_{\perp} < H_k$ при $H_{\parallel} = 0$, а также параллельные поля $H_{\parallel} < H_c$ при наличии небольшого перпендикулярного поля способны вызывать сползание (изменение) границ доменов.

Плоские металлические магнитные пленки чаще всего получают методом вакуумного напыления. Основной метод получения одноосной анизотропии состоит в осаждении пленки в присутствии внешнего магнитного поля 100—400 А/см, которое создается постоянным магнитом или током. Ось легкого намагничивания совпадает с направлением поля. Толщину магнитной пленки можно изменять в широких пределах (от 0,01 до 10 мкм) изменением скорости и (или) длительности осаждения. Индукция насыщения пленки практически совпадает с индукцией насыщения ферромагнитного материала того же химического состава, а H_c и H_k изменяются в широких пределах в зависимости от материала, состояния поверхности, температуры подложки, скорости испарения, угла падения испаряемого ферромагнетика на подложку и толщины пленки. Для пленок состава 80—83 % Ni, 20—17 % Fe толщиной 100—200 нм можно получить значения $H_c = 0,4 \div 2$ А/см. Значения H_k обычно в 1,5—3 ра-

за больше H_c . Влияние материала подложки на магнитные свойства пленки может быть использовано для создания пленки со специальными свойствами. Например, если пленку рассмотренного выше состава осадить на алюминиевую подложку, то ее H_c резко возрастет. Поэтому если на диэлектрическую подложку нанести тонкий слой алюминия, в котором вытравить тонкие каналы, а затем осадить сплошной слой магнитной пленки, то в ней образуются «магнитные каналы» с более низкой коэрцитивной силой, чем в окружающей эти каналы пленке. В этих каналах возможно обеспечить направленное перемещение стенок доменов (плоских доменов), на основе которых могут быть созданы различные интегральные магнитные элементы для переработки цифровой информации [8.3].

Цилиндрические магнитные пленки получают методом гальванического осаждения на металлические и неметаллические предварительно металлизированные подложки любой формы. Цилиндрические подложки выполняются обычно в виде круглой полированной проволоки из бериллиевой бронзы диаметром 0,1—0,3 мм. Очистка, полировка проволоки и последующее осаждение пленки осуществляют непрерывным процессом, что обеспечивает низкую стоимость пленочных элементов.

Для изготовления ферритовых пленок используют методы химического осаждения, в том числе из газовой фазы. При этом также возможно эпитаксиальное наращивание монокристаллических пленок с ППГ, имеющих высокие динамические свойства. Тонкие однородные и равномерные ферритовые покрытия толщиной 0,02—0,1 мм на проводящих поверхностях, в том числе на металлических проводах, могут быть получены методом электрофореза [8.2].

Ортоферриты. Наряду с «обычными» магнитными материалами, рассмотренными выше, созданы и разрабатываются металлические сплавы, ферриты и магнитные пленки с необычными свойствами (асимметричная петля гистерезиса, характеристика перемагничивания с многими устойчивыми состояниями, прозрачные и полупрозрачные для видимого света ферромагнетики и др.) [8.2, 8.4]. Применение таких магнитных материалов позволяет по-новому подходить к решению технических задач и создавать новые типы магнитно-полупроводниковых элементов для переработки информации.

В последние годы интенсивно разрабатываются новые магнитные материалы на основе редкоземельных элементов, которые в чистом виде имеют ферромагнитные или антиферромагнитные свойства лишь при очень низких температурах — от 15 до 133 К. Соединения редкоземельных элементов могут обладать ферромагнитными (ферримагнитными) свойствами при температурах много выше указанных.

Исследование и первые попытки использования ферромагнитных свойств редкоземельных элементов в устройствах для переработки информации были предприняты на основе ортоферритов, представляющих собой антиферромагнетики с химическим составом $RFeO_3$, где R — любой редкоземельный элемент или иттрий. Особенностью ортоферритов является то,

что встречно направленные магнитные моменты соседних атомов не строго антипараллельны (угол около $0,5^\circ$), вследствие чего создается слабый результирующий магнитный момент в перпендикулярном направлении. В этом направлении ортоферриты обнаруживают слабый ферромагнетизм, характеризуемый индукцией насыщения порядка 0,01 Тл [8.2]. Ортоферриты обладают рядом уникальных свойств. Они могут быть изготовлены в виде тонких монокристаллических пластин с осью анизотропии, перпендикулярной поверхности пластины. Они сочетают высокие напряженности поля зародышеобразования H_t и низкую коэрцитивную силу H_c для доменных стенок, составляющую всего 0,01—0,5 А/см. Поэтому легко обеспечить условия намагничивания, при которых новые домены не образуются, а небольшие внешние (управляющие) поля смещают границы ранее образованных доменов.

При отсутствии внешнего поля в такой однородной ортоферритовой пластине под действием собственного размагничивающего поля образуются полосовые домены, показанные на рис. 8.11, а, где темные и светлые полосы со-

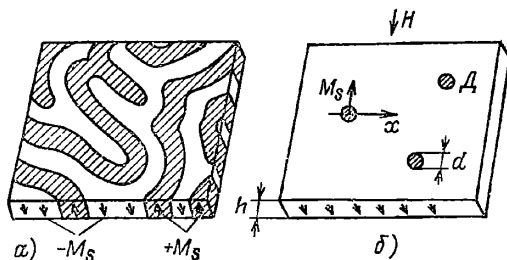


Рис. 8.11. Домены в ортоферрите:

а — при отсутствии внешнего поля (смещения);
б — при наличии смещения

ответствуют противоположным направлениям намагниченности. При этом средняя намагниченность пластины практически равна нулю. Каждый домен ограничен в теле пластины цилиндрической границей. Если теперь воздействовать на пластину полем H , направленным перпендикулярно поверхности (рис. 8.11, б), то домены, намагниченные в направлении поля H , будут расти за счет уменьшения размеров доменов противоположного направления собственной намагниченности [8.2, 8.4, 8.5].

При некоторой напряженности H полосовые домены, ограниченные одной непрерывной границей, становятся круглыми (на рис. 8.11, б обозначен буквой D), называемыми в дальнейшем цилиндрическими и сохраняющими свою форму в некотором диапазоне изменения внешнего поля $H_{min} \leq H \leq H_{max}$. При $H < H_{min}$ цилиндрический домен удлиняется и превращается в полосовой, а при $H > H_{max}$ диаметр цилиндрического домена уменьшается до нуля и вся пластина оказывается однородно намагниченной в направлении внешнего поля. Обычно $H_{max} - H_{min} \approx 0,1 M_s$. Диаметр цилиндрических доменов зависит от толщины пластины и физических свойств используемого ортоферрита, который может быть охарактеризован некоторым параметром l_0 , имеющим раз-

мерность длины: $l_0 = \mu_0 \sigma_{\text{гп}} / B_s^2$, где $\sigma_{\text{гп}}$ — удельная энергия доменных границ, Дж/м² [8.2]. Минимально достижимый диаметр цилиндрических доменов (при $H = H_{\text{max}}$) приблизительно равен $3,9 l_0$ и имеет место для пластин толщиной $3,3 l_0$. В технических устройствах, использующих подвижные цилиндрические домены, рекомендуется выбирать толщину равной $4 l_0$, так как при этой толщине диаметр домена близок к минимальному, а способность доменов восстанавливаться после изменения размеров и формы наиболее сильно выражена. При этом поле, соответствующее середине области устойчивых цилиндрических доменов, $H_{\text{ср}} = 0,3 M_s$, а $H_{\text{max}}/H_{\text{min}} = 1,4$ и диаметр цилиндрических доменов приблизительно равен $8 l_0$ [8.2].

В табл. 8.5 приведены экспериментальные и расчетные параметры ряда ортоферритов с устойчивыми цилиндрическими доменами.

Таблица 8.5. Параметры некоторых ортоферритов

Редкоземельный элемент R	Из эксперимента				Из расчета	
	B_s , Тл	d , мкм	H , А/см	h , мкм	l_0 , мкм	$\sigma_{\text{гп}}$, 10^{-3} Дж/м ²
Y	0,0105	76	26,2	76	20,2	1,8
Nd	0,0062	190	2,5	51	35,6	1,1
Sm	0,0084	152	2,4	28	23,4	1,3
Eu	0,0083	140	8,4	51	29,9	1,6
Gd	0,0094	94	12,7	61	23,4	1,7
Tb	0,0137	43	40,6	56	11,3	1,7
Dy	0,0128	51	25,4	41	13,7	1,8
Ho	0,0091	114	9,5	53	26,6	1,7
Er	0,0081	152	6,4	52	31,6	1,6
Tm	0,0140	58	29,4	58	15,4	2,4
Yb	0,0143	97	32,6	76	24,2	3,9
Lu	0,0119	190	8,4	51	34,8	3,9
Sm _{0,6} Er _{0,4}	0,0083	25	26,2	46	6,5	0,35
Sm _{0,55} Tb _{0,45}	0,0108	19	48,6	51	3,2	0,30

Уменьшение диаметра цилиндрических магнитных доменов может быть достигнуто применением материалов с более низкими $\sigma_{\text{гп}}$ и (или) более высокими индукциями насыщения.

Перемещение цилиндрического домена может происходить как под действием внешнего поля, так и под оттапливающим действием соседнего цилиндрического домена с таким же направлением намагниченности. Допустим, например, что напряженность внешнего поля H , перпендикулярного поверхности пластины, имеет составляющую в направлении оси x (рис. 8.11, б), равную $H = H_0 - \sigma x$. Тогда цилиндрический магнитный домен будет испытывать усилие, стремящееся переместить его вдоль оси x . Если $H > H_c$, то свободная доменная стенка в данной точке стремится переместиться по нормали к стенке со скоростью $v = (H - H_c)/\beta = \mu_{\text{гп}}(H - H_c)$, где β — коэффициент вязкого затухания, характеризующий динамические свойства ферромагнетика. Обратная ему величина $\mu_{\text{гп}}$ называется подвижностью доменной стенки. Для скорости перемещения всего домена имеем:

$$v_d = \frac{\mu_{\text{гп}}}{2} \left(cd - \frac{8}{\pi} H_c \right) = \frac{\mu_{\text{гп}}}{2} \left(\Delta H - \frac{8}{\pi} H_c \right),$$

где d — диаметр домена; $\Delta H > 8H_c/\pi$.

Если разность значений напряженности поля у противоположных концов домена $\Delta H = cd < 8H_c/\pi$, то домен не перемещается ($v_d = 0$). Существует ограничение на максимальное перемещение домена:

$$l \leq \frac{1}{c} (H_0 - H_{\text{min}}) \leq \frac{1}{d} (H_{\text{max}} - H_{\text{min}}) < \frac{\pi d_{\text{min}}}{8} \frac{H_{\text{max}} - H_{\text{min}}}{H_c},$$

где d_{min} — минимальный диаметр домена при $H = H_{\text{max}}$. При этом коэрцитивная сила для заданного перемещения равна $H_c < 0,039 M_s d_{\text{min}}/l$ [8.2]. Ортоферриты прозрачны для видимого света и имеют весьма высокую магнитооптическую добротность Q , равную отношению угла поворота θ плоскости поляризации линейнополяризованного света, проходящего через среду, в которой действует магнитное поле (магнитооптический эффект Фарадея), к коэффициенту поглощения света α . Это обстоятельство позволяет использовать ортоферриты для построения модуляторов света, перестраиваемых дифференционных решеток, транспарантов для голографической записи цифровой информации (дисплеев) и других магнитооптических устройств.

Феррогранаты. Подвижные цилиндрические домены образуются также в ферритах, имеющих кристаллическую структуру граната $3R_2O_3 \cdot 5Fe_2O_3 = R_3Fe_5O_{12}$, где R — редкоземельный элемент или иттрий. Ферриты подобного состава называются феррогранатами (например, иттриевый $Y_3Fe_5O_{12}$ и гадолиниевый $Cd_3Fe_5O_{12}$ феррогранаты, точка Кюри которых равна 280—300 °С). Возможно также создание ферромагнитных гранатов, содержащих два или больше редкоземельных элемента, которые обладают минимальными потерями на перемагничивание и большими скоростями переключения. Оказалось возможным эпитаксиальное выращивание тонких феррогранатовых редкоземельных пленок больших размеров на тонких подложках из немагнитного гадолиниево-галлиевого граната, пригодных для образования подвижных цилиндрических доменов. На основе таких пленок удается получить более низкие значения характеристической длины l_0 и соответственно стабильные цилиндрические домены меньшего диаметра, чем в ортоферритах при более простой технологии и лучшей воспроизводимости характеристик. В табл. 8.6 приведены параметры тонких эпитаксиальных пленок из смешанных редкоземельных феррогранатов [8.6]. Здесь, так же как и в табл. 8.5, d — минимальный устойчивый диаметр цилиндрического домена, H — соответствующее значение напряженности поля аннигиляции.

Стабильность и старение магнитных материалов. Изменение свойств магнитных материалов может происходить как под влиянием температурных, механических, радиоактивных и других воздействий, так и во времени (старение). В соответствии с ГОСТ 21427.0-75 до-

Т а б л и ц а 8.6. Параметры некоторых смешанных редкоземельных феррогранатов

Состав	B_s , Тл	d , мкм	$H_{КОЛ}$, А/см	h , мкм	I_0 , мкМ	$\sigma_{ГР}$, 10^{-2} Дж/м ²	$\mu_{ГР}$, см ² /(А·с)
Er ₂ Gd ₁ Ga _{0,4} Fe _{4,6} O ₁₂	0,016	6,5	90	3,35	0,83	1,7	—
Er ₂ Fe ₁ Gd _{0,7} Fe _{4,3} O ₁₂	0,022	4,8	64	2,7	0,6	2,4	—
Eu _{1,5} Er _{1,5} Al _{0,4} Fe _{4,6} O ₁₂	0,0266	4,5	120	5,75	0,48	2,8	—
Yb ₂ Gd ₁ Ga _{0,5} Fe _{4,5} O ₁₂	0,0112	5	38	3,65	0,63	0,6	—
Y _{1,3} Eu _{1,7} Al ₁ Fe ₄ O ₁₂	0,0469	2	243	3,27	0,17	2,8	—
Sm _{0,4} Y _{2,6} Fe _{3,7} Ga _{1,3} O ₁₂	0,0153	6,5	69	6,78	0,7	1,3	200
Eu _{0,5} Y _{2,35} Yb _{0,15} Fe _{3,8} Ga _{1,3} O ₁₂	0,0144	6,5	62	6,81	0,68	1,12	480
Eu _{0,6} Y _{2,4} Fe _{3,7} Ga _{1,3} O ₁₂	0,0475	2,2	170	2,0	0,28	5,0	780
Eu _{1,8} Lu _{1,2} Fe _{4,3} Ca _{0,7} O ₁₂	0,0152	7,3	68	7,40	0,75	1,38	200
Eu _{1,1} Lu _{1,3} Ca _{0,6} Fe _{4,4} Ge _{0,6} O ₁₂	0,0585	2,0	210	2,1	0,27	7,6	2000

пустимо увеличение потерь вследствие старения для холоднокатаной стали до 6—4 %. Допустимое изменение начальной проницаемости никель-цинковых ферритов 2000НН, 1000НН, 600НН, 400НН и 200НН за один год не превышает $\pm 2\%$, 150ВЧ — $\pm 1\%$, за то же время для марганец-цинковых ферритов 3000НН, 2000НН, 1500НН и 1000НН оно достигает $\pm 5\%$. Для стабилизации магнитных свойств часто прибегают к искусственному старению, заключающемуся в нагреве до определенной температуры и выдержке при ней в течение длительного времени (например, для электро-технической стали: нагрев до 100 °С и выдержка в течение 600 ч или нагрев при 120 °С в течение 120 ч и т. д.). Искусственное старение ферритов может производиться при 100—200 °С с последующим медленным охлаждением. Для тонкой магнитной пленки с одноосной анизотропией старение проявляется в изменении направления оси легкого намагничивания и в большей степени проявляется для пленок, осаждаемых гальваническим путем. Для цилиндрических магнитных пленок изменение направления оси легкого намагничивания не монотонно и неоднородно. Наблюдается большой разброс не только от проволоки к проволоке, но и в пределах одной проволоки, покрытой магнитной пленкой. Увеличение стабильности их характеристик достигается отжигом при 300 °С в поле с напряженностью не менее 25 А/см.

Нестабильность магнитных свойств ферромагнетиков во времени может быть обусловлена не только старением, но и влиянием магнитного последствия или вязкости. Этот эффект проявляется в том, что обратимая магнитная проницаемость (в слабых полях) ферромагнетика достигает наибольшего значения сразу после размагничивания образца, а затем постепенно падает, причем это происходит в первые 20—30 мин после размагничивания, а полное завершение спада наступает через 20—30 ч. С увеличением напряженности магнитного поля это явление ослабевает или исчезает полностью.

Зависимость магнитных свойств от температуры. Для всех ферромагнитных сплавов с повышением температуры наблюдается монотонное уменьшение индукции насыщения и остаточной индукции. Зависимости магнитной проницаемости и коэрцитивной силы при изме-

нении температуры носят более сложный характер, и для некоторых материалов магнитная проницаемость достигает максимальной величины при определенной температуре.

Температурные изменения свойств могут быть обратимыми и необратимыми. Например, при нагреве холоднокатаной стали от 20 до 300—350 °С с последующим охлаждением до 20 °С наблюдаются лишь небольшие (1—3 %) изменения проницаемости и индукции B_m при заданной H_m . Однако при нагреве до 500 °С необратимые изменения резко возрастают и каждый новый цикл нагрев — охлаждение приводит к их дальнейшему росту. Это объясняется разрушением текстуры и, возможно, окислением стали при нагреве. Для стабилизации свойств применяется дополнительная обработка готовых изделий (сердечников) в виде нескольких циклов нагрев — охлаждение по специальной программе, позволяющая в десятки раз повысить температуру стабильности свойств ферромагнитных материалов [8.2]. В табл. 8.7 приведены относительные

Т а б л и ц а 8.7. Относительные изменения магнитных свойств некоторых сплавов для различных интервалов температур

Сплав	Параметр	Относительное изменение, % в интервале температур		
		$-60 \div +20$ °С	20—60 °С	20—150 °С
79НМУ	B_m	6,5	—3,5	—10
	H_c	13	—12,5	—25
	B_r/B_m	1	—1	—3
80НМ	B_m	3	—2	—12
	H_c	9,5	—15	—32
	B_r/B_m	1,5	—2	—3
77НМД	B_m	6,5	—6,5	—19
	H_c	4	—15	—34
	B_r/B_m	—1,5	—1	—2
79НМ	B_m	5	—3	—12
	H_c	15	—11	—29
	B_r/B_m	—0,5	—0,5	—2

Таблица 8.8. Температурные коэффициенты коэрцитивной силы $ТКН_c$, напряженности поля трогания $ТКН_T$ и остаточной индукции $ТКВ_r$ от температуры для ферритов с ППГ

Марка феррита	$ТКН_c$, %/°C		$ТКН_T$, %/°C		$ТКВ_r$, %/°C	
	$-60 \div +20$ °C	$+20 \div +70$ °C	$-60 \div +20$ °C	$+20 \div +70$ °C	$-60 \div +20$ °C	$+20 \div +70$ °C
0,12 Вт	2,0	1,3	2,0	1,8	0,55	0,74
0,16 Вт	1,8	1,2	1,8	1,2	0,45	0,60
0,27 Вт	1,7	1,3	2,0	1,4	0,60	0,65
0,3 Вт	1,3	0,8	1,0	0,9	0,40	0,45
0,37 Вт	1,3	1,0	1,4	1,0	0,40	0,45
0,44 Вт	1,1	0,8	1,0	0,9	0,35	0,35
0,6 Вт	0,8	0,7	1,0	0,7	0,25	0,30
0,9 Вт	0,8	0,6	0,8	0,6	0,25	0,25
1,3 Вт	0,8	0,6	0,8	0,7	0,25	0,25
1,5 Вт	0,7	0,5	0,7	0,6	0,25	0,30
1,75 Вт	0,7	0,5	0,7	0,6	0,20	0,25
2 Вт	0,7	0,6	0,7	0,6	0,30	0,30

изменения магнитных свойств сплавов толщиной 0,003 мм в поле с $H_m = 80$ А/см для различных интервалов температур. Заметим, что для сплавов 34НҚМП и 35НҚХСП (см. табл. 8.2) относительное изменение индукции насыщения и остаточной индукции одинаково, поэтому прямоугольность петли гистерезиса этих сплавов не изменяется при изменении температуры. Наиболее стабильными характеристиками при изменении температуры обладают нетекстурированные сплавы, содержащие 90,5—93 % Со (точка Кюри 1020 °C). Эти сплавы имеют прямоугольную петлю гистерезиса и не подвержены необратимым температурным изменениям при нагреве. Прямоугольная форма петли гистерезиса сохраняется даже при 900 °C, однако при этом H_c уменьшается примерно в 6 раз, а B_m — в 1,5 раза по сравнению со значениями 1,2 Тл и 40 А/м при 20 °C. Перспективным с точки зрения температурной стабильности параметров оказался сплав 8 % Al и 92 % Fe. При нагреве до 550 °C индукция насыщения этого сплава уменьшается лишь на 4 %.

Магнитные свойства ферритов при изменении температуры изменяются в более сильной степени, чем у металлических ферромагнетиков. На рис. 8.12 приведены зависимости начальной проницаемости от температуры некоторых типов ферритов. В табл. 8.8 приведены температурные коэффициенты коэрцитивной силы ($ТКН_c$), напряженности поля трогания ($ТКН_T$), остаточной индукции ($ТКВ_r$) для некоторых типов магний-марганцевых ферритов с ППГ. Как указывалось выше, литиевые фер-

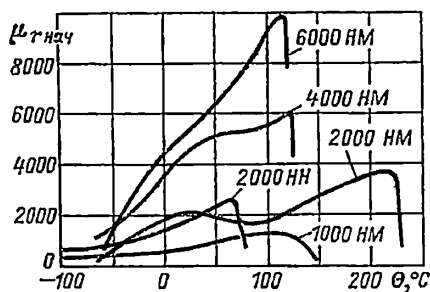


Рис. 8.12. Зависимость начальной проницаемости некоторых ферритов от температуры

риты имеют лучшую температурную стабильность параметров, чем другие типы ферритов.

Влияние механических воздействий на магнитные свойства ферромагнетиков. Вредное влияние механических напряжений тем больше, чем выше магнитные свойства сплава. Последствия механической обработки (резки, штамповки, шлифовки и др.) отожженных материалов проявляются в значительном снижении μ_{Tmax} и μ_r нач и повышении H_c . Железоникелевые сплавы настолько чувствительны к механическим напряжениям, что, например, нанесение обмоток непосредственно на сердечник нередко уменьшает μ_{Tmax} в 3—4 раза. Заметим, что влияние механических воздействий на характеристики большинства типов ферромагнитных материалов носит необратимый характер.

В табл. 8.9 показаны остаточные изменения магнитных характеристик сплавов после снятия механического напряжения. Относительно небольшие изменения характеристик имеют сплавы 38Нс5 и 16Ю. Магний-марганцевые ферритовые материалы с ППГ мало чувствительны к механическим напряжениям, в то время как ферриты с большим содержанием никеля имеют высокую чувствительность к ним. Добавление цинка в состав феррита с целью улучшения его динамических характеристик повышает чувствительность к механическим напряжениям.

С целью исключения влияния механических напряжений на характеристики магнитно-проводниковых элементов прибегают к защите магнитопроводов от механических воздействий в процессе их изготовления и эксплуатации. Например, магнитопроводы после термической обработки часто помещают в защитные каркасы из металла или пластмассы (рис. 8.13), причем при использовании

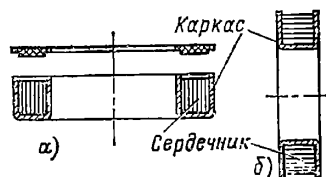


Рис. 8.13. Защита магнитопроводов от механических воздействий:

а — контейнер; б — каркас

Таблица 8.9. Остаточные изменения магнитных свойств сплавов после воздействия механических нагрузок

Сплав	Начальные магнитные свойства				Изменение σ %, после действия нагрузки				σ , МПа
	μ_r нач	μ_r max	H_c , А/м	B_r , Тл	$\Delta \mu_{нач}$	$\Delta \mu_{r max}$	ΔH_c	ΔB_r	
79НМ	25 000	$3 \cdot 10^5$	0,8	0,446	-39	-50	+20	-25	10,2
79НМУ	49 000	$4,27 \cdot 10^5$	0,5	0,442	-30	-55	+45	-30	9,8
80НСХ	40 000	$2,36 \cdot 10^5$	0,7	0,393	-66	-73	+109	-41	16,8
74НМД	48 200	$2,55 \cdot 10^5$	0,6	0,342	-21	-22	+3	-11	8,9
76НХД	19 000	$2,56 \cdot 10^5$	1,0	0,562	-16	-49	+21	-37	8,9
68НП	—	$3,15 \cdot 10^5$	2,5	1,320	—	-90	+176	-59	8,9
38НС5	3960	$0,24 \cdot 10^5$	6,4	0,352	-9	-12	+6	-3	8,9
16Ю	5500	$1,66 \cdot 10^5$	1,5	0,407	-5	-3	0	-1	8,9

металлического каркаса крышка контейнера должна быть сделана из диэлектрика, чтобы не образовался короткозамкнутый виток вокруг магнитопровода. Металлические магнитопроводы из тонкой ленты обычно отжигаются вместе с каркасом, изготавливаемым либо из нержавеющей стали, либо из керамики. Если магнитопровод должен работать в условиях вибрации и тряски, то его обычно заливают эластичным компаундом, обладающим малыми температурными коэффициентом расширения и усадкой.

Влияние ионизирующих излучений на магнитные материалы. Облучения разных видов и интенсивности вызывают как обратимые изменения ферромагнетиков (изменения за счет нагрева при облучении), так и необратимые изменения, наблюдаемые при больших суммарных плотностях нейтронного потока. Наиболее чувствительными к нейтронному облучению оказались железоникелевые сплавы (79НМ, 79НМУ, 80НМ и др.), обладающие наибольшей проницаемостью и наименьшей коэрцитивной силой. На рис. 8.14 показано влияние нейтронного облучения на основную кривую намагничивания (рис. 8.14, а) и петлю гистерезиса (рис. 8.14, б) сплава 79НМ, где обозначено: 1 — до облучения, 2 — после действия $2,7 \cdot 10^{16}$ нейтрон/см². При определенных условиях воздействие нейтронного облучения может привести к существенному улучшению свойств магнитного материала (готового магнитопровода). Например, если облучение производить при наличии магнитного поля при 100 °С для сплава 80НМ при дозе $1,6 \cdot 10^{14}$ быстрых нейтронов/см², можно увеличить проницаемость в 2 раза ($\mu_{r max} \approx 1\,300\,000$). При таком же облучении, но без поля, $\mu_{r max}$ умень-

шается в 3 раза, H_c увеличивается в 4 раза.

Магнитопроводы. К магнитопроводам магнитных элементов предъявляются различные, часто противоречивые требования, что обуславливает применение магнитопроводов различных форм и конструкций даже в однотипных магнитно-полупроводниковых элементах. Важнейшим требованием является сохранение магнитопроводом магнитных свойств, присущих применяемому ферромагнетику, например высокой проницаемости, прямоугольности петли гистерезиса и др. Предъявляется также требование обеспечения определенного пространственного распределения в пределах магнитопровода магнитных потоков, создаваемых электрическими токами в различных обмотках и (или) внешним магнитным полем. Предъявляется также ряд технологических и технико-экономических требований при выборе формы и конструкции магнитопровода, особенно при массовом производстве. На рис. 8.15 приведены некоторые типичные формы магнитопроводов.

Наилучшим образом свойства ферромагнетика могут быть воспроизведены при использовании кольцевых (тороидальных) магнитопроводов (рис. 8.15, а), в которых полностью устраняется явление воздушных (немагнитных) зазоров на пути магнитного потока, обеспечивается низкая чувствительность к влиянию посторонних внешних полей, отсутствует рассеяние магнитного потока во внешнее пространство при равномерном расположении намагничивающих обмоток вдоль сердечника и др. [8.2]. Более широко применяются составные магнитопроводы (рис. 8.15, б—г). Для различных ферромагнитных устройств часто применяют многоконтурные (разветвленные) магнитопроводы (рис. 8.15, д—м). Многоконтурные системы (рис. 8.15, и, к) используются для построения магнитных логических и переключающих элементов. Пластины с большим количеством отверстий (рис. 8.15, л) из феррита с ППГ используются для замены отдельных тороидальных магнитопроводов при создании магнитных запоминающих устройств. С целью устранения трансформаторной связи между обмотками применяются магнитопроводы по рис. 8.15, м—о. Магнитный мост (рис. 8.15, н) может быть более чувствительным к внешнему полю, если добавить к двум его вершинам наконечники (показано пунктиром). Магнитопроводы по рис. 8.15, с применяются в ферромагнитных устройствах, которые реагируют на внешнее магнитное поле, причем

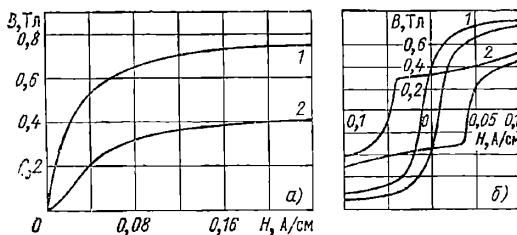


Рис. 8.14. Влияние нейтронного облучения на характеристики сплава 79НМ:

а — на основную кривую намагничивания; б — на петлю гистерезиса

магнитопровод по рис. 8.15, *p* реагирует на разность магнитных потенциалов непосредственно в окрестности щели.

Определение статических параметров магнитопроводов. В основе определения характеристик магнитопроводов лежат уравнение непрерывности магнитного потока $\operatorname{div} B = 0$ или $\oint B dS = 0$ и закон полного тока $\oint H dl = I = \Sigma i$, согласно которому линейный интеграл

магнитным зазором δ на пути магнитного потока и при условии $l \gg \delta \Sigma H_j l_j = H_M l + \delta B_M / \mu_0 = \Sigma i = F$, где H_M — напряженность поля в материале; B_M — индукция в магнитном зазоре. Если рассеяние отсутствует, то индукция в зазоре равна индукции в материале ($B_\delta = B$) и средняя напряженность поля $H = F/(l + \delta) \approx F/l = H_M + \delta/\mu_0 l = H_M + H_p$, где H_p — намагничивающее поле, возникающее при наличии зазора. Если кривая намагничивания материала

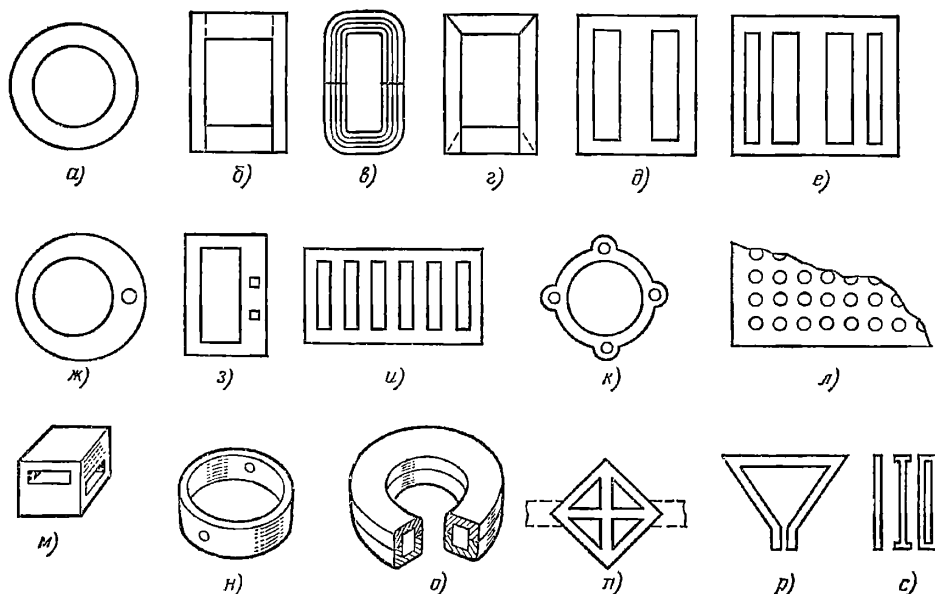


Рис. 8.15. Типичные формы магнитопроводов

вектора напряженности магнитного поля, взятый по замкнутому контуру, равен сумме электрических токов, проходящих сквозь поверхность, ограниченную этим контуром. Если ток i протекает через обмотку с w витками, то суммарный ток в первой части равен произведению $w i$, называемому магнитодвижущей силой (МДС): $F = \Sigma i = w i$. В случае однородного магнитопровода, для которого напряженность H на всем пути постоянна и совпадает по направлению с касательной к пути, $\oint H dl = H l = F$ и $H = F/l = w i/l$. В общем случае магнитопровод представляет собой систему с распределенными параметрами по следующим причинам: 1) длина магнитного пути l больше у наружного диаметра магнитопровода и меньше у внутреннего, поэтому H и B изменяются по сечению; 2) H и B не постоянны по длине магнитопровода вследствие непостоянства сечения и наличия неоднородных по магнитным свойствам участков или рассеяния магнитного потока.

Влияние стыков, немагнитных зазоров (трещин). С целью упрощения технологии изготовления часто применяют разборные магнитопроводы, характеризующиеся наличием стыков (воздушных или немагнитных зазоров), которые вызывают существенное ухудшение магнитных свойств по сравнению со свойствами материала. Для магнитопровода по рис. 8.15, *a* с постоянным сечением S и не-

задана аналитически, например $B = f(H_M) = \operatorname{arctg} CH_M$, то кривая намагничивания магнитопровода при наличии зазора может быть найдена по формуле $H = (1/C) \operatorname{tg} B + \delta B / \mu_0 l$. Если кривая намагничивания или петля гистерезиса задана графически, то влияние воздушного зазора определяется графическим построением, показанным на рис. 8.16. Через начало координат под углом $\alpha = \operatorname{arctg} \delta / \mu_0 l$ к оси ординат проводится прямая $H_p = B \operatorname{tg} \alpha = \delta B / \mu_0 l$. Петля гистерезиса $B = f(H)$ (2) получается путем суммирования с учетом масштабов, значений абсцисс характеристики материала $B =$

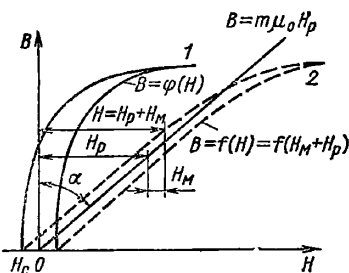


Рис. 8.16. Влияние воздушного зазора на петлю гистерезиса магнитопровода:

1 — при отсутствии зазора; 2 — при наличии зазора

$=f(H_m)$ (1) и прямой $B=H_p/\operatorname{tg} \alpha$ для одинаковых значений индукции. Воздушный зазор может приводить к существенному ухудшению коэффициента прямоугольности петли гистерезиса, если $l/\delta < B_s/\mu_0 H_c$. При этом $B_r = \mu_d \mu_0 H_c \leq \mu_0 H_c / \delta$. Пусть, например, магнитопровод из феррита 0,12 Вт ($B_r = 0,2$ Тл, $H_c = 9,6$ А/м) при среднем диаметре 1 мм имеет трещину $\delta = 1$ мкм. Для этих данных остаточная индукция $B_r \approx 0,038$ Тл уменьшается примерно в 5 раз. При тех же размерах сердечника и трещины для феррита 2 Вт ($B_r = 0,18$ Тл и $H_c = 159$ А/м) зазор не вызывает заметного ухудшения прямоугольности петли гистерезиса [8,2].

Влияние магнитного потока в воздухе (рассеяния). Кажущаяся индукция магнитопровода B представляет собой поток, отнесенный к активному сечению:

$$B = \frac{\Phi}{S} = B_m + \mu_0 H_m \left(\frac{S_0}{S} - 1 \right) = \mu_0 \left[\mu + \left(\frac{S_0}{S} - 1 \right) \right] H_m,$$

где S — сечение магнитопровода; S_0 — площадь обмотки, пронизываемая потоком, причем часто для высокочастотных и импульсных элементов $S \gg S_0$; B_m — индукция в материале (магнитопроводе) при напряженности поля H_m . Для ненасыщенного магнитопровода $\mu \gg S_0/S$ и можно пренебречь рассеянием потока в воздухе. При насыщении это влияние становится существенным, в особенности для материалов с прямоугольной петлей гистерезиса. Кажущаяся проницаемость материала магнитопровода

$$\begin{aligned} \mu_{rso} &= \frac{B_m - B_r}{\mu_0 H_m} = \\ &= \frac{B_m + \mu_0 H_m (S_0/S - 1) - B_r}{\mu_0 H_m} = \\ &= \mu_{rs} + \frac{S_0}{S} - 1, \end{aligned}$$

где μ_{rs} — дифференциальная проницаемость в области насыщения ферромагнетика.

Составные магнитопроводы обычно представляют собой «параллельное включение» двух и более магнитных материалов одинаковых геометрических размеров, охватываемых общей обмоткой. В этом случае поток $\Phi(H) = S_1 B_1(H) + S_2 B_2(H)$, где S_1 и S_2 — площади поперечных сечений, а $B_1(H)$ и $B_2(H)$ — статические магнитные характеристики каждого из магнитопроводов. В этом случае составной магнитопровод эквивалентен однородному с сечением $S = S_1 + S_2$ из магнитного материала с характеристиками

$$B(H) = \frac{\Phi(H)}{S} = \eta_1 B_1(H) + \eta_2 B_2(H),$$

где $\eta_1 = S_1/(S_1 + S_2)$; $\eta_2 = S_2/(S_1 + S_2)$; $\eta_1 + \eta_2 = 1$.

Проницаемость магнитопровода $\mu_0 = B(H)/\mu_0 H = \eta_1 \mu_1 + \eta_2 \mu_2$.

Пусть, например, составной магнитопровод состоит на 80 % из кремнистой стали ($\mu_{\text{нач}} = 500$, $B_s = 2$ Тл) и на 20 % из железо-

никелевого сплава 80НХС ($\mu_{\text{нач}} = 50\,000$, $B_s = 0,7$ Тл). Тогда для него $\mu_r = 10\,400$ и $B_{s0} = 1,74$ Тл. При помощи небольшого расхода дорогого сплава удается примерно в 20 раз повысить начальную проницаемость при достаточно высокой индукции насыщения. Более подробно характеристики составных магнитопроводов рассмотрены в [8,2].

Динамические характеристики магнитопроводов. При перемагничивании металлических (ленточных) магнитопроводов переменным полем высокой частоты наблюдается расширение петли гистерезиса за счет динамических потерь. При перемагничивании металлического ферромагнетика, обладающего сравнительно низким удельным электрическим сопротивлением, в теле пластины (листа) изменяющийся магнитный поток наводит ЭДС, являющуюся причиной вихревых токов. Они противодействуют проникновению внешнего поля в толщину материала, что создает неравномерность намагничивания по сечению (поверхностный эффект). Мощность потерь на вихревые токи на единицу объема

$$P_B = \xi \frac{f^2 B_m^2 d^2 V}{\rho},$$

где ξ — коэффициент пропорциональности; d — толщина ленты; V — объем материала; ρ — удельное электрическое сопротивление ферромагнитного материала. Снижение мощности потерь на вихревые токи достигается уменьшением толщины ленты в соответствии с формулой $d = a\sqrt{f}$, где f — частота перемагничивающего поля.

Значения коэффициента a для материалов типа 79НМУ (79НМ), 80НХС равны 2; для 65НП — 2,1; для 50НП — 2,3; стали 3411—3,4. С целью уменьшения потерь на вихревые токи для магнитопроводов, работающих на повышенных частотах, применяют ленты микрометровых толщин, однако при этом возрастают потери на гистерезис за счет расширения статической петли (увеличения H_c). Удельные потери на гистерезис определяются по формуле $P_r = \sigma B_m^\alpha f^\beta$, где B_m — максимальное значение индукции; σ , α и β — коэффициенты, определяемые опытными путем. На практике для $B_m > 1$ Тл $\alpha = 2$ [8,2, 8,7]. Для магнитопроводов из тонких лент существенное влияние также могут иметь потери на магнитную вязкость, проявляющуюся в том, что для повышения скорости перемагничивания даже при отсутствии вихревых токов требуется большее значение напряженности поля.

В ферритовых магнитопроводах, обладающих большим удельным электрическим сопротивлением, влияние вихревых токов пренебрежимо мало даже на очень высоких частотах перемагничивания и основное влияние на потери оказывает вязкость. Таким образом, для описания поведения магнитного материала в динамическом режиме необходимо учитывать не только скорость изменения напряженности магнитного поля, но и динамические свойства материала, которые в общем случае описываются нелинейным дифференциальным уравнением $F(B, dB/dt, d^2B/dt^2, \dots, H, dH/dt, d^2H/dt^2, \dots) = 0$. На практике для перемагничивающих полей напряженностью $H >$

$> H_{гр}$, где $H_{гр}$ — некоторое граничное поле [8.2], можно с достаточной точностью определить влияние вязкости с учетом лишь первой производной $dB/dt = f(H, B)$ и при расчетах использовать так называемые уравнения динамического состояния $dB/dt = r(B)H_{дин}$, где $r(B)$ — функция, характеризующая магнитную вязкость, называемая приведенным динамическим сопротивлением ферромагнетика. Для ферритовых материалов и магнитопроводов из лент микрометровых толщин аналитическое выражение для $r(B)$, дающее удовлетворительное совпадение с опытными данными, соответствует параболе $r(B) = r_{max}(1 - B^2/B_s^2)$, где B_s — индукция насыщения.

Перемагничивание магнитопровода с ППГ в импульсном режиме при отсутствии существенного влияния вихревых токов описывается уравнением

$$dB/dt = r_{max}(1 - B^2/B_s^2)(H - H_0),$$

где H_0 — пороговая напряженность поля, несколько превышающая H_c . Значения r_{max} и H_0 для различных магнитных материалов и условий перемагничивания приведены в [8.2, 8.8].

На рис. 8.17 приведена зависимость $(dB/dt)_{max} = f(H_{max})$ для трех постоянных

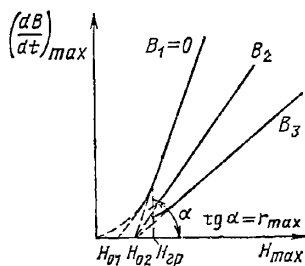


Рис. 8.17. Динамические характеристики перемагничивания ферритовых магнитопроводов с ППГ

значений индукции $B = B_1 = 0$, $B = B_2$ и $B = B_3$, причем $B_3 > B_2 > B_1$. Экспериментальная характеристика удовлетворительно совпадает с уравнением $dB/dt = r_{max}(H - H_0)$ для $B = \text{const}$ при напряженностях перемагничивающего поля $H_{max} > H_{гр}$. Параметр H_0 относится к нелинейному начальному участку характеристики и определяет пороговую напряженность в слабых полях.

Наиболее общей и полной характеристикой динамических свойств магнитопроводов является так называемая зарядовая характеристика, не зависящая от режима перемагничивания

$$\begin{aligned} \omega/l \int_0^t (i - i_r) dt = \\ = Q_w = B_s/2r_{max} \ln \frac{(1 + B/B_s)(1 + \Pi)}{(1 - B/B_s)(1 - \Pi)}, \end{aligned}$$

где коэффициент прямоугольности $\Pi = B_r/B_s$.

При напряженности поля $H > H_{гр}$ характеристика $B(Q_w)$ практически не зависит от вида $Q_w(t)$ или $H(t)$ и определяется лишь полным приведенным зарядом $Q_w = S_w + H_{от}$. Заряд, необходимый для полного переключе-

ния за время τ магнитопровода, имеющего обмотку с ω витками и среднюю длину l , равен, $Q_w = Q_w/l/\omega = (S_w + H_{от})l/\omega$, где $S_w = \int_0^\tau (H - H_0) dt$ — приведенный добавочный за-

ряд, необходимый для полного переключения единичного магнитопровода (имеющего единичные размеры и одновитковую обмотку) из состояния $-B_r$ в состояние $+B_r$; τ — полное время перемагничивания ферромагнетика. Коэффициент переключения S_w магнитопровода зависит от типа ферромагнитного материала, геометрических размеров, обмоточных данных, нагрузки и ее характера. Для прямоугольной формы намагничивающего импульса $S_w = (H_{max} - H_0)\tau$, для произвольной формы $S_w = (H_{ср} - H_0)\tau$, где $H_{ср} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau H(t) dt$.

Время переключения τ принято определять как интервал между моментом подачи перемагничивающего поля до спада напряжения, наводимого в обмотке магнитопровода, до уровня $0,1U_{max}$. Напряженность поля, необходимая для переключения за время τ , составляет $H_{ср} = S_w/\tau + H_0$.

Методы измерения характеристик магнитопроводов. Измерение характеристик ферромагнитных материалов (магнитопроводов) осуществляется, как правило, индукционными методами, основанными на законе электромагнитной индукции. Исключение составляют применение магнитооптических методов для измерения свойств магнитных пленок, а также косвенные методы определения магнитного потока, основанные на использовании изменения активного сопротивления или обратной составляющей магнитной проницаемости магнитопровода от его магнитного состояния.

Измерение мгновенного значения и приращений магнитного потока производится в со-

ответствии с формулой $\Phi = \Phi_0 - \frac{1}{\omega} \int_{t_0}^{t_1} e dt$, где

Φ_0 — значение потока в момент t_0 ; e — ЭДС, индуцируемая в измерительной обмотке, имеющей ω витков. Для измерения необходимо выполнить интегрирование ЭДС e и определить начальное значение Φ_0 , которое может быть выбрано соответствующим остаточному значению потока Φ_r или максимальному значению $\Phi_m > \Phi_r$, достигаемому путем намагничивания магнитопровода до технического насыщения полем H_m . Приращение потока $\Delta\Phi$ в течение некоторого интервала времени $\Delta t = t_k - t_0$ может быть определено по формуле

$$\Delta\Phi = \Phi_k - \Phi_0 = \frac{1}{\omega} \int_{t_0}^{t_k} e dt.$$

При измерении статических характеристик магнитопроводов значение интеграла часто определяется при помощи баллистического гальванометра или веберметра (флюксметра), показания которого пропорциональны интегралу тока, протекающего через активное сопротив-

ление под действием ЭДС e . Более подробные сведения об измерении свойств ферромагнетиков (магнитопроводов) можно найти в [8.9]. Здесь заметим, что баллистические методы из-за низкой чувствительности практически не пригодны для измерения приращений магнитного потока в миниатюрных магнитопроводах и магнитных пленках. Поэтому для изме-

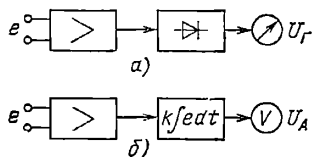


Рис. 8.18. Принципиальные схемы вольтметров средних значений для измерения приращений магнитного потока:

а — с диодным ключом; б — на интеграторе

рения динамических и статических характеристик часто применяются специальные интегрирующие схемы (приборы) [8.7, 8.8]. К их числу относятся вольтметры средних значений, которые применимы при измерениях с циклическим изменением процесса намагничивания магнитопровода от состояния $\Phi_0 = \Phi_{min}$ до $\Phi_k = \Phi_{max}$ и обратно. Вольтметры средних значений могут быть построены по одной из схем рис. 8.18. В схеме рис. 8.18, а интегрируемое напряжение e усиливается усилителем, выпрямляется однополупериодным выпрямителем и регистрируется магнитоэлектрическим гальванометром (вольтметром). Показание вольтметра пропорционально среднему значению положительного или отрицательного импульса ЭДС e , соответствующему перемагничиванию магнитопровода от Φ_k до Φ_0 или от Φ_0 до Φ_k , и равно $U_T = Kf\omega(\Phi_k - \Phi_0)$, где K — коэффициент усиления схемы, $f = 1/T$ — частота перемагничивания, T — период полного цикла. При симметричном цикле $\Phi(t) = -\Phi(T/2 + t)$, $\Phi_k = -\Phi_0 = \Delta\Phi/2$ и $t_k - t_0 = T/2$. Если вместо неуправляемого выпрямителя использовать ключ, замыкаемый в течение одного полупериода, начиная с момента $t = t_b + kT$, где $k = 0, 1, 2, 3$, а t_b — изменяемое время включения, то показания вольтметра $U_T = 2\omega f K \Phi(t_b)$ окажутся пропорциональными мгновенному значению индукции в момент t_b . Если намагничивающий ток подавать в другую катушку взаимной индуктивности и аналогичным образом измерять среднее значение ЭДС $e_M = M di/dt$, индуктируемой во вторичной обмотке этой катушки в течение интервала времени от t_b до $t_b + T/2$, то получим мгновенное значение симметричного намагничивающего тока $i(t_b) = U_T / 2fKM$, соответствующее мгновенному значению $\Phi(t_b)$. При изменении t_b в пределах от 0 до $T/2$ можно по точкам построить симметричную динамическую петлю гистерезиса. Записывая напряжения, пропорциональные $\Phi(t_b)$ и $i(t_b)$, с помощью двухкоординатного самописца при изменении t_b в пределах от 0 до T , получим запись динамической петли гистерезиса. Измерения могут производиться при любой форме кривой изменения намагничивающего тока при условии, что $i(t) = -i(t + T/2)$.

При использовании интегратора по рис. 8.18, б показания амплитудного вольтметра пропорциональны амплитуде положительной или отрицательной полуволны напряжения на выходе интегратора $U_A = K\omega(\Phi_k - \Phi_0)/\tau$, где τ — постоянная времени интегратора.

Для измерения статических и динамических характеристик сердечников с ППГ используются специальные программы периодически повторяющихся импульсов напряженности поля, методика применения которых изложена в [8.7]. Здесь отметим лишь, что характеристики сердечников получаются в условиях, максимально приближенных к условиям работы их в импульсном режиме.

Очень широкое применение получил осциллографический метод измерения, при котором на пластины, отклоняющие луч в вертикальном направлении, подается напряжение, пропорциональное индукции в сердечнике, а на пластины, отклоняющие луч в горизонтальном направлении, — напряжение, мгновенное значение которого пропорционально напряженности перемагничивающего поля. На экране осциллографа в этом случае получим изображение петли гистерезиса сердечника. Возможно также получить зависимость дифференциальной магнитной пропорциональности материала $\mu_{rd} = dB/\mu_0 dH$ в зависимости от напряженности магнитного поля $\mu_{rd} = f(H_m)$. В этом случае на пластины осциллографа, отклоняющие луч в вертикальном направлении, подается ЭДС

$$e = -\omega S \frac{dB}{dt} = -\omega S \frac{dB}{dH} \frac{dH}{dt} = -\omega S \mu_{rd} \mu_0 \frac{dH}{dt}.$$

Если $dH/dt = \text{const}$, то ЭДС e пропорциональна μ_{rd} . Постоянство dH/dt обеспечивается, например, при использовании перемагничивающего тока пилообразной формы. В заключение заметим, что семейства кривых одновременного намагничивания сердечников постоянным и переменным магнитными полями получаются при использовании метода вольтметра-амперметра. Достоинства этого метода, его возможности и ограничения, а также семейства кривых одновременного намагничивания различных ферромагнитных материалов подробно рассмотрены в [8.2, 8.7, 8.9].

8.3. КЛАССИФИКАЦИЯ МАГНИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

На практике находит применение большое число разнообразных полностью магнитных и магнитно-полупроводниковых элементов, основанных на использовании свойств ферромагнетиков. По принципу действия или используемому свойству магнитные элементы могут быть разделены на: 1) параметрические, 2) магнитомодуляционные, 3) гистерезисные, 4) элементы, в которых используется внутренняя доменная структура ферромагнетика, 5) гальваномагнитные, 6) магнитооптические [8.2, 8.7]. Каждая из перечисленных групп в свою очередь может быть разделена

на многочисленные подгруппы по многочисленным признакам, например в зависимости от: а) выполняемой функции (элементы для физического преобразования сигнала, элементы для переработки и хранения информационных сигналов), б) типа применяемых магнитопроводов, в) используемого более узкого физического явления, г) способа сочетания с полупроводниковыми элементами, д) способа питания, е) формы кривой и частоты выходного напряжения, ж) способа включения нагрузки и т. д. Кроме того, магнитно-полупроводниковые элементы можно классифицировать по области их применения, например в измерительной технике, технике преобразования рода электрической энергии, технике передачи и переработки информации, в качестве исполнительных и силовых элементов.

В настоящем справочнике рассмотрение свойств различных магнитно-полупроводниковых элементов выполнено в соответствии с классификацией по принципу действия и их функциональному назначению. В связи с этим в дальнейшем рассматриваются: а) магнитные чувствительные элементы, датчики, компараторы, б) устройства усиления и преобразования аналоговых сигналов, в) аналоговые запоминающие устройства, накопительные и адаптивные элементы, г) магнитные цифровые элементы, пороговые элементы, д) магнитные цифровые запоминающие устройства (оперативные ЗУ), е) устройства памяти на основе подвижных магнитных доменов, ж) запоминающие устройства на подвижных носителях.

8.4. МАГНИТНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ, ДАТЧИКИ, КОМПАРАТОРЫ

Зависимость свойств ферромагнетиков от воздействия различных внешних факторов (внешнего магнитного поля, температуры, усилия и др.), а также зависимость характеристик намагничивания сердечников при изменении условий их намагничивания используется для создания различного рода первичных преобразователей (датчиков) электрических и неэлектрических величин.

Датчики (измерители) магнитного поля (называемые также магнитомодуляционными зондами, феррозондами и др.) широко применяются для измерения магнитного поля Земли, геомагнитной разведки полезных ископаемых, в дистанционных магнитных компасах, металлоискателях, датчиках перемещения и положения тел в пространстве и др. Принцип действия датчиков подобен принципу действия магнитных усилителей, в которых роль обмотки управления, создающей управляющее магнитное поле, выполняет внешнее измеряемое поле.

Получили применение четыре основных вида конструкций магнитомодуляционных датчиков: 1) с двумя линейными (стерженьевыми) магнитопроводами, позволяющими путем соответствующего распределения обмоток возбуждения w_1 и выходной обмотки w_2 (рис. 8.19, а) значительно ослабить составляющую ЭДС с частотой питания, индуктируемую в выходной обмотке; 2) с одним тонкопленочным цилиндрическим магнитопроводом, наносимым гальваническим путем на линейный провод

возбуждения (рис. 8.19, б), что позволяет еще в большей степени подавить ЭДС основной частоты, индуктируемой в выходной обмотке w_2 датчика; 3) с одним кольцевым магнитопроводом с равномерно расположенной на нем обмоткой возбуждения w_1 , который помещается в катушку, имеющую одну или две выходные обмотки w_{a1} и w_{a2} (рис. 8.19, в). Маг-

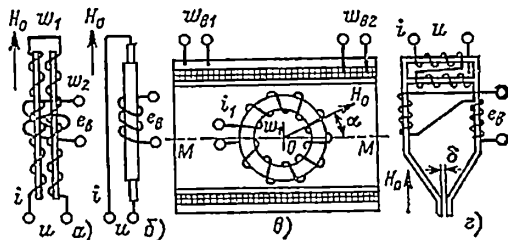


Рис. 8.19. Некоторые типы конструкций магнитомодуляционных датчиков:

а — на двух магнитопроводах; б — на тонкой пленке цилиндрической формы; в — на кольцевом магнитопроводе; г — на разветвленном магнитопроводе с немагнитным зазором

нитопровод имеет возможность поворачиваться относительно своей оси симметрии O с целью достижения максимальной развязки цепей питания и выхода. Другого типа датчик построен на магнитопроводе с небольшим немагнитным зазором (рис. 8.19, г).

Первые два датчика (рис. 8.19, а и б) реагируют на проекцию внешнего (измеряемого) магнитного поля ($H_0 \cos \alpha$) на продольную ось датчика. Датчик на кольцевом магнитопроводе позволяет получить выходные сигналы e_{a1} и e_{a2} , пропорциональные составляющей внешнего поля, действующей в плоскости (т.е. перпендикулярной оси симметрии) магнитопровода. Магнитопровод с небольшим зазором δ используется для измерения или обнаружения перепадов напряженности магнитного поля на расстоянии, равном зазору. Такие датчики используются, в частности, для исследования неоднородных магнитных полей, считывания записей с магнитных лент при неподвижном носителе или при его весьма медленном движении, в магнитной дефектоскопии для обнаружения трещин и внутренних раковин в ферромагнитных изделиях, вызывающих локальное поле рассеяния при их намагничивании, и т.п. Применение цилиндрических пленочных и кольцевых магнитопроводов позволяет резко уменьшить мощность возбуждения датчика ввиду отсутствия размагничивающего эффекта (немагнитного зазора) для потока возбуждения.

Принцип действия всех четырех типов магнитных датчиков, такой же, как у соответствующих типов магнитных модуляторов (см. § 8.5 и [8.2, 8.7, 8.10]). В качестве примера рассмотрим датчик на двух сердечниках (рис. 8.19, а). При наличии внешнего поля H_0 , направленного вдоль сердечников, в течение одного полупериода возбуждения в одном сердечнике поля складываются ($H + H_0$), а в другом вычитаются ($H - H_0$). При использовании в качестве полезного сигнала ЭДС удвоенной частоты e_{2f} , индуктируемой в выход-

ной обмотке w_b , в области малых значений измеряемого поля ($H_0 \ll H_m$) чувствительность датчика (для одного магнитопровода)

$$G_1 = \frac{de_{2f}}{dH_0} = 16fw_b S \mu_0 \frac{H_s}{H_m} \sqrt{1 - \left(\frac{H_s}{H_m}\right)^2}$$

и наибольшая чувствительность $G_1 = 8fw_b S \mu_0$ достигается при выборе $H_m \approx \sqrt{2} H_s$ [8.2, 8.10]. При этом выходной сигнал второй гармоники для дифференциального датчика

$$G_{2f} = G_1 + G_1(1 - e^{-8\chi d/3ml^2}),$$

где l , d , $m = \frac{1}{N_p}$ — соответственно длина, толщина и проницаемость формы одного магнитопровода; χ — расстояние между магнитопроводами в их средней части; N_p — коэффициент размагничивания разомкнутого магнитопровода. При $\chi \rightarrow \infty$ чувствительность дифференциального датчика удваивается по сравнению с чувствительностью датчика на одном магнитопроводе.

В [8.10] приведены данные некоторых типов измерителей магнитного поля (магнетометров), выпускаемых промышленностью, из которых наиболее чувствительный имеет следующие параметры: чувствительность $\pm 0,8 \cdot 10^{-4}$ А/м, смещение нуля $4,0 \cdot 10^{-3}$ А/м, температурный уход $0,1\%$ /°С, пределы измерения $\pm 4 \cdot 10^{-2}$ А/м, потребляемая мощность 0,8 Вт, масса 1 кг. В [8.10] приводится также описание различных образцов аэромагнетометров (АМ-13, АММ-13 и др.) и измерительных приборов на основе датчиков магнитного поля (измерителей угловых величин, скорости изменения магнитного поля, измерителей неоднородности магнитного поля).

Датчики угла поворота и перемещения обычно представляют собой магнитные усилители, управляемые полем постоянного магнита. На рис. 8.20 показана схема датчика угла

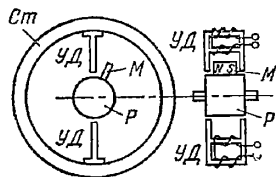


Рис. 8.20. Принципиальная схема датчика угла поворота

поворота, представляющего собой статор Ст, на котором установлены один или несколько магнитных усилителей (управляемых дросселей) УД. На роторе Р устанавливается один или несколько постоянных магнитов М. Когда наконечник магнита М располагается напротив наконечника усилителя, поток магнита М насыщает магнитопроводы усилителя и ток в его обмотках резко возрастает. Кратность изменения тока может превышать 25 и позволяющая способность такого типа датчиков может достигать $2 \cdot 10^{-4}$ рад. При наличии m усилителей и n постоянных магнитов можно получить сигналы с $m \cdot n$ дискретных положений ротора.

Другой широкий класс магнитомодуляционных датчиков основан на периодическом изменении магнитного сопротивления магнитопровода. При этом периодическое изменение

сопротивления возможно как механическим, так и электрическим путем. На рис. 8.21 схематически показаны некоторые механические методы изменения магнитного сопротивления. В схеме рис. 8.21, а периодическое изменение

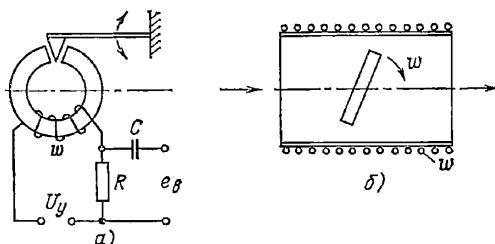


Рис. 8.21. Методы периодического изменения магнитного сопротивления магнитопроводов:

а — для построения модуляторов; б — для датчиков напряженности поля

магнитного сопротивления магнитопровода достигается тем, что клин из магнитно-мягкого материала, укрепленный на подвижном языке, при движении изменяет воздушный зазор, и при этом изменяется индуктивность обмотки w . Если на выводы этой обмотки через сопротивление R подать сигнал постоянного тока и периодически, с частотой f , изменять воздушный зазор, то периодически изменяющаяся индуктивность будет возбуждать в цепи входного сигнала переменную составляющую тока, амплитуда которой в определенных пределах прямо пропорциональна напряжению сигнала. Схема рис. 8.21, а может служить как магнитным модулятором, предназначенным для преобразования постоянного напряжения в переменное с целью его дальнейшего усиления, так и датчиком частоты и (или) амплитуды механических колебаний. При этом выходной сигнал снимается с резистора R через разделительный конденсатор C . Схема рис. 8.21, б предназначена для измерения слабых постоянных магнитных полей. В катушке, продольная ось которой совпадает с направлением измеряемого поля, вращается с постоянной скоростью вокруг оси, перпендикулярной направлению поля, разомкнутый магнитно-мягкий сердечник. Периодическое изменение магнитного сопротивления сердечника обуславливается изменением коэффициента размагничивания его и зависит от угла между сердечником и направлением поля. При этом периодически изменяется магнитный поток, пронизывающий катушку, и в ней индуцируется ЭДС, амплитудное значение которой прямо пропорционально напряженности измеряемого поля [8.2].

При наличии постоянного внешнего поля рассматриваемая схема может служить датчиком угловой скорости, а при наличии переменного поля постоянной амплитуды — простейшим датчиком угла поворота в пределах $0-90^\circ$. Основным достоинством схем рис. 8.21 при использовании их в качестве модуляторов и датчиков магнитной индукции является малый уровень помех, определяемый в основном остаточной намагниченностью малокоэрцитивных разомкнутых магнитопроводов:

$B_{ост\ max} = \mu_0 H_c / N_p$, где N_p — размагничивающий фактор разомкнутого сердечника.

Датчики линейного перемещения (рис. 8.22, а) основаны на изменении индуктивности обмотки ω составного магнитного сердечника, вызываемом изменением воздушного зазора

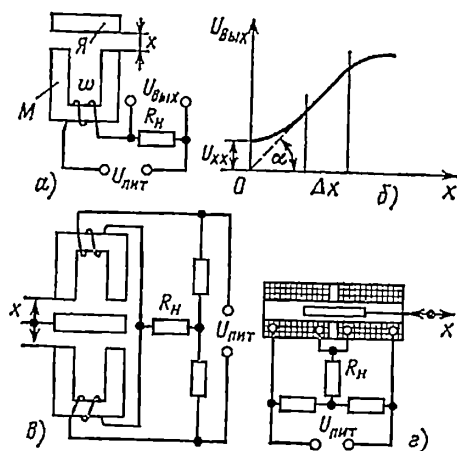


Рис. 8.22. Некоторые типы магнитных датчиков перемещения:

а — с переменным немагнитным зазором; б — характеристика датчика; в — реверсивный датчик, выполненный по мостовой схеме; г — датчик соленоидного типа по мостовой схеме

Δx между магнитопроводом M и якорем $Я$ [8.11]. Линейный участок характеристики (рис. 8.22, б) $U_{вых} = K \Delta x$ ограничивается диапазоном изменения Δx в пределах от 0,001 до 0,1 мм, и крутизна характеристики

$$K = 2U_{пит} R_H / \omega^2 S \mu_0,$$

где S — сечение магнитопровода M ; ω — угловая частота напряжения источника питания.

Применение мостовой схемы рис. 8.22, в позволяет в 2 раза повысить крутизну и расширить протяженность линейного участка характеристики, уменьшить практически до нуля напряжение холостого хода, исключить зависимость $U_{вых}$ от колебаний напряжения питания и значительно снизить усилие, необходимое для перемещения якоря, по сравнению с однотактной схемой (рис. 8.22, а). Датчик рис. 8.22, г применяется в тех случаях, когда перемещение Δx значительно (несколько десятков миллиметров), например в приборах для измерения перепада давления, расходомерах, уровнемерах с дифференциально-трансформаторной измерительной схемой [8.12].

Измерение очень малых линейных перемещений возможно при использовании гальваномагнитного датчика, помещенного в неоднородное магнитное поле. При неоднородности до 10^4 А/см² (например, в магнитном поле между острием и плоскостью) при использовании германевого датчика Холла можно получить ЭДС Холла 5–8 мкВ при перемещении датчика на 0,05–0,1 мкм.

Датчики давления основываются на использовании магнитоупругого эффекта — явления, обратного явлению магнитоstriction, т.е. изменению линейных размеров магнитопровода под воздействием внешнего магнитного

поля. Магнитоstriction оценивается относительным изменением длины ферромагнитного стержня $\lambda = \Delta l / l_0$, при этом относительное изменение проницаемости вследствие магнитоупругого эффекта $\Delta \mu_r / \mu_{r\ нач} = \mu_{r\ нач} \sigma / \pi$ [8.11], где $\mu_{r\ нач}$ — начальная магнитная проницаемость, σ — внешнее механическое напряжение. Для датчиков давления используются магнитные материалы с существенным магнитоупругим эффектом. Например, для некоторых сортов ферромагнитных сплавов (типа 65 % Ni, 35 % Fe) при упругом растяжении в пределах 0,1 % увеличение проницаемости достигает 20 %. Для магнитопроводов из электромеханических сталей изменение проницаемости при такой же деформации достигает 8 %.

На рис. 8.23 приведена конструкция магнитопровода датчика давления из текстурованной электромеханической стали (3412), обмотки возбуждения и выхода в котором расположены взаимоперпендикулярно, причем при отсутствии внешней нагрузки линий потока возбуждения замыкаются по направлениям легкого намагничивания и не пересекают (пунктирные линии) витков выходной обмотки ω_2 . При воздействии внешнего усилия распределяются линии потока возбуждения деформируется так (сплошные линии), что часть из них пересекает витки выходной обмотки ω_2 . В результате в обмотке ω_2 наводится ЭДС сигнала $U_2 = 4K_\Phi q f B S \omega_2 \sin \alpha$, где q — коэффициент, определяемый размерами магнитопровода и расстоянием между отверстиями; b — коэффициент, учитывающий размагничивающее

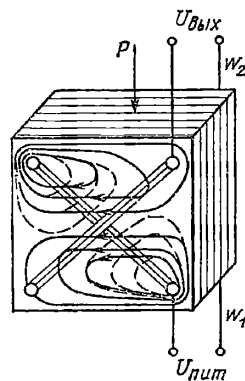


Рис. 8.23. Магнитный датчик давления

действие вихревых токов; α — угол между направлением магнитного потока и плоскостью измерительной обмотки; K_Φ — коэффициент формы. Выходной сигнал при $f = 50$ Гц и действии усилия вдоль проката соответствует 0,196–0,49 мВ/Н на одном витке, а при действии усилия поперек проката 0,049–0,098 мВ/Н на одном витке [8.11].

В последнее время для датчиков давления начинают применяться аморфные материалы, для которых могут быть получены весьма большие магнитоупругие эффекты при весьма малой коэрцитивной силе, что обеспечивает пренебрежимо малое влияние гистерезиса на смещение характеристик датчиков.

Датчик частоты (рис. 8.24) предназначен для преобразования изменения частоты сигнала в пропорциональное изменение напряже-

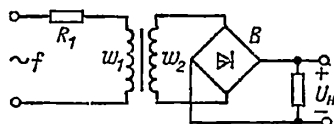


Рис. 8.24. Датчик частоты

ния или тока и состоит из трансформатора с магнитопроводом, имеющим прямоугольную петлю гистерезиса, ограничительного резистора R_1 , выпрямителя B и сопротивления нагрузки R_N . Магнитопровод перестает насыщаться при

$$f > f_s = \frac{U_{cp}}{4\omega_1 S B_s} \frac{R_1 + R_{01}}{R_1 + R_{01} + R'_H + R'_{02}},$$

где R_{01} — внутреннее сопротивление источника сигнала; R'_{02} — приведенное к первичной цепи

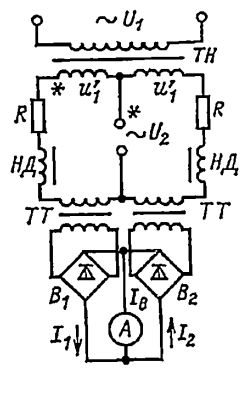


Рис. 8.25. Датчик активной мощности

сопротивление вторичной обмотки трансформатора и выпрямителя; R'_H — приведенное сопротивление нагрузки и U_{cp} — среднее значение входного напряжения, которое может иметь любую форму кривой. Датчик применяется для создания автономных (без внешних источников питания) тахометрических измерителей частоты вращения с аналоговым отсчетом, обладает широким диапазоном (до 10^4 — 10^5 об/мин) при относительной погрешности, не превышающей 1,5 %, и температурной погрешности $2 \cdot 10^{-4}^\circ \text{C}^{-1}$ в диапазоне от -10 до $+60^\circ \text{C}$.

Датчик активной мощности переменного тока (рис. 8.25) представляет собой устройство для перемножения двух напряжений U_1 и U_2 одинаковой частоты и содержит ТН — трансформатор напряжения, на первичную обмотку которого подается одно из перемножаемых напряжений (U_1); ТТ — выходные трансформаторы тока; B_1 и B_2 — выпрямительные мосты; HD — нелинейные дроссели, имеющие совместно с сопротивлениями R квадратичную вольт-амперную характеристику вида $I_{cp} = I_0 + a_2 U^2$. Второй сомножитель (напряжение U_2) складывается с напряжением $U'_1 = nU_1$, действующим в левой части схемы, и вычита-

ется из напряжения $U'_1 = nU_1$ в правой части схемы (n — коэффициент трансформации ТН). Действующее значение суммы синусоидальных напряжений nU_1 и U_2 , сдвинутых по фазе на угол φ , $U_+ = \sqrt{n^2 U_1^2 + U_2^2 + 2nU_1 U_2 \cos \varphi}$

и разности $U_- = \sqrt{n^2 U_1^2 + U_2^2 - 2nU_1 U_2 \cos \varphi}$. При этом прибор зарегистрирует ток $I_a = 4a_2 n c_1 U_1 U_2 \cos \varphi$, т.е. если напряжение U_1 прямо пропорционально напряжению питания U некоторой цепи, а напряжение U_2 — току I в этой цепи, то показание индикатора A в схеме рис. 8.25 прямо пропорционально активной мощности в этой цепи $I_a = kUI \cos \varphi = kP$. Погрешность измерения мощности не превышает 1,5 %.

Измерительные устройства с гальваническим (по постоянному току) разделением ис-

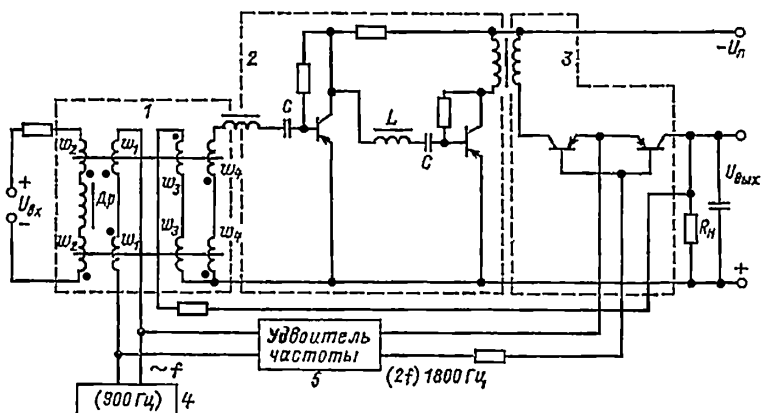


Рис. 8.26. Принципиальная схема измерительного усилителя на основе магнитного модулятора с выходом на второй гармонике

точника питания, входного и выходного сигналов основываются на использовании либо двухтактных магнитных усилителей (см. § 8.5) с выходом на основной частоте, либо магнитных модуляторов с выходом на удвоенной частоте, построенных по принципу датчиков магнитного поля (см. рис. 8.19), но при использовании замкнутых (тороидальных) магнитопроводов [8.2, 8.6, 8.13]. Измерительные устройства (усилители) с выходом на удвоенной частоте потенциально обладают очень низким порогом чувствительности ($5 \cdot 10^{-9}$ — 10^{-15} Вт), ограничиваемым магнитными шумами. Однако на практике нижний порог чувствительности часто на несколько порядков выше указанного и ограничивается не магнитными шумами, а влиянием ряда внешних факторов — нестабильностью напряжения источника питания, изменением температуры, влиянием перегрузки после действия на входе большего сигнала, чем допустимый (гистерезисный уход нуля), и др. На рис. 8.26 приведена принципиальная схема измерительного усилителя [8.13], обеспечивающего измерение напряжения источника постоянного тока, с внутренним сопротивлением до 100 Ом в диапазоне 0—3 мВ с погрешностью 0,2 % за время 200 мс в диапазоне 0— 60°C . Как видно,

порог чувствительности измерительного усилителя соответствует входному сигналу мощностью более $2 \cdot 10^{-13}$ Вт. Усилитель содержит магнитный модулятор с выходом на удвоенной частоте 1, избирательный усилитель 2, настроенный на частоту 1800 Гц, фазочувствительный детектор 3, источник питания (генератор) 4, удвоитель частоты 5. Магнитный модулятор собран на сердечниках из пермаллоя 79НМ с наружным диаметром 28, внутренним диаметром 25 и высотой 2,5 мм. Обмотки возбуждения w_1 содержат 500 витков, обмотка управления w_2 — 2000 витков, обмотка обратной связи w_3 — 100 витков, выходная обмотка w_4 — 100 витков. Если во входном каскаде измерительного усилителя применить магнитный усилитель с выпрямлением четных гармоник симметричным нелинейным сопротивлением [8.2, 8.14, 8.15] (рис. 8.27), то схему измерительного усилителя можно существенно

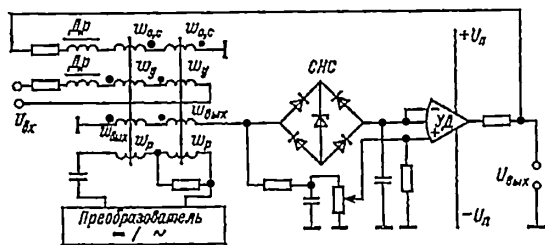


Рис. 8.27. Принципиальная схема измерительного усилителя на основе магнитного усилителя с выпрямлением четных гармоник

но упростить, уменьшить размеры, массу и улучшить метрологические характеристики. В этом случае в качестве усилителя напряжения можно использовать интегральный дифференциальный усилитель УД (например, К1553УД1, К1553УД2 и др.), обеспечивающий получение унифицированного выходного сигнала ± 10 В при сопротивлении нагрузки более 2 кОм. Гальваническое разделение входного сигнала и выхода обеспечивается подключением сигнала обратной связи на отдельную обмотку w_{oc} , имеющую одинаковое число витков с обмоткой управления w_u . Гальваническое разделение входных цепей и источника питания достигается использованием автономного магнитно-транзисторного преобразователя постоянного напряжения в переменное. При этом возможно путем применения малогабаритных сердечников (наружный диаметр 7, внутренний 5, высота 4 мм) из тонкой ленты (толщиной 2—3 мкм) из сплава 77НМД и повышения частоты источника до 30—40 кГц значительно повысить быстродействие (полоса пропускания на уровне 3 дБ составляет 0—4 кГц) и точность (нелинейность характеристики 0,05—0,1 %). Уход нуля при изменении напряжения питания на ± 10 % и динамическом диапазоне изменения входного сигнала 1000 не превышает ± 10 нА.

Магнитные датчики допускового контроля параметров электрических цепей (тока, напряжения, сопротивления) по существу представляют собой однопредельные или двухпредельные компараторы, в которых измеряемый параметр x сравнивается с заданным значением

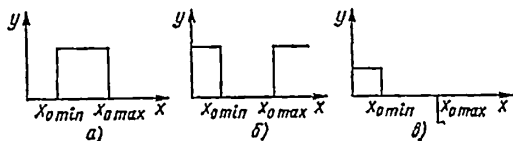


Рис. 8.28. Характеристики двухпредельных датчиков допускового контроля:

а — с переходом в 0; б — с переходом в 1; в — со знакопеременным выходом

этого параметра x_0 (уставкой) или его нижним (меньшим) x_{0min} и верхним (большим) x_{0max} допусками. При этом, если для выходного сигнала реализуется функция $y = 0,5[\text{sign}(x - x_{0min}) + \text{sign}(x_{0max} - x)]$ (рис. 8.28, а), изменяя значения x_{0min} и x_{0max} до перехода y из 1 в 0, можно определить текущее значение x и запас ресурса устройства по этому параметру. Если известно изменение x во времени, можно прогнозировать его дальнейшее поведение. Возможно также формировать выходной сигнал в соответствии с формулой $y = -\text{sign}(x_{0min} - x) + \text{sign}(x_{0max} - x)$ (рис. 8.28, б), когда сигнал 1 получается при выходе контролируемого параметра из поля допуска. Если использовать функцию контроля $y = -\text{sign}(x_{0min} - x) - \text{sign}(x_{0max} - x)$ (рис. 8.28, в), то по полярности выходного сигнала y можно судить о направлении ухода контролируемого параметра [8.2, 8.16].

В магнитных датчиках (компараторах) измеряемая величина x и уставки (x_{0min} , x_{0max}) преобразуются в сердечнике с обмотками в МДС, которые сравниваются между собой. При этом важным достоинством таких датчиков является гальваническое разделение по постоянному току контролируемых цепей, выхода и источника питания. В однопредельных датчиках допускового контроля обычно используют два тороидальных магнитопровода или два отверстия в многоотверстном балансом магнитопроводе [8.2]. Двухпредельные датчики образуются соответствующим включением выходных обмоток двух однопредельных датчиков. При этом для построения датчиков могут быть использованы разнообразные типы магнитных элементов, например магнитные модуляторы, усилители и др. На рис. 8.29 приведена схема двухпредельного датчика, реализующего функцию $y = f(x)$, показанную на рис. 8.28, а.

Датчик содержит две пары магнитопроводов, на каждой из которых намотаны обмотки w_{01} и w_{02} — сигналов уставок, w_{cr} — считывания, w_n — подготовки, $w_{вых}$ — выхода, w_k — контроля, на которые подается сигнал контро-

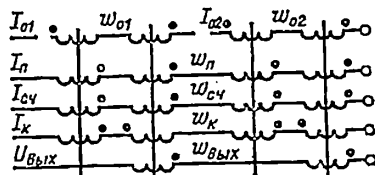


Рис. 8.29. Принципиальная схема двухпредельного датчика допускового контроля

лируемого параметра. По принципу действия датчики представляют собой тактируемые компараторы, в которых запись и сравнение МДС, создаваемой токами входного сигнала и уставки, происходят за время действия импульса подготовки, осуществляющего динамическое смещение (см. § 8.6), а результат сравнения получается на выходной обмотке за время действия импульса считывания. При этом выходное напряжение датчика зависит от скорости считывания и для сравнения различных схем используется потоковая характеристика, определяемая разностью МДС обмоток контроля и допуска: $\Delta F = F_k - F_d = c(x - x_0)$, где c — крутизна характеристики. Чувствительность по потоку

$$G = \frac{\Phi(\Delta F)}{\Delta F} = \frac{\Delta \Psi_{\text{вых}}}{(I_k - I_d) w_k} = \frac{w_{\text{вых}} \Delta \Phi}{\Delta F} = \frac{w_{\text{вых}} S \Delta B}{\Delta H l} = \frac{w_{\text{вых}} S \mu_0}{l} \mu_{\text{ср}},$$

где $\Delta \Phi$ — приращение потока в магнитопроводах; ΔB — приращение индукции, соответствующее изменению напряженности поля ΔH ; S и l — сечение и длина среднего магнитного пути одного магнитопровода; $\mu_{\text{ср}}$ — проницаемость на средней кривой намагничивания магнитопровода, прямо пропорциональная дифференциальной проницаемости на предельной петле гистерезиса при $B=0$ [8.2, 8.16].

Одним из эффективных способов повышения чувствительности компараторов является бесгистерезисное намагничивание магнитопроводов. В этом случае импульс подготовки представляет собой пачку затухающих колебаний, причем амплитуда первого импульса выбирается достаточной для полного насыщения магнитопровода, а время записи определяется моментом уменьшения амплитуды колебаний до нуля. Частота затухающих колебаний обычно 5–60 кГц, время записи 0,1–1 мс.

8.5. УСТРОЙСТВА УСИЛЕНИЯ И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Простейшие магнитные усилители дают возможность изменения индуктивного сопротивления рабочих обмоток w_p , включенных последовательно с источником переменного напряжения, путем изменения степени насыщения магнитопроводов, достигаемого подмагничиванием их постоянным током, протекающим по обмоткам управления w_u . Такие усилители можно создать на одном магнитопроводе (рис. 8.30, а), на двух магнитопроводах (рис. 8.30, б — г), на одном магнитопроводе сложной формы (рис. 8.30, д). В схеме рис. 8.30, г нагрузка подключена через выпрямитель (на постоянном токе), в схеме рис. 8.30, з нагрузка подключена к отдельной обмотке w_n , трансформаторно связанной с рабочими обмотками w_p .

В магнитных усилителях любого типа обмотки управления w_u трансформаторно связаны с рабочими обмотками w_p и при перемагничивании магнитопроводов в обмотках w_u

индуцируется напряжение, амплитуда которого может превосходить напряжение питания, так как с целью получения значительного усиления по току часто $w_u \gg w_p$. Поэтому при создании усилителей необходимо позаботиться о развязке цепей переменного и постоянного тока. Известны три способа выполнения развязки:

1) в цепь управления включается дроссель $L_{др}$ с большим индуктивным сопротивлением (рис. 8.30, а);

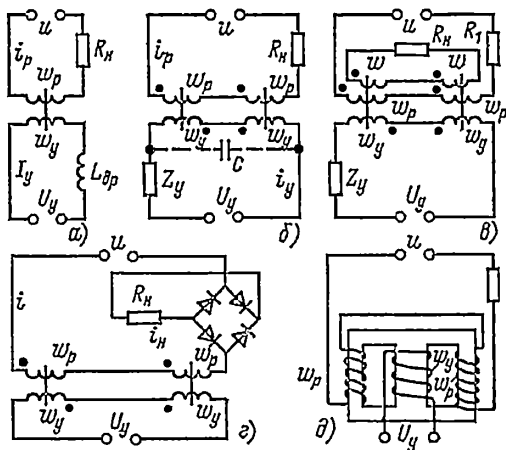


Рис. 8.30. Основные схемы простейших магнитных усилителей:

а — на одном магнитопроводе; б, в, г — на двух магнитопроводах; д — на одном магнитопроводе сложной формы

2) применяют вместо одного два магнитопровода, обмотки постоянного и переменного тока включают так, что токи в обмотках одного магнитопровода протекают согласно, а в другом — встречно. При этом в течение одного полупериода напряжения питания напряженности поля возбуждения и управления складываются в одном и вычитаются в другом магнитопроводе. В следующий полупериод магнитопроводы меняются ролями. При последовательном и встречном включении рабочих обмоток наводимое напряжение основной частоты в обмотке w_u взаимно компенсируется;

3) применяют сердечники сложной формы, например трехстержневые, являющиеся эквивалентом двух магнитопроводов, или магнитопроводы, позволяющие осуществлять намагничивание взаимно перпендикулярными полями. В последнем случае достигается практически полная развязка между цепями переменного и постоянного тока.

В схемах рис. 8.30, б — д полностью исключить трансформаторную связь невозможно по двум причинам: а) из-за неидентичности магнитных характеристик и геометрических размеров магнитопроводов, б) из-за ЭДС четных гармоник, наводимых в обмотке управления при перемагничивании магнитопроводов одновременно действующими постоянным и переменным полями. Поэтому в схемах рис. 8.30, б — д несмотря на принятые меры по уменьшению трансформаторной связи с целью

дальнейшего уменьшения ее влияния обычно включают дополнительное индуктивное (в некоторых случаях активное) сопротивление. Наводимую в обмотке управления ЭДС нужно учитывать всегда и особенно в том случае, когда в качестве источника управляющего сигнала применяется какого-либо типа транзисторная схема (или отдельный транзистор), которая может быть выведена из строя вследствие пробоя транзисторов напряжением, наводимым в обмотке управления магнитного усилителя. Уменьшение наводимого напряжения достигается тщательным подбором пар магнитопроводов по магнитным параметрам (разброс по потоку насыщения 1 %). С целью защиты полупроводниковых компонентов часто прибегают к шунтированию обмотки управления конденсатором (на рис. 8.30, б показано пунктиром). Заметим, что выбор индуктивности дополнительного дросселя и емкости шунтирующего конденсатора должен производиться с учетом требований к динамической характеристике и допустимой нелинейности статической характеристики магнитного усилителя.

В соответствии с законом полного тока для одного из трансформаторов (рис. 8.30, б) с учетом направлений токов i_y и i_p в обмотках w_y и w_p напряженность поля $H = (i_y w_p - i_p w_y) / l$ и мгновенное значение тока в обмотке w_p

$$i_p = \frac{Hl}{w_p} + \frac{w_y}{w_p} i_y = i_\mu + \frac{w_y}{w_p} i_y,$$

где i_μ — намагничивающий ток, необходимый для получения заданного значения индукции ($i_\mu = Hl/w_p$). При разомкнутой цепи управления $i_y = 0$ и $i_p = i_\mu$. Для случая идеальной кривой намагничивания магнитопроводов ($i_\mu = 0$) магнитный усилитель по существу представляет собой идеальный трансформатор тока, для которого $i_p w_p = i_y w_y$. Различают два режима работы идеального магнитного усилителя [идеальный магнитный усилитель имеет магнитопроводы, обладающие идеальной кривой намагничивания, выпрямитель имеет бесконечно большое сопротивление в обратном (непроводящем) направлении и бесконечно малое в проводящем направлении, активное сопротивление обмоток w_p мало и им можно пренебречь], различающихся формой кривой тока на выходе усилителя: а) свободного намагничивания, когда активное сопротивление цепи управления мало и не может повлиять на переменный ток, трансформируемый из цепи нагрузки; б) вынужденного намагничивания, когда активное сопротивление (или дроссель), включенное последовательно в цепь управления, настолько велико, что полностью предотвращает трансформацию тока из цепи нагрузки в цепь управления.

Режим свободного намагничивания. Если в схеме рис. 8.30, б в режиме свободного намагничивания ($R_y \ll R_n w_y^2 / w_p^2$) выбрать амплитудные значения напряжения питания синусоидальной формы $u = U_m \sin \omega t$ так, что $U_m = 2\omega w_p S B_s$, где S — площадь поперечного сечения сердечника, B_s — индукция насыщения, то в отсутствие управляющего сигнала ни в одном из магнитопроводов индукция не при-

мет значений, превышающих B_s . При этом напряженность поля в каждом магнитопроводе в течение всего периода питающего напряжения равна нулю, ток через обмотки w_p и сопротивление R_n не протекает и все напряжение источника питания приложено к обмоткам.

При наличии тока управления магнитопроводы усилителя поочередно в течение части периода, повторяющейся через промежуток времени $\omega t = \pi$, насыщаются [8.2].

Заметим, что при этом ток в обмотке управления не постоянен, а в результате трансформаторной связи между w_p и w_y будет изменяться относительно среднего значения, определяемого сигналом управления. Напряженность поля в ненаасыщенном магнитопроводе $H = (i_p w_p + i_y w_y) / l = 0$ и $i_p w_p = -i_y w_y$. Знак минус учитывает полярность включения концов обмоток управления w_y по отношению к полярности концов рабочих обмоток w_p . Постоянная составляющая тока нагрузки I_n в схеме рис. 8.30, б равна среднему значению тока в рабочих обмотках $I_{p, \text{ср.}}$, а постоянная составляющая в обмотке управления не может появиться в результате трансформации из цепи нагрузки и численно равна току управления $I_y = I_{y, \text{ср.}}$. Равенство $I_n w_p = I_y w_y$ называется основным уравнением одноконтурного идеального магнитного усилителя в режиме свободного намагничивания. Моменты времени $\omega t = \alpha$ и $\omega t = \alpha + \pi$, когда магнитопроводы насыщаются при наличии сигнала управления, называются углами насыщения. Ток в активной нагрузке в течение полупериода питающего напряжения имеет импульсную форму с достаточно крутым фронтом нарастания при $\omega t = \alpha$ и в промежутке от $\omega t = \alpha$ до $\omega t = \pi$ повторяет форму напряжения источника питания. Среднее значение тока нагрузки зависит от угла насыщения

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi} \frac{U_m \sin \omega t d\omega t}{R_n} = \frac{U_m}{\pi R_n} (1 + \cos \alpha_1),$$

где α_1 — угол насыщения первого магнитопровода;

$$\cos \alpha_1 = \frac{2|B_0| - B_s}{B_s} = \cos(\alpha_2 + \pi);$$

α_2 — угол насыщения второго магнитопровода; B_0 — постоянная составляющая индукции, вызванная сигналом управления. Ток нагрузки максимален при $\alpha = 0$.

$$I_{n \max} = \frac{2U_m}{\pi R_n} = \frac{U_{\text{ср}}}{R_n} = \frac{U}{1,11 R_n};$$

U_m , $U_{\text{ср}}$ и U — амплитудное, среднее и действующее значения напряжения питания.

Идеальный магнитный усилитель с выходом на постоянном токе характеризуется коэффициентом усиления по току

$$K_I = \frac{\Delta I_n}{\Delta I_y} = \frac{w_y}{w_p}$$

и коэффициентом усиления по мощности

$$K_P = \frac{\Delta P_n}{\Delta P_y} = \frac{w_y^2 R_n}{w_p^2 R_y}.$$

Максимальная мощность в нагрузке $P_{н max}=I_{н max}^2 R_n=U_{ср}^2/R_n$ возрастает с уменьшением R_n , при этом коэффициент усиления падает, а произведение $P_{н max}K_F=U_{ср}^2\omega_y^2/R_y\omega_p^2=const$. Режим вынужденного намагничивания отличается от рассмотренного выше тем, что ток управления остается постоянным в течение всего периода питающего напряжения. При этом всегда насыщен хотя бы один магнитопровод при наличии сигнала и исключается режим, когда оба магнитопровода не насыщены. Ток в активной нагрузке имеет прямоугольную форму, и его полярность изменяется скачком в момент $\omega t=\pi\pm\alpha$, когда насыщаются оба магнитопровода.

На рис. 8.31 приведены статические характеристики усилителя по схеме рис. 8.30, б с магнитопроводами из сплава 79НМ при различных сопротивлениях нагрузки R_n и напря-

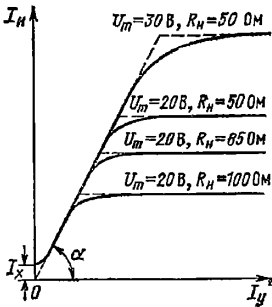


Рис. 8.31. Статические характеристики магнитного усилителя

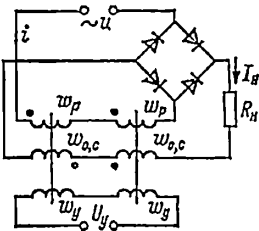


Рис. 8.32. Схема магнитного усилителя с внешней обратной связью

жения источника питания U_m . Участки характеристик, проведенные пунктиром, соответствуют идеальному магнитному усилителю. Видно, что наиболее существенное различие между идеальной и реальной характеристиками состоит в том, что $I_n \neq 0$ при $I_y = 0$. Это минимальное значение тока нагрузки называется током холостого хода I_x . Поэтому на практике для расчетов часто пользуются приближенной формулой [8.2] $I_n = I_x + K_F \frac{\omega_y}{\omega_p} I_y$, где K_F — коэффициент усиления по МДС, близкий к единице.

Магнитные усилители с внешней обратной связью (рис. 8.32) снабжены дополнительной обмоткой обратной связи $w_{o,c}$, через которую проходит ток нагрузки, создающий дополнительное магнитное поле в сердечниках, действующее либо согласно с управляющим полем (положительная обратная связь), либо встречно (отрицательная обратная связь). При этом,

например, для коэффициента усиления по току имеем:

$$K_I = \frac{I_n}{I_y} = \frac{K_{I0}}{1 \mp K_{o,c}},$$

где K_{I0} — коэффициент усиления без обратной связи. Знак минус соответствует положитель-

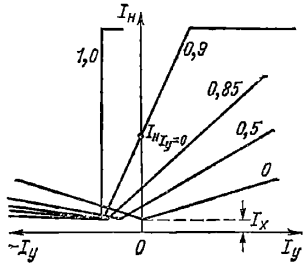


Рис. 8.33. Семейство статических характеристик магнитного усилителя с положительной обратной связью

ной обратной связи, а знак плюс — отрицательной. На рис. 8.33 показано семейство статических характеристик при различных значениях $K_{o,c}$. Теоретически при $K_{o,c}=1$ $K_I \rightarrow \infty$. На практике величину $K_{o,c}$ выбирают обычно равной 0,9—0,97. В случае $K_{o,c} > 1$ ($\omega_{o,c} > \omega_p$) магнитный усилитель имеет петлеобразную (релейную) статическую характеристику и называется бесконтактным магнитным реле [8.2, 8.7, 8.11].

Магнитные усилители с самоподмагничиванием. Положительная обратная связь в магнитном усилителе может быть осуществлена также за счет протекания постоянной составляющей тока нагрузки через рабочие обмотки w_p сердечников усилителя, например по схеме рис. 8.34. Так как однополупериодный ток, протекающий по рабочим обмоткам, стремится насытить сердечники усилителя при отсутствии входного сигнала, то усилители по рис. 8.34 получили название усилителей с самоподмагничиванием. Схему рис. 8.34, а на одном сердечнике можно рассматривать как типовой элемент, из которого обычно составля-

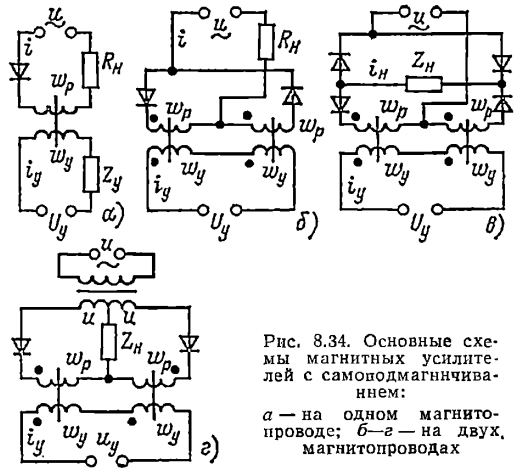


Рис. 8.34. Основные схемы магнитных усилителей с самоподмагничиванием:
а — на одном магнитопроводе; б—в — на двух магнитопроводах

ются более сложные схемы усилителей с самоподмагничиванием. Усилители этого типа применяют и самостоятельно, главным образом в многокаскадных усилителях и для построения логических элементов. Схема с выходом на постоянном токе (рис. 8.34, б) является иллюстрацией применения двух простейших элементов (рис. 8.34, а) для образования двухполупериодного усилителя. По своим характеристикам схема рис. 8.34, в аналогична схеме рис. 8.34, б с той лишь разницей, что в первой сопротивлению нагрузки Z_n шунтируется диодами. Это уменьшает возможность возникновения релейного режима при работе усилителя на индуктивную нагрузку. Кроме того, значительно упрощается конструкция трансформатора и часто он может быть исключен совсем. В схеме рис. 8.34, в применен питающий трансформатор со средней точкой, поэтому двухполупериодный выпрямленный ток получается при использовании лишь двух диодов.

При включении диода последовательно с рабочей обмоткой w_p напряжение питания оказывается приложенным к этой обмотке лишь в течение одного полупериода, который называется рабочим. В этом полупериоде изменение индукции в ненасыщенном магнитопроводе практически происходит под действием одного лишь напряжения сети в соответствии с законом электромагнитной индукции, так как можно пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении R_n по сравнению с напряжением $U_L = w_p d\phi/dt$ на обмотке w_p ненасыщенного магнитопровода. В следующем полупериоде диод как бы отсекает источник питания от обмотки w_p рассматриваемого магнитопровода и изменение его магнитного состояния происходит под воздействием напряжения управляющей цепи. Поэтому этот полупериод называется управляющим.

Пояснение принципа действия удобно сделать на примере идеализированного усилителя рис. 8.34, а в режиме вынужденного намагничивания при питании от источника синусоидального напряжения $u = U_m \sin \omega t$. Допустим, что к началу рабочего полупериода под действием сигнала в магнитопроводе установилась индукция $B = B_y$. В рабочий полупериод, пока магнитопровод не насыщен, по обмотке w_p и сопротивлению нагрузки R протекает (намагничивающий) ток $i = i_m + \frac{w_y}{w_p} I_y$ и индукция в магнитопроводе изменяется в соответствии с формулой $B = B_y + B_m(1 - \cos \omega t)$ [8.2], где $B_m = U_m / \omega w_p S$. После насыщения магнитопровода ток $i = U_m \sin \omega t / R$ протекает до момента времени $\omega t = \pi$. При $\omega t > \pi$ напряжение питания изменяет полярность и диод запирает цепь переменного тока до значения $\omega t = 2\pi$.

Среднее значение тока нагрузки $I_n = U_m(1 + \cos \alpha) / 2\pi R$ тем больше, чем меньше угол насыщения α . Влиянием намагничивающего тока i_m , как правило, можно пренебречь. При предельном амплитудном значении индукции $B_m = B_s$ получим $\cos \alpha = B_y / B_s$. При этом среднее значение тока нагрузки для однополупериодной схемы $I_n = U_m(1 + B_y/B_s) / 2\pi R$, а для двухполупериодной, например рис. 8.34, в, $I_n = U_m(1 + B_y/B_s) / \pi R$. В конце управляющего полупериода в магнитопроводе под воздейст-

вием тока управления устанавливается индукция $B_y = (H_c - H_y) \mu_0 \mu_{гд}$, где $\mu_{гд}$ — дифференциальная магнитная проницаемость на восходящем участке динамической (прямоугольной) петли гистерезиса. На рис. 8.35 показана характеристика вход—выход усилителя с магнитопроводами из сплава 50НП по схеме рис.

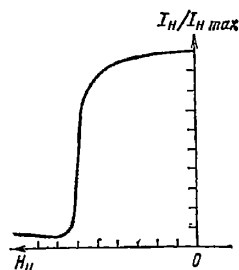


Рис. 8.35. Нагрузочная характеристика магнитного усилителя

8.34, а, при $B_m \approx B_s$ для которой коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{\Delta I_n}{\Delta I_y} = \frac{w_y U_m \mu_0 \mu_{гд}}{2\pi R B_s l} = \frac{w_p w_y S \mu_0 \mu_{гд} f}{R l}$$

и по напряжению

$$K_U = \frac{R_n \Delta I_n}{R_y \Delta I_y} = \frac{\eta w_y w_p S f \mu_0 \mu_{гд}}{R_y l},$$

где R_y — сопротивление цепи управления; S и l — соответственно площадь поперечного сечения и средняя длина магнитопровода; $\eta = R_n/R$ — КПД цепи нагрузки; f — частота источника питания.

Принцип действия двухполупериодных схем совпадает с рассмотренным принципом действия однополупериодных схем с той лишь разницей, что когда для одного из магнитопроводов существует управляющий полупериод, для другого в это же время будет рабочий и наоборот. При этом ненасыщенный магнитопровод, находящийся в управляющем полупериоде, представляет собой большое индуктивное сопротивление, которое ограничивает ток в цепи управления, появляющегося в результате трансформации напряжения, из цепи нагрузки магнитопровода, находящегося в этот момент в рабочем полупериоде. В следующий полупериод магнитопроводы меняются ролями. Поэтому в двухполупериодных схемах рис. 8.34, б—г исключается надобность включения дополнительного большого сопротивления в цепи управления.

Индуктивность обмоток управления и дополнительная индуктивность, включаемая во входной цепи усилителя, обуславливают инерционность магнитного усилителя, которая проявляется в том, что ток управления отстает во времени от напряжения управления. При этом со стороны цепи управления магнитный усилитель представляет инерционное звено, описываемое уравнением

$$T_y \frac{di_y}{dt} + i_y = \frac{U_y}{R_y},$$

где

$$T_y = C \frac{w_y}{w_p} K_U \frac{1}{4\eta f}$$

— постоянная времени цепи управления; K_U — коэффициент усиления усилителя по напряжению; $\eta = R_H / R$ — КПД рабочей цепи (R — активное сопротивление рабочих обмоток w_p и диодов); f — частота источника питания, а C зависит от способа включения рабочих обмоток усилителя: при последовательном включении рабочих обмоток (рис. 8.34, а, в) $C=1$, а при параллельном соединении (рис. 8.34, г) $C=2$.

Для характеристики динамических свойств часто используют также параметр добротности $D = K_F / T_y = 4\eta f K_F / C$. Введение положительной обратной связи или самоподмагничивания приводит к повышению коэффициента усиления магнитного усилителя по МДС K_F и, следовательно, к улучшению его добротности. При отсутствии обратной связи (рис. 8.30) $K_F=1$. Другим средством улучшения динамических характеристик магнитного усилителя является повышение частоты источника питания. Кроме инерционности цепи управления (или суммы постоянных времени для нескольких обмоток управления) магнитному усилителю присуще также запаздывание изменения тока (напряжения) нагрузки по отношению к напряжению управления на половину периода частоты источника питания. Запаздывание на практике всегда имеет место и часто является одной из причин возникновения генерации в замкнутых системах (при охвате общей отрицательной обратной связью). Рассмотренные усилители находят применение для измерения больших постоянных токов, в качестве разделительных трансформаторов постоянного тока, управляемых ограничителей максимального тока, при управлении двигателями и др. [8.2, 8.7].

«Быстродействующие» магнитные усилители характеризуются тем, что в них практически отсутствует переходный процесс установления выходного сигнала после действия скачкообразного входного сигнала и имеет место лишь постоянное запаздывание на половину периода частоты источника питания. «Быстродействие» может быть достигнуто в том случае, когда индукция в магнитопроводе к концу полупериода управления однозначно определяется текущим значением сигнала управления и не зависит ни прямо, ни косвенно от предшествующего значения сигнала и напряжения, трансформируемого из рабочей цепи магнитопровода, находящегося в рабочем полупериоде. Условия «быстродействия» в магнитных усилителях любого типа могут быть достигнуты: а) включением большого активного сопротивления в цепь управления, б) введенным тем или иным способом 100 %-ной отрицательной обратной связи по напряжению [8.2, 8.7].

На рис. 8.36 приведены несколько принципиальных схем магнитных усилителей, различающихся методами введения отрицательной обратной связи по напряжению, обеспечивающей «быстродействие». Простейшая схема рис. 8.36, а, получившая название схемы Рейми, применяется при создании магнитных логических элементов для переработки цифровой информации. Схема содержит в цепи управления диод D_2 и источник переменного напряжения, значение которого однозначно связано с напряжением рабочей цепи $u' = i w_p / w_p$. Выводы,

на которых напряжения u и u' имеют одинаковую полярность, отмечены на рис. 8.36 звездочками. В рабочем полупериоде до насыщения магнитопровода индуцируемое в обмотке w_y напряжение компенсируется встречно направленным напряжением u' .

После насыщения магнитопровода в обмотке w_y не индуцируется ЭДС, а диод D_2

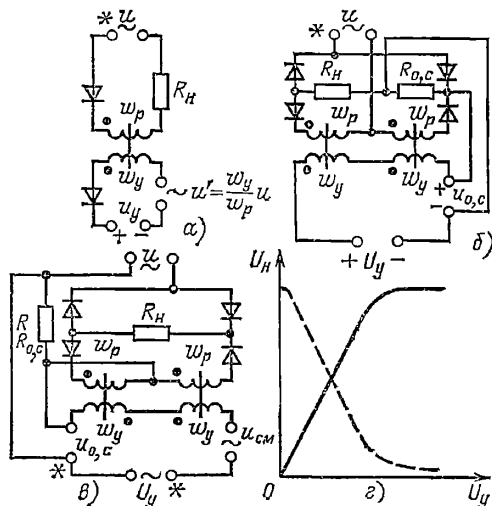


Рис. 8.36. Принципиальные схемы «быстродействующих» магнитных усилителей:

а — на одном магнитопроводе; б, в — на двух магнитопроводах; г — статическая характеристика управления магнитного усилителя

запирает цепь управления для напряжения u' . Поэтому в данной схеме, в отличие от схемы рис. 8.30, а, нет надобности включать большое активное или индуктивное сопротивление в цепь управления. В управляющем полупериоде отрицательная полуволна напряжения u' соответствует проводящему направлению диода D_2 и стремится размагнитить магнитопровод. Напряжение управления u_y в этом полупериоде направлено навстречу u' и стремится препятствовать размагничиванию магнитопровода. На рис. 8.36, г показана характеристика управления усилителя. На рис. 8.36, б, в приведены схемы, на которых показаны некоторые методы осуществления отрицательной обратной связи [8.2], причем схема рис. 8.36, в за счет переключения концов обмоток управления позволяет использовать в качестве управляющего сигнала переменное напряжение, изменяющееся с частотой источника питания. С целью исключения насыщения магнитопровода, находящегося в управляющем полупериоде, в схеме рис. 8.36, в вводится дополнительное переменное напряжение смещения, например от общего питающего трансформатора. Если выбрать $u_{см} = i w_y / w_p$, то характеристика вход—выход будет соответствовать пунктирной кривой на рис. 8.36, г. При выборе $u_{см} = 2 w_y / w_p$, что равносильно включению в цепь управления дополнительного смещения $u' = i w_y / w_p$, при действии во входной цепи управляющего сигнала $u' = u_y$ такого же, как в схемах рис. 8.36, а, б, характеристика вход—выход будет соответствовать сплошной кривой

на рис. 8.36, г. Для схем рис. 8.36, б, в обязательно условие $\omega_y < \omega_p$. Для ограничения потерь в сопротивлении цепи обратной связи рекомендуется выбирать $\omega_y \ll \omega_p$ [8.2]. На рис. 8.37 приведена схема быстродействующего усилителя, для которого нет ограничения на выбор числа витков обмоток.

Смещение характеристики рис. 8.35 для получения $I_k=0$ при $I_y=0$ достигается несколькими способами: постоянным, выпрямленным или переменным током, подаваемым в отдельные обмотки смещения $\omega_{см}$, выполняемые точно так же, как обмотки управления, а также шунтированием резисторами диодов, включенных в рабочей цепи. Смещение на переменном токе находит ограниченное применение, например в импульсных магнитных усилителях [8.2], из-за сложности его выполнения, так как в этом случае требуется самостоятельный источник импульсов специальной формы. На рис. 8.38, а, б приведены два способа смещения, наиболее широко применяемые на практике. Смещение выпрямленным током целесообразно осуществлять от источника питания рабочей цепи, так как в этом случае удается несколько улучшить стабильность статической характеристики при изменении напряжения питания. Смещение путем шунтирования резисторами диодов (рис. 8.38, б) приводит к снижению крутизны (коэффициента усиления) статической характеристики усилителя и не позволяет уменьшить постоянную составляющую тока нагрузки до нуля при $I_y=0$. Изменение крутизны статической характеристики усилителя путем шунтирования диода резистором находит применение в качестве способа управления магнитным усилителем с помощью различного рода

полупроводниковых элементов (терморезисторов, транзисторов и др.), изменяющих свое сопротивление при наличии сигнала управления [8.2].

Реверсивные (двухтактные) магнитные усилители отличаются тем, что в них изменение полярности входного сигнала вызывает изменение на обратную полярности (или фа-

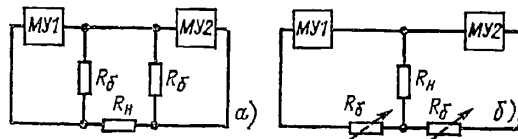


Рис. 8.39. Принципы получения реверсивной характеристики в магнитных усилителях:

а — алгебраическое суммирование напряжений; б — алгебраическое суммирование токов

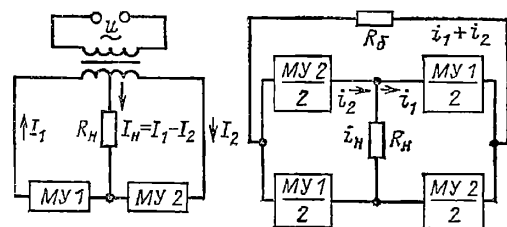


Рис. 8.40. Принципиальные схемы цепей нагрузки реверсивных магнитных усилителей:

а — дифференциальная; б — мостовая

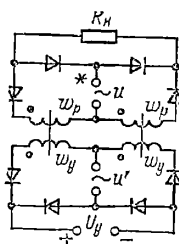


Рис. 8.37. Принципиальная схема магнитного усилителя с максимально возможным «быстродействием»

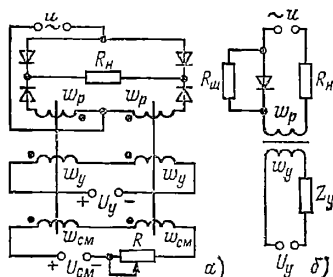


Рис. 8.38. Некоторые способы выполнения смещения в магнитных усилителях:

а — применением отдельных обмоток смещения, подключаемых к внешнему источнику постоянного (выпрямленного) или переменного напряжения; б — шунтированием резисторами диодов в рабочей цепи магнитного усилителя

зы на 180° выходного напряжения. Они строятся (как правило) на основе двух однотактных усилителей по принципу алгебраического суммирования напряжений (рис. 8.39, а) или токов (рис. 8.39, б). В первом случае нагрузкой каждого из однотактных усилителей служат резисторы R_0 , а выходное напряжение равно разности падений напряжений на R_0 . Очевидно, что данный метод формирования реверсивного выходного сигнала отличается низким КПД, не превышающим 20 % при выборе $R_n = \sqrt{2}R_0$. Поэтому усилители этого типа применяются, как правило, в измерительных устройствах, когда КПД не имеет существенного значения [8.2, 8.7].

Принцип алгебраического суммирования токов (рис. 8.39, б) получил широкое распространение в силовых (большой мощности) устройствах, так как КПД таких схем может приближаться к 50 % [8.2].

На практике наиболее часто используются две схемы реверсивных магнитных усилителей: а) дифференциальная (рис. 8.40, а) — с выходом на переменном токе, б) мостовая (рис. 8.40, б) — с выходом как на переменном, так и на постоянном токе. Каждый однотактный усилитель содержит две рабочие обмотки (со своими выпрямителями), включаемые в противоположные плечи моста. Балластное сопротивление R_0 , равное сопротивлению нагрузки R_n , служит для уменьшения тока, протекающего через рабочие обмотки одного усилителя после насыще-

ния магнитопроводов другого, с целью сохранения управляемости усилителя и получения высокого КПД. Через резистор R_6 протекает сумма токов $(I_1 + I_2)$, а через R_H — разность этих токов. Поэтому если пренебречь потерями в активном сопротивлении рабочих обмоток и диодах, то КПД усилителя при максимальной отдаче [8.2] равен:

$$\eta = \frac{(I_1 - I_2)^2 R_H}{(I_1 - I_2)^2 R_H + (I_1 + I_2) R_6} =$$

$$= 0,5 \frac{1 - 2k + k^2}{1 + k^2},$$

где $k = I_1/I_2$. При $k \rightarrow \infty$ максимально возможный КПД $\eta = 0,5$. При $k = 10$ имеем $\eta = 0,4$.

Если для однотактных усилителей МУ1 и МУ2 использовать схему рис. 8.34, г со сред-

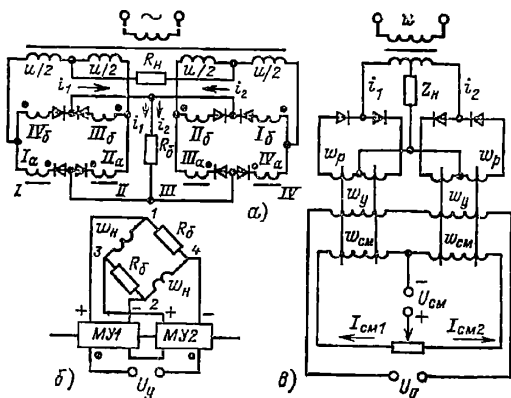


Рис. 8.41. Примеры схем реверсивных магнитных усилителей:

а — на двух однотактных усилителях с суммированием токов; б — то же для электромагнитной нагрузки в виде двух одинаковых гальванически не связанных обмоток; в — с выходом на переменном токе

ней точкой, то схема рис. 8.40, б для двухтактного усилителя преобразуется к виду, показанному на рис. 8.41, а. Первый однотактный усилитель (МУ1) образуется сердечниками I и II, а второй (МУ2) — сердечниками III и IV. Рабочая обмотка каждого сердечника расщеплена на две равные части I_a и I_b , ..., IV_a и IV_b , включаемые вместе со своими диодами в противоположные плечи моста согласно схеме рис. 8.40, б. В течение одного полупериода ток i_1 усилителя МУ1 протекает через обмотки I_a и I_b , а ток i_2 усилителя МУ2 — через обмотки III_a и III_b . В следующем полупериоде ток i_1 протекает через обмотки II_a и II_b , а i_2 через IV_a и IV_b . В нагрузке токи i_1 и i_2 направлены встречно, а в балластном резисторе R_6 — согласно. При создании усилителей на большие мощности в схеме рис. 8.40, б целесообразно использовать для МУ1 и МУ2 трехфазные магнитные усилители [8.2].

Если нагрузкой двухтактного усилителя является обмотка какого-либо электромагнитного устройства, то при наличии у нагрузки двух одинаковых гальванически не связанных обмоток целесообразно выполнить двухтактный усилитель по схеме рис. 8.41, б. Две об-

мотки нагрузки вместе с двумя балластными сопротивлениями R_6 образуют мост, две противоположные вершины (1, 2) которого подключены к выходу одного однотактного усилителя, а две другие (3, 4) — к выходу другого однотактного усилителя. При выборе сопротивления R_6 равным сопротивлению одной из обмоток нагрузки w_H обеспечивается развязка однотактных усилителей [8.2] и схема имеет такой же КПД, как и схема рис. 8.41, а, но не требует расщепления рабочих обмоток на две части, что упрощает схему и уменьшает число диодов.

Заметим, что в любом из двухтактных усилителей точная установка нуля выходного напряжения при отсутствии входного сигнала достигается применением отдельных обмоток смещения, подключаемых к источнику постоянного тока через регулировочные резисторы.

В реверсивном усилителе с выходом на переменном токе по дифференциальной схеме (рис. 8.41, в) однотактные усилители питаются от трансформатора с двумя одинаковыми вторичными обмотками. Токи смещения I_{cm1} и I_{cm2} создают начальное подмагничивающее поле. Ток управления I_y в обмотках w_y создает поле, совпадающее по направлению с полем смещения в одной паре магнитопроводов и противоположное в другой. Поэтому ток, например i_1 , в обмотках w_p одного однотактного усилителя растет, а ток в обмотках другого (i_2) падает. На выходе усилителя появляется ток нагрузки i_H , мгновенное значение которого $i_H = i_1 - i_2$. При отсутствии входного сигнала $i_1 = i_2$ и ток нагрузки равен нулю. В схеме рис. 8.41, в могут быть использованы также однотактные усилители с самоподмагничиванием (см. рис. 8.34). Для схем с самоподмагничиванием при отсутствии смещения начальные значения токов i_1 и i_2 близки к своим наибольшим значениям, что вызывает излишний нагрев усилителей, и образуется зона малой чувствительности в области слабых сигналов. Наименьший нагрев имеет место, когда начальные токи i_1 и i_2 каждого усилителя минимальны. Недостатком этого режима является то, что фаза выходного напряжения (или тока), так же как и при отсутствии смещения, изменяется в очень широких пределах при изменении сигнала управления. Наибольшее усиление и наименьшая зависимость фазы выходного напряжения при изменении входного сигнала достигаются при начальных токах i_1 и i_2 , равных примерно половине максимального значения этих токов.

На рис. 8.42, а приведена схема двухтактного усилителя с выходом на постоянном токе и формированием выходного сигнала по схеме рис. 8.39, а, получающая преимущественное применение при создании вычислительных и преобразовательных элементов. Это объясняется тем, что рассматриваемые усилители [8.2, 8.7, 8.11, 8.15] при одинаковых конструктивных параметрах и питающем напряжении позволяют получить большие выходные напряжения и коэффициент усиления напряжения, чем двухтактные усилители с суммированием токов по рис. 8.39, б.

Решающие магнитные усилители получили название по причине использования их в качестве базисного (операционного) усилителя

с обратной связью в элементах математического моделирования при выполнении операций суммирования, интегрирования, дифференцирования и т. д. [8.2, 8.15, 8.17].

Магнитный усилитель рис. 8.42 с самоподмагничиванием по существу представляет собой усилитель токов (или МДС), поступающих на его вход, и со стороны выхода явля-

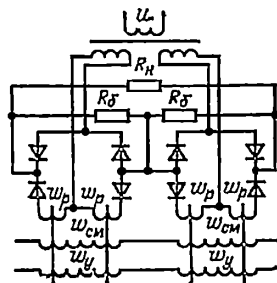


Рис. 8.42. Схема реверсивного магнитного усилителя с суммированием напряжений на балластных сопротивлениях

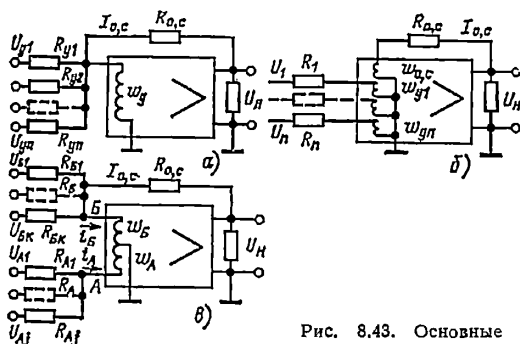


Рис. 8.43. Основные схемы решающих усилителей:

а — алгебраическим суммированием токов в одной управляющей обмотке; б — с отдельными управляющими обмотками для суммирования токов различных полярностей

ется источником напряжения. Эти свойства обычно делают целесообразным осуществление решающих элементов путем введения отрицательной обратной связи по выходному напряжению и суммирования токов либо в одной общей обмотке (электрическое суммирование), либо в отдельных обмотках (магнитное суммирование). В последнем случае обеспечивается гальваническое разделение входных сигналов и выхода усилителя. Вид передаточной характеристики решающего усилителя определяется сопротивлениями, включенными в цепи обратной связи и последовательно с источниками входных сигналов.

На рис. 8.43 приведены три схемы решающих усилителей, получившие наибольшее применение. В схеме рис. 8.43, а осуществляется алгебраическое суммирование токов, в том числе и тока отрицательной обратной связи $i_{o,c}$ в одной обмотке w_u . Схема рис. 8.43, б с отдельными управляющими обмотками для каждого входного сигнала обладает большей гибкостью, но меньшей точностью, чем схема рис. 8.43, а, так как коэффициент усиления для каждого из сигналов прямо пропорционален числу витков обмотки управления и уменьшается при увеличении при прочих рав-

ных условиях числа входных (суммируемых) сигналов. Схема рис. 8.43, в занимает промежуточное положение между предыдущими двумя схемами. Здесь имеются две обмотки управления w_A и w_B , в одной из которых суммируются складываемые, а в другой — вычитаемые сигналы. При действии на входах А и Б нескольких входных сигналов (U_{Aj} и U_{Bk}) в режиме сумматора ($Z_{o,c} = R_{o,c}$) для выходного напряжения решающего усилителя имеем:

$$U_H = \frac{\frac{1 + \delta_B}{1 + \delta_A} \sum_i K_{Aj} U_{Aj} - \sum_k K_{Bk} \times U_{Bk} + U_0 \gamma (1 + \delta_B)}{1 + \gamma (1 + \delta_B)}$$

$$\text{где } K_{Aj} = \frac{w_A R_{o,c}}{w_B R_{Aj}}; \quad K_{Bk} = \frac{R_{o,c}}{R_{Bk}};$$

$$\gamma = \frac{R_{o,c}}{R_{по} w_B}; \quad \delta_A = R_{Ao} \sum_i \frac{1}{R_{Aj}};$$

$$\delta_B = R_{Bo} \left(\sum_k \frac{1}{R_{Bk}} + \frac{1}{R_{o,c}} \right).$$

Здесь R_{Ao} и R_{Bo} — активные сопротивления обмоток w_A и w_B ; $R_{по} = U_H / I_y w_y = R_y K_U / w_y$ — передаточное сопротивление усилителя для одновитковой обмотки управления; K_U — коэффициент усиления разомкнутого базисного усилителя по напряжению.

Недостаток схемы рис. 8.43, в заключается в том, что для сигналов, поступающих на вход А, возникает дополнительная погрешность даже при $\gamma = 0$: $\delta_{доп} = (\delta_B - \delta_A) / (1 + \delta_A)$. Погрешность $\delta_{доп}$ максимальна, когда все сигналы суммируются на входе А, а на вход Б поступает лишь сигнал обратной связи. В случае $R_{Ao} = R_{Bo} = R_0$

$$\delta_{доп} = \frac{1 + \Sigma K_{Bk} - \Sigma K_{Aj}}{\frac{R_{o,c}}{R_0} + \Sigma K_{Aj}}$$

и уменьшение дополнительной погрешности может быть достигнуто повышением $R_{o,c}$ или отношения $R_{o,c} / R_0$. Погрешность $\delta_{доп}$ может быть устранена путем шунтирования одной из входных обмоток сопротивлением $R_{ш}$, при котором разность $\delta_B - \delta_A$ обращается в нуль, т. е. путем добавления еще одной замкнутой входной цепи без входного сигнала. Условие $\delta_{доп} = 0$ соответствует

$$R_{ш} = \frac{R_{o,c}}{1 + \Sigma K_{Bk} - \Sigma K_{Aj}}.$$

Если $R_{ш} > 0$, то необходимо шунтировать обмотку w_A . При $R_{ш} < 0$ шунтируется обмотка w_B .

При $\delta_A = \delta_B \ll 1$ погрешность решающего усилителя определяется величиной γ , называемой основной статической погрешностью, определяющей относительное изменение выходного

напряжения, вызываемое нестабильностью передаточного сопротивления $R_{п0}$ и дрейфом нуля. При $\delta A = \delta B \ll 1$ и $\omega A = \omega B$

$$\delta U_{н}(R_{п0}) = \frac{\partial U_{н}}{\partial R_{п0}} \Delta R_{п0} \frac{1}{U_{н,ном}} = \\ = \gamma \frac{\Delta R_{п0}}{R_{п0}} \text{ и } \delta U_{н}(U_{др}) = \gamma \frac{U_{др}}{U_{н,ном}},$$

где $U_{н,ном}$ — номинальное значение выходного напряжения; $U_{др}$ — напряжение небаланса (дрейф нуля) на выходе разомкнутого усилителя.

Величина $R_{п0}$ может изменяться как вследствие нестабильности коэффициента усиления разомкнутого усилителя во времени (при изменении напряжения питания, температуры и др.), так и вследствие изменения сопротивления нагрузки. В последнем случае

$$\frac{\Delta R_{п0}(R_{н})}{R_{п0}} = \frac{\frac{\Delta R_i}{R_{н,ном}} \frac{R_i}{R_{н}}}{1 + \frac{\Delta R_{н}}{R_{н,ном}} + \frac{R_i}{R_{н,ном}}},$$

где $R_{н,ном}$ — номинальное сопротивление нагрузки, соответствующее $R_{п0}$; R_i — внутреннее (выходное) сопротивление усилителя.

Для получения минимальной статической погрешности γ в однокаскадных усилителях необходимо использовать магнитные материалы и магнитопроводы, обеспечивающие максимально возможные значения $R_{п0}$ (без введения дополнительной положительной обратной связи). Передаточное сопротивление

$$R_{п0} = \frac{\Delta U_{н}}{\Delta I_{у} \omega_{у}} = \frac{\eta U_{ср} \Delta B_{у}}{B_m \Delta I_{у} \omega_{у}} = \\ = \frac{\eta U_{ср} \Delta B_{у}}{B_m l \Delta H_{у}} = \frac{\eta U_{ср}}{B_m l} \mu_{г\gamma},$$

где $\Delta H_{у}$ — приращение напряженности поля, создаваемое входным сигналом; $\Delta B_{у}$ — соответствующее приращение значения магнитной индукции в конце управляющих полупериодов, а $\mu_{г\gamma} = \Delta B_{у} / \Delta H_{у}$ — крутизна линейного участка характеристики размагничивания применяемых сердечников [8.2, 8.17]. Так как питающее напряжение $U_{ср}$ определяется заданным номинальным значением выходного напряжения $U_{ном}$ [8.2, 8.15], то повышение $R_{п0}$ может быть достигнуто применением магнитных материалов, обладающих большим отношением $\mu_{г\gamma} / B_m$. Повышение $R_{п0}$ путем искусственного снижения B_m не может быть рекомендовано, так как при этом появляются значительный гистерезисный уход нуля и дополнительное запаздывание, а также существенно увеличиваются габариты усилителя. Выбор B_m зависит главным образом от применяемого магнитного материала, а проницаемость $\mu_{г\gamma}$ — от свойств и толщины материала, геометрии магнитопроводов и частоты перемещающего поля. Наибольшим значением $\mu_{г\gamma} / B_m$ обладают магнитные материалы типа 79НМУ — $(2 \div 4) \times 10^6$ Тл⁻¹ (для ленты толщиной 0,05 мм, $B_m = 0,7$ В/с при частоте 400 Гц) [8.2]. Сплав 79НМУ имеет также наименьшую коэрцитивную силу, что обуславливает минимальный гистерезисный уход нуля. Влияние отношения

наружного и внутреннего диаметров тороидальных магнитопроводов α на $\mu_{г\gamma}$ приближенно может быть оценено по формуле [8.2]

$$\mu_{г\gamma 0} \approx \frac{\alpha + 1}{2(\alpha - 1)} \mu_{г\gamma} \ln \frac{1 + \frac{B_r}{\mu_0 \mu_{г\gamma} H_{сн}}}{1 - \frac{B_r}{\mu_0 \mu_{г\gamma} H_{сн}}}.$$

Дрейф нуля $U_{др}$ обычно выражается через напряженность поля сигнала $H_{др}$, вызывающего изменение выходного напряжения $\Delta U_{н} = U_{др} = R_{п0} H_{др} l$. Поэтому относительная погрешность, обусловленная дрейфом нуля, равна:

$$\delta(U_{др}) = \frac{\gamma U_{др}}{U_{н,ном}} = \frac{R_{п0} H_{др} l}{\omega B U_{н,ном}}$$

и практически не зависит от $R_{п0}$. Для усилителей с внутренней обратной связью $H_{др} \approx (0,6 \div 2) \cdot 10^{-2}$ А/м [8.2].

На рис. 8.44 приведена схема базисного решающего магнитного усилителя, получивше-

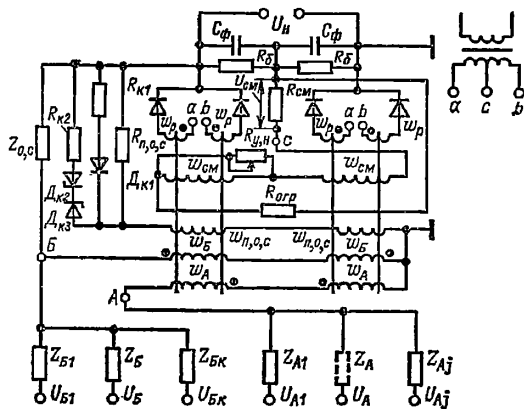


Рис. 8.44. Схема базисного решающего магнитного усилителя

го наиболее широкое распространение [8.2, 8.15, 8.17]. От такого усилителя на тороидальных магнитопроводах из сплава 79НМУ размерами $45 \times 32 \times 5$ мм, $w_p = w_y = 1500$ витков, при $U_{ср} = 36$ В на частоте $f = 400$ Гц возможно получить на линейном участке характеристики $R_{п0} = R_{п0} w_y = (0,9 \div 1,5) \cdot 10^6$ Ом. С целью повышения $R_{п0}$ до значений $R_{п0} \geq 5 \cdot 10^7 \div 10^9$ Ом обычно вводятся внешняя положительная обратная связь на линейную обмотку $w_{п,0,с}$ и корректирующие нелинейные цепочки ($R_{к1}$, $D_{к1}$, $R_{к2}$, $D_{к2}$, $D_{к3}$), обеспечивающие расширение линейного участка статической характеристики в пределах $\pm (11 \div 12)$ В. Балансировка усилителя обычно производится изменением токов в обмотках смещения, подключаемых к автономному источнику выпрямленного напряжения. В схеме рис. 8.44 применено так называемое автоматическое смещение [8.15], обеспечивающее существенное улучшение стабильности нуля базисного усилителя во времени при изменении напряжения питания и температуры окружающей среды. При использовании в схеме рис. 8.44 тороидальных магнито-

проводов из сплава 79НМУ, имеющих $\alpha=1,2$, и введении шунтирующего резистора $R_{ш}$ с целью исключения дополнительной погрешности $\delta_{доп}$ оказалось возможным ограничить статическую погрешность ($\gamma \leq 0,1 \div 0,5\%$) при суммировании до 10 входных сигналов.

В динамике магнитный сумматор по рис. 8.44 представляет собой аperiodическое звено, уравнение которого [8.2, 8.14]

$$U_H(p) = - \frac{\sum_j K_{Aj}(p) U_{Aj}(p)}{1 + pT_y(p)} + \frac{\sum_k K_{Bk}(p) U_{Bk}(p)}{1 + pT_y(p)},$$

где T_y — собственная постоянная времени усилителя:

$$T_y(p) = \frac{\omega_y}{2f\omega_p} \left[1 + \sum_j K_{Aj}(p) + \sum_k K_{Bk}(p) \right].$$

При заданной частоте напряжения питания f и максимальных суммарных коэффициентах передачи K_{Aj} и K_{Bk} единственный путь уменьшения T_y заключается в уменьшении отношения ω_y/ω_p . На практике обычно $\omega_y/\omega_p = 1 \div 1,2$. В этом случае полоса пропускания магнитного сумматора может достигать 0,05—0,1 частоты питания магнитного усилителя.

Существенное улучшение характеристик решающего магнитного усилителя (повышение точности, расширение частотного диапазона, уменьшение размеров, массы и др.) при сохранении свойств гальванической развязки между входными сигналами и выходом возможно путем использования гибридного (магнитно-транзисторного) базисного усилителя. При этом входным каскадом является магнитный усилитель (см. § 8.4) [8.2, 8.7, 8.15], а выходным — транзисторный дифференциальный усилитель, обеспечивающий необходимый диапазон изменения выходного сигнала (± 10 В). При этом возможно получить $R_{п} \geq 10^8 \div 10^9$ Ом, приведенное значение дрейфа выходного напряжения по току $\Delta U_y = 10^{-8} \div 10^{-7}$ А и полосу пропускаемых частот расширить до $f = 5 \div 10$ кГц при питании магнитного каскада от автономного преобразователя частотой 50—100 кГц.

Интегрирующий магнитный усилитель получается путем замены резистора $R_{о.с}$ в цепи обратной связи решающих усилителей (см. рис. 8.43) конденсатором. При действии на инвертирующем входе лишь одного сигнала напряжения на выходе интегратора

$$U_H(p) = - \frac{R_{п}}{R_{Бк}} U_B(p) \cdot$$

Таким образом, интегратор представляет собой инерционное звено с постоянной времени $R_{п}C = T_0$. Изменение напряжения на выходе интегратора при действии на входе скачкообразного сигнала $U_H = U_H^* (1 - e^{-t/T_0})$, где

$U_H^* = R_{п}U_B / R_{Бк}$ — некоторая предельная величина, к которой стремилось бы выходное напряжение интегратора при отсутствии ограничения и действии на входе сигнала U_B . На рис. 8.45 сплошной кривой показан характер нарастания напряжения на выходе реального интегратора во времени. Пунктирная прямая

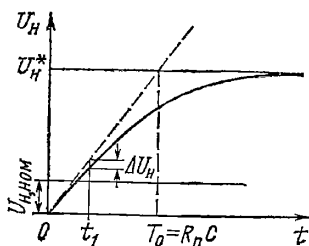


Рис. 8.45. Характеристика интегратора

изображает линейную зависимость, соответствующую идеальному интегратору $U_H = -U_B t/T_H$, где $T_H = R_{Б} C$. Как видно, погрешность интегрирования ΔU_H возрастает при увеличении времени интегрирования. Относительная погрешность

$$\delta U_H = \frac{\Delta U_H}{U_H^*} = \frac{t U_B}{R_{Б}} - \frac{R_{п}}{R_{Б}} U_B (1 - e^{-t/T_0}) = \frac{R_{п}}{R_{Б}} U_B \left(\frac{t}{T_0} - 1 + e^{-t/T_0} \right) \approx \frac{1}{2} \left(\frac{t}{T_0} \right)^2.$$

Если абсолютную погрешность ΔU_H привести к номинальному выходному сигналу усилителя $U_{H,ном}$, то относительную погрешность интегрирования можно определить по формуле

$$\delta U_H = \frac{\Delta U_H}{U_{H,ном}} = \delta U_H^* \frac{U_{H,ном}}{U_H^*} = \frac{R_{Б} U_{H,ном}}{U_{Б} R_{п}} \frac{t^2}{2T_0^2},$$

откуда для определения времени интегрирования t_1 с заданной погрешностью имеем:

$$t_1 = \sqrt{\frac{2T_0^2 R_{Б} U_{H,ном} \delta U_H}{U_{Б} R_{п}}}.$$

Например, при $R_{п} = 10^8$ Ом, $U_{H,ном} = 10$ В, $R_{Б} = 10^5$ Ом, $T_0 = 10^3$ с, $\delta U_H = 0,01$ (1%) и $U_{Б} = 1$ В получим $t \approx 14$ с. Увеличить время интегрирования возможно путем повышения $R_{п}$ или уменьшения $R_{Б}$ при неизменной постоянной интегрирования $T_H = R_{Б} C$, что достигается включением в цепь обратной связи базисного усилителя конденсатора большей емкости. Способность интегратора запоминать выходное напряжение после снятия входного сигнала определяется приведенными значениями дрейфа выходного напряжения и постоянной времени саморазряда конденсатора, включенного в цепь обратной связи $R_{yT} C$.

При работе в режиме суммирования — интегрирования входные сигналы подаются на оба входа A и B и выходное напряжение интегратора

$$U_H(p) = - \sum_{k=1} K_{Bk}(p) \frac{U_{Bk}}{p} + \sum_{j=1} K_{Aj}(p) \frac{U_{Aj}}{p},$$

$$\text{где } K_{Aj} = 1/R_{Aj}C \text{ и } K_{Bk} = 1/R_{Bk}C.$$

При включении в цепь обратной связи базисного усилителя магнитного аналогового запоминающего устройства (АЗУ) (§ 8.6) получим интегратор [8.2, 8.7, 8.15], обладающий долговременной памятью — способностью сохранять выходной сигнал (с погрешностью 0,5—1 %) неограниченно долго, в том числе после отключения и включения источника питания.

Дифференцирующий магнитный усилитель получается путем замены в схеме рис. 8.43, в резисторов, включенных во входных цепях R_{Bk} и R_{Aj} , конденсаторами. Напряжение на выходе

$$U_H(p) = -pR_{0,c}C_{Bk}U_{Bk}(p) + pR_{0,c}C_{Aj}U_{Aj}(p)$$

$$\text{или } U_H = -T_B dU_B/dt + T_A \frac{dU_A}{dt},$$

где $T_B = R_{0,c}C_B$ и $T_A = R_{0,c}C_A$. При действии на входе усилителя лишь одного входного сигнала без учета влияния индуктивности обмотки управления ($T_y \rightarrow 0$) передаточная функция дифференциатора

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{pR_{\Pi}R_{0,c}C}{R_{\Pi} + R_{0,c}} \frac{1}{(pT_B + 1)} = \\ &= \frac{pR_{0,c}C}{1 + \frac{R_{0,c}}{R_{\Pi}}} \frac{1}{(pT_B + 1)}. \end{aligned}$$

В пределе при $R_{0,c} \rightarrow \infty$

$$W(p) = \frac{pR_{\Pi}C}{pT_B + 1}.$$

Улучшение качества дифференцирования достигается выбором $CR_{\Pi} \gg T_B$ за счет повышения R_{Π} или увеличения емкости конденсатора, включаемого на входе дифференцирующего усилителя. В последнем случае одновременно уменьшается сопротивление утечки конденсатора, что превращает дифференцирующий элемент в пропорционально-дифференцирующее устройство с ухудшенными параметрами [8.2, 8.15]. Заметим, что известно значительное число схемных решений и принципов построений интеграторов и дифференциаторов с использованием свойств ферромагнетиков [8.2, 8.7, 8.15, 8.17], например с применением разветвленных сердечников [8.2, 8.15], дифференцирования огибающей переменного напряжения [8.2], дифференцирования с гармонической линеаризацией и др. Однако на практике из-за больших погрешностей и нестабильности характеристик к применению дифференциато-

ров на магнитных элементах стараются, как правило, не прибегать.

Функциональные преобразователи являются основой для построения множительных и делительных устройств, в которых магнитные усилители часто выполняют роль сумматоров или масштабных усилителей. Их можно разделить на два класса: 1) прямого действия; 2) с предварительным функциональным преобразованием входных сигналов. Наиболее перспективными среди преобразователей первой группы являются преобразователи на основе магнитодновов и датчиков Холла [8.2,

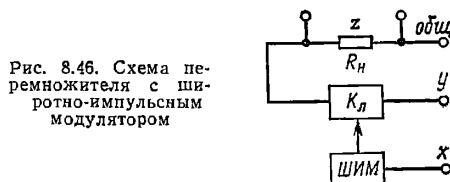


Рис. 8.46. Схема перемножителя с широтно-импульсным модулятором

8.7] (см. разд. 3), в которых магнитные элементы служат для создания в зазоре магнитного поля, изменяющегося под воздействием входных сигналов. Преимуществом таких функциональных устройств является возможность перемножения более двух входных сигналов, а также возможность получения широкого класса степенных функций различных типов от нескольких переменных с полосой пропускания до 1 МГц [8.7].

Другим представителем устройств первой группы являются время-импульсные устройства, в которых магнитные элементы используются в качестве широтно-импульсных модуляторов. На рис. 8.46 обозначено: ШИМ — магнитный широтно-импульсный модулятор, K_d — транзисторный ключ, R_n — сопротивление нагрузки, x — сигнал управления модулятором, y — сигнал, подаваемый на вход ключа, z — выходной сигнал, равный $z = K\alpha y$, где K — постоянный коэффициент, α — коэффициент скважности ШИМ. $\alpha = t_n/(t_n + t_p) = t_n/T$, здесь t_n — длительность импульса, t_p — длительность паузы между двумя импульсами и $t_n + t_p = T$ — период повторения импульсов. При наличии прямой пропорциональной зависимости между t_n и сигналом x такой, что $\alpha = K_1 x/T = K_2 x$, получаем $z = K K_2 x y = K_3 x y$. Основой ШИМ может служить магнитный усилитель, подобный одноконтурному усилителю, входящему в схему рис. 8.42 [8.15].

Ко второй группе множительных устройств относятся устройства с предварительным преобразованием входных сигналов. Наиболее часто для этой цели используют квадратичные или логарифмические преобразователи. При этом магнитный усилитель служит для усиления и (или) формирования выходного сигнала в соответствии с одной из формул: $z = xy = [(x+y)^2 - (x-y)^2]/4$ или $z = xy = \text{anti log}_a(\log_a x + \log_a y)$. В качестве логарифмирующих устройств часто используется логарифмическая зависимость прямого падения напряжения на диоде от протекающего через него тока [8.15]. Наличие в базисном усилителе рис. 8.44 двух одинаковых обмоток управления позволяет реализовать уравнение $z = xy = [(x+y)^2 - x^2 - y^2]/2$ и построить четырехквadrantное множительное устройство

на одном усилителе с применением простых и достаточно точных диодных функциональных преобразователей (квадраторов), включаемых по схеме рис. 8.47, а. Здесь квадраторы K_1 и K_2 (рис. 8.47, б) преобразуют сумму входных

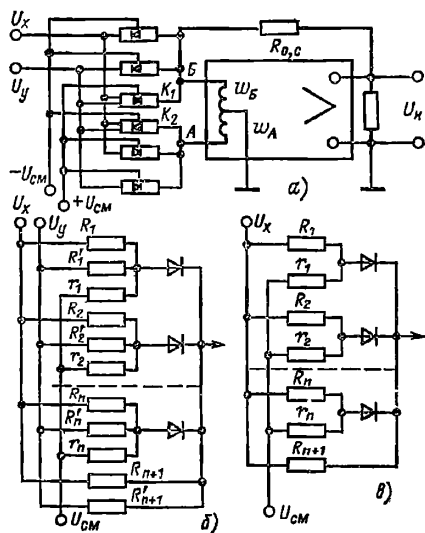


Рис. 8.47. Перемножитель на основе функциональных преобразователей:

а — принципиальная схема; б — квадратор; в — суммирующий квадратор

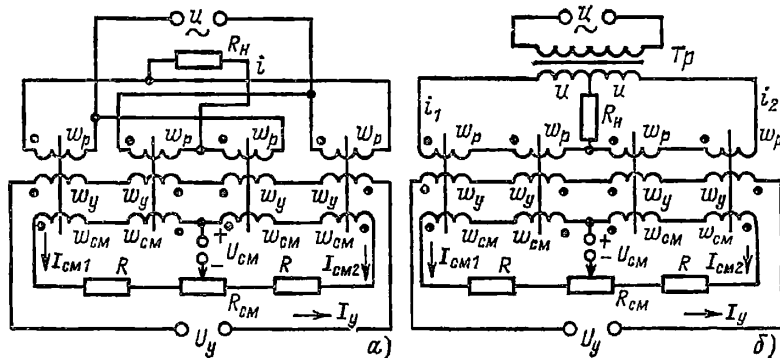


Рис. 8.48. Схемы магнитных модуляторов с выходом на основной частоте:
а — мостовая; б — дифференциальная

сигналов, а все остальные (рис. 8.47, в) преобразуют сигнал лишь одного сомножителя обеих полярностей (направление диода характеризует полярность входного сигнала) [8.6, 8.15]. Погрешность операции умножения без учета влияния напряжения пульсаций входных сигналов и нестабильности характеристик базисного усилителя в основном определяется числом участков аппроксимации квадратичной параболы. При пяти участках аппроксимации входного сигнала в диапазоне ± 10 В и входном токе $I_y = 50$ мкА относительная погрешность в режиме квадратора не превышает $\pm 0,5\%$ и в режиме четырехквадрантного множителя $\leq 1\%$.

Делительные элементы наиболее часто строятся на основе использования множитель-

ных устройств при включении последних в цепь обратной связи базисного магнитного (операционного) усилителя [8.2, 8.15]. При этом погрешность деления определяется в основном погрешностью множителя и статической погрешностью базисного усилителя.

Преобразователи постоянного напряжения в переменное (магнитные модуляторы) могут быть построены на основе магнитных усилителей рис. 8.30, для которых частота выходного напряжения совпадает с частотой источника питания. Модуляторы этого типа обладают порогом чувствительности, равным входному сигналу мощностью $10^{-5} - 10^{-8}$ Вт, который определяется неидеальностью характеристик магнитного усилителя, связанной с наличием тока холостого хода и его нестабильностью при изменении внешних условий. На практике модуляторы с выходом на основной частоте строят по мостовой (рис. 8.48, а) или дифференциальной (рис. 8.48, б) схеме, в которой удастся значительно уменьшить влияние неидеальности характеристик усилителей и снизить порог чувствительности до $10^{-9} - 10^{-11}$ Вт [8.2]. Оба усилителя (рис. 8.48, б) питаются от трансформатора Tr одинаковыми напряжениями. Токи смещения I_{cm1} и I_{cm2} в обмотках w_{cm} создают начальное подмагничивающее поле. Переменное сопротивление R_{cm} служит для установки нуля при отсутствии сигнала на входе. Ток управления I_y создает поле, совпадающее по направлению с полем смещения в одной паре магнитопроводов и противо-

положное в другой. Поэтому ток i в рабочих обмотках одного усилителя растет, а ток в рабочих обмотках другого усилителя уменьшается, в результате в нагрузке протекает ток, мгновенное значение которого $i = i_1 - i_2$. Выходное напряжение в режиме холостого хода $U_x = 8,88 w_p S H_y \partial B_m / \partial H_0$, где S — поперечное сечение одного магнитопровода $\partial B_m / \partial H_0 = (80 \div 30) \cdot 10^4 \mu_0$ для железоникелевых сплавов при частоте питания 50—400 Гц [8.2].

Магнитные модуляторы, частота выходного напряжения которых вдвое больше частоты источника питания, основанные на рассмотренном в § 8.1 образовании четных гармоник в нелинейных магнитных цепях при наложении постоянного и переменного полей, потенциально обладают наиболее низким порогом чувст-

вительности. Если устранить влияние гистерезиса, внешних магнитных полей и составляющие четных гармоник в источнике питания, то никакие внешние причины (колебания напряжения питания, изменение температуры и т. п.) не могут вызвать появления четных гармоник напряжения на выходе модулятора при отсутствии сигнала на его входе [8.2]. Поэтому если на выходе модулятора включить

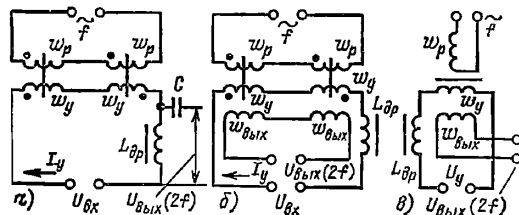


Рис. 8.49. Схемы магнитных модуляторов с выходом на второй гармонике:

а — с разделительным конденсатором; б — с гальваническим разделением входа и выхода; в — с взаимно перпендикулярными полями

фильтр, избирательный электронный усилитель, настроенный на удвоенную частоту, и фазочувствительный выпрямитель, то получим высокостабильный усилитель постоянного тока (рис. 8.37) [8.2, 8.13, 8.14].

Модуляторы рис. 8.49, а и б содержат два магнитопровода из сплава 79НМ, 79НМУ или 80НХС, имеющих идентичные магнитные характеристики и геометрические размеры и различающихся лишь методом получения выходного сигнала. В схеме рис. 8.49, б выходной сигнал образуется на отдельной обмотке $w_{\text{вых}}$, трансформаторно связанной с обмоткой управления w_y . В схеме рис. 8.49, в применяется магнитопровод по рис. 8.15, о, намагничиваемый двумя взаимно перпендикулярными полями. В модуляторах с выходом на удвоенной частоте последовательно с обмоткой управления w_y включается большое активное или индуктивное ($L_{\text{др}}$) сопротивление, предотвращающее замыкание четных гармоник (полезного сигнала) через низкое сопротивление датчика. В схеме рис. 8.49, а выходной сигнал снимается с обмотки w_y через разделительный конденсатор С. Напряжение четных гармоник, возникающее в обмотке w_y при наличии сигнала I_y и питания обмоток возбуждения током синусоидальной формы, в режиме холостого хода $E_n = 2\pi\omega w_y \Delta H_{\text{кр}} \mu_0 K_n$, где E_n — амплитуда n -й (2-й, 4-й, 6-й, 8-й...) четной гармоники; ω — угловая частота поля возбуждения; K_n — безразмерный коэффициент передачи модулятора, который зависит от напряженности поля возбуждения и для $n=2$ лежит в пределах $K_n \approx 0,25 \div 0,35$.

8.6. АНАЛОГОВЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА, НАКОПИТЕЛЬНЫЕ И АДАПТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Существуют два класса магнитных аналоговых запоминающих устройств (АЗУ). Первый служит для записи, хранения и последующего воспроизведения процессов (сигналов),

непрерывно изменяющихся во времени. Такие АЗУ выполняются на основе устройств магнитной записи на подвижном магнитном носителе (магнитной ленте и т. п., см. § 8.9). Вторым рассматриваемым в настоящем параграфе класс АЗУ предназначается для запоминания значений непрерывного входного сигнала $u_{\text{вх}}$ в дискретные промежутки времени, определяемые поступлением специального сигнала разрешения записи, и хранения запомненного значения в течение заданного достаточно продолжительного промежутка времени. Такое АЗУ выполняется на основе магнитопровода сложной формы или тонких магнитных пленок. После действия сигнала разрешения записи в момент времени t_0 напряжение на выходе АЗУ $u_{\text{вых}}$ достигает установившегося состояния в момент времени t_1 и $u_{\text{вых}}(t_1) = Ku_{\text{вх}}(t_0)$, где K — коэффициент пропорциональности, а разность $t_1 - t_0 = t_z$ — время записи. Чем меньше время t_z , тем больше соответствие между выходным напряжением АЗУ и входным сигналом в момент записи, т. е. тем меньше динамическая погрешность АЗУ. В магнитных аналоговых АЗУ второго класса наиболее часто носителем информации является остаточный поток $\Phi_{\text{ост}}$ в ферромагнитном магнитопроводе с прямоугольной петлей гистерезиса, поэтому помимо сигнала разрешения записи t_0 необходимо подать сигнал считывания, в результате действия которого появляется сигнал на выходе АЗУ. Процессы записи и считывания магнитных АЗУ протекают значительно медленнее (на несколько порядков), чем аналогичные процессы в конденсаторных АЗУ, и поэтому магнитные АЗУ применяются в основном в системах промышленной автоматики благодаря ряду уникальных свойств, присущих только магнитным АЗУ. К ним относятся: 1) способность сохранять запомненное значение на неограниченное время (в том числе и при отключении источников питания); 2) разделение во времени процессов записи и воспроизведения входной величины, что создает возможность записи однократных процессов и их исследования при многократном воспроизведении.

Характеристика записи — воспроизведение реального АЗУ отличается от идеальной не только вследствие конечного значения времени записи t_z , но ряда других причин таким образом, что $u_{\text{вых}}(t) = Ku_{\text{вх}}(t_0) + \delta_0 + \delta_1[u_{\text{вх}}(t_0)] + \delta_2[u'_{\text{вх}}(t_0)] + \delta_3(nt) + \delta_4$, где δ_0 — абсолютная погрешность, определяемая начальным значением $u_{\text{вых}}$ при $u_{\text{вх}}(t_0) = 0$; $\delta_1[u_{\text{вх}}(t_0)]$ — погрешность, зависящая от записываемого сигнала. Эта составляющая погрешности может быть обусловлена нелинейностью характеристики записи — считывания, нестабильностью коэффициента K вследствие разброса характеристик магнитопроводов и т. п. Как δ_0 , так и δ_1 могут существенно изменяться в зависимости от температуры окружающей среды, амплитуды и частоты питающего напряжения и др. Систематические погрешности могут быть частично или полностью скомпенсированы (учтены) путем введения соответствующих поправок, все случайные погрешности обозначены символом δ_4 . Одна из наиболее существенных составляющих случайной погрешности обусловлена магнитной предысторией состояния магнито-

провода к моменту записи. В случае «нормализации» исходного состояния магнитопровода возможно существенно (на порядок) снизить эту погрешность [8.2]. Величина $\delta[u_{вх}(t)]$ характеризует динамическую погрешность АЗУ, возникающую из-за конечного значения времени записи t_0 при большой скорости изменения во времени входного сигнала $u_{вх}$. При этом наибольшее допустимое время записи при заданной погрешности для синусоидальных сигналов равно

$t_{\max} \leq 0,78 T_{\min} \sqrt{\delta_{\max}}$, где $T_{\min} = 1/f$ — длительность периода входного сигнала $u_{вх}$ [8.2]. Существенно уменьшить статическую погрешность можно введением дополнительных элементов, образующих отрицательную обратную связь [8.2, 8.7, 8.15, 8.19], однако при этом значительно увеличивается время записи по сравнению с временем для разомкнутого АЗУ. Другим ограничением возможности применения отрицательной обратной связи является необходимость неразрушающего считывания, осуществляемого одновременно с записью. Величина $\delta_s(nf)$ характеризует абсолютную погрешность, возникающую при многократном считывании вследствие частичного разрушения записанной информации.

В качестве носителя информации о записанной в АЗУ величине можно наряду с остаточным магнитным потоком $\Phi_{ост}$ магнитопровода принимать обратимую проницаемость, активное сопротивление магнитопровода, положение границ доменов в тонкой магнитной пленке и др.

При записи информации, представленной в виде непрерывного тока, можно использовать линейный участок восходящей ветви петли гистерезиса (рис. 8.2), который имеет наибольшую протяженность для магнитопроводов с большим отношением наружного диаметра к внутреннему, изготовленных из магнитного материала с прямоугольной формой петли гистерезиса. Остаточный поток $\Phi_{ост} \approx 2B_r h \times \times (I_0 \omega_3 / 2\pi H_c - d/2)$, где I_0 — ток записи; ω_3 — число витков обмотки записи; B_r — остаточная индукция; d — внутренний диаметр; h — высота магнитопровода. Видно, что до тех пор, пока $I_0 \omega_3 < H_c$, практически никакого изменения потока в магнитопроводе не происходит и характеристика записи имеет нелинейный характер. Погрешность записи достигает 5 % и может быть уменьшена лишь при тщательном подборе характеристик магнитопроводов или индивидуальной настройке каждого элемента памяти. Для обеспечения однозначной зависимости $\Phi_{ост}(I_0)$ необходимо: 1) до записи перевести магнитопровод в исходное состояние ($-\Phi_r$), при этом с целью устранения влияния предыстории установку производят несколькими полными циклами перемагничивания; 2) включить ток записи I_0 только в момент времени t_0 на время более t_1 при помощи электро-механического или электронного ключа. Запись током позволяет использовать маловитковые обмотки записи, получать наибольшую скорость записи АЗУ с выбором адреса запоминающего элемента при записи методом совпадения двух токов. С целью уменьшения погрешности записи током возможно применение так называемого идеального намагничивания (рис. 8.50, а), когда на магнитопровод воз-

действуют два поля: поле переменного тока с убывающей амплитудой МДС (F_-), начальное значение которой соответствует напряженности, превышающей коэрцитивную силу H_c , и малое поле постоянного тока (F_+), недостаточное для изменения остаточного потока $\Phi_{ост}$. Переменное поле убывающей амплитуды позволяет получить идеальную (безгистерезисную) кривую намагничивания, при которой

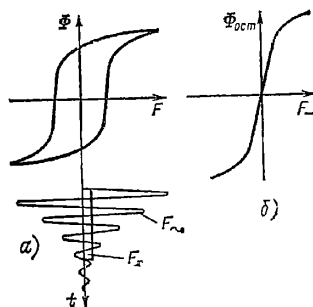


Рис. 8.50. Характеристики идеального намагничивания магнитопроводов:

а — воздействие затухающего высокочастотного поля; б — результирующая кривая изменения потока магнитопровода

обеспечивается практически однозначная зависимость между $\Phi_{ост}$ и F_- (рис. 8.50, б), повышаются линейность начального участка записи и крутизна характеристики в 10—100 раз по сравнению с обычным способом записи постоянным током [8.2, 8.6, 8.19]. При использовании в АЗУ тороидальных магнитопроводов из ленты толщиной 2—3 мкм при частоте убывающего по амплитуде размагничивающего тока 10—40 кГц время записи не превышает нескольких миллисекунд, а погрешность на начальном участке характеристики записи, которая вообще имеет нелинейную форму, не превышает 1—3 %.

Эффективным способом уменьшения времени записи и повышения точности является применение так называемого «динамического» смещения, используемого в балансных схемах [8.2], при котором время записи не превышает единиц микросекунд при погрешности записи 2—3 %.

Запись импульсами напряжения получила наибольшее распространение в АЗУ разомкнутого типа. Этот метод основан на использовании интегрирующих свойств магнитопровода, к обмотке которого приложено напряжение записи u_3 (рис. 8.51, а) [8.2].

Изменение потока $\Delta\Phi$ при воздействии импульса напряжения u_3 в течение времени t_3 , пока открыт ключ,

$$\Delta\Phi = \frac{1}{\omega_3} \int_0^{t_3} (u_3 - I_3 R) dt - \Delta\Phi_{обр},$$

где I_3 — ток записи; R — полное сопротивление цепи записи; $\Delta\Phi_{обр}$ — обратимая составляющая потока, на которую уменьшается установленное значение потока после окончания импульса записи. Заметим, что с целью получения однозначных результатов записи в маг-

нитопроводе устанавливается некоторый постоянный поток $\Phi_{\text{нач}}$ (рис. 8.51, б) и результирующая составляющая изменения потока $\Phi_{\text{ост}} - \Phi_{\text{нач}} = \Delta\Phi - \Delta\Phi_{\text{обр}}$ мало зависит от геометрических и магнитных параметров магнитопроводов в отличие от способа записи по-

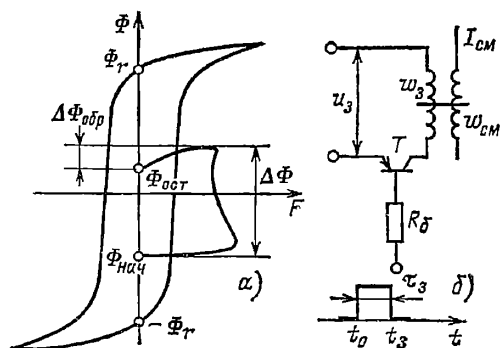


Рис. 8.51. Запись в магнитном аналоговом запоминающем устройстве импульсами напряжения:

а — характер изменения потока; б — принципиальная схема записи

стоянным током. Погрешности записи, вызываемые падением напряжения на активном сопротивлении цепи записи, и составляющая $\Delta\Phi_{\text{обр}}$ могут быть в значительной степени скомпенсированы выбором параметров цепи записи, коммутирующего транзистора и сердечника. Например, $\Delta\Phi_{\text{обр}}$ тем меньше, чем выше прямоугольность петли гистерезиса, и для некоторых магнитных материалов не превышает 0,3—0,5 %. Известен ряд методов уменьшения погрешности записи, подробно описанных в литературе [8.2, 8.19], применение которых позволяет снизить погрешность записи до 0,3—0,5 %.

Считывание записанной информации в магнитопроводах АЗУ может производиться либо однократно со стиранием записанной информации, либо многократно без разрушения информации.

В АЗУ с однократным считыванием сигнал, характеризующий состояние магнитопроводов, получается путем подачи на обмотку считывания $w_{\text{сч}}$ (рис. 8.52, а) прямоугольного импульса напряжения с фиксированной амплитудой $U_{\text{сч}}$. Выходным параметром служит время намагничивания магнитопровода до насыщения, т.е. время установления некоторого потока $-\Phi_m < -\Phi_0$ (рис. 8.52, б). Выходной импульс шириной $\tau_{\text{сч}}$, образуемый при считывании, может быть преобразован в соответствующую аналоговую величину, например путем его интегрирования, или в эквивалентную цифровую величину путем использования его для открытия ключа, через который импульсы с фиксированной частотой f_n поступают на счетчик. При этом число импульсов, накапливаемое в счетчике, $N = f_n \tau_{\text{сч}}$. Одной из главных задач, возникающих при однократном считывании, является точная фиксация момента насыщения магнитопровода (достижение заданного потока $-\Phi_m$). На рис. 8.52, а детектор насыщения ДН реагирует на резкое изменение тока считывания $i_{\text{сч}}$ при насыщении магнитопровода. Сиг-

нал $U_{\text{вкл}}$ включает статический триггер СТ, который управляет работой транзисторного ключа цепи считывания и формирует выходной сигнал АЗУ. При насыщении магнитопровода выходной сигнал детектора $U_{\text{откл}}$ выключает триггер. На рис. 8.52, в приведены три схемы

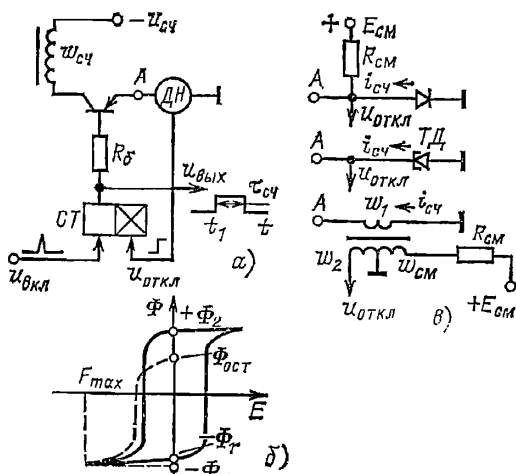


Рис. 8.52. Считывание сигнала в аналоговых запоминающих устройствах:

а — принципиальная схема; б — характер изменения потока; в — принципиальные схемы пороговых элементов

детекторов, применяемых на практике. В диодной схеме при $i_{\text{сч}} < E_{\text{см}}/R_{\text{см}}$ диод открыт и на нем имеется небольшое падение напряжения U_d . При насыщении магнитопровода АЗУ ($i_{\text{сч}} > E_{\text{см}}/R_{\text{см}}$) диод запирается и падение напряжения на нем резко возрастает. В схеме детектора насыщения может быть использован также туннельный диод и насыщающийся магнитопровод с прямоугольной петлей гистерезиса.

При использовании в АЗУ схемы записи рис. 8.51, б и считывания рис. 8.52, а можно получить погрешность цикла запись—считывание $\gamma = \delta \tau_{\text{сч}} / \tau_{\text{счmax}}$, не превышающую 0,001 (0,1 %) для сигнала U_3 в диапазоне 10—30 В, при устранении влияния магнитной предыстории магнитопровода (предыдущей записи) путем циклических перематываний, устанавливающих исходное состояние потока в нем $-\Phi_0$. В противном случае $\gamma > 1\%$. Заметим, что известно множество различных схемных решений, подробно описанных в литературе [8.2, 8.7, 8.15, 8.19] и направленных на повышение точности процессов запись—считывание в АЗУ с однократным считыванием.

В АЗУ с многократным считыванием используются два метода: а) считывание с кольцевых магнитопроводов путем высокочастотного возбуждения малыми токами; б) считывание с разветвленных магнитопроводов. В первом случае считывание часто осуществляется возбуждением четных гармоник, комбинационных частот или неискаженных вынужденных колебаний, пропорциональных обратной проницаемости сердечника. Различные принципы построения АЗУ на этом методе подробно описаны в технической литературе [8.2, 8.7, 8.19]

и по причине большой технической сложности здесь не рассматриваются.

Применение разветвленного магнитопровода для осуществления неразрушающего считывания получило преимущественное распространение благодаря сравнительной простоте техни-

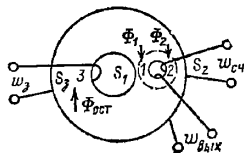


Рис. 8.53. Разветвленный магнитопровод-трансфлюксор

ческой реализации и относительно высокой точности АЗУ на таких магнитопроводах. Простейший разветвленный магнитопровод с двумя отверстиями (рис. 8.53) называется трансфлюксором. В нем геометрические размеры выбираются такими, чтобы площадь поперечного сечения перемычки 3 равнялась сумме равных между собой площадей перемычек 1 и 2.

После действия сигнала в обмотке записи в магнитопроводе записи устанавливается остаточный поток $\Phi_{ост} = \Phi_1 + \Phi_2$. Если по обмотке считывания $w_{сч}$ протекает переменный ток, который выбран в соответствии с неравенством $I_1 H_c \leq I_{сч} w_{сч} \leq I_2 H_c$, то поле, созданное током считывания, не может изменить установленный в процессе записи поток $\Phi_{ост}$ магнитопровода записи. Это свойство обеспечивает возможность неразрушающего считывания в АЗУ на разветвленных сердечниках. Формально расщепленную часть сердечника (перемычки 1 и 2) можно рассматривать как тороид с изменяющимся в функции $\Phi_{ост}$ поперечным (эквивалентным сечением

$$S_{эвк} = \frac{\Delta\Phi}{B_s} = \frac{\Phi_{ост} + \Phi_s}{2B_s}.$$

По существу непрерывный магнитный поток, создаваемый током считывания, модулируется записанным сигналом (амплитудой, фазочастотной или широко-импульсной модуляцией), и выходной сигнал постоянного тока получается на выходе соответствующего демодулятора. Наибольшее распространение получил способ амплитудной модуляции благодаря простоте выполнения детектора. При этом среднее значение выходного напряжения на обмотке $w_{вых} I_{вых} = 2w_{вых} \Delta\Phi = 2w_{вых} f \times \times (\Phi_{ост} + \Phi_s)$ не зависит от направления приращения потока $\Delta\Phi$. Этот недостаток устраняется введением в расщепленном участке магнитопровода еще одного участка (трех параллельных ветвей), который постоянно находится в насыщенном состоянии [8.2].

Накопительные магнитные элементы обычно представляют собой разомкнутые АЗУ, в которых используется лишь N фиксированных состояний остаточной намагниченности магнитопровода. Для обеспечения необходимой точности записи, как правило, осуществляется импульсами напряжения постоянной вольт-секундной площади, получаемыми на выходе соответствующего формирователя, например, магнитно-транзисторного одновибратора (рис. 8.54). Если u_a представляет собой однополярный импульс прямоугольной формы фиксиро-

ванной амплитуды и длительности τ_a , то для ненасыщенного магнитопровода приращение потока при действии n -го импульса записи, не способного насытить магнитопровод,

$$\Delta\Phi_{ост}[n] = \frac{\tau_a}{w_a} \left(u_a - \frac{r q [n]}{\tau_a} - U_K [n] \right) - \Delta\Phi_{обр}[n],$$

где $U_K[n]$ — падение напряжения на полупроводниковых приборах в цепи записи (рис. 8.54, б); r — активное сопротивление обмотки записи; q — заряд, проходящий через обмотку записи за время записи τ_a . Максимальное число уровней N (коэффициент накопления или емкость АЗУ) ограничивается стабильностью приращений потока и линейностью характеристики $\Phi_{ост}[n]$, которая зависит от выбора вольт-секундной площади импульса записи,

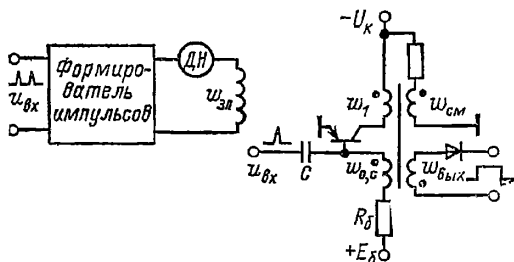


Рис. 8.54. Принципиальная схема одновибратора

частоты поступления входных импульсов, чувствительности детектора насыщения и др. Возможное число различных уровней намагниченности может достигать нескольких сотен, но если допустимая нелинейность характеристики накопления не должна превышать 2—3 %, то емкость накопленного элемента обычно не превосходит 30—40 импульсов. На основе витых кольцевых магнитопроводов с прямоугольной петлей гистерезиса легко реализуются надежно работающие (без погрешности) десятичные счетчики. В технической литературе [8.2, 8.7, 8.10] описываются различные методы улучшения характеристик записи и применения накопительных элементов для построения таймеров, двоичных и десятичных счетчиков, а также матричных ЗУ на их основе.

Адаптивным называется элемент, коэффициент передачи которого изменяется в соответствии с сигналом адаптации (во время обучения), после чего остается неизменным, и который выполняет следующую функцию: $z = Kx = xF(y)$, где x — независимая переменная; y — управляющий (адаптирующий) сигнал, вызывающий изменение коэффициента передачи K элемента для переменной x в соответствии с функцией адаптации $F(y)$. Выбор функции адаптации зависит от принципа построения конкретной адаптивной системы управления. На рис. 8.55 представлена функциональная схема адаптивного элемента. Если функция адаптации сводится лишь к запоминанию значения адаптируемого сигнала в некоторый момент времени t_0 $F_1[y(t_0)] \approx K_1 y(t_0)$ и при каждом новом процессе адаптации стирается старое значение и устанавливается новое значение коэффициента передачи, то функ-

циональный преобразователь в схеме рис. 8.55 становится излишним [8.2]. В этом случае адаптивным элементом может служить АЗУ. Часто управляющий сигнал y может представлять собой как непрерывную величину, так и импульсы произвольной формы. Функция адап-

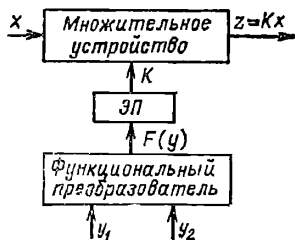


Рис. 8.55. Функциональная схема адаптивного элемента

тации может содержать две независимые управляющие переменные y_1 и y_2 . При этом изменение коэффициента передачи адаптивного элемента происходит при одновременном действии обоих сигналов. В магнитном адаптивном элементе часто используется свойство логического умножения сигналов [8.2] на основе пороговых свойств магнитопровода: совместное действие двух прямоугольных импульсов тока, соответствующих сигналам y_1 и y_2 , вызывает изменение $\Phi_{ост}$ в магнитопроводе, а при отсутствии любого из сигналов поток в сердечнике не изменяется.

По литературным данным [8.2, 8.7, 8.19] известно большое число разнообразных адаптивных магнитных элементов, в том числе на магнитных пленках, в которых за основу принято магнитное разомкнутое АЗУ и которые различаются лишь техническими решениями для достижения заданных параметров (точности, быстродействия и др.).

8.7. МАГНИТНО-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Магнитные элементы для переработки информации в цифровой форме (в цифровых вычислительных и управляющих машинах, дискретных системах промышленной автоматики) представляют собой логические устройства, выполняющие простейшие логические функции (например, И, ИЛИ, НЕ и др.) с двоичными переменными 0 и 1 на входе. Для непосредственного соединения отдельных логических элементов между собой они должны обеспечивать: 1) задержку или память, необходимую для подготовки последующего логического элемента и записи, прежде чем произойдет считывание с предыдущего элемента; 2) усиление мощности как с целью компенсации потерь, так и для разветвления информации на выходе; 3) формирование выходного сигнала с целью повышения помехоустойчивости; 4) одностороннюю передачу информации; 5) возможность синхронизации работы элементов от общего источника тактовых импульсов. Заметим, что в системах промышленной автоматики часто допускается применение асинхронно работающих логических элементов.

Ферромагнитные сердечники в магнитных логических элементах могут быть использова-

ны для выполнения логических функций, элементов задержки и совместно с диодами или транзисторами могут выполнять функции усиления мощности, формировать выходной сигнал и пр. В зависимости от применяемого типа усилителя различают три группы магнитно-полупроводниковых цифровых элементов: 1) магнитно-диодные элементы (с последовательной и с параллельной нагрузкой); 2) магнитно-транзисторные элементы; 3) магнитные магнитные элементы (полностью магнитные элементы).

Для того чтобы на основе магнитных элементов было возможно строить длинные цепочки последовательной передачи двоичной информации (например, регистры сдвига), необходимо, чтобы их передаточная характеристика вход — выход (например, повторителя, рис. 8.56, а) имела S-образный вид с двумя участками насыщения 1 и 2 и промежуточным («линейным») участком 3, на котором диффе-

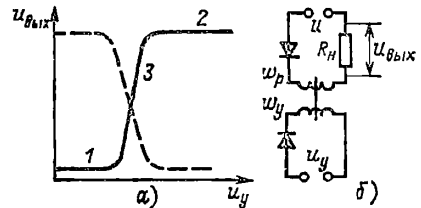


Рис. 8.56. Магнитно-диодный цифровой элемент: а — характеристика повторителя (пунктир — с инвертированием); б — принципиальная схема

ренциальный коэффициент усиления больше единицы [8.2, 8.7, 8.20]. Для элементов с инвертированием дифференциальный коэффициент усиления на линейном участке должен быть меньше минус единицы (-1). Логические схемы на элементах с инвертированием и повторителях строятся различным образом. Повторители широко применяются в тех случаях, когда требуется создать систему логических элементов, в которой отдельный элемент служит для выполнения каждой из простейших логических функций (И, ИЛИ и др.). На одних элементах с инвертированием, выполняющих функцию ИЛИ — НЕ, могут быть построены сколь угодно сложные логические схемы [8.2, 8.7, 8.20].

Магнитно-диодные элементы с последовательной нагрузкой строятся на основе однополупериодных (быстродействующих) усилителей (см. рис. 8.36, а), питаемых от источника напряжения. В зависимости от входного сигнала усилитель производит перераспределение питающего напряжения между рабочей обмоткой w_p и последовательно включенной нагрузкой R_H . При этом в схеме рис. 8.56, б при увеличении входного сигнала напряжение на нагрузке падает (пунктирная кривая на рис. 8.56, а); элемент называется элементом с инвертированием. В схеме рис. 8.36, а имеется смещение (напряжением u'), поэтому при увеличении входного сигнала напряжение на нагрузке увеличивается, и элемент называется повторителем.

Несмотря на то что каждый элемент-повторитель или элемент с инвертированием

представляют собой быстродействующие усилители с запаздыванием в один полупериод питающего напряжения, при объединении однотипных элементов в длинные цепочки (например, регистры сдвига и др.) обычно нарушается основное условие быстродействия (см.

двоичного числа необходимо $2n$ элементов (магнитопроводов). Запись в такой регистр производится в два такта: в первом такте производится считывание всех нечетных элементов и одновременно подготовка их магнитопроводов к записи, во втором такте произ-

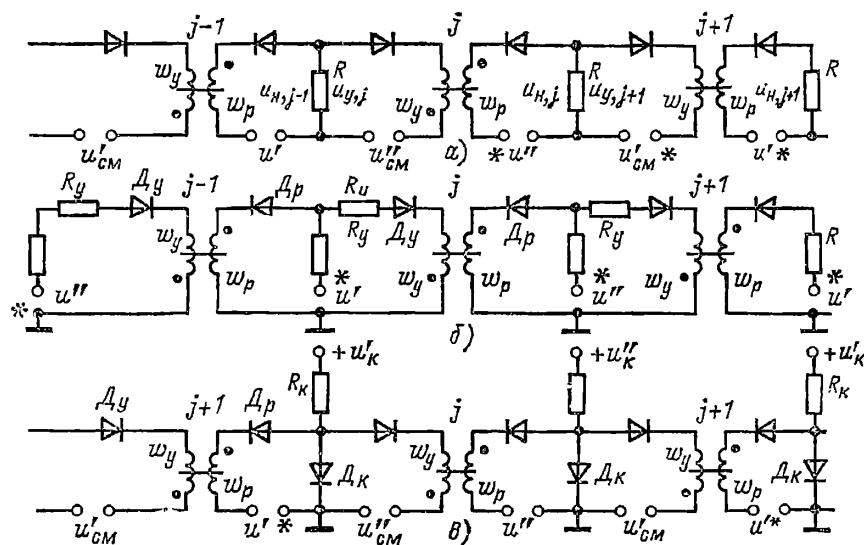


Рис. 8.57. Принципиальные схемы последовательного включения повторителей:

а — с резистивной развязкой при наличии смещения; б — с дополнительным резистором без смещения; в — с использованием для развязки нелинейного сопротивления

§ 8.5) и не представляется возможным создать синхронно работающие логические элементы. В синхронных элементах любая двоичная 1 (или 0) представляет собой импульс напряжения длительностью в один полупериод питающего напряжения, которое одновременно является синхронизирующим напряжением. Синхронизация асинхронных элементов требует применения специальных источников и схем синхронизации. Поэтому асинхронные элементы обычно используются в схемах промышленной автоматики, где выполнение арифметических операций не требуется.

На рис. 8.57, а—в приведены несколько схем каскадного включения повторителей. Из-за наличия запаздывания на один полупериод питающие напряжения u' и u'' должны быть сдвинуты на один такт ($T/2$). Все нечетные каскады питаются напряжением $u'(t)$, а четные $u''(t) = u'(t - T/2)$. Через $u_{см}$ и $u_{см}$ обозначены напряжения смещения нечетных и четных каскадов. Звездочками обозначены полярности напряжений питания и смещения для управляющего полупериода j -го каскада и рабочих полупериодов $(j-1)$ -го и $(j+1)$ -го каскадов. Напряжение на сопротивлении R , получающееся в рабочем полупериоде на выходе $(j-1)$ -го элемента, является напряжением записи (управления) для j -го элемента, и прежде чем осуществить считывание $(j-1)$ -го элемента, необходимо освободить j -й элемент, т. е. подготовить его к записи информации. Поэтому одновременно информация может храниться только в половине всех элементов и для создания регистра сдвига для n -разрядного

водится запись во всех нечетных элементах (считывание во всех четных). В схеме рис. 8.57, б напряжение питания рабочей цепи $(j-1)$ -го элемента совмещено с напряжением смещения j -го элемента. В схеме рис. 8.57, в сопротивление R , обеспечивающее работоспособность последовательно соединенных логических элементов, заменено нелинейным сопротивлением, роль которого выполняет диод D_k с источником смещения (u_k и R_k), что повышает эффективность передачи двоичной информации [8.2, 8.7, 8.16]. В отношении обеспечения условия синхронной работы схема рис. 8.57, б имеет преимущество перед другими схемами рис. 8.57 при выборе $R_y \gg R$. При этом диод D_u можно из схемы исключить. Обеспечение условий устойчивости достигается соответствующим выбором сопротивления R_y и отношения U_m/w_y , w_p/w_y , которые должны быть достаточными для полного размагничивания магнитопровода при подаче на его вход 0 с помехой. При этом в управляющем полупериоде элемента диод D_p в его рабочей цепи должен быть заперт, для чего применяется асимметричное питающее напряжение. Выбор достаточно большого сопротивления R_y ограничивает, но не устраняет полностью возможности частичного размагничивания магнитопровода при подаче на его вход 1 с помехой. В литературе рассмотрено большое число схем, направленных на устранение рассмотренных недостатков [8.2, 8.20] применительно к логическим элементам автоматики на промышленной частоте. На рис. 8.58 приведена схема источника, обеспечивающего получение асиммет-

ричных питающих напряжений u' и u'' и напряжений смещения $u'_{см}$ и $u''_{см}$, применение которого повышает устойчивую работу регистров сдвига на повторителях.

На рис. 8.59 приведена схема последовательного соединения элементов с инвертированием. При подаче на вход ($j-1$)-го элемента

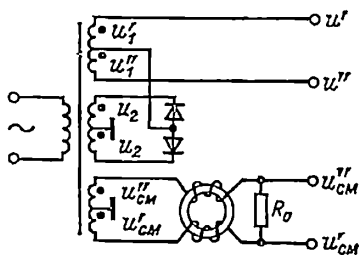


Рис. 8.58. Схема источника питания последовательно включенных повторителей

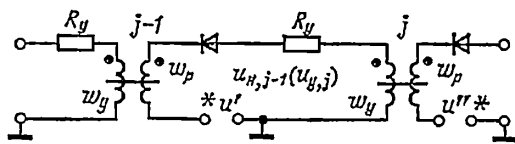


Рис. 8.59. Принципиальная схема последовательного включения инверторов

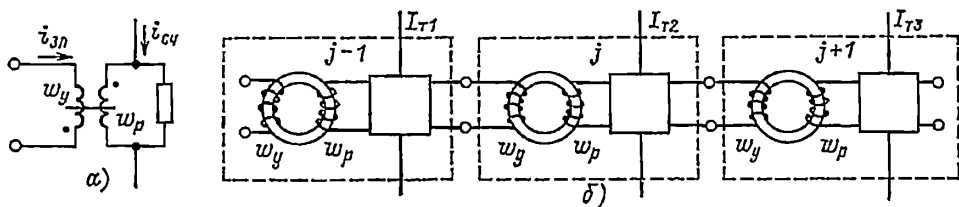


Рис. 8.60. Магнитные импульсные усилители:
а — схема элемента; б — регистр сдвига

сигнала 1 (при записи) происходит размагничивание его сердечника и поэтому в следующем полупериоде (при считывании) большая часть питающего напряжения u' расходуется на намагничивание магнитопровода этого элемента в положительном направлении и выходное напряжение будет мало, что соответствует сигналу 0 на его выходе. Это обеспечивается тем, что число витков обмотки w_p много больше числа витков обмотки управления w_u . Однако при этом не обеспечиваются условия максимального быстродействия [8.2, 8.7] для синхронной передачи двоичной информации вследствие того, что при записи сигнала 1 (вслед за 0) в сердечник ($j-1$)-го элемента и считывании 1 с j -го элемента диод в цепи связи отпирается и по цепи связи начинает протекать паразитный ток, который вызывает ложный сигнал. Поэтому для обеспечения синхронной работы необходимо, чтобы во время записи рабочая обмотка, а при считывании управляющая обмотка данного элемента были разомкнуты. Это может быть достигнуто либо путем применения асимметричных напряжений питания u' и u'' , отрицательные полуволны которых

заведомо запирают диод в цепи, либо путем использования дополнительных управляемых ключей. В [8.2] подробно рассмотрены условия устойчивой передачи информации в длинных регистрах сдвига (выбор коэффициентов усиления, рабочей точки, отношений чисел витков и др.) в синхронном и асинхронном режимах. Например, показано, что в асинхронном режиме при выборе $w_p/w_u=5$, $K=10$ регистр сдвига устойчиво работает на частоте 500 кГц при изменении амплитуды питающего напряжения на 50 %. Рассмотрены также методы улучшения характеристик, обеспечивающие расширение области устойчивости при синхронной работе элементов, и способы объединения и разветвления информации при использовании элементов с инвертированием. В [8.7, 8.20] подробно рассмотрены методы построения логических схем с применением диодных приставок применительно к логическим элементам типа ЭЛМ-50 и ЭЛМ-400 для промышленной автоматизации.

Магнитно-диодные элементы с параллельной нагрузкой основаны на использовании магнитопроводов с прямоугольной петлей гистерезиса в качестве распределителей импульсов тока (от источника тока с большим внутренним сопротивлением) между двумя или большим числом цепей, в одной из которых включена нагрузка (рис. 8.60, а); при этом возможно усиление мощности. При построении длинных логических цепочек (регистров сдвига)

на таких элементах необходимо учитывать тот факт, что при перемагничивании магнитопровода под воздействием импульса тока считывания наводятся ЭДС во всех обмотках сердечника. Например, если в первом магнитопроводе была записана 1 (состояние $+B_r$), то под действием импульса тока I_{T1} (создающего напряженность поля $-H_m$) происходит считывание 1, т. е. магнитопровод перемагничивается от $+B_r$ до $-B_m$. При этом в выходной обмотке наводится импульс ЭДС, вызывающий протекание тока по входной обмотке последующего элемента, создающего поле напряженностью $+H_m$, под действием которого второй магнитопровод перемагничивается в состояние от $-B_r$ до $+B_m$ и запоминает записанную единицу (состояние $+B_r$). При подаче импульса тока считывания I_{T2} во второй магнитопровод эта 1 будет передана в следующий магнитопровод и т. д. Для исключения передачи ложных сигналов необходимо выполнить ряд требований при построении цифровых элементов: 1) исключить ложную прямую передачу сигнала за счет ЭДС, возникающей в выходной обмотке во время

перемагничивания магнитопровода от $-B_r$ до $+B_m$ при записи 1; 2) исключить ложную обратную передачу сигнала во время перемагничивания магнитопровода от B_r до $-B_m$ при считывании 1; 3) разнести во времени операции записи и считывания, так как при одновременном действии импульсов тока записи и считывания магнитное состояние магнитопро-

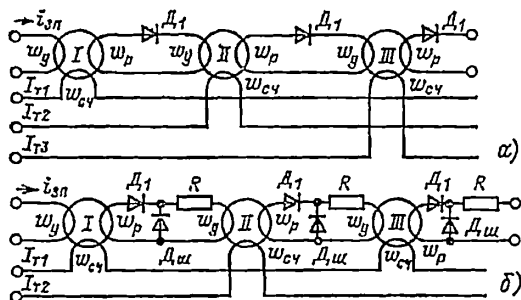


Рис. 8.61. Регистр сдвига:

а — трехтактный; б — двухтактный с добавочными резисторами и диодами

вода не изменится; 4) исключить воздействие ЭДС помехи, возникающей на обмотках магнитопровода при считывании 0 за счет неидеальной прямоугольности петли гистерезиса.

Наиболее просто все требования выполняются для трехтактной схемы считывания с одной развязкой в цепи связи между магнитопроводами (рис. 8.61, а). При этом поток ложной информации в обратном направлении устраняется подачей блокирующих импульсов тока в обмотки считывания или в специальные обмотки. Например, при считывании с магнитопровода II сигнала 1 в его обмотке управления наводится ЭДС такой полярности, которая соответствует проводящему направлению диода D_1 и вызывает протекание тока по цепи связи, перемагничивая магнитопровод I в положительном направлении. Чтобы исключить запись ложной 1 в магнитопровод I, в этот момент в обмотку блокировки подается импульс тока, который нейтрализует действие тока, протекающего в цепи связи магнитопроводов I и II.

На рис. 8.61, б приведена более простая схема, в которой функцию блокирующих импульсов выполняет цепочка из диода $D_{ш}$ и резистора R , включенных в цепь связи между элементами. При этом для выполнения условий, обеспечивающих работоспособность схемы, достаточно лишь двух тактов импульсного тока считывания. Схема рис. 8.61, б получила наиболее широкое применение не только в качестве регистра сдвига, но и для построения преобразователей последовательных кодов в параллельные, делителей частоты, распределителей импульсов (коммутаторов), генераторов кодов, особенно в низкочастотных системах телемеханики, и др. В [8.2, 8.7, 8.20] рассматриваются различные варианты схемных улучшений, направленных как на упрощение (переход к однократному питанию), так и на повышение быстродействия и динамической устойчивости (в синхронном режиме) длинных цепочек из

таких элементов. Рассмотрены также вопросы построения быстродействующих логических схем (ЗАПРЕТ, НЕ, И, ИЛИ, триггера, генератора единиц и др.) двух и трех переменных, работающих на частоте 500 кГц.

Магнитно-транзисторные элементы представляют собой дальнейшее развитие магнитно-диодных схем, в которых первоначально транзисторы использовались в качестве пассивного ключа в цепях связи между обмотками выхода и управления при каскадном соединении логических элементов. Применение транзисторов при введении положительной обратной связи позволяет существенно снизить требования к разбросу параметров магнитопроводов, стабильности источников питания и др. На рис. 8.62, а приведена схема элемента, получившая наибольшее распространение, в которой транзистор включен по схеме с общим эмиттером. Принцип действия элемента состоит в том, что при подаче сигнала записи во входную обмотку магнитопровод переводится из состояния 0 ($+B_r$) в состояние 1 ($-B_r$). При этом в обмотке w_b наводится ЭДС, которая стремится запереть транзистор. При последующем считывании 1 тактовым током $i_{сч}$ магнитопровод возвращается в состояние 0. Теперь в обмотке w_b наводится ЭДС такого знака, что держит транзистор открытым до тех пор, пока

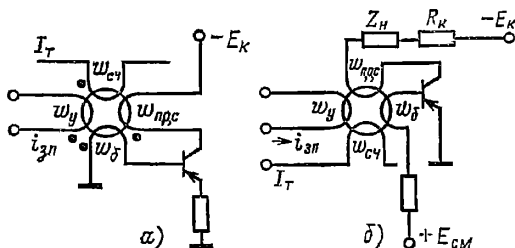


Рис. 8.62. Магнитно-транзисторный логический элемент:

а — простейшая схема; б — схема с дополнительным источником смещения

магнитопровод не насытится до состояния 0 ($+B_r$ или $+B_m$). С целью предотвращения самопроизвольного открытия транзистора при действии различного рода помех (изменении коллекторного тока, импульсных помехах в общих проводах при переключении других элементов и др.) применяется принудительное смещение от отдельного источника $+E_{см}$ (рис. 8.62, б). Возможна также компенсация ЭДС при считывании 0 включением дополнительного сердечника с двумя обмотками, одна из которых включается последовательно-согласно с коллекторной обмоткой основного магнитопровода, а другая — последовательно-встречно с обмоткой, включенной в цепь базы транзистора. Возможно также шунтирование одной из обмоток основного магнитопровода резистором, однако при этом существенно снижается быстродействие элемента.

В схеме рис. 8.62, б нагрузка Z_n включена последовательно с обмоткой обратной связи $w_{пс}$, возможно также включение нагрузки параллельно этой либо другой обмотке, специально предусмотренной для этой цели. Достоинство параллельного включения нагруз-

ки заключается в том, что при использовании магнитопроводов с прямоугольной петлей гистерезиса можно формировать выходной импульс, имеющий фиксированную вольт-секундную площадь. При этом последовательно с нагрузкой включается диод с целью устранения появления тока в нагрузке при записи 1 [8.2]. Резистор R_n , включенный последовательно с коллектором (рис. 8.62, б), ограничивает максимальный ток через транзистор.

Последовательное включение магнитно-транзисторных элементов осуществляется, как правило, по таким же схемам, как и включение магнитно-диодных элементов. Однако следует отметить, что магнитно-транзисторные элементы более чувствительны к импульсным помехам. В [8.2, 8.7] рассмотрены различные варианты выполнения логических схем на этой основе, показаны пути улучшения характеристик за счет схемных решений (заметьте, что при этом схема всегда становится более сложной и, следовательно, менее надежной). Там же рассматриваются пути повышения быстродействия магнитно-транзисторных схем, применение которых позволило создать гамму различных модификаций логических элементов на предельные частоты от 50 до 300 кГц при использовании ферритовых магнитопроводов и до 750 кГц при использовании магнитопроводов из магнитной ленты микрометровой толщины.

Магнитно-магнитные (бездиодные) элементы потенциально позволяют повысить надежность, особенно в условиях радиации и значительных изменений температуры, снизить стоимость, уменьшить размеры и упростить технологию. Последнее обусловлено тем, что для магнитно-магнитных схем возможно применение маловитковых обмоток (1–2 витка), появляется также возможность одним проводом охватить несколько магнитопроводов, что приводит к уменьшению количества спаев при изготовлении. Однако отказ от применения диодов и транзисторов значительно затрудняет обеспечение однонаправленной передачи информации, что вызывает усложнение источников питания и снижение быстродействия.

Магнитно-магнитные логические схемы и регистры сдвига на тороидальных магнитопро-

водах можно строить по аналогии с магнитно-диодными схемами на основе магнитных импульсных усилителей. Для этого в цепях связи между обмотками магнитопроводов вместо диодов необходимо включить так называемые «магнитные вентили», свободно пропускающие ток только в одном направлении. Такими вентилями могут служить дроссели либо трансформаторы на магнитопроводах с прямоугольной петлей гистерезиса. Если магнитопровод дросселя находится в положительном ($+B_r$) насыщении, то обмотка его представляет собой малое сопротивление для импульсного тока в прямом направлении и ограничитель тока в обратном (размагничивающем) направлении. Для трансформатора, наоборот, если магнитопровод насыщен в состоянии $+B_r$, то такой вентиль передает ток, действующий в размагничивающем направлении, и не пропускает ток, действующий в прямом направлении. На рис. 8.63, а приведена схема регистра сдвига с магнитными вентилями дроссельного типа. Здесь после каждого импульса считывания $i_{сч}''$, $i_{сч}'''$ и $i_{сч}''''$ на магнитопроводы $j-1$, j , $j+1$ подается импульс тока возврата i_B (рис. 8.63, б), обеспечивающий медленное возвращение этих магнитопроводов в состояние 0, если перед этим в них была 1. Если время возврата магнитопроводов в состояние 0 больше $\tau_B \geq \tau_{min} = 2\omega_p^2 \Phi_r / RH_n$, где H_n — напряженность порогового поля, определяемая допустимым током $I_n \leq H_n l / w_p$ в обмотке w_p , при котором магнитопровод вентиля начинает размагничиваться, то ЭДС, индуктируемая в их выходных обмотках w_p , не может вызвать заметного изменения магнитного состояния магнитопроводов дросселей D , включенных последовательно с этими обмотками.

После действия тока возврата i_B магнитопровод дросселя D_{j-1} находится в состоянии 1, а все остальные магнитопроводы — в состоянии 0. При подаче тока считывания $i_{сч}$ на магнитопроводы $j-1$ и дроссель D_{j-1} первый из них не перемагничивается, что исключает обратный поток информации. Магнитопровод D_{j-1} перемагничивается из состояния 1 в состояние 0, и ЭДС, индуктируемая в обмотке

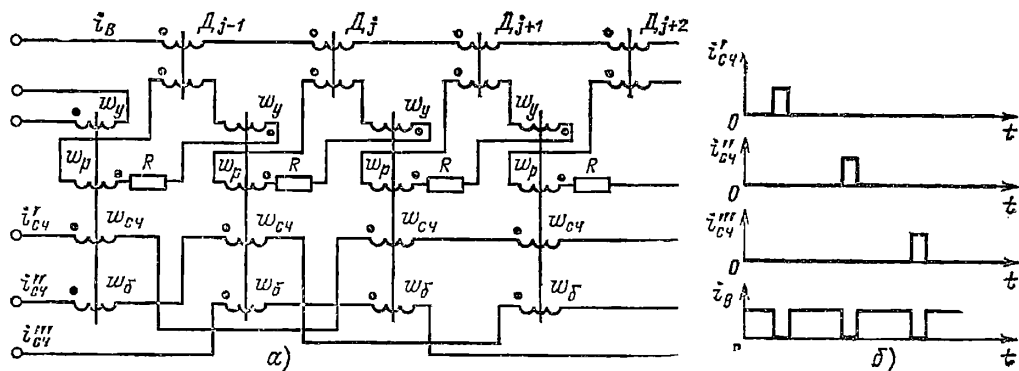


Рис. 8.63. Магнитно-магнитный логический элемент:

а — схема каскадного соединения; б — временная диаграмма тактовых импульсов считывания

ω_k , обуславливает запись 1 в магнитопроводе j . В выходной обмотке ω_p этого магнитопровода индуцируется ЭДС, полярность которой соответствует записи 1 как в магнитопроводе дросселя D_j , так и в $(j+1)$ -й магнитопровод. С целью предотвращения записи 1 в $(j+1)$ -й магнитопровод в его обмотку ω_6 в этот момент поступает ток считывания $i_{сч}$, который удерживает магнитопровод в состоянии 0. После действия тока возврата i_b 1 остается только в магнитопроводе D_j . Очередной импульс считывания $i_{сч}$ записывает эту 1 в $(j+1)$ -й магнитопровод и дроссель D_{j+1} и т.д. В [8.2] рассматриваются пути упрощения схемы, в частности путем исключения обмоток блокировки ω_6 , в некоторых случаях путем исключения обмоток ω_k при осуществлении возврата постоянным током. При этом удается создать работоспособное устройство на частоте 10 кГц при изменении амплитуды токов считывания в пределах от -50 до $+100\%$. Рассматриваются также пути совершенствования таких элементов путем применения магнитных ключей с низким значением остаточной индукции (ферритовый магнитопровод типа 2000НМ1), на основе которых логические элементы типа ИЛИ и ЗАПРЕТ устойчиво работают на частотах 10–50 кГц при изменении температуры в пределах от -60 до $+100^\circ\text{C}$. Дальнейший путь повышения быстродействия таких схем связан с переходом к четырехтактной системе продающих импульсов и применением в логических элементах балансных магнитопроводов (или магнитопроводов с многими отверстиями — трансфлюксоров) с динамическим смещением [8.2]. Для 14-разрядного регистра сдвига на таких магнитопроводах получена максимальная тактовая частота 200 кГц, ограниченная лишь собственным разогревом магнитопроводов. Рассматриваются также вопросы создания логических функций на этих элементах и некоторые схемные улучшения, введение которых позволяет расширить частотный диапазон и зону устойчивой работы в условиях непостоянства амплитуды токов считывания и температуры окружающей среды [8.2, 8.7].

Заметим, что для создания магнитных элементов для переработки информации в цифровой форме могут быть использованы также логические элементы на параметрических преобразователях частоты (параметронах) [8.2]. С целью сокращения мощности внешнего источника, создающего ток «подкачки», прибегают к уменьшению размеров магнитопроводов, при этом часто используют трехверстный магнитопровод для каждого параметрона. Количество устойчивых (по фазе) состояний может быть большим, но на практике используется двухстабильный параметрон — колебания половинной частоты с нулевой относительной фазой соответствуют значению 1, а колебания с фазой, сдвинутой на 180° , — значению 0. При построении регистров сдвига на параметронах используется трехтактная система подачи импульсов возбуждения. В [8.2, 8.7] достаточно подробно изложены преимущества цифровых элементов на основе параметронов, методы формирования характеристик логических элементов и устройств для

выполнения заданных логических функций при переработке цифровой информации.

Магнитно-магнитные цифровые элементы на тонких магнитных пленках по принципу действия можно разделить на две группы: 1) элементы, основанные на использовании восстанавливающего действия одноосной анизотропии (вращения вектора намагниченности); 2) элементы, основанные на использовании движения доменных границ при воздействии внешнего поля.

Преимущество пленочных цифровых элементов потенциально заключается в возможности применения интегральной (групповой) технологии изготовления, позволяющей уменьшить стоимость, размеры, потребляемую мощность и повысить надежность.

Наиболее широко проводились исследования, направленные на создание запоминающих устройств на тонких магнитных пленках (плоских, цилиндрических, скрученных проволоках и т.п.) при использовании явления вращения вектора намагниченности локальных доменов под действием внешнего поля [8.2, 8.7]. Однако при создании цифровых логических элементов этот метод не нашел применения вследствие трудностей получения воспроизводимых результатов из-за малого уровня выходных сигналов, узкого диапазона устойчивой работы и технической сложности реализации.

Элементы, основанные на использовании движения доменных границ в тонкой магнитной пленке [8.2, 8.3, 8.7] при воздействии внешнего поля, в большей степени позволяют использовать преимущества интегральной технологии. Сочетание логики с запоминанием дает возможность реализовать на устройствах этого класса не только комбинационные, но и любые последовательностные логические функции (например, триггеры, счетчики, регистры, функции логического сравнения и др.), причем в этих устройствах возрастание числа разрядов не сопровождается накоплением помех [8.3].

Быстродействие устройств с подвижными плоскими доменами (ПМД) определяется размерами структуры и при совершенствовании технологии может достигнуть 10^6 бит/с. Разновидностью устройств с движением границ доменов, в которых может быть достигнуто указанное быстродействие и высокая информационная плотность, являются устройства, использующие движение плоских доменов внутри узких низкокоэрцитивных каналов, выполненных в высококоэрцитивном массиве магнитной пленки [8.3]. При этом можно внешним полем переключать намагниченность только внутри каналов, расположенных вдоль (или под некоторым углом) оси легкого намагничивания и заранее имеющих специально созданные зародыши обратной намагниченности, без переключения высококоэрцитивного массива. Переключение намагниченности происходит под действием продвигающих полей, направленных навстречу общей намагниченности пленки, за счет роста верхушек зародышей доменов обратной намагниченности. Ширина каналов очень мала (50 мкм и меньше), верхушки доменов (разделяющие области противоположного направления намагниченности) имеют в статике клинообразную форму и мо-

гут магнитостатически взаимодействовать между собой, позволяя (при определенной конфигурации каналов) реализовать разветвление доменов путем разветвления каналов [8.3]. Один из вариантов технологии создания низкокоэрцитивных каналов в высококоэрцитивном массиве пленки сводится к тому, что на стеклянную подложку напыляется слой алюминия, в котором с помощью фотолитографии протравливаются каналы нужной конфигурации, после чего напыляется магнитный слой плоской пленки, которая над каналами имеет низкую, а в других местах высокую коэрцитивную силу.

Информация хранится внутри каналов доменами обратной намагниченности, а продвигается и обрабатывается под действием импульсов управляющего поля, вызывающего рост и взаимодействие доменов в каналах. Стирание записанной информации выполняется импульсным полем, действующим по всей плоскости пленки кроме тех участков, где информация должна быть сохранена (запомнена). Сохранение зародышей обеспечивается действием удерживающих полей, компенсирующих действие стирающих полей. Поля продвижения, стирания и удержания создаются токами, протекающими по шинам, проходящим в определенных местах пленки.

Структура каналов определяется назначением устройств. В [8.3] подробно обсуждаются вопросы выбора и оптимизация условий работоспособности цифровых элементов на ПМД (напряженность продвигающего поля, форма и размеры пленки и доменов и др.), а также различного рода логические устройства на ПМД и методы их реализации. Вывод информации с пленки после ее обработки обычно осуществляется при помощи гальваноманитных или индукционных датчиков.

В связи с широким развитием полупроводниковых цифровых схем основной областью применения магнитных цифровых элементов является построение устройств, сочетающих реализацию логических функций и функций долговременной памяти, в том числе при полном отключении источников питания, а также устройств, обладающих повышенной надежностью, перегрузочной способностью и помехоустойчивостью при различного рода внешних воздействиях (температурных, радиационных, электромагнитных, механических и т. п.). В этой связи особый интерес представляет создание системы интегральных магнитно-полупроводниковых цифровых элементов (схем), на основе которых могут быть построены специализированные цифровые вычислительные машины и устройства с высокими технико-экономическими характеристиками для систем автоматического управления.

8.8. МАГНИТНЫЕ ЦИФРОВЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА (ОПЕРАТИВНЫЕ ЗУ)

В зависимости от типа используемого носителя ЗУ для цифровых ЭВМ можно разделить на два класса: 1) на неподвижном магнитном носителе (на ферритовых магнитопроводах или тонкой магнитной пленке); 2) на

движущемся магнитном носителе, нанесенном тонким слоем на немагнитную поверхность.

Среди большого числа различных ЗУ первого типа наибольшее распространение получили оперативные ЗУ (ОЗУ) на ферритовых магнитопроводах [8.2, 8.7, 8.18], в которых запись и считывание производятся в темпе работы ЭВМ. Запоминающие элементы такого ЗУ собираются в виде матриц, в которых обеспечивается свободный доступ к любому элементу или группе элементов.

Ферритовые магнитопроводы ОЗУ имеют прямоугольную петлю гистерезиса (ПГ) и наряду с функцией памяти выполняют функцию порогового элемента: выбор адреса магнитопровода при записи, а часто и при считывании (в ЗУ типа ЗД) осуществляется методом совпадения токов, проходящих по двум адресным проводам (w_x и w_y на рис. 8.64, а), пронизывающим магнитопровод. Общее число проводов, проходящих через магнитопровод, лежит в пределах от двух до четырех в зависимости от структуры ОЗУ. Пороговые свойства магнитопроводов с ППГ состоят в том, что можно выбрать такое амплитудное значение тока I_m , создающее напряженность поля $H_m > H_c$, которое достаточно для полного перемагничивания сердечника до состояния $-B_r$ до $+B_r$ (рис. 8.64, б), в то время как ток $0,5 I_m$ практически не изменяет остаточной индукции магнитопровода. Использование пороговых свойств ферритных магнитопроводов с ППГ позволяет значительно упростить электронную схему управления работой ЗУ, так как выбор адреса в ЗУ при записи, а часто и при считывании основан на том, что магнитопровод с обмотками выполняет логическую функцию И по отношению к двоичным сигналам, поступающим по соответствующим проводам. Действительно, пусть провода w_x и w_y на рис. 8.64, а служат для выбора адреса магнитопровода, находящегося в начальном состоянии, характеризуемом остаточной индукцией $-B_r$ и соответствующем 0, а токи I_x и I_y в проводах w_x и w_y при записи соответственно равны

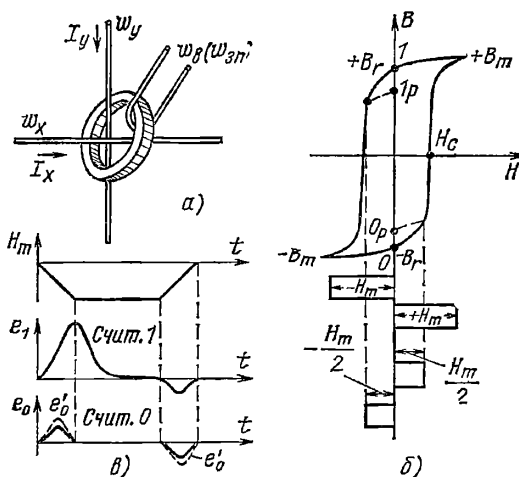


Рис. 8.64. ЗУ на ферритовых магнитопроводах: а — магнитопровод с обмотками; б — петля гистерезиса; в — выходной сигнал при считывании единицы и нуля

$I_x = xI_m/2$ и $I_y = yI_m/2$. При этом в магнитопровод запишется 1, характеризующая остаточной индукцией $+B_r$, тогда и только тогда, когда $x = y = 1$. Считывание осуществляется путем воздействия на магнитопровод поля с $H_{сч} < -H_c$. В частном случае $H_{сч} = -H_m$. Если магнитопровод находился в состоянии 1 ($+B_r$), то при считывании его индукция изменится от $+B_r$ до $-B_m < -B_r$ и в выходной обмотке (w_n на рис. 8.64, а) индуцируется «большой» импульс ЭДС e_1 (рис. 8.64, в). При считывании 0 индукция изменяется от $-B_r$ до $-B_m$ и в выходной обмотке индуцируется небольшая ЭДС помех e_0 . Выбор адреса (магнитопровода) при считывании также может осуществляться методом совпадения двух токов $I_x = -I_m/2$ и $I_y = -I_m/2$. Магнитопроводы, на которые поступает лишь один из этих токов, называются полувыбранными. В таких магнитопроводах, если в них хранится 1, происходит частичное разрушение 1, заключающееся в некотором уменьшении остаточной индукции (пунктирная линия на рис. 8.64, б). Считывание всегда происходит с полным разрушением (стиранием) хранившейся в выбранных магнитопроводах информации. Поэтому при необходимости сохранения этой информации она должна быть повторно записана. Если в некотором адресе необходимо записать новую информацию, то необходимо предварительно считать (стереть) хранимую в этом адресе информацию. При воздействии при записи на магнитопровод, находящийся в состоянии $-B_r$, суммарного тока $-I_m/2$ (такой магнитопровод также называется полувыбранным) в нем происходит частичное разрушение 0, заключающееся в некотором увеличении остаточной индукции. В результате при считывании 0 увеличивается амплитуда напряжения помех (e_0 на рис. 8.64, в).

Существуют два основных класса ферритовых ОЗУ: трехмерные, или 3Д, и двухмерные, или 2Д, соответствующие числу проводов («координат»), используемых при записи, а также подкласс класса 2Д. ЗУ этого подкласса принято называть 2,5-мерными, или 2,5Д.

Накопитель (т.е. совокупность запоминающих элементов) трехмерного ОЗУ на Nm -разрядных двоичных чисел обычно состоит из m квадратных матриц, каждая из которых содержит N магнитопроводов и служит для хранения одного разряда всех чисел (рис. 8.65). В таком ЗУ каждый магнитопровод пронизывается по крайней мере тремя проводами (w_x , w_y и w_{zn} на рис. 8.65), а в МОЗУ 3Д промышленного типа, как правило, четырьмя проводами. Провода выбора адреса w_x ($x = 1, 2, \dots, \sqrt{N}$) и w_y ($y = 1, 2, \dots, \sqrt{N}$) проходят через магнитопроводы матрицы соответственно в вертикальных и горизонтальных направлениях. При этом одноименные провода w_x и w_y всех матриц включаются последовательно. Выбор адреса при записи осуществляется путем подачи токов $I_m/2$ в один из вертикальных и в один из горизонтальных проводов каждой матрицы, на пересечении которых расположены магнитопроводы выбранного адреса. Провода записи w_{zn} каждой матрицы проходят через все магнитопроводы данной матрицы. В этот провод подается ток $-I_m/2$, если в данный разряд записывается

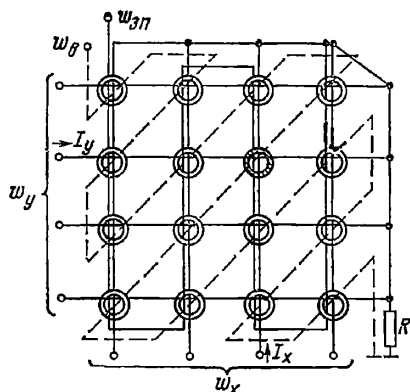


Рис. 8.65. Матрица трехмерного ЗУ на ферритовых магнитопроводах

ся 0. При записи 1 провод записи обесточен. Таким образом, запись всех разрядов слова осуществляется одновременно.

При считывании в провода w_x и w_y , соответствующие выбранному адресу, подаются токи $-I_m/2$. При этом в качестве выходной обмотки, в которой наводится ЭДС $e_n = e_1 + e_n$ или $e_n = e_0 + e_n$, где e_n — ЭДС помехи, обусловленная полувыбранными магнитопроводами, можно использовать провод записи w_{zn} каждой матрицы. В этом случае каждая матрица содержит три провода. Напряжение помехи e_n может быть существенно уменьшено, если предусмотреть специальную выходную обмотку w_n , проходящую через магнитопроводы матрицы по диагоналям таким образом, что ЭДС помехи, вызываемые отдельными полувыбранными магнитопроводами, в значительной мере взаимно компенсируются (см., например, пунктирную линию на рис. 8.65) [8.18].

Основное достоинство трехмерных ЗУ состоит в том, что они позволяют максимально упростить, уменьшить стоимость и повысить надежность электронных устройств выборки, так как использование пороговых свойств магнитопроводов для выбора адреса позволяет использовать лишь $2\sqrt{N}$ ключей для выбора слова. Однако такие ЗУ имеют и существенные недостатки по сравнению с двухмерными: 1) высокий уровень помех при считывании; 2) высокие требования к однородности характеристик ферритовых магнитопроводов и стабильности токов выборки; 3) ограниченное быстродействие; 4) сложность прошивки матрицы, особенно при использовании специальной выходной обмотки.

Время перемагничивания магнитопровода при записи и считывании 1 определяется формулой

$$\tau = S_w / (H_m - H_0),$$

где H_0 — динамическое пороговое поле магнитопровода ($H_0 > H_c$), S_w — коэффициент переклещивания магнитопровода. Для ферритовых магнитопроводов с ППГ в среднем $S_w = 30 \div 40$ мКл/м. Для трехмерных ЗУ обычно $H_m \approx 1,3 H_0$, что соответствует $\tau = S_w / 0,3 H_0$. Таким образом, основной путь повышения быстродействия таких ЗУ наряду с использованием материалов с малым значением S_w со-

стоит в повышении H_c и, следовательно, H_0 . В связи с тем, что с повышением H_0 одновременно увеличиваются напряженность поля H_m и удельные потери при перемагничивании магнитопровода, для ограничения значения $I_m = \pi d H_m$ и мощности, расходуемой на перемагничивание магнитопроводов, с повышением

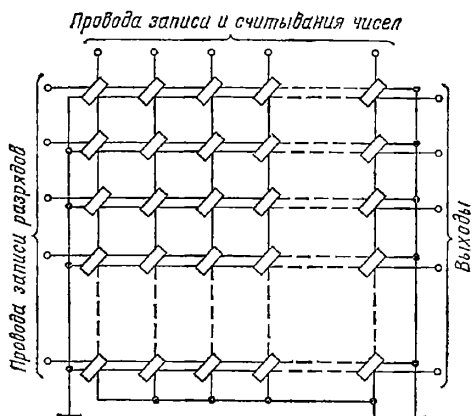


Рис. 8.66. Матрица двухмерного ЗУ на ферритовых магнитопроводах

H_c обычно уменьшают их средний диаметр и высоту. В настоящее время широко используются магнитопроводы с наружным диаметром от 0,4 до 0,8 мм и значениями H_c до 7 А/см.

В связи с указанными недостатками трехмерных ферритовых ОЗУ и развитием полупроводниковых интегральных схем, позволяющих значительно упростить и удешевить схему управления ЗУ, все более широкое применение получили ОЗУ типа 2Д и 2,5Д. В двухмерных ОЗУ (типа 2Д), называемых также ЗУ с линейным выбором, каждая матрица содержит все разряды (магнитопроводы) слов. Каждый магнитопровод пронизывает не более трех проводов: провод записи и считывания чисел, провод записи разряда и провод выхода (рис. 8.66). Последние два провода могут быть совмещены. В этом случае получим двухпроводную матрицу. Считывание выполняется подачей относительно большого отрицательного импульса тока в провод записи — считывания избранного адреса, вследствие чего магнитопроводы всех разрядов этого адреса переводятся в состояние $-B_m < -B_r$. В выходных проводах, проходящих через магнитопроводы всех разрядов, в которых была записана 1, индуцируются импульсы ЭДС. Если в каких-либо магнитопроводах избранного числа хранились 0, то в выходных проводах, проходящих через эти магнитопроводы, индуцируются лишь небольшие помехи. При этом магнитопроводы других адресов (чисел) не подвергаются воздействию импульсных токов и не создают дополнительных помех при считывании. Это обстоятельство позволяет значительно увеличить амплитуду импульсов тока считывания, что уменьшает время считывания и повышает выходной сигнал при считывании 1.

Запись нового числа в данном адресе производится методом совпадения двух токов, один из которых поступает в провод записи

(выбора) числа, другой — в провод записи разрядов. С точки зрения уменьшения помех наиболее выгодным является метод, когда в провод записи числа подается ток $2I_m/3$, а в провод записи разряда — либо $+I_m/3$ при записи 1, либо $-I_m/3$ при записи 0. Поэтому ток в невыбранных магнитопроводах и в магнитопроводах, в которые записывается 0, равен лишь $I_m/3$, что позволяет существенно снизить требования к параметрам магнитопроводов и стабильности токов записи. С точки зрения повышения быстродействия ЗУ при записи более выгодным является подача в провод записи числа тока I_m , а в провод записи разряда тока $+I_m/2$ при записи 1 или тока $-I_m/2$ при записи 0. В этом случае время перемагничивания магнитопроводов при записи 1 уменьшается более чем в 3 раза. Другим направлением совершенствования ОЗУ этого типа является применение двух магнитопроводов на разряд [8.2], что позволяет исключить разрушение информации в полувыбранных магнитопроводах и повысить скорость записи и считывания. Наиболее существенным недостатком ОЗУ является необходимость иметь столько управляемых ключей, сколько чисел содержит ЗУ.

Применяется также ОЗУ, занимающее промежуточное положение между рассмотренным выше (ОЗУ типа 2,5Д), в котором каждый провод выбора адреса при записи и считывании служит для выбора не одного слова (числа), а целой группы из K слов (чисел) в отличие от ЗУ с линейным выбором. С этой целью каждый провод выбора адреса пронизывает все магнитопроводы K слов и матрица на N m -разрядных чисел содержит N/K проводов выбора числа и Km проводов записи разрядов [8.2]. Выбор одной из K групп ячеек, на которые одновременно подан общий ток записи числа, осуществляется путем подачи токов записи разрядов в m разрядных проводов только той группы ячеек, в которую производится запись. В этом случае во избежание разрушения информации в невыбранных ячейках (магнитопроводах) в провод записи (выбора) числа подается ток $I_m/2$, а в провод записи разряда — такой же ток $I_m/2$ только при записи 1. Выбор адреса группы ячеек, соответствующих одному слову при считывании, также осуществляется методом совпадения двух токов, подаваемых в числовой и разрядные провода.

В ЗУ типа 2,5Д обеспечивается более равномерная нагрузка формирователей адресных и разрядных токов, а также уменьшение их количества. Это достигается созданием матрицы, близкой к квадратной, при сохранении общей емкости $C = Nm$ [8.7].

Выходной сигнал на выходном проводе матрицы ЗУ по амплитуде и форме значительно отличается от сигнала, полученного при перемагничивании одного магнитопровода. На рис. 8.67 выходной сигнал матрицы обозначен u_m и равен сумме сигналов помехи полувыбранных магнитопроводов u_n , сигнала от переключающегося (выбранного) магнитопровода e_i и сигнала помехи при считывании нуля e_0 . Как видно, амплитудное значение выходного сигнала определяется суммарным сигналом помехи от полувыбранных магнитопроводов, однако длительность сигнала помехи

существенно меньше общей длительности выходного сигнала матрицы, причем полезный сигнал и помеха разнесены во времени. Последнее обстоятельство позволяет с помощью временного стробирования выделить полезный сигнал на фоне помех [8.2, 8.7, 8.18]. На рис. 8.68 приведена схема усилителя считывания,

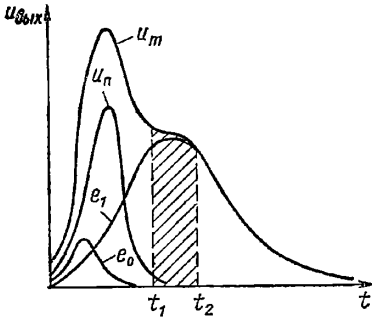


Рис. 8.67. Выходной сигнал матрицы ЗУ

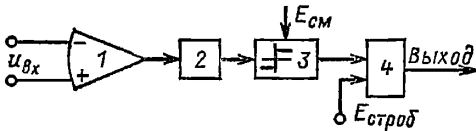


Рис. 8.68. Структурная схема усилителя считывания

содержащего дифференциальный усилитель 1, детектор 2, ограничитель 3 и формирователь выходного сигнала 4. Формирователь выходного сигнала представляет собой логический элемент И, на один из входов которого подается стробирующий сигнал, вырабатываемый в момент окончания переднего фронта импульса тока считывания.

В [8.22] проведена сравнительная оценка различных типов ОЗУ (на ферритовых магнитопроводах) по их внешним характеристикам: емкости, быстродействию, потреблению мощности, допустимому изменению параметров импульсов токов считывания — записи (области устойчивой работы), надежности, массе, объему и стоимости, температурному диапазону. Данные позволяют привести наиболее целесообразные области их использования. Например, систему типа 2Д наиболее целесообразно применять для ЗУ небольшой емкости (до 4 килослов) и в тех случаях, когда необходимо обеспечить наибольшую область устойчивой работы; система 3Д является наиболее дешевой при емкости до 16 килослов; ОЗУ большой емкости рационально строить по схеме 2,5Д и т. д. В табл. 8.10 приведены основные характеристики ОЗУ на ферритовых магнитопроводах современных ЭВМ [8.21].

Самостоятельную группу ЗУ без разрушения информации при считывании составляют устройства на основе магнитопроводов с несколькими отверстиями — трансфлюксорах и биаксах [8.2, 8.7, 8.18]. При этом запись и считывание могут быть организованы либо по схеме 3Д, либо по схеме 2Д. При использовании двухотверстного трансфлюксора [8.2] запись осуществляется точно так же, как в схеме рис. 8.65, с той разницей, что перед каждой новой записью необходимо стереть предыдущую запись путем подачи соответствующих токов в провода выбора адреса или записи. На рис. 8.69, а приведена схема ЗУ на биаксах по типу 2Д. Магнитопроводы одного столбца соответствуют одному числу. При записи в один из вертикальных проводов подается ток $i_a = 2I_m/3$ и одновременно в провода записи разрядов подаются токи $i_p = -I_m/3$ при записи 1 или $i_p = -I_m/3$ при записи 0. В отверстии а расположены три провода, из которых один используется для съема выходного сигнала. В отверстии б располагается

Таблица 8.10. Основные характеристики ОЗУ на ферритовых сердечниках

Характеристики	Тип ЭВМ							
	ЕС-1010	ЕС-1020	ЕС-1030	ЕС-1040	ЕС-1050	ПКЗ ЕС-1050	БЭСМ-6	«Минск-32»
Емкость модуля, кбайт	8	64	128	256	256	8	24	64
Число модулей	1—8	1—4	1—4	1—4	1—4	1	1—8	1—4
Количество разрядов, бит	—	18	36	72	72	72	50	37
Период обращения, мкс	—	2	1,25	1,35	1,25	0,9	2	5
Время выборки, мкс	—	0,85	0,8	0,45	0,9	0,5	0,9	2,2
Среднее время наработки на отказ, ч	—	2000	2000	—	2000	—	—	—
Потребляемая мощность, кВт	—	—	—	18	—	—	3	0,45
Температурный диапазон, °С	—	5—40	5—40	—	5—40	5—40	—	10—35
Материал сердечника	—	3 ВТ	5 ВТ	—	5 ВТ	5 ВТ	2 ВТ	2 ВТ
Наружный диаметр сердечника, мм	—	0,8	0,6	—	0,6	0,6	1,0	1,4
Способ организации блока памяти	—	2,5 Д	2,5 Д	—	2,5 Д	2 Д	3 Д	3 Д
Количество проводов в окне сердечника	—	3	3	—	3	3	4	4

обмотка (провод) считывания. Для рассматриваемой схемы цикл считывания может составлять лишь 0,1 мкс. Цикл записи значительно больше (3—10 мкс), что объясняется тем, что во время записи на выходной обмотке наводится сигнал помехи e_0 большой амплитуды (рис. 8.69, б), которая должна умень-

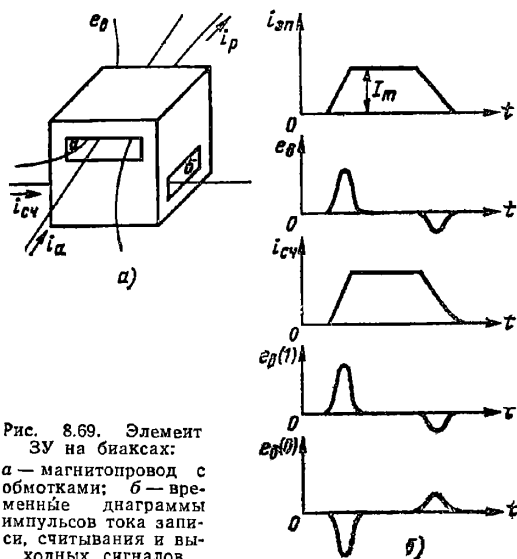


Рис. 8.69. Элемент ЗУ на биях: а — магнитопровод с обмотками; б — временные диаграммы импульсов тока записи, считывания и выходных сигналов

шиться практически до нуля, прежде чем станет возможным производить считывание информации.

В [8.2, 8.18] рассмотрено несколько других устройств на многоотверстных магнитопроводах, в том числе с управлением полными токами и неразрушающим считыванием.

Одним из направлений повышения быстродействия и одновременно уменьшения потребляемой мощности ОЗУ является уменьшение диаметра ферритовых магнитопроводов. Однако применение магнитопроводов с диаметром меньше 0,2—0,3 мм ограничивается затруднениями, возникающими при автоматизации процессов разбраковки и прошивки проводов при сборке матриц. Поэтому попытки применения ферритовых и металлических пластин, плоских и цилиндрических тонких пленок [8.2, 8.7, 8.18] отражают тенденцию развития магнитных цифровых ЗУ — переход от отдельных магнитопроводов или магнитопроводов для хранения каждого двоичного разряда к интегральным магнитным элементам, позволяющим в одном ферритовом теле хранить большой объем двоичной информации. Интегральная (групповая) технология применяется при создании ЗУ на основе многоотверстных ферритовых пластин, сплошных ферритовых пластин, плоских и цилиндрических магнитных пленок и т. п. Однако интегральная технология изготовления матриц ЗУ имеет существенный недостаток, заключающийся в том, что наличие даже одного недоброкачественного элемента нарушает работоспособность всей матрицы. Преодоление действия этого недостатка интегральной (групповой) технологией изготовления матриц может быть достигнуто путем введения дополнительных

(запасных) элементов, образующих столбцы или строки.

Кроме того, интегральная технология дает наибольший технико-экономический эффект лишь в том случае, если все операции изготовления матрицы, включая «ее прошивку» проводами выборки и выхода, осуществляются в едином «интегральном» технологическом процессе. В этом отношении наибольшие успехи достигнуты в области создания магнитных ЗУ на основе тонких цилиндрических магнитных пленок (ЦМП), наносимых гальваническим путем на разрядные провода, выполняющие одновременно функции выходных проводов при считывании [8.2]. При этом для изготовления числовых проводов используются методы ткацкого производства или тонкопленочной технологии. Достоинствами ОЗУ на ЦМП являются более высокое быстродействие, чем у ферритовых ЗУ, ввиду того, что перемещение ячеек памяти осуществляется путем быстротекучего процесса вращения направления намагниченности, и возможность осуществления считывания без разрушения информации. В ряде отечественных ЭВМ ЗУ на ЦМП получили применение.

8.9. УСТРОЙСТВА ПАМЯТИ НА ПОДВИЖНЫХ МАГНИТНЫХ ДОМЕНАХ (МАГНИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ЗУ)

Магнитные интегральные ЗУ принципиально возможно осуществить на подвижных доменах двух типов: 1) плоских магнитных доменах (ПМД); 2) цилиндрических магнитных доменах (ЦМД).

Рассмотренные в § 8.7 цифровые элементы (регистры сдвига) на ПМД вместе с другими известными устройствами, обеспечивающими работоспособность логических элементов на ПМД (управление, считывание, стирание и др.), а также переключателями, дешифраторами и другими элементами на ПМД [8.3] представляют основу для создания интегральных ЗУ на ПМД. Предельная плотность размещения цифровых элементов на ПМД определяется размерами каналов и минимально допустимым расстоянием между ними и по данным [8.3] может достигнуть 1000 бит/см². Быстродействие устройств на ПМД определяется размерами структуры, в которой перемещаются ПМД. Предельная скорость движения боковых границ не превышает 5·10⁴ см/с, и при совершенствовании технологии предполагается повысить быстродействие до 10⁶ бит/с.

Значительно большие перспективы в направлении повышения плотности размещения информации, увеличения быстродействия и уменьшения стоимости представляют доменные устройства хранения цифровой информации, создаваемые на базе магнитных пленок с одноосной анизотропией в направлении, перпендикулярном поверхности пленки. В таких пленках возможно путем воздействия постоянного поля смещения, создаваемого постоянным магнитом, получить магнитные домены, имеющие в статическом состоянии цилиндрическую форму (ЦМД). При воздействии внешнего управляющего (продвигающего) поля возможно изменять их расположение, однако ЦМД сохраняют свои размеры, форму

и положение после снятия управляющего внешнего поля. Размер (диаметр) ЦМД часто не превышает 2—3 мкм, что позволяет получить плотность размещения информации свыше $5 \cdot 10^5 - 10^6$ бит/см² на одном кристалле.

Запоминающее устройство на ЦМД обычно включает четыре группы элементов [8.4,

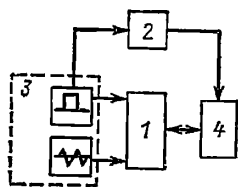


Рис. 8.70. Структурная схема организации ЗУ ЦМД

8.5] (рис. 8.70): 1 — кристалл со схемами генерации (ввода), продвижения, раздвоения и переключения ЦМД, считывания и стирания, 2 — устройство управления, обеспечивающее синхронную работу всего накопителя и его связь с внешним ЗУ или процессором, 3 — источники питания (формирователи импульсов тока управления и вращающегося поля), 4 — устройство связи с другими системами памяти ЦВМ (через устройство управления).

Основной структурной единицей доменной ЗУ является кристалл (иногда его называют чип), представляющий собой функционально законченную интегральную схему с размещенными на нем элементами ввода, регистрами хранения и связи, элементами продвижения (управления) информации, переключающими элементами (ключами), обеспечивающими режим записи и вывода информации, устройствами считывания и стирания. Один или несколько кристаллов устанавливаются в корпус, содержащий также обмотки, служащие для создания вращающегося управляющего поля, и магнитную систему для создания постоянного поля смещения. Корпус, который также служит магнитным экраном, вместе со всеми входящими в него элементами принято называть доменной микросборкой.

На рис. 8.71 приведен ряд примеров организации кристаллов ЦМД, в которых накопители представляют собой n закольцованных регистров сдвига (хранения) PX , объединенных посредством регистра связи PC . Регистры хранения могут быть расположены с одной стороны одного общего PC (рис. 8.71, а). Широкое применение находят схемы с двумя PC , расположенными на противоположных концах регистров хранения (рис. 8.71, б). Один PC служит для ввода записываемой информации, а второй — для вывода считываемой информации. Такая организация накопителя позволяет уменьшить среднее время выборки и записи информации в произвольный адрес. Считывание может осуществляться без вывода информации из PX . Для этого последние связаны с регистром вывода через элементы раздвоения (репликации) ЦМД (P). При подаче соответствующего токового сигнала на эти элементы, находящиеся в PX , ЦМД в элементах P (рис. 8.71, б) раздваиваются и один из каждой пары образовавшихся ЦМД остается в PX , а второй переходит в регистр связи, служащий для вывода информации на считывающее устройство D . Путем подачи уп-

равляющего импульса с другими параметрами на элементы P можно полностью вывести ЦМД из PX без их раздвоения, освобождая, таким образом, место для записи новой информации в регистрах хранения. Другой способ ввода новой информации, используемый, например, в схеме рис. 8.71, а, состоит в вы-

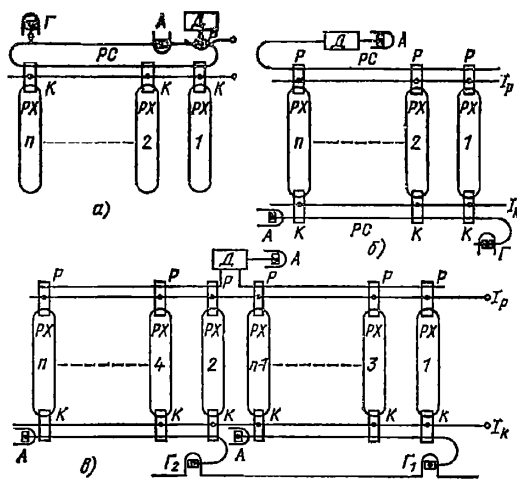


Рис. 8.71. Структурные схемы организации ЗУ ЦМД на кристалле:

а — с одним регистром связи; б — с двумя регистрами связи (ввода и вывода информации); в — с двумя одинаковыми группами регистров хранения и автономными регистрами ввода и вывода информации

полнения ключей K в виде ключей обмена: одновременно с вводом информации из PC в PX выводится информация из последних в первый. Такой способ может быть использован и в схеме рис. 8.71, б. В схеме рис. 8.71, а имеется лишь один элемент раздвоения P , связывающий PC со считывающим устройством D . Поэтому считываемая информация может быть снова записана в PX . Особенною работой схем с ключами обмена и раздвоителями ЦМД является то, что в PC как при записи, так и при считывании каждая вторая позиция должна быть свободной, т. е. при частоте движения информации по PX , равной f , частота ввода и вывода информации вдвое меньше. Этот недостаток легко устраняется путем разбиения PX на две одинаковые группы со своими регистрами ввода и вывода (рис. 8.71, в). В одну группу вводятся все нечетные разряды (слова), в другую — все четные разряды (слова) записываемой информации. Каждая группа имеет свой генератор (схему ввода), в то время как регистры вывода могут работать на общее устройство считывания.

Наряду с рассмотренными вариантами структуры кристалла (накопителя) имеется много других модификаций, преследующих цель сохранения вводимой информации при внезапном (аварийном) отключении питания, повышения быстродействия ЗУ при тех или иных конкретных условиях работы, упрощения производства ЗУ, уменьшения потребляемой мощности и т. п. Например, с целью повышения выхода годных кристаллов, а также

для использования кодов, исправляющих ошибки, как правило, предусматриваются избыточные PX . Отдельный регистр часто используется для хранения адресов неисправных регистров, кода начала отсчета адресов в PC и другой служебной информации. Остальные обозначения на рис. 8.71, a : K — управляемые переключатели (ключи), G — генератор ЦМД, D — считывающее устройство, A — устройство стирания.

Для организации поступательного продвижения ЦМД вдоль регистров наиболее часто используется взаимодействие поля магнитного домена с магнитными полями, создаваемыми ферромагнитными (пермалловыми) аппликациями, переманиваемыми общим внешним вращающимся магнитным полем [8.2, 8.4, 8.5, 8.7].

На рис. 8.72, a — d показаны аппликации Т-образной формы, применявшиеся в на-

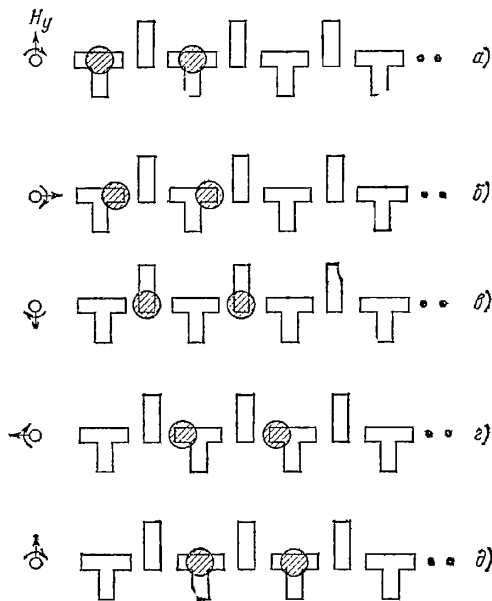


Рис. 8.72. Пример элементов продвижения ЦМД Т-образной формы

чальной стадии развития доменных устройств на основе ЦМД [8.2, 8.4, 8.5], и продвижение ЦМД за один оборот вращающегося магнитного поля. В настоящее время широкое применение находят другие формы управляющих пермалловых аппликаций, в первую очередь асимметричные шевроны и полудиски (рис. 8.73, a и b), которые обеспечивают более широкую область устойчивой работы и большее быстродействие. Важное достоинство таких продвигающих элементов состоит в том, что они имеют лишь один немагнитный зазор между элементами на один период продвижения ЦМД, размер которого менее критичен, чем для структуры на рис. 8.72, что уменьшает требования к разрешающей способности процессов фотолитографии.

Существуют три способа построения генераторов (G) ЦМД. Первый из них состоит в том, что посредством импульса тока, протекающего по проводнику, расположенному на по-

верхности кристалла и имеющего форму узкой петли, создается местное уменьшение суммарного магнитного поля, действующего на кристалл, достаточное для зарождения ЦМД, который поступает на регистр ввода. Второй способ основан на том, что при достаточно больших размерах пермаллового элемента,

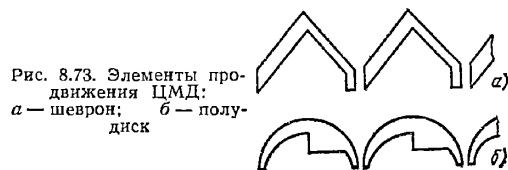


Рис. 8.73. Элементы продвижения ЦМД:
 a — шеврон; b — полудиск

расположенного на поверхности кристалла, его поле рассеяния оказывается достаточным для самозарождения ЦМД под краем этого элемента. В этом случае генерация ЦМД осуществляется путем деления этого домена на два импульсом тока, поступающим в требуемые моменты времени. При этом второй ЦМД, полученный в результате деления домена-зародыша, направляется в регистр ввода. Третий способ является разновидностью второго и состоит в том, что при соответствующем взаимном расположении пермаллового элемента, под которым самозарождается ЦМД, и входа регистра ввода 1 раз за каждый цикл вращения управляющего поля за счет захвата домена-зародыша, его растяжения и самоделения, как это схематически показано на рис. 8.74, на входе регистра ввода образуется новый ЦМД. По существу в данном случае имеет место генератор единиц. Если требуется записать 0, то в токовую петлю, расположенную на пути движения ЦМД, в необходимый момент подается импульс, вызывающий аннигиляцию (стирание) домена (создается настолько сильное местное суммарное поле, что ЦМД не могут существовать). Такие устройства стирания (аннигиляторы) называются активными. Они могут быть расположены и в других точках интегральной схемы. В схемах рис. 8.71 они обозначены буквой A .

На рис. 8.75 показано пассивное устройство стирания (аннигиляции), образованное пермалловой аппликацией, имеющей форму диска. Захваченный информационный домен поглощается доменом, находящимся ранее под пермалловым диском. Возможны другие схемы стирающих устройств, например на основе ферромагнитной аппликации удлиненной L -образной формы [8.4], в которой при изменении вращающегося поля диаметр ЦМД постепенно уменьшается до размера, меньше критического, при котором домен аннигилирует.

Считывающее устройство (D) предназначено для обнаружения наличия или отсутствия ЦМД в определенных точках кристалла, в которых осуществляется вывод информации. Хотя принципиально применимы три группы методов, основанные соответственно на использовании явления электромагнитной индукции, гальваномагнитных и магнитооптических явлений [8.2, 8.4, 8.5], практическое применение в ЗУ на ЦМД получили лишь устройства считывания на основе магниторезистивных датчиков, выполненных с использованием пермалловых пленок того же состава, что и управ-

ляющее (продвигающее) покрытие (аппликации). Магнитно-оптические эффекты широко используются лишь на этапах разработки и экспериментального исследования кристалла (интегральной схемы) ЦМД накопителя.

Магниторезистивный эффект (см. § 5.2) заключается в том, что под действием внешнего магнитного поля изменяется траектория дви-

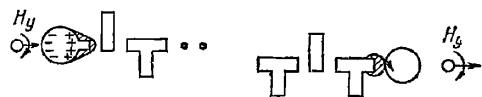


Рис. 8.75

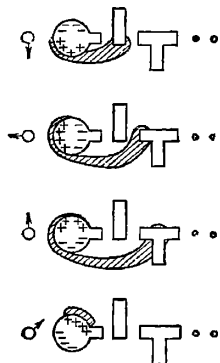


Рис. 8.74

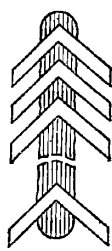


Рис. 8.76

Рис. 8.74. Генератор ЦМД и процесс формирования автономного домена во времени

Рис. 8.75. Пассивное устройство стирания (аннигиляции) ЦМД

Рис. 8.76. Расширитель ЦМД типа шеврона

жения носителей зарядов в проводящих телах, что приводит к повышению их активного сопротивления. Относительное изменение сопротивления зависит от физических свойств и геометрической формы проводника, напряженности внешнего поля и его направления относительно тока в проводнике. С целью упрощения технологии изготовления ЦМД-интегральной схемы (уменьшения количества операций фотолитографии и совмещения) в качестве магниторезистивного датчика используют пермаллоевые элементы, изготавливаемые методом фотолитографии из того же исходного слоя одновременно с другими (управляющими) пермалловыми элементами кристалла. Даже в отсутствие ЦМД вращающееся управляющее поле вызывает периодическое изменение активного сопротивления пермаллового датчика. Для уменьшения влияния управляющего поля датчик выполняется в виде двух одинаковых пермалловых магниторезистивных элементов, включаемых в смежных плечах мостовой схемы. Приращение напряжения на выходе датчика под действием считываемого ЦМД $\Delta U(1) \approx \alpha R_0 I_0$, где R_0 — сопротивление одного плеча датчика; I_0 — ток датчика и α — относительное изменение сопротивления одного плеча датчика под действием поля рассеяния ЦМД. Обычно $\alpha = 0,01 \div 0,02$. Ток I_0 ограничен допустимой мощностью рассеяния P . При заданном значении $P = R_0 I_0^2$ величина $\Delta U(1)$ растёт пропорционально $\sqrt{R_0}$. Поскольку толщина датчика задана (определяется толщиной эле-

ментов продвижения ЦМД), а его минимальная ширина определяется разрешающей способностью фотолитографии и тем, что датчик также служит элементом продвижения ЦМД, для повышения R_0 идут по пути удлинения датчика. При этом необходимо также увеличивать длину считываемого ЦМД, превращая его в длинный полосовой домен, растянутый в направлении, перпендикулярном направлению движения ЦМД. Растяжение ЦМД обычно осуществляется посредством шевронных продвигающих элементов, число которых на один период продвижения увеличивается от одного до нескольких десятков или даже сотен в области детектора, который обычно представляет собой последовательно соединённые шевроны (рис. 8.76). Такое считывающее устройство позволяет получить выходной сигнал $\Delta U(1)$ порядка нескольких милливольт даже при исходном диаметре ЦМД 1,8—2 мкм и отношении сигнал/помеха порядка пяти.

В ЦМД-интегральных схемах используют различные виды переключающих устройств (ключей) K , служащих для осуществления обмена информацией между PC и PX , а также для считывания информации без стирания. Последняя операция, как уже отмечалось, осуществляется при помощи элементов раздвоения P . Эти же элементы путем изменения параметров управляющих токов часто также могут работать в качестве ключей одновременного обмена информацией между PC и PX или (и) ключей разновременной передачи ЦМД из PC в PX или наоборот. Существуют специализированные ключи, реализующие только функцию обмена информацией между двумя регистрами или функцию передачи информации ЦМД из одного регистра в другой в том или ином направлении. Реализация таких ключей проще, чем универсальных ключей, они обычно имеют более широкую область устойчивой работы и потребляют меньшую мощность (при токовом управлении), чем ключи-раздвоители.

Ключи обмена K ЦМД и ключи передачи ЦМД из одного регистра в другой могут быть пассивными, т. е. работать без токового управляющего сигнала, используемого в активных ключах. В первом случае управление работой ключа осуществляется путем кратковременного изменения направления продвижения ЦМД. Этот метод может быть использован только в случае симметричных продвигающих элементов типа изобогнутых на рис. 8.72 или типа Y — Y и др. Преимущественное применение получили активные ключи, для которых существуют многочисленные варианты, зависящие не только от реализуемых функций, но и от используемых элементов продвижения ЦМД. Простейший пример токового ключа применительно к T — I продвигающим элементам приведен на рис. 8.77. Здесь на T -образную перемычку воздействует поле, создаваемое проводником с импульсным током, подаваемым синхронно с вращающимся полем. Например, при отсутствии импульса тока управления домен под воздействием поля продвижения будет перемещаться по регистру AB . Если теперь в момент, когда домен находится в позиции I , подать импульс тока в проводник, находящийся под перемычкой, то домен будет удерживаться в положении I до момента времени, по-

ка вектор вращающегося поля не достигнет позиции 4. Если в этот момент снять импульс тока управления, то под действием вращающегося поля домен перейдет в позицию 3 регистра CD и будет перемещаться вдоль этого регистра. Рассмотренные управляемые переключатели могут служить основой для построения распределителей, переключателей ЦМД матричного типа и др. [8.4].

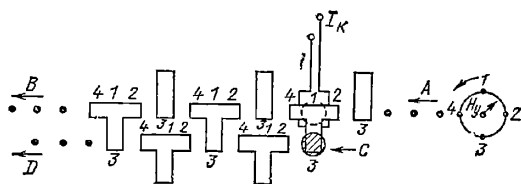


Рис. 8.77. Токовый ключ на Т-1-продвигающих элементах ЦМД

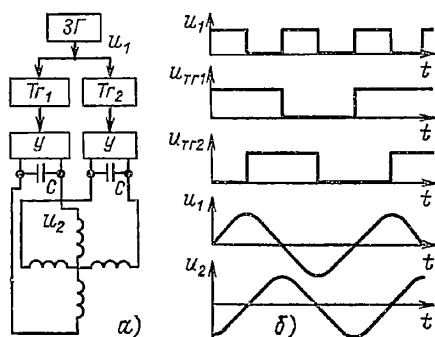


Рис. 8.78. Генератор продвижения ЦМД: а — схема; б — временные диаграммы напряжений в элементах

Вращающееся поле управления (продвижения) ЦМД создается токами в двух катушках, расположенных перпендикулярно относительно друг друга и обтекаемых токами, сдвинутыми по фазе на 90° . На рис. 8.78, а приведена схема генератора и на рис. 8.78, б — временные диаграммы, поясняющие работу ее элементов. Задающий генератор (мультивибратор) $ЗГ$ вырабатывает последовательность импульсов частотой, вдвое превышающей тактовую частоту (продвижения), и работает на два триггера ($T_{Г1}$ и $T_{Г2}$), один из которых, например $T_{Г1}$, запускается передним фронтом, а другой ($T_{Г2}$) — задним фронтом импульсов задающего генератора. В результате на выходе триггеров образуются импульсы с частотой, в 2 раза меньшей частоты задающего генератора. Импульсы с выхода триггеров используются для управления двухтактным усилителем мощности, нагрузкой которых являются катушки индуктивности, которые совместно с конденсатором C образуют колебательный контур (последовательного или параллельного типа), настроенный в резонанс с тактовой частотой поля продвижения.

Управляющие воздействия, обеспечивающие работоспособность доменного ЗУ (ввод

информации, считывание, стирание и др.), должны быть жестко синхронизированы с вращающимся полем продвижения. Эта задача существенно упрощается при работе генератора в так называемом стартстопном режиме. В этом случае выходной двухтактный каскад формирователей можно выполнить в виде мостовой схемы на транзисторах в ключевом режиме (рис. 8.79). В одну из диагоналей моста вклю-

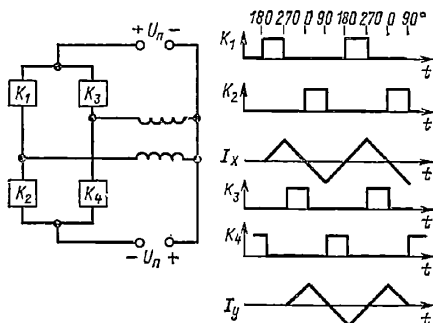


Рис. 8.79. Структурная схема генератора продвижения ЦМД мостового типа на транзисторах в ключевом режиме

чаются катушки индуктивности, и при питании моста двумя разнополярными источниками напряжения токи в катушках будут сдвинуты по фазе на 90° и будут изменяться практически по линейному закону (треугольной формы). В этом случае отпадает необходимость в применении резонансного контура, что упрощает схему, повышает стабильность и надежность ее работы.

8.10. МАГНИТООПТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА И ЗУ

Магнитооптические устройства основываются на использовании магнитооптического эффекта Фарадея или Керра. Первый заключается в том, что при прохождении линейно-поляризованного света через среду, в которой действует магнитное поле, плоскость поляризации поворачивается на некоторый угол $\theta = V H_{\parallel}$, где V — коэффициент пропорциональности, характеризующий среду и зависящий от длины волны λ ; l — длина пути светового луча в веществе; H_{\parallel} — напряженность поля, направленного параллельно лучу света. Для ферромагнетиков θ зависит от намагниченности, и эффект Фарадея проявляется в значительно большей степени, чем для неферромагнитных веществ. Применительно к ферромагнитным материалам толщиной l , намагниченным до насыщения в направлении луча линейнополяризованного света, получим $\theta = Fl$, где F — магнитооптический коэффициент Фарадея, измеряемый в $^\circ/\text{см}$. Максимально допустимая толщина ферромагнетика определяется допустимым поглощением света $P = \alpha l$, где α — коэффициент поглощения (см^{-1}). Отношение $\theta/P = F/\alpha = Q$ называют магнитооптической добротностью материала. Чем выше значение Q , тем лучше данный материал подходит для создания различных магнитооптических устройств.

Естественно, что материал должен обладать определенным сочетанием других магнитных свойств, необходимых для построения соответствующих магнитных устройств. Например, наиболее высокие значения Q (порядка 2000° при 60 К и $\lambda=1200$ нм) имеет EuO , но только в области весьма низких (криогенных) температур. Материалы с высокими значениями α , например MnBi ($F=1,4 \cdot 10^5$ °/см и $\alpha=3,4 \times 10^5$ см⁻¹ при $\lambda=630$ нм), могут быть использованы лишь в виде тонких, достаточно прозрачных пленок. Весьма перспективными для построения магнитооптических устройств, использующих эффект Фарадея, являются висмутсодержащие феррит-гранатовые пленки, сочетающие высокие значения F с малыми значениями α [8.5, 8.6]. Поскольку такие материалы являются носителями подвижных цилиндрических магнитных доменов, представляется возможным на их основе создать магнитооптические дисплеи, перестраиваемые транспаранты для голографической записи и другие устройства на основе управляемой генерации и перемещения ЦМД.

Магнитооптический эффект Керра состоит в том, что при отражении линейнополяризованного света от поверхности намагниченного тела плоскость поляризации поворачивается на некоторый угол, зависящий от намагниченности и ее направления. Для ферромагнетиков угол поворота не превышает 10°, и с целью его увеличения поверхность ферромагнетика покрывают диэлектрической пленкой. Ввиду малых количественных значений эффекта Керра его используют главным образом для исследования статических и динамических свойств тонких магнитных пленок и монокристаллов.

Наиболее заманчивым является использование магнитооптического эффекта Фарадея для считывания магнитных ЗУ с высокой плотностью размещения информации (10^7 — 10^8 бит/см²). Применительно к обычной магнитной записи на магнитную ленту магнитооптическое считывание позволяет устранить износ ленты и считывающей головки, имеющей место при многократном считывании одной записи, повысить допустимую плотность записи и отношение сигнал/помеха. Аналогично может быть повышена плотность записи на магнитный диск и, что особенно важно, значительно уменьшено время выбора заданной дорожки при считывании из-за малой инерционности оптоэлектронных методов отклонения считывающего луча. Еще более привлекательным является построение магнитооптических ЗУ с большой плотностью хранения информации и быстрой выборкой по заданному адресу без механического движения, а также магнитных голографических ЗУ. Основной проблемой здесь является не считывание, а магнитооптическая запись. Хотя известны магнитные материалы, изменяющие свойства непосредственно под действием света, этот эффект настолько мал, что он еще не может быть использован для записи информации. Во всех созданных до сих пор преимущественно экспериментальных магнитооптических ЗУ для записи используется тот или иной термомагнитный эффект: лазерный луч света от электронной отклоняющей системы подается на небольшой участок (например, диаметром 1—2 мкм) поверхности тонкой магнитной пленки, нагревая его до такой темпе-

ратуры, при которой действующее на пленку слабое магнитное поле может необратимо изменить магнитное состояние, осуществляя запись. Аналогичный принцип термомагнитной записи используется для записи голограмм на тонкую магнитную пленку.

Основным препятствием на пути создания магнитооптических ЗУ с произвольной выборкой с термомагнитной записью является отсутствие достаточно эффективных электронных (немеханических) систем для прецизионного отклонения с малыми потерями лазерного луча по двум взаимно перпендикулярным направлениям. В системах термомагнитной записи голограмм основным ограничением в настоящее время является большая мощность источника света, необходимая для осуществления записи на имеющиеся в настоящее время маг-

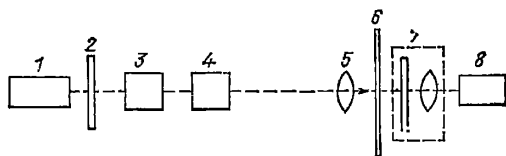


Рис. 8.80. Схема магнитооптического устройства считывания на основе эффекта Фарадея

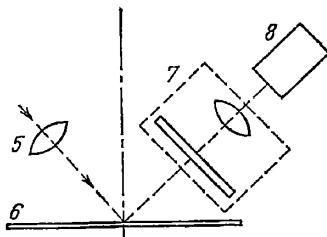


Рис. 8.81. Схема магнитооптического устройства считывания на основе эффекта Керра

нитные материалы, пригодные для использования в качестве стираемых носителей голограмм.

В заключение приведем принципиальные схемы осуществления магнитооптического считывания двоичной информации и исследования доменной структуры тонких магнитных пленок на основе использования эффектов Фарадея (рис. 8.80) и Керра (рис. 8.81). В схеме рис. 8.80 в случае считывания двоичной информации монохроматический свет, например от лазера (1), линейно поляризуется (2), в случае необходимости модулируется (3) и после прохождения отклоняющей системы (4) фокусируется (5) на соответствующую ячейку прозрачного носителя информации (6). В дальнейшем луч проходит через анализатор (7) и поступает на фотоприемник (8), в качестве которого используется фотодиод, фототранзистор или фотоэлектронный умножитель. Анализатор устанавливается таким образом, чтобы при считывании 0 свет совсем не проходил через него, и лишь при считывании 1 свет поступал на фотоприемник.

Устройство считывания, основанное на использовании эффекта Керра (рис. 8.81), отличается от устройства рис. 8.80 тем, что в нем используется отраженный луч света.

8.11. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ

Запоминающие устройства большого объема (10^8 — 10^{10} бит) основываются на использовании записи информации на магнитную поверхность большой площади, причем информация в вычислительном процессе ЦВМ непосредственно не используется, а передается в оперативное ЗУ (ОЗУ) и затем в арифметическое устройство цифровой машины. Поэтому ЗУ такого типа иначе называются внешними ЗУ (внешней памятью, ВЗУ или накопителем). В качестве носителей для запоминания двоичной информации во ВЗУ применяют ферромагнетики, нанесенные на поверхность лент, барабанов, дисков и карт (жетонов). Запись, считывание и стирание информации в таких устройствах производится при помощи магнитных головок.

Магнитный носитель современных ВЗУ представляет собой порошковое или гальваническое покрытие, нанесенное на немагнитную основу (подложку). Для лент и карт основой служит синтетическая эластичная пленка, которая первоначально изготавливалась из ацетилцеллюлозы (триацетат, диацетат) толщиной 50—120 мкм. В последнее время более широко применяется пленка на основе лавсана (полиэтилентерфталат) или лютивтерма (поливинилхлорида) толщиной 25—40 мкм, отличающаяся лучшими механическими свойствами. Магнитное покрытие большинства современных магнитных носителей наносится на подложку в виде ферролака, состоящего из мелкодисперсного ферромагнитного порошка (70—80 % по объему) и немагнитной связки. В качестве магнитного порошка используют γ - Fe_2O_3 , в том числе с добавками Co, CrO_2 и др. В зависимости от технологии изготовления, химического состава и размеров частиц можно изменять магнитные свойства порошков в широких пределах. Предельная плотность записи растет с повышением коэрцитивной силы H_c магнитного слоя и уменьшением его толщины, для чего необходимо применять магнитные материалы с повышенными значениями максимальной остаточной индукции B_r . Обычно H_c растет с уменьшением линейных размеров магнитных частиц, что целесообразно также с целью уменьшения абразивности и износостойкости магнитных лент и обеспечивается соответствующими технологическими приемами. Одним из путей создания магнитных лент с повышенной плотностью записи и гладкой поверхностью, что также необходимо для уменьшения уровня собственных шумов лент, является нанесение на подложку тонкого высококоэрцитивного металлического ферромагнитного слоя микронной толщины методом химического осаждения (например, РСо и др.).

Порошки γ - Fe_2O_3 могут быть получены с кубической или игольчатой формой частиц (отношение длины к диаметру 10:1). В последнем случае в процессе нанесения магнитного слоя игольчатые частицы ориентируются вдоль направления движения ленты (записи), что приводит к уменьшению внутреннего размагничивающего фактора ленты, улучшению ее магнитных свойств (повышаются H_c и B_r) и повышению качества поверхности.

Качество и размеры магнитных лент, а

также способы размещения и записи информации на ней определяются государственными стандартами и соответствуют рекомендациям СЭВ и ИСО (международной организации по стандартизации), что обеспечивает взаимозаменяемость магнитных лент и возможность обмена информацией между организациями путем обмена лент с записями. Для накопителей цифровой информации на магнитной ленте приняты ширина ленты 12,7 мм, толщина 45—55 мкм при длине до 750 м. Магнитные ленты хранят и используют намотанными на специальные катушки рабочим слоем внутрь. В начале и конце ленты на нерабочей поверхности наклеиваются тонкие металлические покрытия или прозрачные пленки с такими покрытиями, которые называются маркерами начала и конца ленты. Они имеют длину 30 мм, ширину 4,8 мм, толщину не более 15 мкм и служат для сигнализации приближения края ленты. Магнитные барабаны и диски имеют (преимущественно) металлическое покрытие, наносимое гальваническим способом. Подложка в барабанных ВЗУ обычно изготавливается из меди, а основа для диска с целью уменьшения массы выполняется из алюминиевых сплавов, на которые перед покрытием наносится медный или латунный подслои. В качестве магнитного покрытия используются сплавы никель-кобальтовый $H_c = (16 \pm 20) \cdot 10^3$ А/м, $B_r = 0,4 \pm 0,6$ Тл; кобальт-никель-фосфорный $H_c = (55 \pm 65) \times 10^3$ А/м, $B_r = 0,4 \pm 0,6$ Тл; кобальт-вольфрамовый $H_c = (28 \pm 40) \cdot 10^3$ А/м, $B_r = 0,3 \pm 0,5$ Тл. Толщина рабочего слоя гальванических покрытий колеблется от 2 до 10 мкм.

Запись двоичной информации на подвижный носитель осуществляется путем перемагничивания участка поверхности с практически прямоугольной формой петли гистерезиса (либо предварительно размагниченного, либо намагниченного до насыщения) полем, возникающим в зазоре записывающей головки при протекании по ее обмотке импульса тока прямоугольной формы. При этом записанная информация в носителе сохраняется в виде участков остаточной намагниченности различных знаков ($+B_r$ или $-B_r$), располагающихся вдоль дорожки. Записанная информация может храниться неограниченно долго. Различают продольный, поперечный и перпендикулярный способы намагничивания (рис. 8.82, а—в), определяемые расположением зазора записывающей головки и характеризующиеся направлением вектора остаточной намагниченности относительно подвижного носителя, но наиболее широко применение находит способ продольного намагничивания, показанный на рис. 8.82, а [8.21]. Магнитная головка кольцевого типа (наиболее широко применяемая) представляет собой магнитопровод из магнитного-мягкого материала с малым рабочим (немагнитным) зазором, обращенным к магнитному носителю.

Находят применение различные системы магнитной записи двоичной информации на магнитную ленту. В простейшем случае перед записью стирающая головка, расположенная перед головкой записи относительно движения ленты (рис. 8.83, а), приводит рабочий слой ленты в состояние остаточной намагниченности $-B_r$. При записи 1 в обмотку записывающей головки подается прямоугольный импульс

тока, создающий между полюсами головки, разделенными немагнитным зазором, магнитное поле записи, которое вызывает соответствующее изменение намагниченности участка носителя, находившегося под зазором в течение интервала записи, от $-B_r$ до $+B_r$. Повторная запись 1 может быть осуществлена лишь через некоторый промежуток времени (паузу t_n), необходимый для образования участка достаточной протяженности с намагниченностью $-B_r$. Это объясняется тем, что головка считывания реагирует не на значение остаточной на-

магниченности ленты, а лишь на скорость его изменения (рис. 8.83, б):

$$e_{сч} \approx C \frac{dB}{dt} = C v \frac{dB}{dx},$$

где dB/dx — скорость (градиент) изменения остаточной намагниченности ленты вдоль дорожки записи. Коэффициент C зависит от параметров магнитной головки, длины (протяженности) записанного сигнала ($-B_r$ и $+B_r$) и др.

Более широкое применение получила магнитная запись без возвращения к нулю (БВН), позволяющая существенно повысить плотность записи. Сущность этого метода состоит в том, что при записи магнитное состояние ленты из-

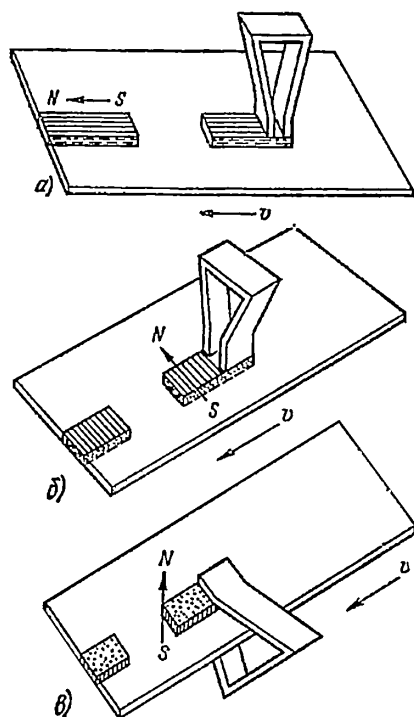


Рис. 8.82. Методы записи информации на подвижном носителе:

а — продольный; б — поперечный; в — перпендикулярный

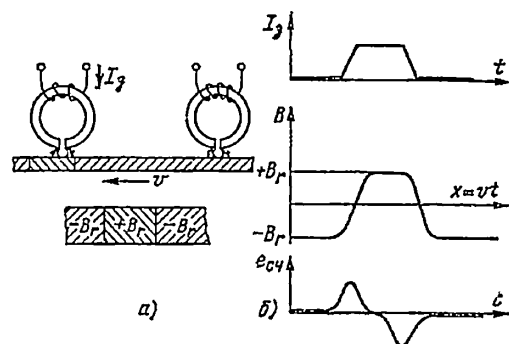


Рис. 8.83. Запись с предварительным намагничиванием носителя:

а — принципиальная схема; б — форма сигналов при считывании информации

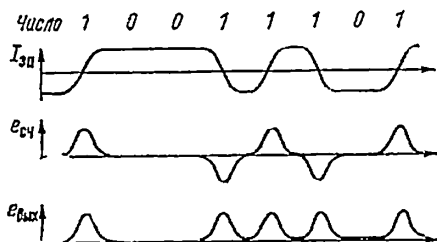


Рис. 8.84. Пример записи кода на подвижный носитель без возвращения к нулю

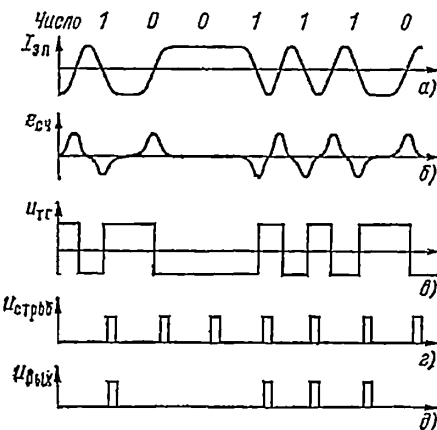


Рис. 8.85. Пример записи кода при использовании метода фазового кодирования и временные диаграммы:

а — тока записи; б — выходного напряжения считывающей головки; в — г — напряжения на выходе (формирователя) выходного сигнала

меняется на обратное лишь в тех случаях, когда записывается 1, при этом, как и в предыдущем случае, стирающая головка предварительно устанавливает состояние $-B_r$. Пусть, например, записывается двоичный код 10011101. Первая 1 вызывает изменение намагниченности от $-B_r$ до $+B_r$, затем в течение следующих двух 0 это состояние сохраняется, так как ток записи не отключается. Лишь после поступления новой 1 устанавливается нулевой ток записи, при котором на ленте сохраняется индукция $-B_r$. Третья 1 снова вызывает запись $+B_r$, и т. д. При считывании импульс ЭДС появляется на выходе считывающей

головки только в моменты записи 1 (рис. 8.84). Еще более высокая плотность записи может быть достигнута путем использования метода фазового кодирования (ФК). Сущность этого метода состоит в том, что в каждом такте записи изменяется полярность тока записи $I_{\text{зп}}$: с отрицательной на положительную при записи 0 и с положительной на отрицательную при записи 1, т. е. происходит как бы изменение фазы тока записи (рис. 8.85, а). На рис. 8.85, б и д показаны соответственно считываемые сигналы и импульсы на выходе анализатора этих сигналов.

Согласно ГОСТ 12065-74 запись цифровой информации на ленту шириной 12,7 мм производится по девяти дорожкам каждая шириной 1,09 мм. В накопителях единой серии (ЕС) ЭВМ приняты три значения продольной плотности записи: 8, 32 и 63 бит/мм. При этом в первых двух случаях запись осуществляется методом БВН, а в третьем — методом ФК. При плотности записи 63 бит/мм на ленте длиной 750 м размещается 44 Мбайт информации.

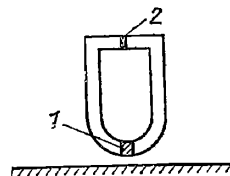
В системах магнитной записи, в том числе и цифровых, скорости движения носителя при записи и считывании могут отличаться, например с целью транспонирования частоты, быстрой считывания (воспроизведения) медленно протекающего процесса, записанного в течение длительного времени, повышением уровня выходного сигнала и т. п.

Конструктивно записывающая и считывающая головки аналогичны, и поэтому часто используется одна универсальная головка для записи и считывания. Требования, предъявляемые к записывающей и считывающей головкам, несколько различаются. Применительно к цифровым накопителям, а также накопительным устройствам с широтно-импульсной модуляцией, используемой для точной записи аналоговых величин на магнитную ленту, магнитопровод головки записи должен обладать достаточно высокой индукцией насыщения, необходимой для полного перемагничивания носителя. Для устройств непосредственной записи аналоговых величин (например, звука) предъявляются дополнительные требования к головкам записи: линейная зависимость напряженности поля записи от тока записи и малая остаточная намагниченность головки. Выполнение этих требований достигается соответствующим выбором магнитного материала магнитопровода и введением относительно большого технологического (нерабочего) зазора. Магнитопровод головки считывания должен обладать высокой магнитной проницаемостью при малых потерях на высоких частотах, что необходимо для получения возможно большего выходного сигнала при малом рабочем зазоре, необходимом для повышения плотности записи. Общее требование, предъявляемое ко всем головкам для накопителей на магнитную ленту, состоит в высокой износостойкости на истирание. Поэтому при изготовлении магнитных головок наряду с тонкими пластинами из высокопроницаемых сплавов типа 79НМ, 80НХС и др. используют специально разработанные металлические сплавы, сочетающие высокие магнитные свойства (μ , B_s) с повышенными значениями удельного электрического сопротив-

ления и износостойкости (например, сплавы 16ЮХ, 16ЮИХ, 10СЮ и 81НМА), «плотные» поликристаллические ферриты и ферритовые монокристаллы с повышенными значениями B_r).

Магнитопровод головки (рис. 8.86) обычно состоит из двух частей и имеет рабочий 1

Рис. 8.86. Магнитопровод головки



и технологический (или нерабочий) 2 зазоры. Участки магнитопровода, образующие рабочий зазор, называются полюсами. Зазор составляет от долей до нескольких десятков микрометров и в значительной степени определяет плотность записи информации. Рабочий зазор заполняется прокладкой из бериллиевой бронзы или других немагнитных сплавов, выполняемых электрическим осаждением или вакуумным напылением. В ферритовых головках иногда используют прокладки из стекла. Важным требованием, предъявляемым к прокладке, является такая же скорость истирания, как у полюсов. Рабочая поверхность полюсов тщательно полируется и иногда покрывается тонким слоем родия или палладия с целью повышения их износостойкости [8.21, 8.22]. В накопителях на магнитных барабанах и дисках головка не имеет непосредственного контакта с носителем. На рис. 8.87 приведены формы магнитопроводов головок, получившие наибольшее распространение. Формы магнитопровода головок по рис. 8.87, а, б применяются для кон-

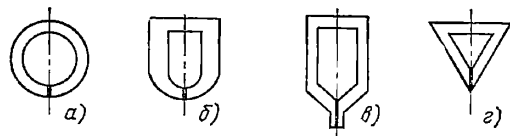


Рис. 8.87. Формы магнитопроводов головок: а, б — для контактной записи и воспроизведения с подвижным носителем; в, г — для бесконтактной записи на подвижный носитель

тактной записи и воспроизведения информации на подвижный носитель; головки по рис. 8.87, в, г — для бесконтактной записи в ВЗУ на барабанах и дисках. Для сохранения постоянства зазора между головкой и диском при наличии биения последнего используются различные аэродинамические эффекты [8.22]. В барабанных ЗУ используется одна или несколько головок, равномерно расположенных вокруг барабана, по одной на каждую дорожку, что позволяет сократить время выборки информации. Дисковые ЗУ выполняются как с отдельными головками на каждую дорожку, так и с одной перемещаемой головкой на каждую рабочую поверхность. Последние получили наибольшее применение ввиду их более низкой стоимости, хотя имеют большие значения времени выборки. Для микро-ЭВМ и микропроцессорных систем широкое применение получили ЗУ с

гибкими дисками и контактной записью и считыванием ввиду их относительно низкой стоимости. Длина головок не превышает 10—30 мм, а с целью повышения плотности записи их толщина часто не превышает 0,2—2 мм. Группа головок (до 40 шт.) объединяется конструктивно в один блок с шагом между головками, превышающим ширину дорожки в 2—4 раза. Все более широкое применение для многодорожечных систем магнитной записи с повышенной плотностью дорожек находят тонкопленочные головки, изготавливаемые методом интегральной технологии. Магнитомодуляционная головка по рис. 8.19, а применяется при считывании сигнала с медленно движущегося (иногда неподвижного) носителя, например в устройствах магнитной широко-импульсной записи аналоговых сигналов. Отличительной особенностью этой головки является магнитопровод, расщепленный на две ветви, на которых намотана дополнительная обмотка возбуждения, подключаемая к генератору, частота которого много больше частоты воспроизводимого сигнала. Поле возбуждения должно быть достаточным для намагничивания расщепленной части магнитопровода до насыщения. Магнитный поток носителя в одной ветви складывается с потоком возбуждения, а в другой вычитается из него, в результате в выходной обмотке наводится напряжение, содержащее четные гармоники частоты возбуждения, которые после усиления и детектирования являются основой для формирования выходного сигнала. Заметим, что в схеме выделения сигнала четных гармоник и формирования выходного сигнала головки может быть использована схема детектора на симметричном нелинейном сопротивлении (см. рис. 8.27). При отключении тока возбуждения магнитомодуляционная головка может быть использована в качестве обычной считывающей головки.

Для построения магнитных устройств записи-воспроизведения аналоговых сигналов повышенной точности наряду с методом широко-импульсной модуляции широко используют также методы частотной и фазовой модуляции. Такие методы записи позволяют при демодуляции воспроизвести с достаточной точностью записанные аналоговые сигналы при относительно большой неравномерности характеристики записи-считывания системы магнитная лента — головка. При использовании устройств магнитной записи в автоматике, измерениях и вычислительной технике часто требуется обеспечить строгую стабилизацию (синхронизацию) скорости движения носителя как при записи, так и при считывании, в том числе и при перестановке носителя с одного аппарата на другой. Требуемая стабилизация (синхронизация) нередко достигается тем, что при записи на специальную дорожку от эталонного генератора записываются синхроимпульсы, которые при считывании могут быть использованы для автоматического управления скоростью движения носителя.

Аппаратура цифровой записи, например с ФК, строится так, что переходы остаточной намагниченности от $-B_r$ до $+B_r$ или обратно фиксируются в качестве информационных только в том случае, если они проходят в строго определенные моменты времени (см. рис. 8.85). Эти моменты определяются импуль-

сами синхронизации, выделяемыми в соответствующем канале воспроизведения [8.6, 8.21].

Цифровые ВЗУ на магнитных лентах получили весьма широкое распределение благодаря относительной простоте конструкции, большой емкости хранимой информации $[(200 \div 400) \cdot 10^6 \text{ бит в одной кассете}]$ и высокой скорости передачи информации в одном канале (до $1,5 \cdot 10^6 \text{ бит/с}$). Накопители на магнитной ленте используют также в устройствах ввода и вывода. На рис. 8.88 приведена типовая структурная схема ВЗУ на магнитной ленте. Стандартные кассеты 1 с магнитной лентой (750 м) устанавливаются на специальных замках, соединенных с двигателями следящих систем намотки (перемотки) ленты кассет 2. Кассеты имеют внешний диаметр 265 мм, внутренний 105 мм, ширину (для девяти дорожек) 13,7 мм. Плотность записи 8,32 и 64 бит/мм. Общие габариты $1,8 \times 0,8 \times 0,6 \text{ м}$ и масса около 200—400 кг. Магнитная лента 3 приводится в движение роликовым приводом 4, укрепленным на валу двигателя следящей системы. Время пуска и остановки двигателя 2—3 мс. Типовые скорости движения (ГОСТ 14127-69) составляют 1; 1,5, 2,5 м/с и более. Запись и воспроизведение информации производится двоянным блоком головок 5. На рис. 8.88 электронный блок 6 осуществляет формирование сигналов и выполняет связь накопителя с ЭВМ. Среднее время поиска (выборки) 75—100 с.

С целью исключения ударных нагрузок на ленту от быстрого действия следящего привода при использовании массивных кассет применяются буферные вакуумные колонки 7, снабженные датчиками положения ленты, которые через дополнительные усилители следя-

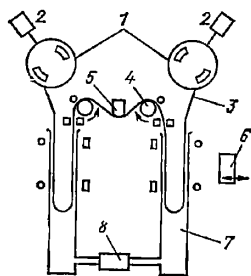


Рис. 8.88. Структурная схема внешнего ВЗУ на магнитной ленте

щих систем управляют скоростью и направлением движения кассет. Для необходимого натяжения ленты (1,2—2 Н) к вакуумным колонкам подключен пневмонасос 8. В табл. 8.11 приведены основные характеристики накопителей различных типов [8.23].

ВЗУ на дисках обладают существенно меньшим временем выборки (20—200 мс) по сравнению с накопителями на магнитной ленте. Магнитный диск представляет собой пластину диаметром 360 мм (иногда до 1000 мм), толщиной 3—4 мм, покрытую магнитно-твердым материалом, отполированным и защищенным специальным покрытием от механических повреждений. Диски бывают сменные и постоянные, их число в пакете достигает 64. Примером дисковых ВЗУ являются накопители типов ЕС-5050, ЕС-5052, ЕС-5055, ЕС-5056 и ЕС-5058, работающие с пакетом дисков

Таблица 8.11. Характеристики накопителей на магнитной ленте

Шифр накопителя	Скорость движения ленты, м/с	Плотность записи, бит/мм	Метод записи	Скорость передачи данных, кбайт/с	Скорость перемотки ленты, м/с	Число каналов ввода-вывода
ЕС-5010	2	8/32	БВН	64	2	2
ЕС-5012	2	8/32	БВН	64	2	1 (2)
ЕС-5014	2	63	ФК	126	5	1 (2)
ЕС-5015	4	63	ФК	256	8,5	1 (2)
ЕС-5016	1,5	8/32	БВН	48	3,3	1
ЕС-5017	2	8/32	БВН	64	5	2
ЕС-5019	3	8/22/32	БВН	96	5	1 (2)
ЕС-5022	4	8/32	БВН	128	8,5	1 (2)
ЕС-5025	2	32/63	БВН/ФК	126	5	2
ЕС-5030	5	32/63	БВН/ФК	315	18	2

ЕС-5053, которые различаются лишь конструктивным выполнением и имеют одинаковые технические параметры: емкость 7,25 Мбайт, время доступа в пределах 75—115 мс, скорость передачи данных 156 кбайт/с. Более совершенным является пакет сменных дисков ЕС-5261, совместимый и взаимозаменяемый с пакетами накопителей других типов, содержащий 11 дисков с 20 рабочими поверхностями. На каждой поверхности производится запись по 203 дорожкам, из которых три запасных, с плотностью записи 60 бит/мм на внешней и 90 бит/мм на внутренней дорожках. Емкость всего пакета достигает 29 Мбайт. За счет увеличения числа дисков в пакете и числа дорожек на рабочей поверхности емкость ВЗУ может быть существенно увеличена. Так, в накопителе ЕС-5266 емкость достигает 100 Мбайт. Повышение частоты вращения дисков позволяет повысить скорость передачи данных. Например, для ЕС-5266 скорость передачи данных равна 806 кбайт/с при частоте вращения дисков 3600 об/мин (377 рад/с). Примером накопителя с постоянными дисками является накопитель типа ЕС-5051, имеющий 64 рабочих поверхности, емкость 125 Мбайт и среднее время доступа 250 мс. При частоте вращения дисков 800 об/мин скорость передачи данных не превышает 84 кбайт/с. Для микро- и мини-ЭВМ применяются мини-диски диаметром 203 мм, а также гибкие диски (гибкие мини-диски). Накопители на гибких дисках имеют сравнительно небольшую емкость (100—300 кбайт), низкую скорость передачи данных (25—30 кбайт/с) и большое время выборки (0,45—1,0 с), но отличаются низкой стоимостью.

Магнитные головки (по одной или несколько на каждую рабочую поверхность) укреплены на подвесках плавающего типа. Привод узла головок представляет собой гидравлический, пневматический или электрический цифровой исполнительный механизм, обеспечивающий перемещение с высокой точностью головок вдоль радиуса, основанный на цифровом методе преобразования цифрового кода номера дорожки в линейное перемещение. С целью повышения точности установки головок при уменьшении радиуса дорожки разбиваются на группы (несколько десятков дорожек), каждая из которых обслуживается

своей головкой. Постоянство плотности записи информации и более полное использование поверхности диска достигается изменением частоты импульсов записи при переходе от одной группы дорожек к другой по мере уменьшения радиуса (уменьшения линейной скорости). При этом с целью унификации выходного сигнала усилители считывания, обслуживающие различные группы головок, имеют различные коэффициенты усиления. В табл. 8.12 приведены основные характеристики ВЗУ на магнитных дисках и на барабанах [8.23].

Таблица 8.12. Характеристики ВЗУ (диски и барабан)

Тип ВЗУ, шифр	Емкость, Мбайт	Число рабочих поверхностей	Число дорожек на поверхности	Среднее время доступа, мс	Скорость передачи данных, кбайт/с	Число подканалов
МД, ЕС-5050	7,25	10	200	90	156	2
МД, ЕС-5052	7,25	10	200	60	156	1
МД, ЕС-5055	7,25	10	200	90	156	1
МД, ЕС-5056	7,25	10	200	90	156	2
МД, ЕС-5058	7,25	10	200	110	156	1
МД, ЕС-5061	29,17	20	200	50	312	2
МД, ЕС-5066	100	19	404	32	806	2
МД, ЕС-5060	0,8	1	256	10	150	1
МД, ЕС-5051	125	64	384	250	83,25	2
МБ	6	1	800	20	1250	1
МБ	2	1	532	20	100	1

Список литературы

- 8.1. Вонсовский С. В. Магнетизм. М.: Наука, 1971. 1031 с.
- 8.2. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М.: Наука, 1974. 768 с.
- 8.3. Боярченко М. А., Васильева Н. П., Розенталь Ю. Д. Логические устройства на магнитных средах с управляемым движением доменов. М.: Энергия, 1978. 160 с.
- 8.4. Магнитные доменные логические и запоминающие устройства/М. А. Боярченко, Н. Л. Прохоров, В. К. Раев, Ю. Д. Розенталь. М.: Энергия, 1974. 176 с.
- 8.5. Раев В. К., Ходенков Г. Е. Цилиндрические магнитные домены в элементах вычислительной техники. М.: Энергоиздат, 1981. 216 с.
- 8.6. Балашов А. М., Червоненков А. Я. Магнитные материалы для микроэлектроники. М.: Энергия, 1970. 217 с.
- 8.7. Боярченко М. А., Черкашина А. Г. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М.: Высшая школа, 1976. 384 с.
- 8.8. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники для устройств автоматики и вычислительной техники. М.: Энергия, 1973. 263 с.
- 8.9. Кифер И. И. Испытания ферромагнитных материалов. М.: Энергия, 1969. 165 с.
- 8.10. Афанасьев Ю. Е., Студенцов Н. В., Шелкин А. П. Магнитометрические преобразователи, приборы, установки. Л.: Энергия, 1972. 272 с.
- 8.11. Тищенко Н. М. Проектирование магнитных и полупроводниковых элементов автоматики. М.: Энергия, 1979. 472 с.
- 8.12. Автоматические приборы, регуляторы и вычислительные системы. Справочное пособие. Л.: Машиностроение, 1976. 488 с.
- 8.13. Измерительные преобразователи постоянного тока/Под ред. Л. А. Синицкого. Киев: Наукова думка, 1965. 374 с.
- 8.14. Кербников Ф. И., Розенблат М. А. Малогабаритный магнитно-транзисторный усилитель для промышленной автоматики. — В кн.: Магнитно-полупроводниковые элементы для переработки информации. М.: Наука, 1973, с. 29-37.
- 8.15. Магнитные решающие усилители/М. А. Боярченко, Ф. И. Кербников, В. К. Раев, М. А. Розенблат. М.: Советское радио, 1977. 276 с.

- 8.16. Вороничев П. П., Золотова Н. М., Субботина Г. В. Магнитно-полупроводниковые датчики допускового контроля повышенной чувствительности. — В кн.: Магнитно-полупроводниковые элементы для переработки информации. М.: Наука, 1978, с. 46—56.
- 8.17. Негневичкий И. Б. Операционные магнитные усилители. М.: Энергия, 1971. 238 с.
- 8.18. Бардиж В. В. Магнитные элементы цифровых вычислительных машин. М.: Энергия, 1974. 488 с.
- 8.19. Аналоговые запоминающие и адаптивные элементы/М. А. Боярченко, Б. Л. Мазо, В. К. Раев, А. П. Шорыгин. М.: Энергия, 1973. 259 с.

- 8.20. Васильева Н. П., Петрухин Б. П. Проектирование логических элементов автоматики. М.: Энергия, 1970. 335 с.
- 8.21. Шигин А. Г., Дерюгин А. А. Цифровые вычислительные машины (память ЦВМ). М.: Энергия, 1975. 536 с.
- 8.22. Макурович В. Г. Магнитная запись в вычислительной технике. М.: Советское радио, 1968. 173 с.
- 8.23. Альяных И. Н. Внешние запоминающие устройства ЕС ЭВМ. М.: Советское радио, 1979. 208 с.

Раздел 9

КОНТАКТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Все современные системы управления, вычислительные и радиоэлектронные комплексы содержат десятки, сотни, а иногда и тысячи устройств с электрическими контактами. Это всевозможные соединительные и коммутационные изделия, т. е. соединители (разъемы), гнезда, колодки, выключатели, тумблеры, реле и тому подобные устройства, содержащие разъемные, разрывные или скользящие контакты, не коммутирующие или коммутирующие электрические цепи. По данным США более 20 % расходов, затрачиваемых на комплектующие изделия, включая интегральные схемы и микропроцессоры, приходится на соединители, реле и другие контактные устройства.

Практика показывает, что именно эти устройства очень часто являются источниками отказов аппаратуры. Все они в отличие от остальной современной элементной базы имеют в своем составе подвижные элементы, которые изнашиваются в процессе работы. Основным источником отказов коммутирующих контактных элементов чаще всего является контактная пара, в которой наряду с механическим износом имеет место электрический, во многих случаях являющийся преобладающим. По этим причинам их технический ресурс определяется износоустойчивостью контактов и выражается количеством циклов работы (включений-отключений, замыканий-размыканий, сочленений-расчленений и т. п.), а срок службы в отличие от всех прочих комплектующих элементов — числом циклов работы за определенный отрезок времени (например, 500 сочленений-расчленений за 1000 ч) и т. п.

Промышленность выпускает всевозможные соединители, коммутационные изделия и реле в очень большом ассортименте с большим количеством типоминиатур. Конструкции, разработанные в последние годы, по миниатюрности и надежности вполне отвечают современным требованиям. Наряду с новыми типами реле и других контактных устройств выпускаются в настоящее время конструктивно самостоятельные контактные элементы, на базе которых возможно комплектование различных контактных устройств (специальных реле, коммутаторов, концевых выключателей и т. п.). Наибольшее развитие получили магнитоуправляемые контакты (герконы). Разработаны также самостоятельные контактные

элементы и на других принципах действия (например, магнитодинамическом, электростатическом), но они пока еще не освоены промышленностью. Кроме указанных выше электрорелеконтактных устройств и контактных элементов, выпускаемых специализированными предприятиями, часто в состав приборов и средств автоматики входят контакты как разрывные, так и скользящие, изготовляемые самостоятельно.

9.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СОЕДИНИТЕЛИ

Контактные соединители (разъемы) являются основными устройствами, позволяющими быстро соединять и разъединять электрические цепи в аппаратуре, построенной по блочно-узловому принципу. Они используются для меж- и внутривариантных соединений, для присоединения печатных плат, источников питания и т. д. В аппаратуре управления и вычислительной техники используются в основном низкочастотные низковольтные соединители, рассчитанные на применение в электрических цепях постоянного, переменного (до 3 МГц) и импульсного токов напряжением до 1,5 кВ (приборные и для печатного монтажа).

Приборные соединители выпускаются четырех видов: межблочные (М), служащие для соединения блоков друг с другом; блочные (Б) — для присоединения кабеля или жгута проводов к блоку; кабельные (К) — для соединения двух кабелей или жгутов между собой и проходные (П) — для соединения двух кабелей или жгутов через стенку. Первые три вида соединителей имеют две части (вилку со штырями и розетку с гнездами), проходные — три (две розетки и двухстороннюю вилку). Части соединителей, крепящиеся на блоках, называются блочными, а на кабеле или жгуте — кабельными. Как блочные, так и кабельные части могут быть как вилками, так и розетками.

Соединители для печатного монтажа, предназначенные для соединения печатных плат друг с другом или с объемным монтажом, выпускаются косвенного и прямого сочленения. Соединители косвенного сочленения имеют вилку и розетку, соединители прямого сочленения — только розетки, которые сочленяются непосредственно с печатной платой.

Как штыри, так и гнезда состоят из трех элементов: рабочего, осуществляющего кон-

тактирование; крепежного (в изоляторе) и хвостового (так называемого хвостовика), к которому крепятся подводящие провода или кабели.

Один из рабочих контактных элементов делается упругим для создания необходимого нажатия и получения многоточечного контакта. Это обеспечивает низкое и стабильное контактное сопротивление. Кроме того, для снижения переходного сопротивления контактов штыри и гнезда покрываются тонким слоем контактного материала (серебра, золота и реже палладия).

Конструкции хвостовиков определяются способом присоединения к ним проводов или кабелей (обычных, а в последнее время плоских). В настоящее время применяются следующие виды монтажа проводов к хвостовикам: пайку, навивку и обжимку. Хвостовики всех цилиндрических соединителей выполняются под пайку, хвостовики прямоугольных могут иметь четыре исполнения: под пайку, навивку, обжимку и комбинированное (под навивку и пайку одновременно).

Сочленение-расчленение соединителей производится обычно при отключенном питании в цепях его контактов. В последние годы допускается сочленение-расчленение некоторых серий прямоугольных соединителей и соединителей для печатных плат под током. Допустимые токи и напряжения при этом оговариваются.

Контактное сопротивление современных соединителей очень низкое (10^{-2} — 10^{-3} Ом). Наряду с ним обычно указываются его статическая и динамическая нестабильности, которые характеризуют его разброс в процессе многократных сочленений-расчленений: первая — в нормальных условиях, и вторая — после воздействия механических нагрузок. Статическая нестабильность является средним квадратичным отклонением i -го значения (R_{ki}) от среднего $R_{k,ср}$ при n замерах и определяется как

$$\Delta R_{k,ст} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (R_{ki} - R_{k,ср})^2}.$$

Динамическая нестабильность определяется как отношение разности между измеренными R_{kmax} и R_{kmin} к номинальному $R_{k,ном}$:

$$\Delta R_{k,дин} = \frac{R_{kmax} - R_{kmin}}{R_{k,ном}}.$$

Максимально допустимый рабочий ток через контакт обуславливается тепловыми режимами. При длительно протекающем токе определяющим обычно является допустимое превышение температуры диэлектрика (изолятора), при кратковременном режиме — локальное превышение температуры контактного перехода. Часто эти токи указываются отдельно. Допустимый ток, естественно, зависит от конструкции и размеров контактной пары (при жестком штыре она, как правило, указывается в зависимости от диаметра штыря). Как максимальный рабочий ток через контакт, так и суммарный ток на весь соединитель устанавливается из условия обеспечения допустимого

теплового режима при длительной работе при максимальной температуре окружающей среды. Поэтому значения этих токов могут быть изменены в соответствии с реальными условиями.

Максимальное рабочее напряжение в цепях контактов соединителей определяется электрической прочностью изоляции, т.е. воздушным промежутком между контактами (шагом) и свойствами диэлектрика. При снижении давления окружающей среды это напряжение снижается. Минимальные значения токов и напряжений в соединителях определяются только возможными искажениями сигнала за счет помех и наводок. Для постоянного тока это термо-ЭДС. Дифференциальные значения термо-ЭДС для некоторых типов контактов соединителей с присоединенными к их хвостовикам медными лужеными проводами приведены в табл. 9.1.

Т а б л и ц а 9.1. Значения термо-ЭДС, генерируемых контактами [9.3]

Материалы контактов (штыря и гнезда)	Контактное покрытие	Средняя удельная термо-ЭДС, 10^{-6} В/К
Латунь — латунь	Серебро — серебро	3,0
	Золото — золото	2,0
	Палладий — палладий	3,6
Латунь — бронза	Серебро — серебро	3,7
	Золото — золото	2,6
	Палладий — палладий	3,4
Латунь — ковар	Серебро — никель	27,0
	Золото — никель	24,3
	Палладий — никель	22,2

Усилие расчленения соединителя определяется усилием расчленения отдельного контакта и количеством контактов. Усилие расчленения отдельных контактов зависит от конструкции контактного узла (штыря и гнезда) и необходимого нажатия, которое должно быть обеспечено для надежного контакта при данных материалах упругого элемента и контактного покрытия.

Ресурс соединителей обычно оценивается его износостойчивостью, определяемой количеством сочленений-расчленений, которое может выдержать соединитель за заданное время при сохранении всех параметров в установленных пределах. При этом сочленение-расчленение соединителей должно производиться без тока.

Ресурс соединителей, коммутирующих электрические цепи под током, как правило, резко сокращается. Их сочленение-расчленение, так же как и у других коммутационных устройств, сопровождается процессами, вызывающими электрическую эрозию (износ) рабочих поверхностей.

Основным видом отказов соединителей является увеличение контактного сопротивления. Иногда наблюдаются незамыкания цепей вследствие или обрывов упругих элементов, или снижения упругости пружин.

Важным параметром соединителей являются их геометрические размеры. В зависимости от «габаритности» (отношения площади сечения изолятора к числу контактов) или шага между осями контактов в ряду соединители делятся на шесть групп (табл. 9.2). В настоящее время серийно выпускаются соединители нормальных габаритов (Н), малогабаритные (М) и субминиатюрные (С).

Таблица 9.2. Группы габаритности соединителей

Вид габаритности	Обозначение	Габаритность, мм ²	Шаг, мм
Нормальных габаритов	Н	>50	5
Малогабаритные	М	11—49	3,4—4,9
Субминиатюрные	С	6—10,9	1,8—3,3
Миниатюрные	Мн	2,2—5,9	1,3—1,7
Микроминиатюрные	Мк	2,0—2,2	1,25
Супермикроминиатюрные	Смк	<2	0,63

Соединители выпускаются сериями, имеющими одинаковую конструкцию контактных узлов и габаритность. Каждая серия в зависимости от эксплуатационных условий и исполнения подразделяется на типы, а типы в зависимости от числа и схемы расположения контактов — на типоминималы.

Цилиндрические соединители выпускаются всех указанных выше четырех видов (М, Б, К и П). Блочная часть их имеет, как прави-

ло, квадратный монтажный фланец с четырьмя крепежными отверстиями, кабельная — соединительную резьбовую гайку. Они выпускаются в негерметичном и герметичном исполнении без кожухов и в кожухах (прямых и угловых), неэкранированными и экранированными

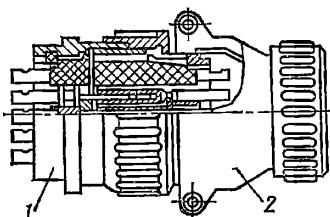


Рис. 9.1. Цилиндрические приборные соединители типа ШР:

1 — вилка; 2 — розетка

ными (рис. 9.1—9.3). Фиксация межблочных соединителей осуществляется самими блоками, остальных — специальной фиксирующей шпонкой, предусмотренной конструкцией соединителя. В табл. 9.3 приведены технические характеристики выпускаемых в настоящее время серий цилиндрических соединителей [9.3—9.5].

У соединителей нормальных габаритов серий ШР, Р, СШР, ШРН вилки и розетки могут быть как блочными, так и кабельными. Блочная часть может быть без кожуха и с

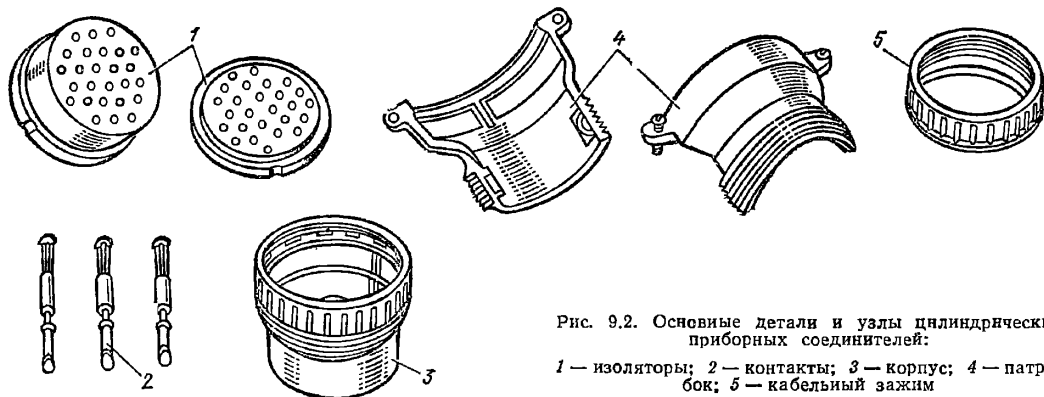


Рис. 9.2. Основные детали и узлы цилиндрических приборных соединителей:

1 — изоляторы; 2 — контакты; 3 — корпус; 4 — патрубок; 5 — кабельный зажим



Рис. 9.3. Конструкции патрубков цилиндрических соединителей:

а — прямой патрубок с кабельным зажимом под неэкранированный кабель; б — прямой патрубок с кабельным зажимом под экранированный кабель; в — угловой патрубок с кабельным зажимом под неэкранированный кабель; г — угловой патрубок с кабельным зажимом под экранированный кабель

Таблица 9.3. Технические характеристики цилиндрических приборных соединителей

Серия	Габаритность	Назначение	Общее количество контактов	Диаметр контактов, мм	Суммарная токовая нагрузка на все контакты, А	Напряжение в цепях контактов, В	Усилие расчленения, Н
ШР ШНР ШРН Р	Н	Б, М, К, П	1—47 2—50 2—23 1—47	1,5—9,0 2,5 2—4,0 1,5	25—675 2,5 60—450 10—329	800—850 800—850 350 2100	35—1450 40—1050 80—800 30—1410
2РТ 4РТ	Н	Б, К В	1—47 2—47	1,5—9,0 2,5—9,0	25—399 20—470	700 350	36—1450 40—1000
2РМ 2РМД 2РМГС 2РМГСД	М	Б, К, П	4—50 4—50 10—50 7—45	1,0—3,0 1,5—3,0 1,0—1,5 1,5—3,0	27—190 50—260 42—142 105—150	560—700 560—700 560—700 560—700	30—393 50—500 105—550 196—630
РС, РСБ РСГ РСГСП	С	Б, М, П Б, М, П П	4—50 10—50 19—50	1,0 1,0 1,0	15—75 15—35 20—35	200 200 200	7,5—120 18—120 18—120

прямым и угловым кожухом для неэкранированного или экранированного кабеля, кабельная часть — с прямым или угловым кожухом и зажимами под экранированный и неэкранированный кабель.

Герметичные соединители типа ШРГ имеют только герметичную блочную вилку, проходные герметичные соединители типа ШРГП — также только герметичную проходную вилку.

В качестве покрытия контактов в этих соединителях используется серебро или золото. Их контактное сопротивление находится в пределах $2,5 \cdot 10^{-4}$ — 10^{-3} Ом в зависимости от диаметра штыря и материала контактного покрытия.

Контакты соединителей серии ШР с диаметрами штыря 5,5 и 9,0 мм съемные. Любой из контактов соединителей серии ШРН может изыматься вместе с припаянным к нему проводом.

Каждый из типов соединителей этой серии имеет очень большое количество типоминиалов (до 20 и более), которые отличаются друг от друга числом контактов и их размерами. Некоторые из типоминиалов имеют наборы контактов разного диаметра.

Соединители серий 2РТА теплостойкие негерметичные нормальных габаритов разработаны на основе соединителей серии ШР. Они выпускаются в блочном и кабельном исполнении. Блочная часть (колодка) бывает без патрубка и с патрубком (прямым или угловым) неэкранированным и экранированным, кабельная часть (вставка) — с прямым или угловым патрубком. Соединители 2РТТ теплостойкие, негерметичные тропического исполнения. Контакты всех соединителей этой серии имеют золотое покрытие. Минимальный ток через контакты 10^{-7} А при напряжении в их цепи 10^{-3} В. Контактное сопротивление их зависит от диаметра штыря и находится в пределах $(2,5 \div 25) \cdot 10^{-4}$ Ом.

Соединители серии 4РТ — жаростойкие нормальных габаритов, выпускаются в негерметичном и герметичном исполнении. Они допускают работу при 400°C в течение 3 ч. Блочные части их выпускаются без патрубка

или с прямым патрубком под неэкранированный или экранированный кабель, кабельная часть — с прямым патрубком под экранированный или неэкранированный кабель. Контактное покрытие у них — золото. Контактное сопротивление равно $(1,5 \div 10) \cdot 10^{-4}$ Ом в зависимости от диаметра штыря.

У негерметичных соединителей типов 2РМ и 2РМТ (тропикостойчивых) вилки и розетки могут быть как блочными, так и кабельными. У герметичных соединителей 2РМГ блочные герметичные вилки соединяются с кабельными негерметичными розетками соединителей 2РМ. Герметичные блочные проходные вилки типа 2РМГП соединяются с двумя кабельными розетками. Блочные части соединителей могут быть без кожухов (патрубков) и с прямым кожухом. Все кабельные части имеют кожухи прямые или угловые под экранированный или неэкранированный кабель. В качестве контактного покрытия используются золото, серебро, палладий и никель. Минимально допустимое значение тока через контакт 10^{-7} А при напряжении на контактах, имеющих золотое покрытие, 10^{-3} В, никелевое — $20 \cdot 10^{-3}$ В. Контактное сопротивление — в пределах $(0,8 \div 20) \cdot 10^{-3}$ Ом.

У субминиатюрных соединителей серии РС вилки всех типов соединителей являются блочными, а розетки как кабельными, так и блочными. Блочная часть может быть как негерметичной, так и герметичной, без кожуха и в кожухе. Кабельная часть всегда имеет кожух. Каждая часть (вилка или розетка) любого из типов соединителей в зависимости от числа контактов имеет от 3 до 6 типоминиалов. Контакты соединителей выпускаются с золотым и серебряным покрытием. Минимально допустимое значение тока через контакт, имеющий золотое покрытие, 10^{-6} А при напряжении на контактах не менее 10^{-3} В. Контактное сопротивление не более $5 \cdot 10^{-3}$ Ом.

Долговечность цилиндрических соединителей обычно указывается при максимальной суммарной токовой нагрузке в цепях его контактов. С уменьшением нагрузки долговечность увеличивается аналогично тому, как по-

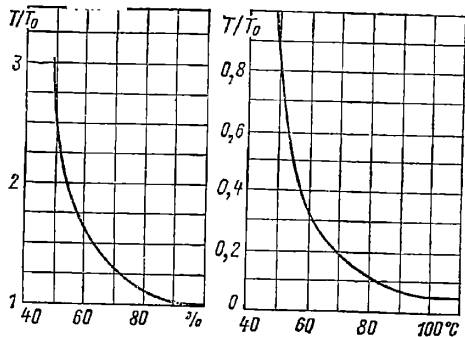


Рис. 9.4. Зависимость долговечности соединителей типа ШР от электрической нагрузки (токовой)

Рис. 9.5. Зависимость долговечности соединителей типа 2РТ от температуры

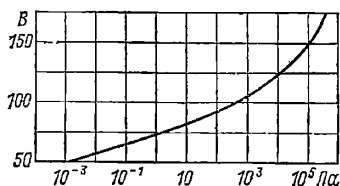


Рис. 9.6. Зависимость допустимого амплитудного значения напряжения от атмосферного давления для соединителей типа РС

казано на рис. 9.4 для соединителей серии ШР. С увеличением температуры окружающей среды она уменьшается. На рис. 9.5 для примера представлена зависимость долговечности от температуры для соединителей 2РТ.

Рабочее напряжение в цепях контактов соединителей зависит от давления среды (рис. 9.6). Поэтому выбор соединителей, которые будут эксплуатироваться в атмосфере с пониженным давлением, должен производиться с учетом снижения их рабочего напряжения. Допустимая относительная влажность воздуха для всех соединителей примерно одинакова и равна 98 % при 35–40 °C.

В технической документации на соединители обычно указывается суммарная токовая нагрузка на все контакты. Максимально допустимый ток I_{\max} через один контакт зависит от его диаметра и конструкции соединителя. В табл. 9.4 [9.3] приведены значения I_{\max} для используемых диаметров контактов в соединителях разных серий. Там же указаны рекомендуемые сечения присоединяемых к ним проводов.

Прямоугольные приборные низковольтные соединители выпускаются в блочном (Б), межблочном (М) и кабельном (К) вариантах, нормальных габаритов (Н), малогабаритные (М) и субминиатюрные (С) с обычными разъёмными контактами.

Соединители для межблочного монтажа врубного типа имеют, как правило, плавающую розетку. Однозначность сочленения частей соединителя обеспечивается порядком расположения контактов в рядах или разными типами так называемых ловителей. Некоторые

Таблица 9.4. Допустимые токи цилиндрических соединителей

Серия	Диаметр контакта, мм	Максимальный ток через контакт, А	Сечение присоединяемого провода, мм ²
ШР, СШР Р, 2РТ	1,5	10	1,93
	2,5	25	3,0
	3,5	50	13,0
	5,5	100	35,0
	9,0	200	50,0
ШРН	2,0	20	4,0
	3,0	40	5,15
	4,0	60	13,0
4РТ	2,5	10	3,0
	3,5	50	13,0
	5,5	100	35,0
	9,0	200	50
РМ	1,0	4–8	—
	1,5	8–16	—
	2,0	7,5–18	—
	3,0	32–36	—
РС	1,0	2–4	0,35

типономиналы этих соединителей являются комбинированными, т. е. имеют в своем составе контакты разного назначения (разных диаметров, низко- и высокочастотные). Так же как цилиндрические, прямоугольные соединители выпускаются без кожухов и с кожухами (прямыми и угловыми). Хвостовики их выпускаются, как правило, под пайку в отверстие или внахлест.

Ресурс прямоугольных (как и всех) соединителей определяется износоустойчивостью их контактов. Обычно он указывается количеством сочленений-расчленений за определенное время.

Некоторые серии прямоугольных соединителей допускают сочленение-расчленение без выключения питания в цепях контактов. Об этом обычно сообщается в технической документации особо.

Сохраняемость всех выпускаемых в настоящее время прямоугольных соединителей равна 12 годам. Имеется тенденция выпускать соединители общепромышленного назначения в так называемом всесезонном исполнении, т. е. для интервала температур от –60 до +55 °C (без учета температуры перегрева), при относительной влажности воздуха до 98 % при 35 °C, атмосферном давлении среды от $5 \cdot 10^4$ до $10,6 \cdot 10^4$ Па; инее и росе, среде, зараженной плесневыми грибами; соленом тумане; механических воздействиях: вибрации в диапазоне частот от 1 до 100 Гц с ускорением не более 50 м/с², многократных ударах с ускорением до 150 м/с² при длительности удара 2–15 мс.

В табл. 9.5 приведены технические характеристики основных типов выпускаемых в настоящее время прямоугольных соединителей [9.3–9.5].

Соединители серии РП10 нормальных габаритов негерметичные, выпускаются в обычном и тропическом исполнении без кожухов и в кожухах (прямых, угловых и боковых). Они снабжены ловителями. Кабельные части их имеют зажимы (рис. 9.7).

Соединители серии РП14 нормальных габаритов выпускаются в обычном и тропическом

Таблица 9.5. Технические характеристики прямоугольных приборных соединителей

Серия	Габаритность	Назначение	Общее количество контактов	Количество рядов	Максимальная токовая нагрузка, А		Напряжение в цепях контактов, В	Усилие расчленения, Н
					на один контакт	на все контакты		
РП10	Н	Б, М	7—42	2; 3	15	73,5—220 ²	1400	28—232 ²
РП14	Н	М	5—30	1; 2; 3	5	25—150	800	4—120
6Р	Н	Б, К	100; 150	5; 6	2		115	
РПМ	М	Б	4—16	2	3	12—48	400	15—45
РПМ7	М	Б, К	8—60	2	1,2		150	1—75
РПМ12	М	Б, К	14—66	3; 4; 6	6	48—180	500	40—200
РПКМ1	М	М	6—67	1	4—8 ¹	5—130	1000	150—280
РПКМ4								
РПКМ5, РПМ11	М	К	32—40	—	5	90—120	400	200—240
ГРПМ2	М	Б, К, М	30—122	4	3	60—182	250	50—200
РПММ1	С	Б, К	8—60	3; 4	3	14—94	200	15—120

¹ В зависимости от диаметра контакта.² В зависимости от числа контактов.

исполнениях, некоторые типы имеют ловители. Их блочная часть выпускается без кожуха или в кожухе, имеющем сальник, кабельные части — в кожухе (прямом, угловом или боковом) также с сальником. Контакты соединителя имеют серебряное или золотое покрытие. Эти

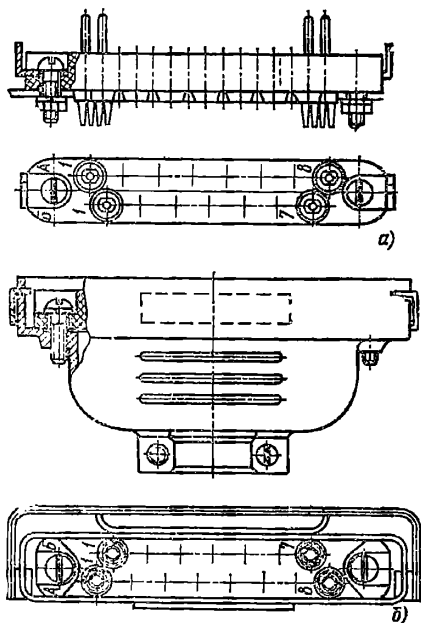


Рис. 9.7. Прямоугольные приборные соединители типа РП10:

а — вилка; б — розетка

соединители допускают сочленение-расчленение под током при мощности отключения, не превышающей 250 Вт на контактную пару.

Соединители серии 6Р выпускаются в блочном и кабельном вариантах для умеренного и холодного климата без кожухов. Контактное покрытие у них — серебро и золото. Блочные варианты допускают сочленение с током до 2 А; расчленение — до 0,3 А. В кабельных вариантах сочленение-расчленение должно производиться без нагрузки.

Соединители серии РПМ малогабаритные только блочного варианта в обычном и тропическом исполнениях. Кабельными частями являются вилки, которые выпускаются двух типов по теплостойкости и конструкции: до 70 °С с одноразовой заделкой кабеля (заливкой компаундом) и до 155 °С в металлическом кожухе с многоразовой заделкой кабеля. Блочные розетки имеют кожух. Они имеют зажим для вилок с металлическим кожухом. Покрытие контактов — серебряное или золотое.

Соединители серии РПМ7 (малогабаритные, всеклиматического исполнения) выпускаются в блочном и кабельном вариантах. Кабельные вилки их имеют прямые кожухи. Блочные розетки — без кожухов. Контактное покрытие их — серебро или золото.

Соединители серии РПМ12, малогабаритные, имеют блочные и кабельные варианты. Некоторые типоминималы снабжены ловителями. Кабельные вилки имеют скобы. Набор контактов в некоторых типоминималах — разного диаметра (1,5; 2,5 мм). Минимальные значения рабочего тока 1 мкА и напряжения 1 мВ.

Соединители серий РПКМ1—РПКМ4 малогабаритные, выпускаются для межблочного соединения, комбинированные с низкочастотными и высокочастотными (до 10 000 МГц) контактами. Низкочастотные контакты выполняются серебряными или золочеными, высокочастотные — только серебряными. Они выпускаются одинарными или сдвоенными. Сдвоенный соединитель может иметь любое сочетание контактов, присущих двум одинарным. Розетки выпускаются без кожуха или с прямым кожухом с сальниковым уплотнением, вилки — без кожуха. Разъемы снабжены программными ловителями. Минимальный ток через контакт соединителя 10^{-6} А, напряжение в цепи его контактов 10^{-1} В для серебряных контактов и 10^{-2} В для золоченых.

Соединители серий РПКМ5, РПМ11 малогабаритные, комбинированные с низкочастотными и высокочастотными контактами (до 10 000 МГц); напряжение в цепях низкочастотных контактов не должно превышать 400 В, в высокочастотных — 100 В. Соединители имеют программные ловители. Некоторые типоминималы имеют кожухи, снабженные хомутами.

Покрyтие контактов — серебряное или золотое.

Соединители серии ГРПМ2 малогабаритные обычные и с плавающей розеткой, снабжены ловителями. Исполнение блочное и кабельное. Розетки и вилки — как кабельные, так и блочные. Кожухи прямые или угловые, с хомутом. Контакты гиперболоидные или штампованные (с числом контактов 90 и 122 только с гиперболоидными). Контактное покрытие для гиперболоидных контактов — серебряное или золотое; для штампованных — только серебряное. Минимальная токовая нагрузка на один контакт 10^{-6} А, минимальное напряжение в цепях контактов 10^{-3} В.

Соединители серии РПММ1 субминиатюрные, выполняются в блочном и кабельном вариантах во всеклематическом исполнении. Вилки и розетки их могут быть как блочными, так и кабельными. Блочная часть выполняется без кожуха, кабельная — как без кожуха, так и с прямым кожухом без хомута и с хомутом. Они снабжены ловителями. Минимальная токовая нагрузка на контакт равна 10^{-6} А, напряжение на контактах — не менее 10^{-3} В.

Соединители для печатного монтажа (СПМ) занимают основное место среди всего многообразия соединителей, используемых в современной аппаратуре. Потребность в них в несколько раз превышает потребность в приборных соединителях всех видов и назначений, причем она с каждым годом возрастает. Современная тенденция построения аппаратуры — набор отдельных блоков и узлов на печатных платах (ПП), электрически соединенных между собой и с основным монтажом с помощью СПМ. В связи с применением микроэлектронной элементной базы повышенной степени интеграции и уплотнением монтажа на ПП становятся необходимыми многоконтактные СПМ с малым межконтактным шагом. Технические характеристики и конструктивное выполнение СПМ должно быть согласовано с ПП и принятыми для проектируемой аппаратуры конструктивами. Регламентирующими являются габариты ПП (включая их толщину), число и ширина проводящих дорожек и ширина между ними.

В настоящее время шаг между центрами контактов СПМ доведен до 1 мм и меньше, число контактов — до 150. Стандартным шагом для СПМ, так же как и для всех электрических соединителей, принят шаг, кратный 1,25. Промышленность выпускает в массовом коли-

честве СПМ только с шагом не менее 2,5 мм, т. е. 2,5; 3,75 и 5,0 мм. До сих пор выпускаются СПМ и с нестандартными шагами, такими как 3,50; 6,0 мм и др. (табл. 9.6).

Контактирование в СПМ осуществляется обычной разъемной контактной парой с двумя и большим числом упругих элементов (до 16), обеспечивающих многоточечный контакт. Конструкции контактных пар СПМ очень разнообразны.

Ранее предусматривалось, что сочленение-расчленение СПМ производилось при снятии питания в цепях их контактов. В настоящее время указанный в технической документации на СПМ ресурс, если это специально оговорено, должен обеспечиваться и при определенной нагрузке в цепях контактов.

СПМ выпускаются двух видов — для косвенного и непосредственного (прямого) соединения с ПП. СПМ косвенного соединения (навесные) имеют, как и все электрические соединители, две части: вилки и розетки, одна из которых крепится на ПП и ее хвостовики припаиваются к ее проводящим дорожкам. Соединители прямого соединения (торцовые) имеют только розетки, сочленяющие непосредственно с торцом ПП, гнезда которых контактируют с проводящими дорожками ПП [9.6].

СПМ выпускаются для соединения двух ПП и присоединения ПП к объемному монтажу (жгуту проводов, кабелю). Хвостовики розеток торцовых СПМ и вилок или розеток навесных СПМ, предназначенных для объемного монтажа, выпускаются для пайки, навивки или обжимки, а в некоторых конструкциях — для обеспечения высокой надежности пайки и навивки. Розетки или вилки навесных соединителей, расположенные на ПП, рассчитаны на пайку в отверстие или внахлест.

Все современные торцовые соединители выпускаются двухрядными, навесные — одно-, двух- и трехрядными.

Торцовые соединители вследствие ряда присущих им недостатков не могут использоваться в ответственной аппаратуре, особенно подверженной механическим воздействиям, однако они проще, дешевле, удобны в применении, сокращают число паяк в аппаратуре, легко устанавливаются по несколько штук на одной ПП. Их основным недостатком является критичность к толщине и искривлению ПП. Фольгированный стеклотекстолит, который обычно используется для ПП, имеет согласно

Т а б л и ц а 9.6. Технические характеристики соединителей для печатных плат

Серия	Шаг, мм	Количество контактов	Количество рядов	Допустимые		Усилие расчленения, Н
				ток, А	напряжение, В	
Торцовые						
РПС	4	3—70	2	5	700	2—155
РПП	3,75	40—72	2	2	250	
СНП	2,5; 3,75; 5	16—112	2	1, 2, 8	200; 300	8—12
Навесные						
РПС	4	12—70	1; 2	5	700	2—155
ПП и С	6	4—31	1; 2	5	420	30—115
МРН	2,5	4—44	1; 2	1; 0,5	320; 120	2—105
ГРПМ	2,5; 3,5; 3,75	14—122	2; 3; 4	2	90	20—200
СНП	2,5; 5; 10	16—96	2; 3	1,8	150	60—150

ГОСТ 10316-78 разброс по толщине 1,3—1,7 мм. С учетом гальванического покрытия ПП верхний предел увеличивается до 1,8 мм. Кроме того, практика показала, что в процессе эксплуатации ПП коробятся. При больших толщинах ПП упругие элементы перегружаются и быстрее изнашиваются, что может привести к поломке, при малых возможно плохое контактирование. Чем больше ПП, тем больше будет сказываться на надежности контактирования ее искривление, особенно если она расположена горизонтально и жгуты не закреплены.

Навесные СПМ лишены этих недостатков, их работоспособность не зависит от ПП, но они сложнее, дороже, требуют больше паяк в аппаратуре, при необходимости установки на плате нескольких штук сочленяются с большим трудом, к среднему ряду трехрядных СНП при малом шаге между контактами труден доступ для присоединения проводов.

Наиболее надежны торцовые СПМ с контактными узлами, имеющими несколько пар упругих элементов (4—5 и более), выполненных из не очень жесткого материала. Многоточечный контакт, как известно, образованный несколькими пружинами, обеспечивает низкое контактное сопротивление.

Современные СПМ выпускаются с контактами, покрытыми серебром, золотом, палладием, и без покрытия (СПМ серии РПП). Для обеспечения требования низкого и стабильного контактного сопротивления в течение длительного времени в жестких климатических условиях при малых нагрузках в цепях контактов, как и всюду, следует выбирать СПМ, имеющие покрытие золотом. СПМ без покрытий могут быть использованы только в тех случаях, если к контактному сопротивлению и его стабильности не предъявляются специальные требования.

Розетки серии РПС выпускаются в трех вариантах: для односторонних, двухсторонних и двух односторонних ПП. Они могут устанавливаться на ПП или шасси. Их хвостовики (прямые или Г-образные) рассчитаны под пайку. Некоторые типы выпускаются в кожухе с кабельным зажимом. Контактное покрытие — серебро или золото.

Торцовые соединители РПП (розетки) разработаны для унифицированных типовых конструкций по ГОСТ 20504-75 «Приборы и средства автоматизации ГСП. Агрегатированные комплексы. Система унифицированных типовых конструкций и основные параметры». Они рассчитаны на ПП со стороны, к которой должен подсоединяться соединитель, равной 115, 155, 195 или 235 мм, и толщиной 1,3—1,8 мм. Выпускаются они с 40, 48 и 72 контактами и шагом между их центрами 3,75 мм для трех видов присоединения монтажных проводов: с плоскими лепестками под пайку монтажных проводов, с прямыми штырями прямоугольного сечения под накрутку (или впаивание) и с Г-образными штырями прямоугольного сечения под пайку на монтажных платах. Контактная пара у них многоточечная. Контактные пружины выполняются из нейзильбера МНЦ 15—20 без специального контактного покрытия. Вследствие этого при токе менее 100 мкА контактное сопротивление у них может быть очень высоким (до 50 Ом). Их контактное сопротивление не должно превышать 20 мОм при

токе до 1 мА и 50 мОм при токе от 1 мА до 100 мкА. Контакты допускают коммутацию постоянного напряжения 1—10 мВ ± 10 мкВ при нагрузке 2—20 мОм. В течение 5 мин они выдерживают двукратную нагрузку по току на всех контактах. Усилие расчленения на один контакт равно 1,25 Н.

Торцовые соединители СПМ предназначены для сочленения с ПП толщиной 1,5 мм, прогиб которых на длине 150 мм не должен превышать 0,3 мм. Они выпускаются в нескольких вариантах с разными числом контактов и шагом между ними, на разные рабочие токи и напряжения. Все варианты — всеклиматического исполнения. Их хвостовики рассчитаны под накрутку. Контакты золоченые. Контактное сопротивление — не более 25 мОм ± 10 %. Максимальный рабочий ток на одиночный контакт для соединителей, рассчитанных на рабочий ток 1,0 А, длительно 2,5 А, кратковременно 3,0 А; для соединителей, рассчитанных на ток 2,8 А, соответственно 2,8 и 4,0 А. Рабочее напряжение в цепи контактов с уменьшением давления среды должно быть уменьшено аналогично приведенному на рис. 9.6.

Соединители серий РПС и МНР имеют вилки и розетки, предназначенные для крепления как на шасси, так и на печатной плате. Хвостовики соединителей серии РПС могут быть прямыми или угловыми. Розетки их могут иметь кожух с кабельным зажимом. Контактное покрытие — серебро или золото.

Соединители ГРПМ малогабаритные, выпускаются для соединения двух ПП, расположенных во взаимно перпендикулярных плоскостях, и для присоединения ПП к объемному монтажу при жестком или плавающем креплении розетки к шасси. Хвостовики контактов вилок рассчитаны под пайку к ПП, хвостовики в розетках — под пайку к ПП или к проводам. Контактная пара — гиперболическая [9.3] или штампованная. Контактное сопротивление гиперболических контактов в 2 раза меньше, чем штампованных.

Навесные соединители серии СПМ всеклиматического исполнения предназначены для соединения ПП друг с другом и для присоединения ПП к объемному монтажу. Вилки предна-

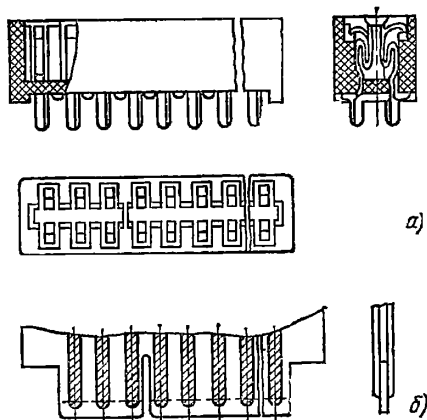


Рис. 9.8. Соединители для печатных плат прямого контактирования типа РПС:

а — розетка; б — вилка (плата)

значены для установки на сменную ПП. Розетки выпускаются двух видов: для установки на монтажной ПП и для объемного монтажа. Хвостовики вилок — Г-образные под пайку. Хвостовики розеток для ПП — прямые под навивку; розеток для объемного монтажа — под пайку в отверстие. Размеры всех вилок и розеток одинаковые, вне зависимости от числа контактов. Контактное покрытие — серебро или золото. Минимальный ток нагрузки 10^{-6} А, минимальное напряжение 10^{-3} В. Допускается максимальный рабочий ток на один контакт действительно 2,5 А, кратковременно (в течение 300 с) 4 А.

Навесные соединители серий РПС и МРН относятся к тем соединителям для ПП, которые выпускаются уже много лет и до сих пор широко применяются в аппаратуре, хотя имеют нестандартный шаг между контактами.

Вилки и розетки соединителей серии РПС имеют варианты для крепления как на ПП, так и на шасси. Их хвостовики могут быть прямыми и Г-образными. Розетки могут иметь кожух с кабельным зажимом. Выпускаются с покрытием контактов серебром или золотом. В соединителях серии МРН вилки должны располагаться на ПП. Розетки — кабельные. Хвостовики рассчитаны под пайку. Некоторые варианты имеют кабельные зажимы. Покрытие контактов — серебряное.

Рекомендации по применению электрических соединителей ЭС. 1. Цилиндрические приборные соединители более устойчивы к воздействию климатических и механических факторов. Они обеспечивают более надежную заделку жгутов проводов и кабелей. Их контактное сопротивление ниже и стабильнее, нежели прямоугольных. Сопротивление цилиндрических соединителей лежит в пределах $2,5 \times 10^{-4} - 10^{-3}$ Ом; прямоугольных (включая СНП) — $5 \cdot 10^{-3} - 10^{-2}$ Ом.

2. Прямоугольные приборные соединители более удобны для монтажа, особенно при большой плотности контактов.

3. Герметичные соединители обеспечивают герметизацию самого соединителя, но не его присоединения к аппаратуре.

4. В средствах ВТ, ЧПУ, ИИС и промышленной автоматики повышенной надежности рекомендуется использовать СНП косвенного контактирования. При этом в изделиях вычислительной техники и измерительных цепях ИИС контакты соединителей должны иметь золоченое покрытие.

9.3. КОММУТАЦИОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

К коммутационным элементам относится большая группа контактных устройств, управление которыми осуществляется непосредственно рукой оператора. Коммутационные элементы по направлению прилагаемого к ним усилия подразделяются на три класса:

1) элементы, усилие в которых направлено перпендикулярно лицевой (верхней) панели, — нажимные (микрпереключатели, кнопки);

2) элементы, усилие в которых направлено вдоль лицевой панели (тумблеры, движковые и клавишные переключатели);

3) элементы, управление которыми осуществляется крутящим моментом в плоскости лицевой панели, — поворотные (галетные, пакет-

ные, кулачковые, щеточные, роторные и рычажные переключатели).

Коммутационная способность и область применения каждого класса коммутационных элементов довольно четко коррелируются с габаритами последних. На этом принципе осуществлена простейшая классификация, приведенная в табл. 9.7 и 9.8.

В зависимости от материалов, используемых в конструкции, и частично от самой конструкции коммутационные элементы выпускаются обычного, тропического и всеклиматического исполнений. К элементам тропического и всеклиматического исполнений предъявляются повышенные требования к стойкости против морского тумана, пыли и росы. Допускается понижение атмосферного давления до 70 МПа. Степень обрастания плесневыми грибами для них определена в 2 балла [8, 9].

Особенностью контактных коммутационных элементов является их относительно высокая надежность по сравнению с другими коммутационными элементами. Это объясняется большими контактными нажатиями, возможностью приложения значительных усилий при переключении (ручное управление) и в большинстве случаев возможностью повторного многократного включения при отсутствии контакта после первого включения.

Другой особенностью коммутационных элементов с точки зрения надежности является однообразие видов отказов, обусловленных, как правило, отказом механических элементов (пружин, толкателей, фиксаторов и др.). Это в значительной степени облегчает прогнозирование возможных отказов и позволяет получить достаточное резервирование при минимальном количестве резервных элементов. Тем не менее длительное воздействие повышенной влажности способствует увеличению переходного контактного сопротивления в 1,5—2 раза (в некоторых случаях до 15 раз) и уменьшению сопротивления изоляции в 30—200 раз к концу срока службы. Как правило, после длительного хранения (ожидания) для всех коммутационных элементов рекомендуют многократное (не менее 15) повторное включение.

Т а б л и ц а 9.7. Классификация коммутационных элементов

Коммутационный элемент	Габариты
Микрпереключатели	Миниатюрные, микроминиатюрные
Кнопки	Нормальные, миниатюрные
Кнопочные переключатели	Нормальные
Тумблеры:	
тумблеры-выключатели	Нормальные, миниатюрные
тумблеры-переключатели	То же
микротумблеры	Миниатюрные
движковые переключатели	Нормальные
клавишные переключатели	»
Поворотные переключатели:	
галетные	Нормальные, малогабаритные
кулачковые	Нормальные
щеточные	»

Таблица 9.8. Технические характеристики коммутационных элементов

Тип	Габариты, мм	Количество контактов	Усилие на приводе, Н, не более	Диапазон коммутируемых	
				токов, А	напряжений, В
Микропереключатели					
Микроминиатюрные	12× (10÷13) ×6	1п	2,5	10 ⁻⁶ —5	0,2—36
Миниатюрные:					
одноконтактные	22× (14÷19) ×8	1п	5	10 ⁻⁶ —1	10 ⁻³ —110
четыреконтактные	24×27×16	2з, 2п	9	10 ⁻⁵ —3	0,5—36
мощные	24×23×11	1п	8,5	10 ⁻¹ —4	6—36
для печатных плат	27×13×6	1з	2	2·10 ⁻²	15
Кнопки					
Малогоабаритные:					
с арретиром	40×20×10	1п	7	5·10 ⁻⁴ —4	0,3—30
без арретира	34×34×11	1п, 2а	7	5·10 ⁻⁴ —4	0,3—30
со световой сигнализацией	∅ 16×52	1р	7	0,25	25
нормальные	60×34×19	2р, или 2з, или 1з и 1р	25	0,3—1	30—110
с цветной индикацией и фиксации	75×23×12	2р	20	0,1—4	0,1—250
Кнопочные переключатели с 2, 3, 4, 5 и 10 кнопками с фиксацией и блокировкой каждой кнопки	46× (23÷103) ×15	2п	8	19 ⁻⁶ —0,5	10 ⁻² —60
Тумблеры					
Тумблеры-выключатели:					
нормальные	62×43×18	1з и 1р; 2з и 1р или 4з 1з и 1р	15	10 ⁻³ —5	1,6—220
миниатюрные	38×35×3		15	10 ⁻³ —1	1,6—220
Тумблеры-переключатели:					
мощные	60×33,5×19	2п	30	До 6	До 300
нормальные	47×28,5×17,8	2п	15	10 ⁻³ —2	16—200
миниатюрные	32×12,8×12	1п, 2п	16	0,1—5	0,1—50
Микротумблеры-переключатели	37×22×11,3	1п, 2п	12	5·10 ⁻⁴	0,5—30
Переключатели					
Движковые	27×20×11	1п, 2п	17; 19	5·10 ⁻⁴ —4	0,5—30
Клавишные	53×35×13,9	1п	12	10 ⁻² —0,5	3—30
Галетные:					
нормальные	(51÷83) ¹ × ∅31	(1÷5) × (1÷20) × (2÷11) ² , не более 275	2	10 ⁻⁴ —0,5	1,6—250
миниатюрные со специальной схемой	(51÷72) ¹ × ∅20	(1÷4) × (1÷4) × (2÷12) ² , не более 192	—	10 ⁻⁶ —0,5	0,2—130
со специальной схемой коммутации	28× ∅45	До 36	—	10 ⁻⁵ —5·10 ⁻²	1,0—15
кулачковые	(69÷112) ³ ×33×24	4—10	0,35	0,5—4	3—30
щеточные	(60÷155) ³ ×64×48	(3÷24) × (1÷4) ⁴	—	0,1—2	380

¹ В зависимости от числа плат.² Число плат×число направлений (контактов на плате)×число положений.³ В зависимости от числа контактов на плате.⁴ Число контактов на плате×число плат.

Микропереключатели представляют собой класс коммутационных элементов, отличающихся малыми габаритами. Они имеют чаще всего одну контактную группу на переключатель и редко применяются самостоятельно. Обычно они используются как комплектующие элементы для изготовления тумблеров, кнопок и кулачковых переключателей. Поэтому к ним предъявляется ряд специфических требований, таких, например, как минимизация хода приводного элемента, повышенная чистота обработки толкателей и др.

Коммутационные способности микропереключателей для наиболее часто используемых нагрузок:

Активная нагрузка		
Ток через контакт, А	10 ⁻⁵ —0,25	0,25—0,5
Допустимое число коммутаций	5·10 ⁴	2,5·10 ⁴
Индуктивная нагрузка		
Ток через контакт, А	10 ⁻⁵ —0,25	0,25—0,5
Допустимое число коммутаций	2,5·10 ⁴	1,5·10 ⁴

Кнопки выпускаются разных габаритов и с различным числом и видом контактов двух вариантов (без арретира — фиксатора и с арретиром) с разными видами маркировок. Возврат в исходное состояние кнопок без арретира производится после снятия нажатия, а кнопок с арретиром — после повторного нажатия. Большое разнообразие видов маркировки делает их одним из основных коммутационных элементов, используемых в случаях, когда на лицевую панель прибора или пульта выводит большое количество каналов управления. Наиболее простым способом маркировки является окраска протектора. Чаще всего для этого используют черный и красный и значительно реже белый, желтый, зеленый и синий цвета. Помимо цветной маркировки кнопки могут иметь световую сигнализацию. В качестве источника света используются лампы накаливания СМН-9-60 или СМН-10-55, а для получения различной цветовой индикации в них используют светофильтры.

Коммутационная способность кнопок нормального исполнения при напряжении 10^{-4} — 36 В:

Активная нагрузка		
Ток через контакт, А	10^{-6} —0,25	0,25—0,5
Допустимое число коммутаций	10^6	$5 \cdot 10^4$
Индуктивная нагрузка		
Ток через контакт, А	0,5	10^{-6} —0,25
Допустимое число коммутаций	$2,5 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^4$

В последнее время начали выпускаться кнопки с герметичными контактами, в качестве которых используются магнитоуправляемые контакты типа МКВ-1 (см. § 9.5).

Тумблеры отличаются от других коммутационных элементов очень большой номенклатурой выпускаемых вариантов. В отличие от микропереключателей они могут иметь более широкий (в сторону увеличения) диапазон коммутируемых нагрузок и большее количество контактов (до 5). Они выпускаются с различной фиксацией управляющей ручки: в двух крайних положениях; в двух крайних и среднем положениях; в одном крайнем и среднем и только в среднем положениях.

Особенностью тумблеров является независимость допустимого числа коммутаций от тока (в пределах, предусмотренных техническими условиями). Некоторое количество типов тумблеров выпускается в декоративном исполнении.

Галетные переключатели являются наиболее распространенными поворотными переключателями. Они отличаются большим по сравнению с ранее рассмотренными типами коммутационных элементов числом контактов (иногда до нескольких сотен). Контакты их расположены по окружностям плат (галет), которые собираются в пакет (пакет может иметь до шести галет). Переключение осуществляется вращением ротора с одним или несколькими контактами (направлениями). Число положений ручки управления соответствует числу контактов в секторе перемещения контакта (контактов), расположенного на роторе. Галетные переключатели выпускаются в большом количе-

стве вариантов по числу галет, положений и на-
правлений.

Для галетных переключателей характерна высокая стабильность переходных сопротивлений контактов при воздействии как различных климатических факторов, так и электрических нагрузок в течение всего срока службы.

Кулачковые переключатели строятся на основе микропереключателей и отличаются высокой надежностью, простотой конструкции и малыми габаритами. Существенным недостатком их является значительно меньшее по сравнению с галетными переключателями число контактов. Их ресурс (более $2 \cdot 10^4$ коммутаций) обеспечивается в широких пределах электрических нагрузок (при токах от 0,5 до 4 А и напряжениях от 1 до 36 В).

Щеточные переключатели являются наиболее надежными поворотными переключателями. Они не получили широкого применения из-за относительно больших габаритов.

9.4. РЕЛЕ

Электроконтактные реле представляют собой электромеханические устройства, в которых при изменении условий в одной электрической цепи замыкаются и (или) размыкаются контакты, которые управляют работой другого устройства в той же или другой электрической цепи. Они могут быть построены на различных принципах действия: электромагнитном, магнитоэлектрическом, индукционном, электродинамическом, электротепловом и др., но наибольшее распространение получили электромагнитные, в которых механическая работа, необходимая для замыкания и размыкания контактов, совершается за счет изменения магнитной энергии в рабочем воздушном зазоре электромагнита. Реле, основанные на других принципах действия, ввиду их большей сложности и стоимости распространения в промышленной автоматике не получили. Исключение, пожалуй, составляют только электротепловые реле времени, в которых замыкание и (или) размыкание контактов происходит за счет изменения геометрии чувствительного элемента, нагреваемого током в управляющей цепи [9.10, 9.11].

До 50-х годов все схемы автоматики, телемеханики, связи и т. п. строились на контактных электромагнитных реле. В настоящее время область применения их значительно сузилась, но общее количество потребляемых реле из года в год растет. Это объясняется тем, что электроконтактные реле по сравнению с бесконтактными имеют ряд уникальных свойств: практически полное отсутствие гальванической связи между входными и выходными цепями, возможность коммутации как постоянных, так и переменных токов, допустимость значительных перегрузок в цепи контактов как по току, так и по напряжению, очень малые потери мощности в контактном переходе и практически бесконечное отношение сопротивлений контакта в разомкнутом и замкнутом состояниях, а также независимость от воздействия электрических и магнитных полей, нечувствительность к температурным перегрузкам, высокая электрическая прочность и др.

Соревнование контактной релейной техники с бесконтактной дало толчок к совершенствованию традиционных электромагнитных ре-

ле и созданию новых, построенных на других технических решениях. Традиционные электромагнитные реле имели, как правило, многозвеньевую структуру (рис. 9.9), в которой от воспринимающего органа (обмотка 1) передача движения на исполнительные органы (контакты 2) осуществлялась с помощью вспомогательного кинематического звена (от якоря 3

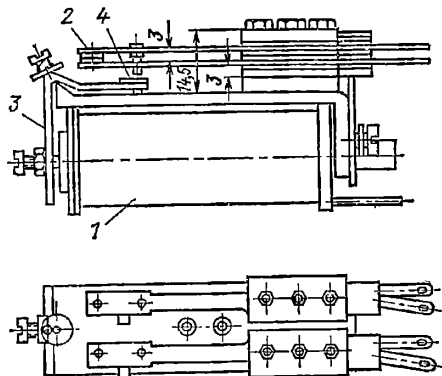


Рис. 9.9. Электромагнитное реле

через систему пружин 4). Такая структура обуславливалась, с одной стороны, одно из основных положительных качеств реле — развязку входных и выходных цепей и, с другой стороны, их основные недостатки: громоздкость, инерционность и лишние детали, т. е. дополнительные источники отказов. Поэтому совершенствование обычных электромагнитных реле шло в основном по пути упрощения их конструкции, а создание новых — по пути совмещения подвижных органов (управляющих и контактных), т. е. по пути управления непосредственно контактами. Способствовала развитию этих направлений технология изготовления микроминиатюрных элементов радиоэлектроники. Кроме того, наряду с новыми типами реле появились конструктивно самостоятельные контактные элементы типа магнитоуправляемых контактов (герконов), на базе которых стало возможным комплектовать различные контактные устройства: реле, коммутаторы, матрицы, датчики и др. Современные электромагнитные реле вполне конкурентоспособны с полупроводниковыми элементами как по габаритам, так и по ряду технических свойств. Некоторые конструкции миниатюрных реле имеют мощность срабатывания 0,15 Вт, массу около 2 г, а объем менее 1 см³. Некоторые типы миниатюрных реле приспособлены для печатного монтажа. Современные электромагнитные реле имеют более рациональную конструкцию магнитной и контактной систем по сравнению с прежними. Вместо неуравновешенного якоря в большинстве конструкций последнего времени используется уравновешенный относительно оси вращения, вследствие чего они стали более устойчивы к механическим перегрузкам. Вместо наборного контактного узла из длинных пружин с прикрепленными к ним контактами, который приводился в движение через вспомогательную систему, используется контактный узел с короткими пружинами,

непосредственно приводимый в движение от якоря, причем контактные пружины часто выполняются из материала, одновременно обладающего пружинными и контактными свойствами. Благодаря применению новых изоляционных и проводниковых материалов нагревостойкость реле повысилась в 1,5—2 раза [9.10—9.12]. Большинство современных реле

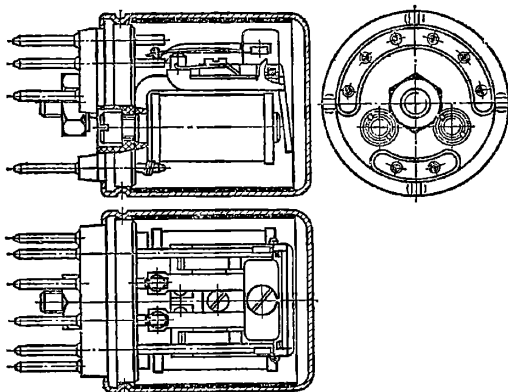


Рис. 9.10. Слаботочное электромагнитное реле типа РЭС-9

выпускается в защитных чехлах, что предохраняет их (особенно контакты) от влияния внешней среды. Слаботочные реле, как правило, имеют несъемные чехлы (завальцованные или залитые компаундом) (рис. 9.10), миниатюрные реле герметичные, причем некоторые из них даже имеют двойную герметизацию, т. е. такую, при которой контактная система или обмотка внутри общего кожуха дополнительно загерметизирована (к таким реле относятся реле с магнитоуправляемыми контактами). Следует отметить, что любые негерметичные кожухи предохраняют реле только от попадания пыли, брызг, продуктов пайки и изоляционных лаков, используемых при монтаже аппаратуры, но не предохраняют от попадания агрессивных газов, а в некоторых случаях и могут насыщать влагу, как, например, при резких перепадах температуры. Только герметичные контактные системы, отделенные от остальной конструкции реле, предохраняют их от влияния как внешней среды, так и продуктов износа механических деталей и испарения изоляционных материалов внутри реле.

Электроконтактные реле, как и все электромеханические устройства с подвижными деталями, изнашиваются в процессе работы. При срабатывании и отпуске подвергаются износу их подвижные детали; происходит релаксация пружин; кроме того, подвергаются электрической эрозии (износу) рабочие поверхности контактов; на контактных поверхностях образуются (отлагаются) различные пленки (отложения), которые затрудняют прохождение электрического тока. Вид и интенсивность электрической эрозии зависит от нагрузки в его цепи и окружающей среды. Диапазон нагрузок, которые должны коммутировать современные реле в цепях систем управления, очень широк: от микроампер и микровольт до ампер

и сотен вольт. При этом в связи с общей тенденцией к миниатюризации аппаратуры доля малых нагрузок (до миллиампер при единицах вольт) все возрастает при одновременном снижении контактных нажатий, хотя использование реле для включения исполнительных цепей не уменьшается. Реле работают в разных режимах: длительном, кратковременном, повторно-кратковременном (циклическом), в режиме длительного ожидания и в разнообразных внешних условиях: в лабораториях, цехах различных предприятий, полевых условиях, на транспорте [9.13, 9.14].

Существующая практика показала, что основная доля отказов современных реле приходится на контакты (до 60 %). Отказывают и обмотки, особенно если они намотаны очень тонким проводом. Отказы кинематики встречаются крайне редко. В эксплуатационных условиях в основном фиксируются только внезапные отказы: незамыкания и неразмыкания коммутируемых ими цепей, которые могут происходить по разным причинам: сгорания обмоток, заедания кинематики, непрочности или сварки контактов. Параметры реле (токи срабатывания или отпускания, сопротивления замкнутых контактов и др.) при эксплуатации, как правило, не контролируются и привлекают внимание только тогда, когда нарушают работу управляемых ими нагрузок, или в моменты специальных поверок.

В настоящее время выпускается большое количество разнообразных видов, типов и конструкций электромагнитных реле, предназначенных для коммутации разнообразных токов. В системах управления используются в основном так называемые слаботочные электромагнитные реле, предназначенные для коммутации электрических цепей с параметрами, не превышающими при постоянном токе 10 А; 300 В; 300 Вт, при переменном токе с частотой до 10 кГц 5 А; 380 В; 1000 В·А и с частотой до 100 кГц 2 А; 300 В, 100 В·А [9.18, 9.19]. В зависимости от рода управляющего (питающего обмотки) тока они подразделяются на реле постоянного и переменного тока. Согласно [9.13, 9.14] установлены ряды на номинальные значения рабочих напряжений питания обмоток: для реле постоянного тока — от 0,25 до 220 (300) В и для переменного тока — от (6,3) 60 до 380 В при допустимом отклонении их от номинала от 10 до 20 % (напряжение питания реле постоянного тока 300 В и реле переменного тока менее 60 В не должны быть использованы в реле новых конструкций).

Следует отметить, что слаботочные реле переменного тока выпускаются в очень небольшом количестве. По сравнению с реле постоянного тока они конструктивно сложнее, менее экономичны и надежны, дороже, их сроки службы значительно меньше. В малоомощных цепях переменного тока вместо них часто используют реле постоянного тока, включенные через выпрямительную схему.

Электромагнитные реле постоянного тока разделяются на нейтральные и поляризованные. Действие (срабатывание и отпускание) нейтральных реле (обычно слово «нейтральные» опускается) не зависит от направления тока в его обмотках, а действие поляризованных — зависит. Благодаря наличию дополнительного поляризующего потока, создаваемого

чаще всего постоянным магнитом, поляризованные реле более чувствительны и их быстроедействие выше, нежели у нейтральных.

Электромагнитные реле выпускаются разных габаритов и исполнений, чувствительности для коммутации различных токов и напряжений. По чувствительности они делятся на высокочувствительные (до 10 мВт), чувствительные (до 100 мВт) и нормальные (свыше 100 мВт). Реле, предназначенные для коммутации токов более 1000 МГц, называются высокочастотными.

Поляризованные реле бывают трехпозиционными (со средним положением якоря и контактов) и двухпозиционными: с безразличным положением якоря и с преобладающим. Поляризованные реле, управляемые импульсами тока и обеспечивающие блокировку якоря и контактов в заданном положении, носят название дистанционных переключателей.

Электромагнитные реле выполняются одно-, двух или многообмоточными, с одной, двумя или большим количеством замыкающих, размыкающих или переключающих контактов — одинарных или сдвоенных (запараллеленных). Последние обеспечивают большую надежность при очень малых коммутируемых нагрузках.

Основными параметрами реле являются токи (или напряжения) срабатывания и отпускания $I_{ср}(U_{ср})$ и $I_{отп}(U_{отп})$; времена срабатывания и отпускания $t_{ср}$ и $t_{отп}$; сопротивление цепи контактов в замкнутом $R_{к}$ и разомкнутом $R_{из}$ состояниях. Обычно в технических характеристиках реле указывается также номинальное значение рабочего тока (чаще напряжения) питания обмотки. Это напряжение (ток) выбирается таким образом, чтобы коэффициент запаса

$$k_3 = I_{раб}/I_{ср}$$

обеспечивал надежное срабатывание реле в течение необходимого срока службы при всех заданных изменениях условий и воздействий.

Слаботочные электромагнитные реле являются, как правило, неремонтируемыми изделиями. Их показателем безотказности является, как и для всех комплектующих элементов, интенсивность отказов, а долговечности — число циклов (срабатываний-отпусканий) N , которое определяется нагрузкой в цепи контакта. Причины и механизмы отказов обмоток и контактов реле различны и независимы. Поэтому интенсивность отказов реле λ , $ч^{-1}$, складывается из интенсивностей отказов обмотки $\lambda_{обм}$, $ч$, и контактов $\lambda_{к}$ для данной нагрузки, т. е.

$$\lambda = \sum_1^n \lambda_{обм} + f \sum_1^k \lambda_{к},$$

где f — средняя частота коммутаций за заданное время t , $ч^{-1}$, равная N/t ; n и k — количество задействованных обмоток и контактов соответственно.

В табл. 9.9 и 9.10 приведены основные параметры реле, диапазоны допустимых коммутируемых постоянных токов и напряжений при резистивной нагрузке.

Рекомендации по применению реле. 1. Перед монтажом в аппаратуру следует проводить

Таблица 9.9. Технические характеристики некоторых электромагнитных реле постоянного тока

Тип	Кожух	Габариты, мм	Количество контактов	Напряжение питания, В	Диапазон коммутируемых	
					токов, А	напряжений, В
РЭС8	Герметичный	28,5×49×50	6п	12—127	0,1—5	6—220
РЭС9	Завальцованный	∅21×36	2п	6—96	5·10 ⁻⁶ —3	0,05—250
РЭС10	Завальцованный или залитый	16,7×11,5×26,9	1п	5—48	10 ⁻⁶ —2	0,05—250
РЭС32	Залитый	20,5×30,5×43,3	4п	12—60	5·10 ⁻⁶ —3	0,05—220
РЭС34	Герметичный	12,5×19×25,5	1п	6—27	10 ⁻² —2	6—250
РЭС37	Завальцованный	19×32×45,5	2п	18—48	2·10 ⁻⁴ —0,3	1—300
РЭС38	Герметичный	—	6п	24	10 ⁻³ —2	6—220
РЭС42	Залитый	13×25×21	1а	10—48	5·10 ⁻⁶ —0,25	0,05—180
РЭС43	»	17×30×21	2а	10—48	5·10 ⁻⁶ —0,25	0,05—180
РЭС44	»	20×30×31	3а	10—48	5·10 ⁻⁶ —0,25	0,05—180
РЭС45	»	61×16×24	1а	12—27	5·10 ⁻⁶ —0,5	0,05—220
РЭС46	»	61×22×24	2а	12—27	5·10 ⁻⁶ —0,5	0,05—220
РЭС47	Герметичный	23×13×19	2п	6—27	10 ⁻² —1	5—150
РЭС48	»	10,5×21×28	2п	5—30	10 ⁻¹ —3	6—220
РЭС49	»	5,2×10,3×22,8	1п	6—27	10 ⁻³ —1	6—150
РЭС53	»	12,8×22,8×30	4п	27	10 ⁻¹ —1	30
РЭС54	»	11,5×21×32	1 или 2п	27	10 ⁻² —2	6—220
РЭС55	Залитый	9,4×33×16	1п	3,5—37	5·10 ⁻⁶ —1	0,05—127
РЭС59	Герметичный	11×21×32,5	1 или 2п	27	10 ⁻² —1	6—127
РЭС60	»	6×11×23	2п	4—27	10 ⁻² —1	6—120
РЭС64	»	∅9,4×35	1а	5—27	5·10 ⁻⁶ —0,25	30
РЭН18	Отсутствует	26×94×80,5	От 1 до 4 а, р или п	От 12 до 220	0,1—5	10—250
РЭН20	»	26×94×83,8	2а, 2—4п	24, 127, 220	0,1—5	10—250
РЭН29	Съемный	30,5×43,5×73,5	2п	27, 30	5·10 ⁻⁶ —5	12—1000
РЭН32	»	30,5×43,5×73,5	2п	27, 30	10 ⁻¹ —5	12—250
РЭН33	Герметичный	31×40×59	4п	27	10 ⁻¹ —10	6—220
РЭН34	»	17×50×45	2п	27	10 ⁻¹ —10	12—250
РКМГ1	Отсутствует	80×25×55	1—6п	24—100	10 ⁻² —2	6—300
РКМП1	Съемный	30,6×48,4×90	2р или а, 1—2п	2,4; 24; 27	10 ⁻² —2	6—300
РКМП2	Отсутствует	25×58×77	1—8а или п	4—60	10 ⁻² —2	6—300

тренировку реле в течение 5—10 % циклов, указанных в технических условиях, без токовой нагрузки в его контактах с последующим пропусканием по контактам тока порядка 0,1 А, включаемого после замыкания контактов и отключаемого до их размыкания.

2. В ответственных цепях следует резервировать все контакты, коммутирующие токи до 100 мА. При этом коммутируемый ток в цепи не должен превышать максимально допустимый для одного контакта.

3. Для коммутации сухих цепей следует использовать герметичные реле со сдвоенными контактами из золота, серебра или их сплавов или реле с МК. Негерметичные реле для коммутации этих цепей могут быть использованы только с контактами из золота или его сплавов.

4. При коммутации напряжений до 50 мВ следует учитывать влияние термо-ЭДС и ЭДС шума в цепи контактов.

5. При коммутации токов до 10⁻³ А следует учитывать токи утечки.

6. Сопротивление нагрузки в цепи контактов не должно быть соизмеримым с контактным сопротивлением и сопротивлением изоляции.

7. Для коммутации напряжений свыше 30 В следует применять реле с мостовыми контактами.

8. При коммутации индуктивных нагрузок следует использовать искрогасительные контуры.

9. При коммутации нагрузок, вызывающих отказы типа неразмыкания, для увеличения надежности следует вводить последовательное дублирование контактов.

9.5. МАГНИТОУПРАВЛЯЕМЫЕ КОНТАКТЫ

Магнитоуправляемые контакты представляют собой большую группу различных по конструкции, назначению и возможностям контактных элементов, управление которыми осуществляется внешним магнитным полем. К ним

Таблица 9.10. Технические данные электромагнитных полиризованных реле и дистанционных переключателей, высокочастотных реле и реле времени

Тип	Кожух	Габариты, мм	Количество контактов	Напряжение питания, В	Диапазон коммутируемых	
					токов, А	напряжений, В
Поляризованные реле						
РПС18/4; РПС18/5; РПС18/7	Съемный	34,5×40,5×34	1п	0,2; 6	10 ⁻¹ —0,3	6—34
Дистанционные переключатели						
РПС20	Залитый	10×39,5×30,5	2п	4,6; 6—27	10 ⁻³ —3	0,08—115
РПС23	»	10×39,5×30,5	2п	24	8·10 ⁻² —3	6—115
РПС24	»	23,5×33,6×31	4п	12; 27	10 ⁻³ —2	0,05—115
РПС26	»	30,8×43,6×42	6п	12; 27	4·10 ⁻² —2	6—115
РПС28	»	41×47,5×50	8п	12; 27	4·10 ⁻² —2	6—115
РПС32	Герметичный	10,5×30,5×31	2п	2—32	5·10 ⁻³ —3	6—220
РПС34	»	23,8×33,6×31,5	4п	6; 12; 27	5·10 ⁻³ —3	6—220
РПС36	»	23,8×41,6×31,5	6п	7; 2; 14; 32	5·10 ⁻³ —3	6—220
РПС42	»	15×27,6×42,5	2п	27	10 ⁻² —10	6—220
РПС43	»	7,6×14×25	2п	27	10 ⁻⁶ —1	5·10 ⁻² —127
Высокочастотное реле						
РПВ2	Залитый	10,5×38×32	1п	27	10 ⁻⁶ —0,8	0,05—250
РПВ3	»	10,5×50×36	1п	27	*	—
РПВ14	»	28×63×82	1п	27	**	—
Реле времени						
РТН5-Т	Герметичный	27,4×48×57	1з	27	5·10 ⁻² —2	6—115
РТН3	»	∅23×46,5	1п	27	1·10 ⁻¹ —2	6—220
РТН4	Залитый	∅21,5×51,5	1п	27	1·10 ⁻² —2	10—37

* Допустимая коммутируемая мощность 24 Вт при частотах до 500 МГц и 2 Вт — до 1000 Гц при активной нагрузке, согласованной с волновым сопротивлением.

** Допустимая коммутируемая мощность 100 Вт при частотах до 650 МГц.

относятся герконы или язычковые контакты, которые обычно и называются магнитоуправляемыми (МК), и ртутные магнитоуправляемые контакты (РМК).

В настоящее время МК завоевали прочное положение в технике для коммутации низких и средних нагрузок, широко используются для создания различных реле, логических модулей, матриц, коммутаторов, кнопок, переключателей, конечных выключателей, датчиков линейного перемещения, поворота, уровня и т. п. [9.15—9.17]. Широкое распространение МК получил благодаря тому, что по быстродействию, надежности, износостойкости, стабильности параметров они превосходят обычные контакты. Несмотря на эти явные преимущества заменить ими полностью обычные контакты не представляется возможным.

МК принципиально очень просты (рис. 9.11, 9.12). Магнитная и контактная системы в них совмещены. Контактные пружины, выполненные из магнитно-мягкого материала, заделаны в герметичный стеклянный баллон, заполненный защитным газом. Перекрывающиеся концы пружин, которые смыкаются под действием магнитного поля, покрыты контактным материалом. Зазор между ними очень мал (300—500 мкм). В нем нет промежуточных звеньев и механически изнашиваемых деталей. Прогиб пружин столь мал, что не вызывает их

релаксацию. Они выполняются из материалов, которые практически не стареют. Защитная среда предохраняет рабочие поверхности контактов от коррозии [9.15, 9.16].



Рис. 9.11. Магнитоуправляемый контакт

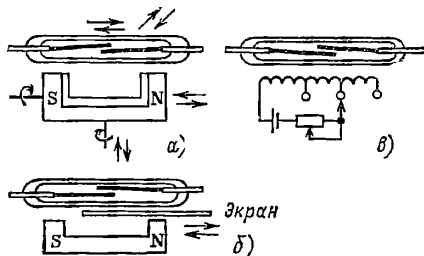


Рис. 9.12. Способы управления магнитоуправляемым контактом:

а — перемещением постоянного магнита; б — перемещением экрана; в — изменением МДС управляющей катушки

Эти особенности МК, улучшая указанные выше характеристики, накладывают, однако, ряд ограничений на их применение. Непосредственное управление приводит к тому, что контактное нажатие, а следовательно, и контактное сопротивление зависит от коэффициента запаса по току в обмотке управления. Малый зазор между параллельными пластинами облегчает образование разрядов при замыкании и размыкании по сравнению с обычными контактами. Замкнутый объем ограничивает теплоотвод, вследствие чего коммутационная способность МК определяется размерами его баллона. При превышении некоторого значения тока через контакты возможно уменьшение нажатия и усиление дребезга. Контактные пружины, выполненные из магнитно-мягкого материала, имеющего высокое удельное электрическое сопротивление, увеличивают результирующее контактное сопротивление МК. Благодаря длинным контактными пружинам МК обладают невысокой вибро- и ударостойкостью и значительным дребезгом при включении, продолжительность которого соизмерима с их временем срабатывания. Они чувствительны к внешним магнитным полям. Использование нескольких МК в одной общей катушке приводит к возрастанию продолжительности дребезга и некоторому снижению чувствительности (увеличению тока срабатывания).

Основным видом внезапных отказов МК во всем диапазоне нагрузок в отличие от обычных контактов являются неразмыкания: 1) в сухих цепях на неизношенных контактных поверхностях вследствие «холодной сварки» (из-за притирания друг к другу при замыкании), а изношенных — из-за остаточного намагничивания; 2) в цепях, коммутация которых сопровождается разрядными процессами, из-за перекрытия рабочего зазора продуктами эрозии (особенно если имеется некоторый переос поверхности) или из-за сварки эродированных участков.

В настоящее время выпускается много разнообразных конструкций МК с замыкающими, размыкающими и переключающими контактами, поляризованные, запоминающие и др. на разные коммутационные мощности [9.15, 9.16]. В переключающих МК одна из пружин выполняется немагнитной, в поляризованных МК — из магнитно-твердого материала, в запоминающих обе пружины делаются из ферромагнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса. Эти контакты работают от кратковременных импульсов и сохраняют свое состояние до следующего воздействия.

Выпускаются нашей промышленностью в массовом количестве замыкающие и переключающие МК с гибкими пружинными контактами нескольких типоразмеров на разные мощности коммутирования. В зависимости от размеров отечественные МК делятся на 6 типов (табл. 9.11) [9.15].

Контактным покрытием в МК служит чаще всего золото или родий. Контакты с золотым покрытием предназначены для коммутации малых токов, с родиевыми — для широкого диапазона нагрузок. Баллон МК заполняется чаще всего азотом.

Основным параметром МК наряду с обычными, характеризующими собственно контакт как элемент электрической цепи (т. е. его со-

Таблица 9.11. Классификация МК

Тип	Длина баллона, мм	Диаметр баллона, мм	Общая длина от вывода	Обозначение
Нормальный	52	5,4	75	Н
Средний	36	5,4	55	С
Промежуточный	27	4,4	45	П
Миниатюрный	20	4,4	36	М
Сверхминиатюрный	15	3,2	28	СМ
Микроминиатюрный	10	3,2	20	ММ

противления в замкнутом и разомкнутом состояниях, пробивное напряжение и т. п.), является их чувствительность.

Под чувствительностью МК понимается его МДС срабатывания. Она определяется конструктивными размерами МК, включая зазор и перекрытие, и механическими и магнитными свойствами материала пружин. Чем меньше зазор, тем выше чувствительность и меньше пробивное напряжение. Чувствительность МК зависит от расположения управляющей катушки или постоянного магнита и наличия внешнего магнитопровода. Наибольшая чувствительность обеспечивается при расположении МК внутри катушки (примерно равной длине баллона) тщательно центрированной с МК. Наличие кожуха из магнитного материала, частично или целиком охватывающего катушку, увеличивает чувствительность, защищает МК от действия внешних магнитных полей, но уменьшает быстродействие.

Коэффициент возврата $K_p = I_{отп}/I_{ср}$ определяется отношением неферромагнитных зазоров в разомкнутом и замкнутом состояниях контакта. Кроме того, в МК он зависит от протекающего через контакт тока. При значительных токах $I_{отп}$ может увеличиваться более чем в 1,5 раза [9.18].

Характерной особенностью МК является отсутствие предварительных натяжений пружин, вследствие чего движение их начинается практически сразу после включения обмотки управления. Поэтому время срабатывания его складывается из времени движения и времени дребезга. Время движения для данного зазора зависит от скорости нарастания управляющего магнитного потока, т. е. от коэффициента запаса по току $k_z = I_n/I_{ср}$, и постоянной времени цепи обмотки, которая непостоянна при движении пружин. Время дребезга МК зависит от k_z , упругих свойств пружин и состояния контактных поверхностей. Наименьшее время дребезга будет при $k_z \approx 1,5$. Следует отметить, что если МК замыкается несколько раз подряд, то продолжительность времени движения уменьшается, а дребезга увеличивается. Кроме того, как уже указывалось, при использовании нескольких МК в одной катушке продолжительность дребезга увеличивается и, следовательно, снижается долговечность (ресурс).

Проблема управления МК с помощью постоянных магнитов связана с выбором магнита, обеспечивающего срабатывание на заданном расстоянии от МК. Следует помнить, что в этом случае скорость нарастания магнитного потока в рабочем зазоре значитель-

но меньше, нежели при управлении от катушки.

Сопротивление МК значительно стабильнее сопротивления обычных контактов. Это объясняется следующими причинами. Как известно, $R_{МК}$ складывается из сопротивления пружин $R_{пр}$ и переходного сопротивления контакта $R_{п}$:

$$R_{МК} = 2R_{пр} + R_{п}.$$

Сопротивление пружин МК составляет более половины, а иногда и до 80 % полного сопротивления МК (у обычных контактов не более 20—30 %). Ввиду этого только значительное изменение $R_{п}$ будет сказываться на общем сопротивлении МК. Герметичный замкнутый объем, заполненный инертным газом, предохраняя контактные поверхности от вредного влияния внешней среды (образования пленок, оседания посторонних частиц), обеспечивает стабильность $R_{п}$. Только износ поверхностей в процессе коммутаций может привести к резкому увеличению $R_{п}$, которое скажется на изменении $R_{МК}$. Переходное сопротивление МК зависит от МДС управляющей обмотки. Для обеспечения надежной работы коэффициент запаса должен быть не менее двух.

При циклической работе МК из-за механической и электрической эрозии контактных поверхностей $R_{МК}$ может постепенно увеличиваться и стать нестабильным.

Наибольшую стабильность контактного сопротивления имеют смоченные ртутью контакты, поскольку их рабочие поверхности хорошо сопрягаются друг с другом по большой площади независимо от величины контактного нажатия. Их сопротивление фактически определяется сопротивлением контактных пружин и превышает номинальное в течение всего срока службы не более чем на 10 %. $R_{МК}$ резко возрастает при токах выше 1 МГц. Поэтому коммутации токов высокой частоты (до 50 МГц) должны производиться специальными МК, пластины которых целиком покрыты проводящим слоем.

Сопротивление МК в разомкнутом состоянии определяется поверхностным сопротивлением стеклянного баллона, которое зависит от влажности окружающей среды и склонности стекла к смачиваемости. Это сопротивление по аналогии с принятой терминологией для обычных реле называют сопротивлением изоляции МК. Нижняя граница его лежит в пределах 10^8 — 10^{15} Ом. Изменение сопротивления изоляции МК с изменением относительной влажности воздуха происходит очень быстро (за несколько секунд). Поэтому, чтобы обеспечить высокое и стабильное $R_{из}$, необходимо герметизировать МК или покрывать специальным составом баллон.

Электрическая прочность МК определяется напряжением пробоя его рабочего зазора. При постоянном и переменном напряжении промышленной частоты оно подчиняется закону Пашена (его правой ветви). При импульсном напряжении пробой произойдет, если амплитуда импульса напряжения больше $U_{пр,стат}$, а продолжительность его достаточна. При этом время пробоя обратно пропорционально амплитуде и тем больше, чем она меньше.

При импульсе с возрастающим фронтом пробой будет происходить на его переднем фронте.

По безотказности и долговечности МК значительно превосходит обычные контакты. Их интенсивность отказов по крайней мере на два порядка меньше интенсивности отказов обычных контактов. МК имеют длительный период приработки (иногда до 10^7 циклов), число отказов в котором в несколько раз больше, чем при последующей работе. Этот период приработки тем продолжительнее, чем меньше коммутируемая контактами нагрузка. Механическая износостойчивость МК более 10^8 — 10^{10} циклов. В сухих цепях ресурс определяется только этой износостойчивостью. При нагрузке, сопровождаемой электрической эрозией, ресурс снижается. Основным видом катастрофических отказов при всех нагрузках являются неразмыкания, которые происходят обычно внезапно. Основным видом постепенных отказов является увеличение контактного сопротивления выше нормы, которое с числом циклов носит, как правило, несистематический характер. Среднее значение иногда не изменяется, иногда возрастает, разброс всегда возрастает тем больше, чем больше нагрузка.

В табл. 9.12 приведены основные данные выпускаемых промышленностью МК.

Рекомендации по применению МК:

1) При коммутации индуктивных нагрузок для увеличения сроков службы МК рекомендуется подбирать искрогасительные контуры вида цепочек резистор — конденсатор или варистор — конденсатор таким образом, чтобы перенапряжения, возникающие на контакте при размыкании не превышали $U_{пр}$, а пик тока при включении $I_{пом}$.

2) При коммутации емкостной нагрузки или нагрузки, включенной через длинную линию, для снижения пиков тока при включении рекомендуется включить последовательно с контактом для ограничения токов небольшую индуктивность или резистор.

3) При работе от подвижного магнита или другого источника, при котором время отпущения его замедленно, разрываемая контактом мощность должна быть снижена.

4) Долительно протекающий ток через МК не должен превышать допустимый по ТУ [9.19].

Современные ртутные магнитоуправляемые контакты (РМК) отличаются высокой стабильностью переходного контактного сопротивления, отсутствием дребезга и очень высокой износостойчивостью (до 10^{10} и более)

Рис. 9.13. Ртутный магнитоуправляемый контакт



при всех нагрузках [9.20, 9.21]. На рис. 9.13 представлена одна из простейших конструкций РМК, которая выпускается промышленностью. Внизу баллона помещен резервуар с ртутью, которая по платиновому капилляру на пружине поднимается вверх к контактам из платино-иридиевого сплава ПИИ10. Баллон заполнен водородом. Смоченные ртутью контакты замыкаются практически мгновенно по

Таблица 9.12. Технические характеристики магнитоуправляемых контактов

Тип	Габариты баллона, мм		Контакты	МДС срабатывания, А	Диапазон коммутируемых		Контактное сопротивление, Ом	Пробивное напряжение, В
	Длина	Диаметр			токов, А	напряжений, В		
КЭМ1	50	5,4	1з	110	$5 \cdot 10^{-6}$ —0,50	$5 \cdot 10^{-3}$ —220	0,08	500
КЭМ2	20	3,0	1з	64	$5 \cdot 10^{-6}$ —0,25	$50 \cdot 10^{-3}$ —180	0,15	250
КЭМ3	18	4,0	1п	100	$5 \cdot 10^{-6}$ —1,00	$50 \cdot 10^{-3}$ —125	0,15	150
КЭМ6	36	4,1	1з	50	$1 \cdot 10^{-3}$ —0,20	$5 \cdot 10^{-3}$ —125	0,10	500
МК-10-3	10,5	2,3	1з	100	$5 \cdot 10^{-6}$ —0,03	$5 \cdot 10^{-6}$ —36	0,30	80
МК-16-3	16	2,8	1з	35	$1 \cdot 10^{-3}$ —0,02	$5 \cdot 10^{-2}$ —30	0,15	127
МК-17	20	3,1	1з	80	$50 \cdot 10^{-12}$ —0,25	$1 \cdot 10^{-6}$ —80	0,20	180
МК-27-3	28	3,8	1з	80	$2 \cdot 10^{-6}$ —0,30	$1 \cdot 10^{-3}$ —100	0,10	500
МК-27-И	28	4,0	1з	100	$1 \cdot 10^{-12}$ —0,01	$1 \cdot 10^{-3}$ —300	0,12	—
МК-27-П	28	5,0	1п	65	$5 \cdot 10^{-6}$ —0,20	$1 \cdot 10^{-2}$ —110	0,15	500
МК-52-3В	53	5,4	1з	200	—	5000*	0,1	10 000
МКВ-1	23	4,6	1з	110	$5 \cdot 10^{-3}$ —0,20	$5 \cdot 10^{-2}$ —30	0,20	150
КРМ-6	45	8,0	1з	250	$5 \cdot 10^{-6}$ —5,0	$5 \cdot 10^{-2}$ —100	0,05	1000

* Коммутируемая мощность не должна превышать 50 Вт.

всей поверхности без дребезга, и контактное сопротивление устанавливается сразу (за время порядка 10^{-8} с), оно очень низкое и стабильное ($0,05 \div 0,001$ Ом). Механический и электрический износ практически отсутствует: твердые контактные поверхности не ударяются друг по другу, размыкание цепи осуществляется разрывом ртутного мостика. Образованные при этом в межконтактном зазоре пары ртути, сконденсированные в виде капель, возвращаются обратно в резервуар. Быстродействие РМК меньше обычных МК. Основными недостатками РМК являются необходимость работы в определенном положении (допустимое отклонение от вертикали не должно превышать $\pm 30^\circ$) и невозможность работы при низких температурах (ртуть замерзает при -39°C).

В табл. 9.12 внизу приведены данные ртутного магнитоуправляемого контакта КРМ-6.

Для увеличения срока службы РМК в режиме коммутации значительных токов и напряжений рекомендуется применять искрогасительные RC-контуры, включенные параллельно контакту.

Список литературы

- 9.1. Рынки сбыта электронной промышленности в 1980 г. — Электроника, 1980, № 1, с. 24—62.
- 9.2. Электронные рынки США, Западной Европы и Японии в 1977 г. — Электроника, 1977, № 1, с. 23—63.
- 9.3. Белоусов А. К., Савченко В. С. Разъемные электрические контакты. М.: Энергия, 1975. 256 с.

9.4. ГОСТ 21962-76. Соединители электрические. Термины и определения.

9.5. ГОСТ 17468-76. Соединители низкочастотные на напряжение до 1500 В и комбинированные. Классификация и система условных обозначений.

9.6. ОСТ 25160-75. Агрегатированные комплексы приборов и средств автоматизации. Разъемы прямоугольные РПП.

9.7. ГОСТ 10316-78. Гетинакс и стеклотекстолит фольгированные. Общие технические условия.

9.8. ГОСТ 14129-69. Переключатели кнопочные и клавишные электронных вычислительных машин. Типы и основные параметры.

9.9. ГОСТ 14272-77. Микровыключатели и микропереключатели. Общие технические условия.

9.10. Витенберг М. И. Расчет электромагнитных реле. Л.: Энергия, 1975. 416 с.

9.11. Игловский И. Г., Владимиров Г. В. Справочник по электромагнитным реле. Л.: Энергия, 1975. 480 с.

9.12. Ройзен В. З. Миниатюрные герметичные реле. Л.: Энергия, 1976. 112 с.

9.13. ГОСТ 16022-76. Реле электрические. Термины и определения.

9.14. ГОСТ 16121-79. Реле электромагнитные. Общие технические условия.

9.15. Рабкин А. И., Евгенова И. Н. Магнитоуправляемые герметизированные контакты. М.: Связь, 1976. 80 с.

9.16. Харазов К. И. Реле с магнитоуправляемыми контактами. М.: Энергия, 1971. 88 с.

9.17. Срибьер Л. А. Путевые переключатели на магнитоуправляемых контактах. М.: Энергия, 1971. 56 с.

9.18. Декабрун И. Е. Контакты аппаратов низкого напряжения. — В кн.: Электрические машины и аппараты. М.: ВИНТИ, 1970, с. 126—212.

9.19. ГОСТ 17499-72. Контакты магнитоуправляемые. Термины и определения.

9.20. Заредкас В.-С. С., Рагульскене В. Л. Ртутные коммутирующие элементы для устройства автоматики. М.: Энергия, 1971. 104 с.

9.21. Заредкас В.-С. С. Состояния и перспективы коммутирующих элементов с жидкометаллическими контактами. — В кн.: Электрические контакты. М.: Наука, 1974, с. 87—93.

Раздел 10

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

10.1. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ ДАТЧИКИ УГЛА

При проектировании систем автоматического управления весьма часто должна решаться задача преобразования углов поворота контролируемых объектов в электрические сигналы [10.1]. В качестве первичных преобразователей используются главным образом датчики угла электромашиного типа непрерывного действия. Эти датчики практически вытеснили в настоящее время потенциометрические, емкостные, растровые, герконовые и подобные им, превосходя их по ряду показателей: надежности, точности, устойчивости к механическим и климатическим воздействиям, удобству сопряжения с электронной преобразовательной аппаратурой.

Различные типы электромашиных датчиков угла объединяет принцип их действия. По сути дела все они являются поворотными (вращающимися) трансформаторами (ВТ), имеющими статор и ротор, первичные и вторичные обмотки, взаимная индуктивность которых является функцией угла поворота ротора, связанного с контролируемым объектом. Тем не менее существенные отличия в конструктивном исполнении различных электромашиных датчиков обусловили их деление на четыре типа — ВТ, индуктосны, редуктосны и сельсинь.

В настоящее время речь идет о погрешностях функционирования, исчисляемых угловыми минутами, а во многих случаях — угловыми секундами в диапазоне углов поворота контролируемого объекта 360° . Это и определяет два направления развития электромашиных датчиков угла — увеличение числа пар полюсов датчиков при неизменных габаритах, что уменьшает собственную погрешность датчиков, и разработка новых компенсационных схем включения датчиков, позволяющих исключить влияние ряда внешних и внутренних факторов, снижающих точность функционирования.

Следует отметить, что количество существующих модификаций датчиков весьма велико. Это объясняется, с одной стороны, многообразием специфических условий их эксплуатации, а с другой, — низким по сравнению с иными элементами автоматики уровнем их унификации и стандартизации. Поэтому из-за ограниченного объема справочника в нем не дана всеобъемлющая информация о параметрах, характеристиках и способах применения рассматриваемых датчиков, а приведены справочные данные лишь по наиболее перспективным и широко используемым разработкам и указаны области возможного применения.

10.1.1. Вращающиеся трансформаторы (ВТ) классической конструкции являются за небольшим исключением неявнополюсными электрическими машинами, имеющими, как правило, равномерно распределенные пазы на статоре и роторе. Обычно они имеют по две обмотки на статоре и роторе. Оси МДС каждой пары обмоток сдвинуты в пространстве на

угол $90^\circ/p$, где p — число пар полюсов ВТ, т. е. на электрический угол 90° .

Первичные обмотки обычно называются: одна — обмоткой возбуждения, другая — квадратурной обмоткой, а вторичные — синусной и косинусной. Однако такие названия весьма

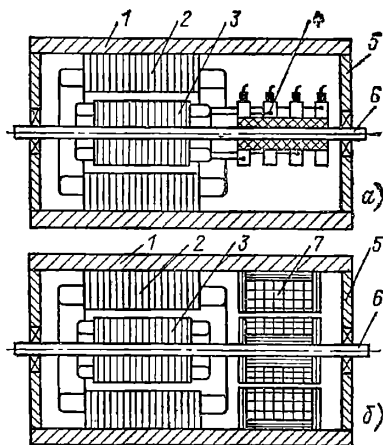


Рис. 10.1. Конструктивная схема контактного (а) и бесконтактного (б) ВТ:

1 — корпус; 2 — статор; 3 — ротор; 4 — контактные кольца со щетками; 5 — крышки с подшипниками; 6 — вал; 7 — кольцевой трансформатор

условны, например возбуждение может подаваться на обе первичные обмотки, одна из обмоток может вообще отсутствовать и т. п. Тем не менее в дальнейшем используются общепринятые терминология и система индексов, указывающих на принадлежность какого-либо параметра ВТ к одной из его обмоток: f — возбуждения, k — квадратурная, a — косинусная, b — синусная.

Большая часть серийно выпускаемых ВТ изготавливается в корпусном исполнении (рис. 10.1). Токосъем (токоподвод) осуществляется контактным (с помощью контактных колец и щеток) или бесконтактным (с помощью кольцевых трансформаторов или спиральных пружин) способом. В настоящее время ведутся работы по созданию двухтактных ВТ совместной конструкции, у которых в одном корпусе на общем валу расположены два ВТ — двухполюсный и многополюсный.

В системах автоматического управления, к которым предъявляются повышенные требования по точности функционирования, все большее распространение получают плоские бескорпусные многополюсные ВТ (рис. 10.2), выполняемые в виде отдельных сборок статора и ротора. Эта конструкция обеспечивает удобство компоновки самых различных приборов, в которых используются ВТ, но одновременно предъявляет очень жесткие требования к точности установки статора и ротора в корпусе прибора. В связи с этим представляет

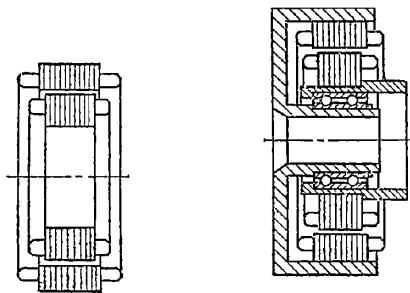


Рис. 10.2. Плоский бескорпусный ВТ

Рис. 10.3. Плоский ВТ с подшипниковым узлом

интерес конструктивная схема плоского ВТ с подшипниками, приведенная на рис. 10.3.

Используются в различных областях автоматики и бескорпусные двухотчетные ВТ, у которых двухполюсные и многополюсные обмотки расположены на общем магнитопроводе. Их несомненным достоинством являются малые габариты, однако в этом случае очень сложно устранить наведение в обмотке точного отсчета ЭДС от электромагнитного поля грубого отсчета, приводящее к снижению точности преобразователя.

Из различных режимов ВТ главными являются синусно-косинусный (СКВТ), линейный (ЛВТ), преобразователь координат (ПК), индукционный фазовращатель (ФВ), датчик и приемник дистанционной передачи (ВТД) и (ВТП).

Режим СКВТ. Схема включения ВТ в этом режиме приведена на рис. 10.4. Одна из первичных обмоток (обмотка возбуждения) подключена к источнику переменного напряжения \dot{U}_f , вторая первичная обмотка (квадратурная) замкнута на симметрирующий резистор, а вторичные обмотки — на сопротивление нагрузок.

Выражения для токов, протекающих по обмоткам двухполюсного ВТ, в этой схеме имеют вид [10.2]:

$$\begin{aligned} \dot{I}_f &= \dot{U}_f \frac{1 - A(\underline{Z}_a - \underline{Z}_b) \cos^2 \alpha}{\underline{Z}_f + \frac{jx_m \underline{Z}_b}{\underline{Z}_b + jx_m k^2} + A(\underline{Z}_a - \underline{Z}_b)(\underline{Z}_k - \underline{Z}_f) \times \cos^2 \alpha - \frac{A}{2}(\underline{Z}_a - \underline{Z}_b) \sin 2\alpha}; \\ \dot{I}_k &= \dot{U}_f \frac{jx_m \underline{Z}_b}{\underline{Z}_f + \frac{jx_m \underline{Z}_b}{\underline{Z}_b + jx_m k^2} + A(\underline{Z}_a - \underline{Z}_b) \times (\underline{Z}_k - \underline{Z}_f) \cos^2 \alpha}; \\ \dot{I}_a &= \dot{U}_f \frac{-n \cos \alpha}{\underline{Z}_a \left(1 + \frac{\underline{Z}_f}{jx_m}\right) + \underline{Z}_f n^2 - \frac{n^2(\underline{Z}_k - \underline{Z}_f)(\underline{Z}_a - \underline{Z}_b)}{\underline{Z}_b \left(1 + \frac{\underline{Z}_k}{jx_m}\right) + \underline{Z}_k n^2} \sin^2 \alpha}; \end{aligned}$$

$$\dot{I}_b = \dot{U}_f \frac{-n \sin \alpha}{\underline{Z}_b \left(1 + \frac{\underline{Z}_f}{jx_m}\right) + \underline{Z}_f n^2 - \frac{n^2(\underline{Z}_k - \underline{Z}_f)(\underline{Z}_a - \underline{Z}_b)}{\underline{Z}_b \left(1 + \frac{\underline{Z}_k}{jx_m}\right) + \underline{Z}_k n^2} \cos^2 \alpha},$$

где

$$A = \frac{(jx_m n)^2}{\underline{Z}_a \underline{Z}_b \underline{Z}_k \left(1 + \frac{jx_m n^2}{\underline{Z}_b}\right) \left(1 + \frac{jx_m n^2}{\underline{Z}_a} + \frac{jx_m}{\underline{Z}_k}\right)}.$$

Здесь \underline{Z}_f и \underline{Z}_k — сопротивления контуров обмоток возбуждения и квадратурной, включающие сопротивления источника питания и симметрирующее сопротивление; \underline{Z}_a , \underline{Z}_b — сопротивление контуров вторичных обмоток, включая сопротивления нагрузок $\underline{Z}_{наг}$ и $\underline{Z}_{прб}$; x_m — индуктивное сопротивление взаимной индукции первичных и вторичных обмоток; n — коэффициент трансформации, равный отношению чисел эффективных витков вторичных и первичных обмоток; α — угол поворота ротора ВТ, считываемый от положения, при котором совпадают оси обмоток f и a .

Из приведенных выражений следует, что выходные напряжения ВТ изменяются по косинусоидальному и синусоидальному законам от угла поворота ротора при выполнении одного из условий: $\underline{Z}_f = \underline{Z}_k$ (первичное симметрирование) или $\underline{Z}_a = \underline{Z}_b$ (вторичное симметрирование).

Важнейшей характеристикой ВТ является точность выполняемых им функциональных преобразований. В режиме СКВТ класс точности датчика угла определяется по следующим параметрам: погрешности отображения синусной (косинусной) зависимости; асимметрии нулевых точек; ЭДС квадратурной обмотки; остаточной ЭДС; разности коэффициентов трансформации.

Под погрешностью отображения синусной (косинусной) зависимости понимается отношение отклонения изменения выходного напряжения в функции угла поворота ротора от синусоидального (косинусоидального) закона к максимальному выходному напряжению и выражается в процентах:

$$\varepsilon\% = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых max}}} 100,$$

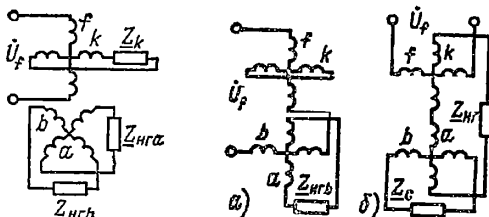


Рис. 10.4. Электрическая схема СКВТ

Рис. 10.5. Электрическая схема ЛВТ:
а — с первичной симметрией; б — со вторичной симметрией

Т а б л и ц а 10.1. Классы точности СКВТ

Параметр	Класс точности					
	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2
ε, %	±0,005	±0,01	±0,02	±0,05	0,1	±0,2
Асимметрия нулевых точек Δα ₀ , угл. с	±10	±20	±40	±100	±200	±400
E _к , %, не более	0,04	0,08	0,12	0,3	0,6	1,2
E _{ост.} , %, не более	0,003	0,006	0,01	0,025	0,05	0,10
Δn, %, не более	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2

где ΔU_{вых} — отклонение выходного напряжения от расчетного; U_{вых max} — максимальное выходное напряжение. ΔU_{вых} вычисляется как полусумма абсолютных значений максимальной положительной и максимальной отрицательной погрешностей.

Асимметрию нулевых точек определяют при питании ВТ со стороны каждой из первичных обмоток. Асимметрия нулевых точек оценивается полусуммой абсолютных значений максимального положительного и максимального отрицательного отклонений ротора от углов, кратных 90°, когда ЭДС вторичных обмоток минимальны (E_{ост.}).

ЭДС квадратурной обмотки (E_к) определяется на основной гармонике питающего напряжения при подаче на обмотку возбуждения номинального напряжения U_f и выражается в процентах:

$$E_{k\%} = \frac{E_k}{U_f} 100.$$

Остаточная ЭДС в нулевых точках определяется также по основной гармонике в процентах максимального значения выходного напряжения:

$$E_{ост\%} = \frac{E_{ост}}{U_{вых max}} 100.$$

Разность коэффициентов трансформации, определяемая неидентичностью синусной и косинусной обмоток, вычисляется по формуле

$$\Delta n_{\%} = \frac{n_{max} - n_{min}}{n_{max}} 100,$$

где n_{max} и n_{min} — соответственно больший и меньший коэффициент трансформации между обмоткой возбуждения и вторичными обмотками.

Деление СКВТ по классам точности приведено в табл. 10.1.

В режиме СКВТ используются главным образом двухполюсные датчики. Точностные и массогабаритные показатели различных типов СКВТ приведены в табл. 10.2.

Режим ЛВТ. Схемы включения ВТ в этом режиме приведены на рис. 10.5. Линейность выходного напряжения ВТ в функции угла поворота α достигается при определенных условиях симметрирования и коэффициенты трансформации. Если удастся обеспечить пропорциональность напряжения на нагрузке функции sin α/(1+0,536 cos α), то в диапазоне изменения угла α от -60 до +60° эта функция не будет отличаться от линейной более чем на 0,06 %.

На практике наибольшее распространение получила схема с первичным симметрированием

Т а б л и ц а 10.2. Синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы

Тип СКВТ	ε, %	Δα ₀ , угл. мин	E _к , %	E _{ост.} , %	Δn, %	D _н , мм	m, кг
ВТ-3А	±0,06	±1,5	0,365	—	—	45	0,5
5ВВТ	±0,02	±0,67	—	0,02	0,02	50	0,81
ВТ-5	±0,02	±0,5	0,125	0,015	0,02	50	0,68
ВТМ-Б	±0,06	—	—	0,33	0,08	56	0,68
ВТ-2А	±0,06	±1,5	0,365	—	—	70	2,08
МВТ-2	±0,02	±1	—	0,05	0,031	38	0,35
МВТ-Б	±0,2	±6	—	0,08	0,165	35	0,22
2,5МВТ	±0,05	±1,67	0,6	0,05	0,05	25	0,12
2,5ВВТ-2.	±0,1	±3,3	1,2	0,1	0,1	25	—

Примечание. D_н — наружный диаметр корпуса; m — масса.

ем. При этом для упрощения симметрирующий резистор в цепь квадратурной обмотки не включают, а замыкают ее накоротко. Исследования [10.2] показывают, что в этом случае оптимальное значение коэффициента трансформации ВТ лежит в пределах n = 0,56 ÷ 0,58.

Классификация ЛВТ производится по погрешности отображения линейной зависимости и остаточной ЭДС. Под погрешностью отображения линейной зависимости (ε_л) понимается отклонение изменения выходного напряжения в функции угла поворота ротора от прямой линии. Она равна полусумме абсолютных значений максимальных положительной и отрицательной погрешностей в диапазоне углов от минус 60 до плюс 60° и выражается в процентах:

$$\epsilon_{л\%} = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых max}} 100.$$

Деление ЛВТ по классам точности приведено в табл. 10.3, а основные параметры ЛВТ, выпускаемых отечественной промышленностью, в табл. 10.4.

Преобразователь координат. С помощью ВТ можно производить преобразование координат вектора из декартовой системы в полярную и из одной декартовой системы в другую, повернутую относительно первой на угол α. Теория работы ВТ в этом режиме достаточно полно изложена в [10.2].

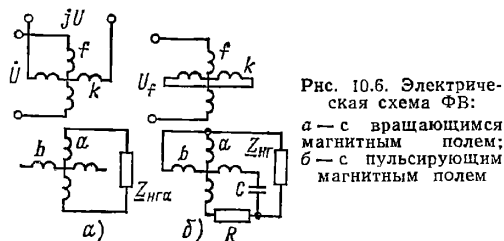
Т а б л и ц а 10.3. Классы точности ЛВТ

Параметр	Класс точности		
	0,05	0,1	0,2
ε _л , %	±0,05	±0,1	±0,2
E _{ост.} , %, не более	0,025	0,05	0,1

Таблица 10.4. Линейные вращающиеся трансформаторы

Тип ЛВТ	$\varepsilon_d, \%$	$E_{ост}, \%$	$D_{нм}$ мм	$m, \text{кг}$
ВТ-2А	$\pm 0,11$	—	70	2,0
ВТМ-В	$\pm 0,1$	0,33	56	0,68
ВТ5	$\pm 0,11$	0,02	50	0,68
ЛВТ-5Я	$\pm 0,05$	0,01	50	0,6
5БВТ	0,3	0,1	50	0,81
ВТ-3А	$\pm 0,11$	—	45	0,5
МВТ-2	$\pm 0,2$	—	38	0,35
2,5ВТ	$\pm 0,2$	0,2	25	0,12
3ВТ-2В	$\pm 0,2$	0,2	25	0,115
2,5БВТ-Л	$\pm 0,8$	0,3	25	—

Режим фазовращателя. В современной автоматике широко применяются преобразователи угла поворота вала в цифровой код, в которых в качестве датчика угла используются ВТ в режиме фазовращателя (ФВ). Возможны две основные схемы включения ВТ для получения режима ФВ — с двухфазным и однофазным возбуждением.



Для первой схемы, еще ее называют ФВ с вращающимся магнитным полем (рис. 10.6, а), условиями нормального функционирования являются равенства $Z_f = Z_k$ и $\dot{U}_k = j\dot{U}_f$. В этом случае [10.2] напряжение на выходе ФВ

$$\dot{U}_{нг\alpha} = \dot{i}_{нг\alpha} Z_{нг\alpha} = \frac{-n Z_{нг\alpha}}{Z_{\alpha} \left(1 + \frac{Z_f}{jx_m}\right) + Z_f n^2} (\dot{U}_f \cos \rho\alpha + \dot{U}_k \sin \rho\alpha),$$

где ρ — число пар полюсов ВТ.

Легко убедиться, что $U_{нг\alpha}$ линейно зависит от угла $\rho\alpha$.

Для второй схемы ФВ, ее часто называют ФВ с пульсирующим магнитным полем (рис. 10.6, б), обычно выполняется первичное симметрирование $Z_f = Z_k$, а последовательно с обмотками a и b включают активное сопротивление R и емкость C , цепи этих обмоток соединяют параллельно и подключают к нагрузке $Z_{нг}$. При условии $R_{вых} = x_{вых}$, $R + R_{вых} = 1/\omega C - x_{вых}$ напряжение на $Z_{нг}$ постоянно по амплитуде и изменяется по фазе пропорционально углу $\rho\alpha$. Под $R_{вых}$ и $x_{вых}$ здесь понимаются выходные сопротивления (активное и индуктивное) вторичных обмоток ВТ без учета R и C .

Необходимо отметить, что приведенные на рис. 10.6 схемы даны только для пояснения принципа действия ВТ в режиме ФВ. Им присущи весьма серьезные недостатки, и на

практике они используются в значительно усложненном виде.

Отличительная особенность реальных схем ФВ состоит в том, что для достижения точности преобразования выше $\pm(2-3)$ угл. мин используются только многополюсные ВТ. Но они позволяют однозначно определить угол поворота в пределах одного шага, равного $360^\circ/p$. Поэтому схемы усложняются за счет введения в них либо датчика грубого отсчета (двухполюсного ВТ), либо устройства, позволяющего отсчитывать число шагов многополюсного ВТ путем фиксации моментов прохождения через нуль фазы выходного напряжения [10.3].

Возвращаясь к схеме рис. 10.6, а, нужно указать на два ее недостатка.

Первый заключается в необходимости иметь прецизионный двухфазный источник питания, фазные напряжения которого с минимальными отклонениями были бы равны по амплитуде и сдвинуты по фазе на 90° . В настоящее время созданы источники питания, обеспечивающие разность амплитуд напряжений фаз менее 0,02 %, неперпендикулярность векторов фаз, не превышающую 1–2 угл. мин, и содержание высших гармоник в кривой напряжения не более 0,02 %. Однако сложность подобных источников питания позволяет рекомендовать схему ФВ с двухфазным питанием и однофазным выходом только в системах с централизованным источником питания и большим числом однотипных преобразователей.

Для снижения требований к параметрам источника питания и исключения влияния на точность температурной нестабильности параметров ВТ применяется метод двойного преобразования, теория которого изложена в [10.3].

Вторым недостатком схемы рис. 10.6, а является то обстоятельство, что первичные обмотки ВТ замкнуты на очень малое внутреннее сопротивление источника питания. В этом случае значительное влияние на точность преобразования оказывает индуктивная связь первичных обмоток. Разработка же схем многополюсных синусоидально распределенных двухфазных обмоток с минимальной индуктивной связью фаз является проблемной задачей и в настоящее время. Например, у ВТ серии ИФМ (табл. 10.5), предназначенных для работы в режиме ФВ по схеме рис. 10.6, а, с указанным дефектом связано 80–85 % систематической погрешности.

Достоинством ФВ с однофазным питанием (рис. 10.6, б) является отсутствие особых требований к источнику питания, кроме стабильности частоты и синусоидальности напряжения. Однако необходимость индивидуального подбора резисторов и конденсаторов, включаемых на выходе ФВ, а также их нестабильность в эксплуатации в значительной степени ограничивают применение этой схемы.

Некоторое распространение получила схема ФВ с однофазным питанием, представленная на рис. 10.7, где $PY1, PY2$ — развязывающие усилители с большим входным сопротивлением. Введение PY в схему приводит к тому, что ВТ работает в режиме холостого хода и, следовательно, отсутствует необходимость привязки значений R и C к параметрам

Таблица 10.5. Двухотсчетные фазовращатели

Параметр	ИФМ-2С	ИФМ-3С	ИФМ-4С	5ВТ-М
Напряжение питания, В	8,5	8,5	8,5	8,5
Частота, Гц	1800	1800	1800	1800
Потребляемый ток, мА	100	60	25	30
Выходное напряжение, В	5	5	4	5
Число пар полюсов ТО	8	16	32	16
Погрешность в режиме ФВ по ТО, не более	$\pm 3,5'$	$\pm 45''$	$\pm 30''$	$\pm 1'$
Наружный диаметр, мм	70	80	105	50
Осевая длина, мм	26	22	27	95
Внутренний диаметр, мм	38	30	47	—
Масса, г	170	280	590	—

Примечания: 1. ТО — точный канал (отсчет).
2. 5ВТ-М — корпусного исполнения, остальные — бескорпусного.

обмоток ВТ. Условием нормального функционирования этой схемы является $R=1/\omega C$. Недостаток схемы рис. 10.7 заключается в необ-

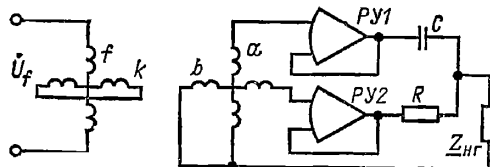


Рис. 10.7. Электрическая схема ФВ с развязывающими усилителями

ходимости двух усилителей с идентичными параметрами.

Наиболее перспективными схемами включения ВТ в режиме ФВ являются компенсационные схемы, позволяющие существенно повысить точность преобразования.

В [10.4, 10.5] описана схема ФВ с двухфазным питанием и двумя выходными обмотками. Если измерить фазы напряжений $\dot{U}_{\text{па}}$ и $\dot{U}_{\text{пг}}$, а затем вычислить полусумму этих фаз, то, как показано в [10.3, 10.5], погрешность преобразования определяется выражением

$$\Delta\alpha = \sum_{m=1}^{\infty} \Delta\alpha_m \sin \left[m \left(\rho\alpha + \frac{\pi}{4} \right) \right] \times \cos \left(m \frac{\pi}{4} \right),$$

где $\Delta\alpha_m$ — амплитуда гармонической составляющей фазовой погрешности ФВ при использовании одной выходной обмотки; $m=1, 2, \dots$ — порядок гармонической составляющей.

Большинство видов асимметрии электромагнитной системы ФВ и питающих напряжений вызывает гармоническую погрешность с порядком $m=2$. Но при $m=2$ имеем $\Delta\alpha_m=0$ и, следовательно, точность ФВ с двухфазной выходной обмоткой значительно выше, чем в

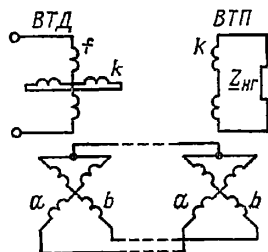


Рис. 10.8. Электрическая схема трансформаторной дистанционной передачи

обычном режиме. Недостатком схемы является необходимость удвоенного количества аппаратуры преобразования фазы в код.

Широкое распространение получили схемы ФВ с фильтром обратной последовательности и ФВ с модуляцией проводимости фазосдвигающих цепей. Их теория изложена в [10.6, 10.7]. Ряд способов повышения точности ФВ приведен в [10.7, 10.17].

Дистанционная система передачи угла с использованием ВТ. На рис. 10.8 изображена принципиальная схема одноотсчетной трансформаторной дистанционной системы передачи угла, построенной на ВТ. Она состоит из датчика ВТД и приемника ВТП, встречно соединенные обмотки которых образуют цепи синхронизации. Следует отметить, что совсем не обязательно, чтобы в цепи синхронизации были включены у ВТД и ВТП вторичные обмотки a и b , как это иногда рекомендуется и имеет место на рис. 10.8.

При подаче на обмотку возбуждения ВТД напряжения создается пульсирующий магнитный поток, который наводит ЭДС в его обмотках a и b . Под действием этих ЭДС в цепях синхронизации течет ток, который, протекая по обмоткам a и b ВТП, в свою очередь создает пульсирующий магнитный поток в зазоре ВТП. Этот поток наводит ЭДС в его обмотке k , которая является выходной обмоткой всей схемы. В согласованном положении роторов ВТД и ВТП амплитуда выходной ЭДС равна нулю. При повороте ротора ВТД появляется сигнал рассогласования, который через усилитель подается на двигатель. Двигатель, механически соединенный с ротором ВТП, поворачивает его до тех пор, пока сигнал рассогласования не станет равным нулю, т. е. ротор ВТП повернется на угол, заданный ВТД. Если в качестве датчика использован ВТ с первичной симметрией, то ВТД можно рассматривать как источник двух ЭДС $E \cos \alpha_d$ и $E \sin \alpha_d$ с внутренним сопротивлением Z_d , равным выходному сопротивлению ВТД. Тогда выражение для напряжения на нагрузке имеет вид [10.2]:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{нг}} = & \frac{-n_{\text{п}} \dot{E} \cos(\alpha_{\text{д}} - \alpha_{\text{п}})}{1 + \frac{Z_{\text{кп}}}{Z_{\text{нг}}} + \frac{(Z_{\text{д}} + Z_{\text{п}}) n_{\text{п}}^2}{Z_{\text{нг}}} + \left(1 + \frac{Z_{\text{кп}}}{Z_{\text{нг}}}\right) \times} \\ & \times \frac{Z_{\text{д}} + Z_{\text{п}}}{j x_{\text{мп}}} \end{aligned}$$

где $x_{мп}$ — индуктивное сопротивление намагничивания косинусной (синусной) обмотки ВТП; $Z_{п}$ — собственное сопротивление его синхронизирующей обмотки, включая сопротивление линии передачи; $Z_{кп}$ — собственное сопротивление обмотки k ВТП; $n_{п}$ — коэффициент трансформации между квадратурной и косинусной (синусной) обмотками ВТП; $\alpha_{п}$ — угол между косинусной обмоткой ВТП и его квадратурной обмоткой.

В согласованном положении $\alpha_{д} - \alpha_{п} = \pi/2$ и $U_{нг} = 0$; при рассогласовании ВТД и ВТП на угол θ $\alpha_{д} - \alpha_{п} = \pi/2 + \theta$

$$\dot{U}_{нг} = \frac{\dot{E}n_{п} \sin \theta}{1 + \frac{Z_{кп} + (Z_{д} + Z_{п})n_{п}^2}{Z_{нг}}} + \left(1 + \frac{Z_{кп}}{Z_{нг}}\right) \frac{Z_{п} + Z_{п}}{jx_{мп}}$$

Крутизна ЭДС выходной обмотки

$$e_{кп} = \frac{dE_{кп}}{d\theta} \Big|_{\theta=0} = \frac{En_{п}}{1 + \frac{Z_{д} + Z_{п}}{jx_{мп}}}$$

Более полно теория дистанционной синхронной передачи на ВТ рассмотрена в [10.9]. Там же можно найти различные усовершенствования классической схемы рис. 10.8, позволяющие повысить точность отработки угла. При использовании простейшей схемы дистанционной передачи угла (рис. 10.8) ВТД и ВТП следует выбирать, исходя из следующих соображений.

Очевидно, что точность передачи угла будет тем выше, чем меньше погрешность ВТД и ВТП в режиме СКВТ, поскольку для ВТД и ВТП важны те же параметры, что и для СКВТ. Однако для обеспечения точности ди-

станционной передачи выбор ВТД и ВТП по их точностным характеристикам в режиме СКВТ недостаточен. Необходимо произвести согласование выходного сопротивления ВТД и входного сопротивления ВТП. Пары датчик—приемник должны быть подобраны так, чтобы была наибольшей крутизна выходной ЭДС и был максимальным коэффициент развязки $T = 1 + K$, где K — отношение входных сопротивлений приемника и датчика. Следует выбирать $T \geq 55$. При этом для обеспечения требуемого коэффициента развязки в цепи синхронизации должны включаться у ВТД роторные обмотки, а у ВТП — статорные.

Что касается двухотсчетных систем передачи угла, то для них можно рекомендовать многополосные ВТ в сочетании с двухполосными или двухотсчетные ВТ, параметры которых приведены в табл. 10.6.

В случае необходимости построения одноотсчетной системы передачи угла на бесконтактных ВТ можно использовать для этих целей серийные датчики типов 5БВТ и 2,5БВТ. Погрешность следования такой трансформаторной дистанционной передачи составит $\pm(1-4)$ угл. мин для 5БВТ и $\pm(3-10)$ угл. мин для 2,5БВТ. Под погрешностью следования в трансформаторной дистанционной передаче понимается разность угловых положений роторов ВТП и ВТД, находящихся в согласованном состоянии. Она определяется как полусумма абсолютных значений максимальных положений и отрицательной разностей углов.

По погрешности следования трансформаторные системы передачи угла разбиты на классы: $\pm 0,1$; $\pm 0,2$; $\pm 0,3$; $\pm 0,5$; ± 1 ; ± 2 ; ± 3 ; ± 5 ; ± 10 ; ± 20 ; ± 30 угл. мин.

10.1.2. Индуктосины. В последнее время все большее распространение получают многополосные ВТ с печатными обмотками — индуктосины. Вращающийся (поворотный) индуктосин представляет собой устройство, основным элементом которого являются два диска из электроизоляционного материала или металла с изоляционным покрытием. Один из дисков (ротор) соединен с контролируемым валом, а второй (статор) закреплен.

Таблица 10.6. Вращающиеся трансформаторы для двухотсчетных систем передачи угла

Параметр	Многополосные ВТ				Двухотсчетные ВТ			
	СКТ-432	СКТ-6465	СКТ2-6465	ДСПУ-128	СКДУ-С	ИФМ-2С	ИФМ-3С	ИФМ-4С
Напряжение питания, В	36	36	36	12	40	25	40	40
Частота, Гц	400	400	400	400	1000	1000	1000	1000
Потребляемый ток, мА	—	—	—	190	100	350	130	75
Максимальное выходное напряжение, В	8	8	8	0,025	5,8	—	—	—
Число пар полюсов	2	32	32	128	32	8	16	32
Погрешность следования в дистанционной передаче по ТО, не более	$\pm 5'$	$\pm 1'$	$\pm 30''$	$\pm 9''$	$\pm 1'$	$\pm 6'$	$\pm 1'$	$\pm 30''$
Наружный диаметр, мм	32	65	65	100	70	70	80	105
Осевая длина, мм	14	16	16	15	22	26	22	27
Внутренний диаметр, мм	12	35	35	70	25	38	30	47
Масса, г	45	170	170	300	315	170	280	590

Относительно друг друга диски расположены соосно и параллельно. На смежные поверхности дисков нанесены тем или иным способом печатные обмотки, составленные из плоских проводников. Электромагнитная связь между обмотками, как и в обычном ВТ, осуществляется за счет магнитного потока, проходящего через воздушный зазор.

Основным достоинством индуктосина является его высокая точность, достигающая единиц угловых секунд. Столь малая угловая погрешность обеспечивается применением печатных обмоток, позволяющих увеличить по сравнению с ВТ классической конструкции число пар полюсов индуктосина при их одинаковых наружных диаметрах. Так, при наружном диаметре 76 мм можно получить $p=180$ [10.3].

Главный недостаток индуктосина заключается в очень низком уровне его выходного сигнала. Если у многополюсного ВТ классической конструкции $n=0,2 \div 0,8$, то у индуктосина $n=(0,1 \div 0,2) \cdot 10^{-3}$.

Способы применения индуктосина в устройствах автоматики и вычислительной техники описаны в [10.3, 10.18, 10.19].

Параметры индуктосинов серии ИПУ, основных отечественной промышленностью, приведены в табл. 10.7.

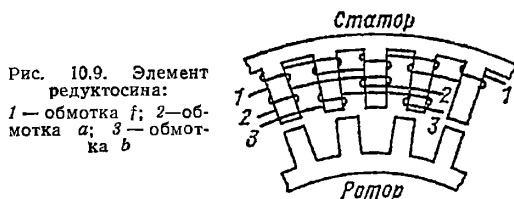
Таблица 10.7. Индуктосины серии ИПУ

Параметр	ИПУ-5А	ИПУ-5АМ	ИПУ-13	ИПУ-14
Напряжение питания, В	5	5	4	4
Частота, кГц	4	4	15,6	15,6
Потребляемый ток, А	0,4	0,4	0,5	0,5
Максимальное выходное напряжение, мВ	2,2	2,7	12	10
Число пар полюсов	256	180	128	128
Погрешность, не более	$\pm 6''$	$\pm 4''$	$\pm 2,5''$	$\pm 2,5''$
Наружный диаметр, мм	142	142	210	164
Осевая длина, мм	36	38,5	45	36
Масса, кг	1,8	1,8	2,5	2,0

Примечание. ИПУ-14 имеет встроенный грубый отсчет.

10.1.3. Редуктосины. Индукционный редуктосин (рис. 10.9) представляет собой многополюсный бесконтактный ВТ, состоящий из статора с большим числом зубцов, собранного из пластин электротехнической стали, и ротора, выполненного в виде зубчатого колеса из электротехнической стали. В пазы статора укладываются три обмотки — возбуждения f , синусная b и косинусная a . При питании обмотки возбуждения переменным током в обмотках a и b наводятся ЭДС, амплитуды которых при повороте ротора изменяются с периодичностью, кратной числу его зубцов. Путем выбора ширины зубцов статора и ротора, а также скоса пазов можно добиться, чтобы изменения амплитуд ЭДС обмоток a и b происходили по косинусональному и синусональному законам.

Несомненным достоинством редуктосина является бесконтактность, определяющая его высокую надежность и удобство компоновки в приборах. Серийно изготавливаемый редуктосин БСКТ-128.65 имеет следующие параметры: частоту питания 400 Гц, напряжение питания 36 В, число пар полюсов 64, максимальное вы-



ходное напряжение 1 В, погрешность следования в дистанционной передаче $\pm 0,5'$, наружный диаметр 65 мм, осевую длину 16 мм, массу 195 г.

10.1.4. Сельсины. Разновидностью информационных электрических микроаппаратов, предназначенных для использования в дистанционных системах передачи угла, являются сельсины. В зависимости от вида дистанционной передачи (трансформаторная, индикаторная) и функций, выполняемых сельсинами, последние делятся на сельсины-датчики (СД), сельсины-датчики дифференциальные (СДД), сельсины-приемники трансформаторные (СПТ), сельсины-приемники индикаторные (СПИ), сельсины-приемники дифференциальные индикаторные (СПДИ).

По конструкции СД, СПТ, СПИ весьма схожи — они имеют обычно трехфазную синхронизирующую обмотку на статоре и однофазную обмотку на роторе. СПД и СПДИ имеют трехфазные обмотки и на статоре и на роторе.

СД и СПТ бывают одноотсчетными (одноканальными) с двухполюсными обмотками синхронизации и двухотсчетными (двухканальными) с двухполюсными (грубый отсчет) и многополюсными (точный отсчет) обмотками

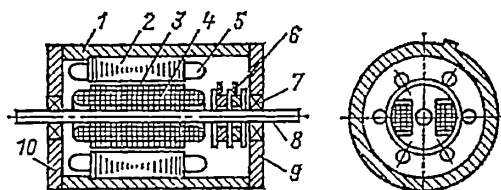


Рис. 10.10. Конструктивная схема контактного сельсина:

1 — корпус; 2, 3 — пакеты ротора и статора; 4 — обмотка возбуждения; 5 — обмотка синхронизации; 6 — контактное кольцо со щеткой; 7 — подшипники; 8 — вал; 9, 10 — крышки

синхронизации. Существуют вдвоенные конструкции СПИ, представляющие собой соединение двух одноотсчетных СПИ в одном корпусе. По характеру токосъема (токоподвода) сельсины могут быть контактными и бесконтактными. В контактных сельсинах для токоподвода к роторной обмотке используются контактные кольца и щетки (рис. 10.10). Бес-

контактность сельсинов реализуется с помощью двух конструктивных модификаций: неявнополюсных сельсинов с торондальным трансформатором (рис. 10.11) и явнополюсных сельсинов конструкции Иосифьяна—Свечарника (рис. 10.12).

При подаче на обмотку возбуждения сельсина однофазного напряжения (рис. 10.13) в его воздушном зазоре создается пульсирующий магнитный поток Φ , индуктирующий в фазах обмотки синхронизации трансформаторные ЭДС, амплитуды которых пропорциональны косинусу угла между осью соответствующей фазы обмотки и направлением магнитного потока:

$$\dot{E}_A = \dot{E}_\phi \cos \alpha;$$

$$\dot{E}_B = \dot{E}_\phi \cos (\alpha - 2\pi/3);$$

$$\dot{E}_C = \dot{E}_\phi \cos (\alpha + 2\pi/3),$$

где \dot{E}_ϕ — ЭДС фазы при $\alpha = 0$.

На выводах обмотки синхронизации ЭДС

$$\dot{E}_{AB} = \dot{E}_B - \dot{E}_A = \sqrt{3} \dot{E}_\phi \sin (\alpha - \pi/3);$$

$$\dot{E}_{BC} = \dot{E}_C - \dot{E}_B = -\sqrt{3} \dot{E}_\phi \sin \alpha;$$

$$\dot{E}_{CA} = \dot{E}_A - \dot{E}_C = \sqrt{3} \dot{E}_\phi \sin (\alpha + \pi/3).$$

На рис. 10.14 приведена электрическая схема индикаторной синхронной передачи. В согласованном положении, когда обмотки возбуждения однотипных СД и СПИ одинаково ориентированы относительно своих обмоток синхронизации, токи в цепях синхронизации равны нулю из-за равенства ЭДС на выводах обмоток синхронизации.

При рассогласовании СД и СПИ на некоторый угол $\theta = \alpha_d - \alpha_n$ в цепях синхронизации текут уравнивающие токи. При взаимодействии этих токов с потоком СПИ возникает синхронизирующий вращающий момент. Если этот момент больше момента нагрузки на валу СПИ, то его ротор приходит в согласованное положение с ротором СД. В индикаторной синхронной передаче на валу СПИ обычно находится только тщательно отбалансированная стрелка указателя угла поворота, и поэтому момент нагрузки определяется лишь трением подшипников самого СПИ.

В индикаторной синхронной передаче к одному СД могут быть подключены несколько СПИ, работающих параллельно (рис. 10.15), а с помощью дифференциальных сельсинов реализуется схема работы одного приемника от двух датчиков (рис. 10.16) [10.2].

Рис. 10.11. Бесконтактный неявнополюсный сельсин: 1, 2 — пакеты ротора и статора; 3 — обмотка синхронизации; 4 — обмотка возбуждения; 5 — магнитопровод КТ; 6, 7 — обмотки КТ; 8 — корпус; 9 — вал

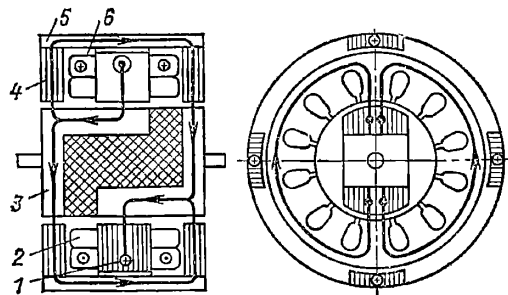


Рис. 10.12. Бесконтактный явнополюсный сельсин: 1 — статор; 2 — обмотка синхронизации; 3 — ротор; 4 — торондальный магнитопровод; 5 — внешний магнитопровод; 6 — обмотка возбуждения

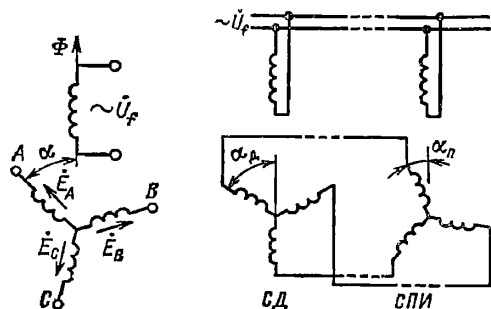


Рис. 10.13. Диаграмма ЭДС в однофазном сельсине

Рис. 10.14. Схема индикаторной синхронной передачи

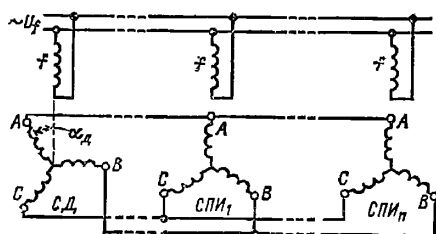


Рис. 10.15. Параллельная работа сельсина в индикаторном режиме

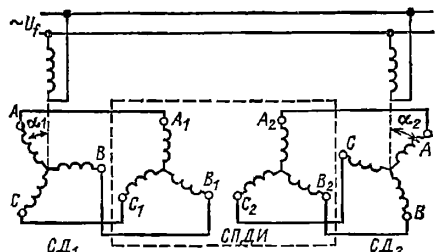


Рис. 10.16. Дифференциальная схема включения сельсина

На рис. 10.17 приведена электрическая схема трансформаторной синхронной передачи на сельсинах. По принципу действия она аналогична трансформаторной передаче на ВТ, рассмотренной ранее (см. рис. 10.8).

Теория синхронных передач угла на сельсинах изложена в [10.10].

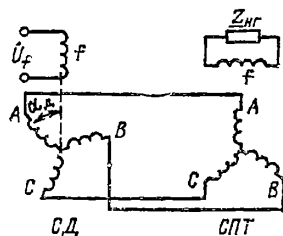


Рис. 10.17. Схема трансформаторной синхронной передачи

Точность функционирования сельсинов можно оценить по следующим параметрам.

Погрешность следования в трансформаторном режиме для сельсинов определяется так же, как и для ВТ.

Погрешность следования сельсинов-приемников в индикаторном режиме $\Delta\theta$ определяется, как и для трансформаторного режима, но измерения производятся дважды, при повороте ротора СД по часовой и против часовой стрелки.

Для СД производится оценка асимметрии нулевых точек путем измерения углов, в которых ЭДС двух фаз обмотки синхронизации минимальна ($e_{ост}$). За асимметрию нулевых точек принимается полусумма абсолютных значений максимальных положительного и отрицательного отклонений измеренных углов от углов, кратных 60° .

Таблица 10.8. Сельсины

Тип сельсина	Назначение	$U_{ном}$, В	$f_{ном}$, Гц	$I_{ном}$, А	$\Delta\theta$, угл. мин	M_{max} , 10^{-2} Н·м	m_y , 10^{-3} Н·м/°	$t_{уст}$, с	D_H , мм	m , кг
НД-521ТВ	СД	110	50	1,3	—	—	—	—	100	5,0
НД-511ТВ	СД	110	50	1,0	—	—	—	—	100	3,7
НД-501ТВ	СД	110	50	0,75	—	—	—	—	100	2,8
НД-501БТВ	СД	110	50	0,7	—	—	—	—	100	2,8
НД-414БТВ	СД	110	50	0,6	—	—	—	—	62	1,18
НД-404ТВ	СД	110	50	0,33	—	—	—	—	62	0,8
НД-404П	СД	110	400	1,3	—	—	—	—	62	0,87
			500	0,9	—	—	—	—		
НД-214	СД	110	400	0,58	—	—	—	—	45	0,62
			500	0,44	—	—	—	—		
НД-204	СД	110	400	0,35	—	—	—	—	45	0,34
			500	0,28	—	—	—	—		
СГ-1	СД	36	400	0,115	—	—	—	—	37	0,14
БД-501АТВ	СД	110	50	1,2	—	—	—	—	100	3,85
БД-500ТВ	СД	127	50	0,48	—	—	—	—	100	2,30
БД-404АТВ	СД	110	50	0,4	—	—	—	—	62	1,25
БД-160А	СД	100	400	0,3	—	—	—	—	45	0,42
			500	0,26	—	—	—	—		
СВ-32-1ВД	СД	36	400	0,145	—	—	—	—	32	0,16
СВ-20-1ВД	СД	36	400	0,09	—	—	—	—	20	0,07
НС-501ТВ	СПИ	110	50	0,75	± 45	25,4	4,8	3	100	2,9
НС-404ТВ	СПИ	110	50	0,33	± 45	5,4	0,98	3	62	0,8
СС-405ТВ	СПТ	110	50	0,13	± 20	—	—	—	62	0,8
БС-501АТВ	СПИ	110	50	1,2	± 45	17,7	3,14	3	100	4,1
БС-500ТВ	СПИ	127	50	0,48	± 45	7,85	1,67	3	100	2,4
ДБС-500ТВ	ДСПИ	127	50	0,48	± 45	7,85	1,67	3	100	4,5
ДБС-500БТВ	ДСПИ	110	50	0,55	± 45	7,85	1,57	3	100	4,5
БС-404АТВ	СПИ	110	50	0,4	± 45	2,36	0,44	3	62	1,3
БС-405БТВ	СПТ	110	50	0,09	± 18	—	—	—	62	1,2
БС-404ПТВ	СПИ	110	400	0,9	± 45	4,42	0,64	3	62	1,21
			500	0,7	± 45	2,95	0,39	—		
ДБС-400	ДСПИ	110	400	0,8	± 45	1,77	0,59	3	62	1,8
		127	550	0,75	± 45	1,47	0,49	—		
БС-404ПТВ	СПИ	110	400	0,9	± 45	4,42	0,64	3	62	1,21
			500	0,7	± 45	2,95	0,39	—		
ДБС-400	ДСПИ	110	400	0,8	± 45	1,77	0,59	3	62	1,8
		127	500	0,75	± 45	1,47	0,49	—		
БС-151А	СПИ	110	400	0,3	± 45	0,64	0,14	4	45	0,47
БС-155А	СПТ	100	400	0,15	± 5	—	—	—	45	0,33
СВ-32-1ВП	СПТ	36	400	0,02	± 10	—	—	—	32	0,16
СВ-20-1ВП	СПТ	36	400	0,012	± 10	—	—	—	20	0,07
ЭД-501ТВ	СПДИ	58	50	0,55	± 45	12,3	1,67	2	100	2,6
ЭД-501БТВ	СПДИ	39	50	0,9	± 45	7,35	1,47	2	100	2,65
НЭД-501ТВ	СПДИ	57	50	—	± 45	22,1	3,44	4	100	2,8
НЭД-501БТВ	СПДИ	152	50	—	± 45	12,3	1,67	3	100	2,8
ДИД-505ТВ	СДД	58	50	0,3	—	—	—	—	100	2,65
ДИД-101ТВ	СДД	50	50	0,15	—	—	—	—	62	0,8
НЭД-101ТВ	СПДИ	50	50	—	± 45	2,95	0,59	4	62	0,8
НЭД-101БТВ	СПДИ	152	50	—	± 45	2,46	0,39	4	62	0,8
ЭД-101ТВ	СПДИ	58	50	0,32	± 45	1,57	0,20	4	62	0,8
НЭД-101П	СПДИ	100	400	0,53	± 45	6,39	0,98	4	62	0,81
			500	0,43	± 45	4,91	—	—		
ЭД-204	СПДИ	100	400	0,43	± 45	2,16	0,39	5	45	0,39
			500	0,35	± 45	1,77	0,29	—		
ДИД-101П	СДД	100	400	0,13	—	—	—	—	62	0,81
			500	0,11	—	—	—	—		
ДИД-204	СДД	100	400	0,15	—	—	—	—	45	0,39
			500	0,13	—	—	—	—		
СД-1	СДД	41	400	0,07	± 30	—	—	—	37	0,14
ДФС-32-1В	СДД	36	400	0,018	—	—	—	—	32	0,17

Для СД и СПТ в нулевых точках определяют остаточную ЭДС ($E_{ост}$).

Помимо параметров, определяющих точностные характеристики сельсинов, имеется ряд так называемых параметров сопряжения.

Напряжение питания ($U_{ном}$) сельсинов регламентируется следующим рядом: 127 (110); 40 (36); 27; 12; 6 В.

Номинальная частота питающего напряжения ($f_{ном}$) 50, 400, 1000 Гц.

Максимальный синхронизирующий момент (M_{max}) на валу СПИ или СПДИ определяется при заторможенном СД и угле рассогласования, равном 90° .

Удельный синхронизирующий момент (m_y) характеризует крутизну нарастания синхронизирующего момента и определяется при угле рассогласования 1° .

Под временем успокоения t_{usp} ротора СПИ или СПДИ понимают время, в течение которого ротор приемника займет согласованное положение после рассогласования с СД на угол, близкий к 179° . Обычно это время не превышает 3 с.

Для СПТ измеряют **крутизну выходного напряжения**. Ее определяют при угле рассогласования 1° .

Основные параметры сельсинов, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в [10.2, 10.8] и табл. 10.8.

10.2. МИКРОДВИГАТЕЛИ

Исполнительными (управляемыми) двигателями (ИД) автоматических систем называют двигатели, предназначенные для преобразования электрического сигнала в угол поворота или частоту вращения вала. В настоящее время наибольшее распространение получили асинхронные двухфазных ИД. ИД постоянно тока с независимым возбуждением или с возбуждением от постоянных магнитов, шаговые двигатели.

Требования, предъявляемые к ИД, вытекают из специфических условий работы ИД в устройствах автоматики. Основные из них: высокое быстродействие (малая инерционность); возможность регулирования частоты вращения ИД в широком диапазоне, отсутствие самопроизвольного вращения (самохода) при отсутствии управляющего сигнала; высокая линейность регулировочных и механических характеристик; малый момент трения (малое напряжение трогания). Немаловажными для ИД являются и такие параметры, как пусковой момент, габариты, масса, мощность управления; КПД и $\cos \phi$ имеют второстепенное значение. Когда требуется строго постоянная частота вращения, используются синхронные двигатели.

10.2.1. Асинхронные исполнительные двигатели*. Самые распространенные ИД — переменного тока. На статоре у них расположены две распределенные обмотки, пространственно смещенные на электрический угол 90° : обмотка возбуждения f и обмотка управления y . Обмотка возбуждения постоянно подключена к сети переменного тока, на обмотку управления

подается управляющий сигнал (рис. 10.18). Для создания в рабочем зазоре ИД вращающегося магнитного поля необходим сдвиг во времени фаз токов обмоток f и y . Максимум мощности, развиваемой ИД, соответствует равенству МДС $F_y = F_f$ и сдвигу токов I_f и I_y

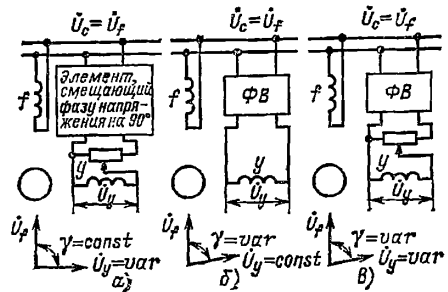


Рис. 10.18. Включение асинхронных ИД:
а — амплитудный; б — фазовый; в — амплитудно-фазовый способы управления

на 90° . Сдвиг токов (напряжений) может осуществляться с помощью фазосдвигающих устройств (ФСУ), фазовращателей (ФВ), конденсаторов.

Управление асинхронными ИД производится несколькими способами. Чаще всего это — амплитудный, фазовый и амплитудно-фазовый способы. Кроме того, находят ограниченное применение частотное регулирование [10.16], импульсное регулирование и др.

При амплитудном способе управления (рис. 10.18, а) обмотка возбуждения подключена к сети $\dot{U}_f = \dot{U}_c$, а на обмотку управления подается управляющее напряжение \dot{U}_y . Фазовый сдвиг напряжений \dot{U}_f и \dot{U}_y постоянен ($\gamma = 90^\circ$). Напряжения управления, при котором вращающееся поле в зазоре ИД круговое, принимают за номинальное $U_{y,ном}$. Если обозначить $U_{y*} = n_t U_y / U_f$, где $n_t = w_f / w_y$ — отношение чисел эффективных витков соответствующих обмоток, то $U_y = U_{y,ном}$ при $U_{y*} = 1$ (U_{y*} называют эффективным коэффициентом сигнала или коэффициентом управления). При $U_{y*} = 0$ поле в зазоре ИД пульсирующее, при $U_{y*} \neq 0; 1$ или -1 поле эллиптическое. Для реверса двигателя необходимо изменение фазы \dot{U}_y на 180° или, что то же самое, $U_{y*} < 0$.

При фазовом способе управления (рис. 10.18, б) $\dot{U}_f = \dot{U}_c$, $U_y = U_{y,ном}$, а фаза напряжения, подаваемого на обмотку управления, меняется в процессе регулирования ($\gamma = \text{var}$). При $\sin \gamma = 1$ поле в зазоре ИД круговое, при $0 < \sin \gamma < 1$ — эллиптическое, при $\sin \gamma < 0$ происходит реверс ИД.

При амплитудно-фазовом управлении (рис. 10.18, в) напряжение на обмотку управления \dot{U}_y изменяется как по амплитуде, так и по величине.

Теория работы асинхронных ИД при различных способах управления рассмотрена в [10.11], ее отдельные аспекты приведены ниже.

Для правильного выбора источников питания, различного рода усилителей, режимов работы ИД и т. д. необходимо знать полные (S)

* В настоящем разделе использованы материалы теоретических исследований Ф. М. Юферова, изложенные в [10.11].

и активные (P) мощности, потребляемые ИД. На рис. 10.19 и 10.20 приведены зависимости P_{f*} , P_{y*} , S_{f*} и S_{y*} от U_{y*} , n_* , где $n_* = n/n_x$ — отношение фактической частоты вращения ротора к синхронной частоте $n_x = 60f/p$, а потребляемые мощности выражены в относительных

Следует обратить внимание, что в отличие от обычного асинхронного двигателя зависимость $M_*(s)$ ИД имеет критическое скольжение больше единицы. Это необходимо для устойчивой работы ИД в диапазоне $0 < s \leq 1$, а также для устранения самохода. Достигает-

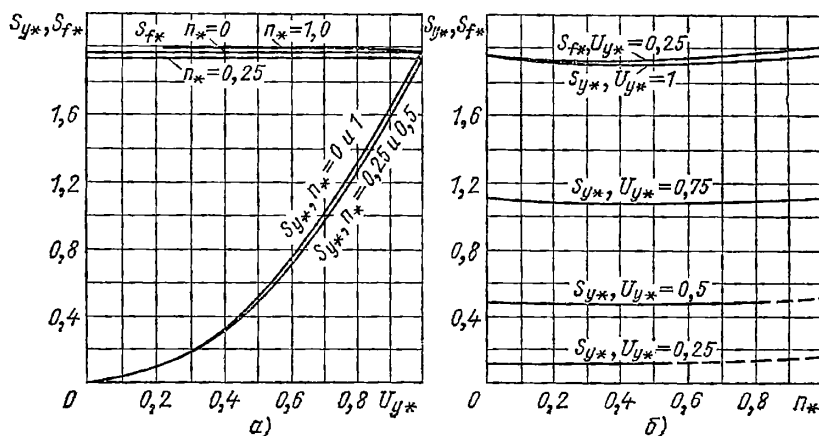


Рис. 10.19. Зависимости полных мощностей от коэффициента сигнала и частоты вращения

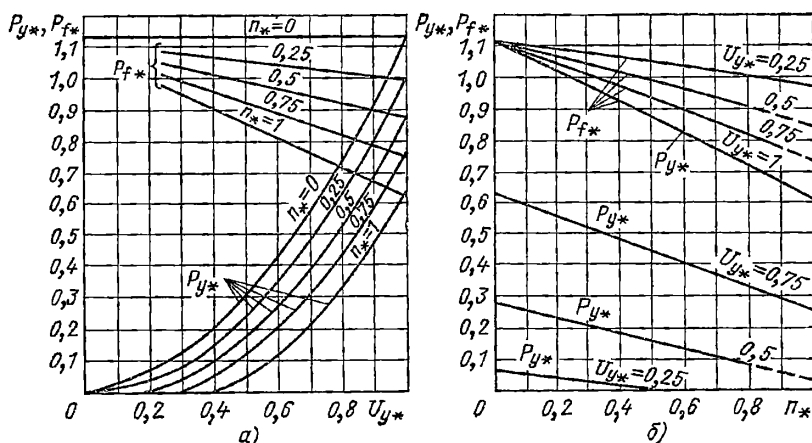


Рис. 10.20. Зависимости активных мощностей от коэффициента сигнала и частоты вращения

единицах, как отношения фактических мощностей к электромагнитной мощности при $U_{y*} = 1$, $n_* = 0$, т. е. при заторможенном роторе и круговом вращающемся магнитном поле.

Механической характеристикой асинхронного ИД называется зависимость вращающего момента M от частоты вращения n или скольжения s при постоянных по амплитуде и фазе \dot{U}_f и \dot{U}_y . В относительных единицах вращающий момент M_* определяется как отношение вращающего момента в абсолютных единицах к базовому, за который принимают начальный пусковой момент ИД при круговом поле ($U_{y*} = 1$, $\sin \varphi = 1$).

Для определения понятия нелинейности механической характеристики на рис. 10.21 представлены реальная $M_*(s)$ и идеальная $M_{п*}(s)$ характеристики асинхронного ИД.



Рис. 10.21. К определению нелинейности механической характеристики

ся это за счет выполнения ротора ИД с большим активным сопротивлением.

Разность $M_{н*} = M_* - M_{п*}$ называется нелинейностью реальной механической характеристики при определенном s (рис. 10.21). $M_{0.5*}$ означает нелинейность при $s = 0.5$.

При амплитудно-фазовом управлении выражение для реальной и идеальной механических характеристик, пускового момента $M_{к*}$ и частоты вращения идеального холостого хода имеет вид [10.11]:

$$M_* = U_{y*} \sin \gamma - \frac{1 + U_{y*}^2}{2} (1 - 4M_{0,5*}) n_* - 4U_{y*} \sin \gamma M_{0,5*} n_*^2;$$

$$M_{н*} = U_{y*} \sin \gamma - \frac{1 + U_{y*}^2}{2} n_*;$$

$$M_{к*} = U_{y*} \sin \gamma;$$

$$n_{хи*} = 2U_{y*} \sin \gamma / (1 + U_{y*}^2).$$

При амплитудном управлении

$$M_* = U_{y*} - \frac{1 + U_{y*}^2}{2} (1 - 4M_{0,5*}) n_* - 4U_{y*} M_{0,5*} n_*^2;$$

$$M_{н*} = U_{y*} - \frac{1 + U_{y*}^2}{2} n_*;$$

$$M_{к*} = U_{y*};$$

$$n_{хи*} = \frac{2U_{y*}}{1 + U_{y*}^2}.$$

При фазовом управлении

$$M_* = \sin \gamma - (1 - 4M_{0,5*}) n_* - 4 \sin \gamma M_{0,5*} n_*^2;$$

$$M_{н*} = \sin \gamma - n_*;$$

$$M_{к*} = \sin \gamma;$$

$$n_{хи*} = \sin \gamma.$$

Механические характеристики $M_*(n_*)$ и $M_{н*}(n_*)$ при различных способах управления приведены на рис. 10.22.

Регулировочной характеристикой ИД называют зависимость частоты вращения от U_{y*} и $\sin \gamma$ при постоянном моменте сопротивления на валу. В относительных единицах

$$n_* = f(U_{y*}, \sin \gamma) \Big|_{M_* = \text{const}, \dot{U}f = \text{const}}.$$

Основное требование, предъявляемое к регулировочным характеристикам ИД, — их минимальная нелинейность, т. е. пропорциональность частоты вращения управляющему сигналу.

Для двигателя с линейными механическими характеристиками:

при амплитудно-фазовом управлении

$$n_{и*} = \frac{2(U_{y*} \sin \gamma - M_*)}{1 + U_{y*}^2};$$

при амплитудном управлении (рис. 10.23, а)

$$n_{и*} = \frac{2(U_{y*} - M_*)}{1 + U_{y*}^2};$$

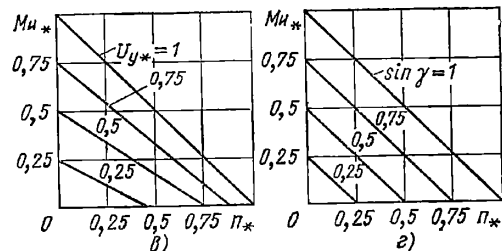
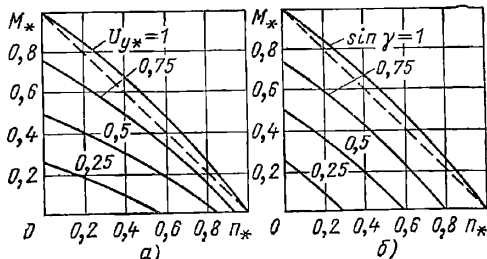


Рис. 10.22. Механические характеристики асинхронного ИД:

а, в — амплитудное управление; б, г — фазовое

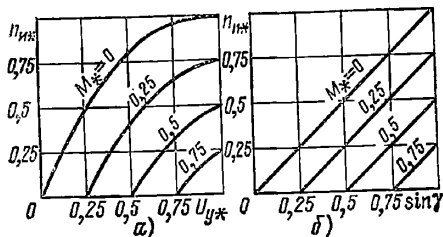


Рис. 10.23. Регулировочные характеристики «идеального» ИД:

а — амплитудное управление; б — фазовое

при фазовом управлении (рис. 10.23, б)

$$n_{и*} = \sin \gamma - M_*.$$

Таким образом, даже «идеальный» ИД имеет линейные регулировочные характеристики только при фазовом управлении.

Выражения регулировочной характеристики реального двигателя с $M_{0,5*} \leq 0,1$ имеют вид:

при амплитудно-фазовом управлении

$$n_* = \frac{1 + U_{y*}^2}{U_{y*} \sin \gamma} a + \sqrt{\left(\frac{1 + U_{y*}^2}{U_{y*} \sin \gamma} \right)^2 a^2 + \frac{U_{y*} \sin \gamma - M_*}{4U_{y*} \sin \gamma M_{0,5*}}},$$

где $a = (1 - 4M_{0,5*})/16M_{0,5*}$;

при амплитудном управлении (рис. 10.24, а)

$$n_* = -a \frac{1 + U_{y*}^2}{U_{y*}} +$$

$$+ \sqrt{\left(\frac{1 + U_{y*}^2}{U_{y*}}\right)^2 a^2 + \frac{U_{y*} - M_*}{4U_{y*}M_{0,5*}}};$$

при фазовом управлении (рис. 10.24, б)

$$n_* = -\frac{2a}{\sin \gamma} + \sqrt{\frac{4a^2}{\sin^2 \gamma} + \frac{\sin \gamma - M_*}{4 \sin \gamma M_{0,5*}}}.$$

Следовательно, регулировочные характеристики реального асинхронного ИД нелинейны при любом способе регулирования.

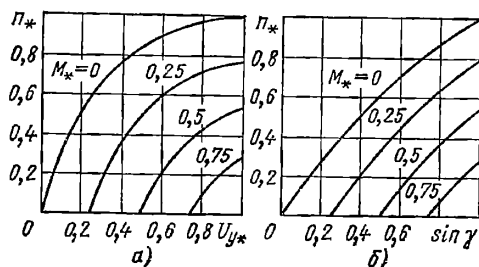


Рис. 10.24. Регулировочные характеристики реального ИД:

а — амплитудное управление; б — фазовое

Передачной функцией ИД называется отношение преобразования Лапласа выходной величины — углового перемещения вала α или угловой скорости Ω — к преобразованию Лапласа входной величины — напряжения управления. В первом приближении [10.11] в операторной форме

$$\frac{\alpha}{U_y} = \frac{k_\Omega}{p(pT_M + 1)}, \quad \frac{\Omega}{U_y} = \frac{k_\Omega}{pT_M + 1},$$

где $k_\Omega = \Omega_x/U_y$ — коэффициент управления по скорости; Ω_x — угловая скорость при холостом ходе; $T_M = J_p \Omega_x/M_k$ — электрохимическая постоянная времени; J_p — момент инерции вращающихся масс ИД.

По конструктивному исполнению асинхронные ИД можно разделить на три типа: двигатели с полым немагнитным ротором; двигатели с обычным ротором, имеющим короткозамкнутую обмотку в виде беличьей клетки; двигатели с полым ферромагнитным ротором.

Конструктивная принципиальная схема двигателя с полым немагнитным ротором представлена на рис. 10.25. Внутри корпуса 1 находится внешний статор. Его пакет 2 набирается из изолированных листов электротехнической стали. В пазах пакета 2 расположены обмотки 3 (управления и возбуждения). Оси МДС обмоток сдвинуты в пространстве на электрический угол 90° . Вал 4 двигателя крепится в корпусе с помощью подшипниковых щитов 5, 6. С валом жестко связан полый ротор 7, представляющий собой тонкостенный стакан из немагнитного материала. Внутренний статор 8, набранный из листов электротехнической стали, закреплен на наружной поверхности полого цилиндра, являющегося частью одного из подшипниковых щитов. Назначение

внутреннего статора в этой конструктивной схеме — уменьшение немагнитного рабочего зазора.

Конструктивная схема двигателя с полым ротором может несколько отличаться от рис. 10.25. Например, обмотки возбуждения и управления располагаются на внутреннем статоре, а внешний статор пазов не имеет. Иногда одна обмотка расположена на внешнем, а другая — на внутреннем статоре.

Принцип действия двигателя с полым немагнитным ротором основан на взаимодействии вращающегося магнитного поля, созданного токами, протекающими по обмоткам статора, с вихревыми токами, которые наводятся в полем роторе этим вращающимся полем. В ре-

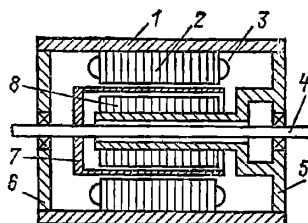


Рис. 10.25. Асинхронный ИД с полым ротором

зультате этого взаимодействия возникает вращающий момент, направленный в сторону вращения поля.

Несмотря на наличие двух статоров немагнитный зазор на пути магнитных потоков, создаваемых токами обмоток, в двигателях с полым немагнитным ротором довольно велик. У большинства двигателей он находится в пределах 0,5—1,5 мм. Дело в том, что немагнитный зазор состоит не только из двух воздушных зазоров (между ротором и двумя статорами), но и из толщины стакана немагнитного ротора. Это приводит к увеличению намагничивающего тока и электрических потерь в обмотках и снижению $\cos \phi$ и КПД. Следствием этих недостатков является увеличение габаритов и массы двигателя.

С другой стороны, полый немагнитный ротор обладает большим активным и весьма малым индуктивным сопротивлением, что повышает качество механических и регулировочных характеристик двигателя. У большинства двигателей $M_{0,5*} = 0,05 \div 0,15$.

Полый тонкостенный ротор из легких алюминиевых сплавов имеет малый момент инерции, что при большом пусковом моменте обеспечивает довольно высокое быстродействие.

Поскольку ротор немагнитный, то радиальные силы тяжения ротора к статору отсутствуют даже при больших эксцентриситетах ротора, что способствует уменьшению сигнала трогания.

Равномерность рабочего зазора, обеспечиваемая беспазовым ротором, повышает плавность и бесшумность хода, а также постоянство пускового момента независимо от углового положения ротора.

Основные технические характеристики ИД с полым ротором приведены в табл. 10.9.

Таблица 10.9. Исполнительные двигатели с полым ротором

Тип ИД	f , Гц	U_f , В	U_y , ном. В	ρ	$T_{M'}$ мс	η , %	U_{TP}/U_y , ном	$M_K/M_{ном}$	g^* , г/Вт	$P_{p,ном}$, Вт
АДП-023А	400	40	110	2	39	15	0,027	1,15	75	4,0
АДП-023	500	110	110	3	24	8	0,027	1,67	142,8	2,1
АДП-120	500	110	110	3	87	7,5	0,023	1,72	270,8	2,4
АДП-123	500	110	110	3	64	15	0,023	1,5	119,6	4,6
АДП-123Б	500	110	110	2	87	24,5	0,023	1,2	61,1	9,0
АДП-024Б	1000	40	40	3	33	12	0,025	2,0	73,3	4,5
АДП-124А	1000	40	110	4	72	11,8	0,018	1,85	65,4	5,35
АДП-124Б	1000	110	110	3	61	23	0,018	1,58	36,7	15
АДП-262	50	110	125	1	5	19,2	0,024	1,8	168,4	9,5
АДП-263	500	110	125	3	27	32	0,048	1,35	66,7	24,0
АДП-263А	500	36	275	3	27	33	0,022	1,5	64,8	24,7
АДП-362	50	110	120	1	6	29	0,017	1,8	136,8	19
АДП-363	500	110	120	3	51	34	0,050	1,23	77,14	35
АДП-363А	500	36	245	3	51	38	0,024	1,33	58,7	46
ЭМ-0,2М	400	115	60	4	20	2,1	0,017	2,0	444	0,36
ЭМ-0,5М	400	115	60	3	15	3,4	0,017	2,0	385	0,65
ЭМ-1М	400	115	60	3	15	4,3	0,017	1,75	254	1,18
ЭМ-2М	400	115	60	3	20	8,2	0,017	2,0	138	2,9
ЭМ-4М	400	115	60	3	25	10,5	0,017	1,84	125	4,4
ЭМ-8М	400	115	80	3	30	19	0,012	1,6	83,5	9,0
ЭМ-15М	400	115	80	3	35	21	0,012	1,62	76,5	16,4
ЭМ-25М	400	115	80	3	40	23	0,012	1,55	58,8	28
ЭМ-50М	400	115	80	3	50	42	0,012	1,33	55,2	49
ЭМ-0,5	400	115	115	3	25	—	0,017	2,0	520	0,5
ЭМ-1	400	115	115	3	30	—	0,017	2,03	300	1
ЭМ-2	400	115	115	4	35	—	0,017	2,13	275	2
ЭМ-2-12	400	115	50	2	40	—	0,02	1,44	150	2
ЭМ-4	400	115	115	4	45	—	0,013	1,67	212,5	4
ЭМ-8	400	115	50	3	45	—	0,02	1,61	156,5	8
ЭМ-15	400	115	50	3	50	—	0,02	1,87	103,5	15
ЭМ-25	400	115	50	3	100	—	0,02	1,31	108	25
ДИД-0,1ТА	400	36	30	1	140	3	0,017	1,86	250	0,1
ДИД-0,6ТА	400	36	30	1	110	13	0,017	2,0	100	0,6
ДИД-1ТА	400	36	30	1	80	18	0,017	1,95	110	1
ДИД-2ТА	400	36	30	1	55	20	0,017	1,89	80	2
ДИД-3ТА	400	36	30	2	25	23	0,017	1,8	116,7	3
ДИД-5ТА	400	36	30	3	75	20	0,017	1,84	144	5
ДИД-10ТА	400	36	30	2	120	25	0,017	1,87	111,1	9
ДИД-1А	400	36	30	1	80	18	0,017	1,36	110	1
ДИД-2А	400	36	30	1	55	20	0,017	1,6	80	2
ДИД-3А	400	36	30	2	35	20	0,017	1,82	140	2,5
ДИД-5А	400	36	30	3	90	25	0,017	1,44	160	4,5
ДИД-0,6Т4	1000	36	30	2	160	7	0,017	1,58	120	0,5
ДИД-1Т4	1000	36	30	2	100	13	0,017	1,56	110	1,0
ДИД-2Т4	1000	36	30	2	65	20	0,017	2,0	94	1,7
И6762-037	427	110	110	2	70	—	0,027	3,1	293	2,7
И6762-038	427	110	100	1	130	—	0,027	2,2	143	5,6
И6762-050	427	220	200	2	160	—	0,015	4,3	369	2,3
И6762-059	50	220	120	1	160	—	0,012	16,4	250	10
ИД-1	200	15	15	1	224	—	0,017	1,59	648	1,48
ИД-1Д	200	15	15	1	224	—	0,017	1,59	744	1,48
ИД-1ДГ	250	22	22	1	280	—	0,011	1,46	601	1,83
ИД-9	50	220	110	1	21,5	—	0,009	1,65	267	9,0
ДАД2-350/50	50	127	150	1	43	—	0,0026	1,8	80	350
ДАД6-50/400	400	110	110	3	45	—	0,005	2,0	90	50
ДАД8-300/400	400	110	110	4	33	—	0,009	1,6	46,6	300
ДАД8-500/400	400	220	220	4	53	—	0,0025	1,95	28	500
ДАД10-200/400	400	110	110	6	120	—	0,006	1,69	66	200

Примечание. g^* — отношение массы ИД к его полезной мощности $P_{p, ном}$.

Широкое применение в схемах автоматики нашли и ИД с ротором, имеющим обычную обмотку типа *белчья клетка*. Достоинства и недостатки ИД этого типа в сравнении с ИД с полым немагнитным ротором определяются двумя обстоятельствами.

Первое — момент инерции ротора обычного типа во много раз больше момента инерции полого немагнитного ротора, что при прочих равных условиях определяет его меньшее быстродействие.

Второе обстоятельство — возможность получить рабочий зазор в ИД с ротором обычного типа меньше, чем у ИД с полым немагнитным ротором, позволяет снизить намагничивающий ток, электрические потери в обмотках

управления и возбуждения и тем самым повысить $\cos \phi$ и КПД.

Однако при воздушных зазорах 0,15—0,25 мм, что имеет место в ИД традиционной конструкции, выигрыш в КПД оказывается небольшим. Это объясняется тем, что индуктивное сопротивление рассеяния роторной обмотки типа «белчья клетка», стержни которой окружены сталью, много больше индуктивного сопротивления рассеяния полого немагнитного ротора, находящегося в воздухе. Поэтому для обеспечения критического скольжения $s_{кр} > 1$, которое уменьшается с ростом индуктивного сопротивления и увеличивается с ростом активного сопротивления ротора, приходится идти на значительное увеличение последнего по сравне-

нию с ИД с полым немагнитным ротором. Рост же активного сопротивления ротора приводит к увеличению электрических потерь в роторной обмотке, что и определяет малое увеличение КПД при указанных выше рабочих зазорах.

Уменьшение воздушного зазора до 0,03—0,05 мм стало возможным при появлении двигателей «сквозной» конструкции. Их особенностью является равенство внутреннего диаметра статора и диаметра расточки под подшипники в подшипниковых щитах. Поэтому шлифовка этих размеров может производиться в двигателе с установленными подшипниковыми щитами, что существенно уменьшает воздушный зазор. При зазоре же 0,03—0,05 мм КПД двигателя с ротором обычного типа уже заметно выше, чем двигателя с полым немагнитным ротором.

К недостаткам ИД с ротором обычного типа следует отнести сравнительно большой сигнал трогания, что объясняется силами одностороннего магнитного притяжения ротора к статору из-за наличия на роторе ферромагнитных масс.

Давая сравнительную оценку ИД двух типов по быстродействию, следует отметить, что у двигателей «сквозной» конструкции за счет уменьшения диаметра ротора при одновременном увеличении его длины удалось получить для малых номинальных мощностей постоянную времени T_m даже меньше, чем у ИД с полым немагнитным ротором. Исследования [10.12] показывают, что при диаметре корпуса $D_k < 40 \div 60$ мм ИД с ротором типа «белычя клетка» по своим характеристикам превосходят

ИД с полым немагнитным ротором. При $D_k > 60 \div 80$ мм быстродействие выше у ИД с полым немагнитным ротором.

Основные технические данные ИД с ротором типа «белычя клетка» приведены в табл. 10.10.

В некоторых схемах автоматики находят применение двигатели с *полыми ферромагнитными роторами*. Их статоры не отличаются от статоров обычных двухфазных асинхронных машин, а роторы представляют собой ферромагнитные полые цилиндры. Достоинством таких двигателей является высокая линейность его механических и регулировочных характеристик. Однако низкие энергетические показатели и относительно большие постоянные времени T_m существенно ограничивают область применения ИД с ферромагнитным ротором.

10.2.2. Коллекторные исполнительные двигатели постоянного тока. Наряду с асинхронными ИД в системах автоматики применяются коллекторные исполнительные двигатели постоянного тока (ИДПТ), которые устойчиво работают при любых частотах вращения, имеют линейные механические характеристики и в большинстве случаев линейные регулировочные характеристики.

По массе и габаритам ИДПТ в 2—3 раза меньше асинхронных микродвигателей. Регулирование частоты вращения ИДПТ осуществляется достаточно просто и экономично.

Недостатки коллекторных ИДПТ связаны с наличием щеточно-коллекторного аппарата, т. е. скользящих контактов. Искрение под щетками приводит к появлению радиопомех, для ограничения которых требуются специальные фильтры. Износ, подгорание и загрязнение ще-

Таблица 10.10. Исполнительные двигатели с ротором типа «белычя клетка»

Тип двигателя	f , Гц	U_f , В	$U_{y, \text{ном}}$, В	$n_{\text{ном}}$, об/мин	T_m , мс	η , %	$\frac{U_{\text{тр}}}{U_{y, \text{ном}}}$	$\frac{M_k}{M_{\text{ном}}}$	g^* , г/Вт	$P_{\text{р, ном}}$, Вт
ДКМ1-6	400	—	—	3300	25	—	—	2,0	250	1,0
ДКМ2,5-6	400	—	—	3000	44	—	—	2,0	188	2,5
ДКМ6-6	400	—	—	3000	41	—	—	2,0	146	6
ДКМ16-6	400	—	—	3600	100	—	—	1,65	125	16
ДКМ40-6	400	—	—	4200	190	—	—	1,4	100	40
ДКМ1,6-8	400	—	—	4400	23	—	—	2,0	156	1,6
ДКМ4-8	400	—	—	4000	44	—	—	2,0	117	4
ДКМ10-8	400	—	—	4000	53	—	—	2,0	88	10
ДКМ25-8	400	—	—	4800	140	—	—	1,52	84	25
ДКМ60-8	400	—	—	5400	230	—	—	1,42	67	60
ДКМ0,16-12	400	36	36	—	15	—	0,084	1,4	250	0,16
ДКМ0,4-12	400	36	36	—	20	—	0,084	1,36	200	0,4
ДКМ1-12	400	115	36	—	25	—	0,084	1,8	130	1,0
ДКМ2,5-12	400	115	36	—	30	—	0,084	1,61	100	2,5
ДКМ6-12	400	115	36	—	40	—	0,084	1,48	78	6
ДКМ16-12	400	115	80	—	50	—	0,037	1,5	55	16
ДКМ100-12	400	115	80	—	350	—	0,037	1,17	40	100
ДКМ0,25-24	400	—	—	9600	49	—	—	1,8	160	0,25
ДКМ0,6-24	400	—	—	9600	65	—	—	2,0	133	0,6
ДКМ1,6-24	400	—	—	9600	72	—	—	2,0	81	1,6
ДКМ4-24	400	—	—	10800	100	—	—	2,0	62	4
ДКМ10-24	400	—	—	12000	175	—	—	2,0	47	10
ДКМ25-24	400	—	—	14000	270	—	—	2,0	35	25
ДКМ60-24	400	—	—	19000	660	—	—	1,41	35	60
АДИ-20	400	24	24	—	13	7	0,042	—	200	0,3
АДИ-25	400	40	24	—	30	16	0,042	—	162	0,8
АДИ-32	400	40	24	—	20	20	0,042	—	123	1,7
АДИ-40	400	40	24	—	25	20	0,042	—	191	2,2
АДИ-50	400	40	24	—	22	20	0,042	—	191	3,3
АД-20	400	24	24	2400	15	7	0,025	2,17	100	0,3
АД-25	400	40	24	3800	20	18	0,042	1,6	82	0,9
АД-32	400	40	24	4200	10	22	0,042	1,92	76	1,7
АД-40	400	40	24	2850	15	20	0,042	1,88	96	2,5
АД-50	400	40	24	2700	16	20	0,042	1,74	128	3,5

точно-коллекторного аппарата, приводящие к снижению надежности и сокращению срока службы двигателя, делают невозможным применение коллекторных микродвигателей в системах, работающих длительно без систематического ухода. Сухое трение щеток о коллектор приводит к повышению напряжения трогания. Кроме того, усилители постоянного тока, применяемые для управления ИДПТ, имеют значительный дрейф нуля, что ограничивает возможность применения ИДПТ в точных системах.

Тем не менее коллекторные ИДПТ нашли применение в приводах автоматических систем, требующих плавного регулирования частоты вращения в широком диапазоне.

Классификация коллекторных ИДПТ ведется:

по способу возбуждения — с независимым возбуждением и с возбуждением от постоянных магнитов;

по способу управления — с якорным управлением и с полюсным управлением;

по конструктивному исполнению — ИД обычного исполнения и быстродействующие ИД.

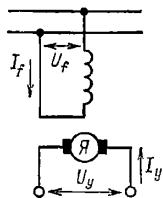


Рис. 10.26. Якорное управление ИДПТ

Якорное управление. Этим способом управляются двигатели с независимым возбуждением и с возбуждением от постоянных магнитов.

На рис. 10.26 приведена схема включения ИД с независимым возбуждением. На якорную обмотку ИД (обмотку управления) подается сигнал управления. Обмотка возбуждения подключена к сети постоянного напряжения. За счет изменения напряжения управления получают необходимые вращающие моменты и частоты вращения.

Принцип работы ИДПТ при якорном управлении заключается в следующем. Так как $U_f = \text{const}$, то и $I_f = \text{const}$, а следовательно, и $\Phi_f = \text{const}$, так как $\Phi_f = c_\Phi U_f$. При вращении якоря проводники обмотки якоря y пересекают линии магнитного поля, создаваемого обмоткой f . В обмотке y наводится ЭДС E_y , пропорциональная частоте вращения n и потоку Φ_f :

$$E_y = c_E n \Phi_f = c_\Phi c_E n U_f.$$

Ток якоря

$$I_y = \frac{U_y - c_E c_\Phi n U_f}{R_y},$$

где R_y — сопротивление якорной обмотки y .

При взаимодействии потока возбуждения Φ_f с током якоря развивается вращающий момент

$$M = c_M \Phi_f I_y = c_M c_\Phi U_f I_y.$$

При анализе механических и регулировочных характеристик ИДПТ используется система относительных единиц.

За базовое напряжение принимается постоянное напряжение обмотки f . Тогда $U_{y*} = U_y / U_f$ — напряжение управления в относительных единицах.

За базовый вращающий момент принимается момент $M_{\text{кл}}$, развиваемый ИД при пуске ($n=0$) и $U_{y*}=1$.

В относительных единицах выражение вращающего момента имеет вид

$$M_* = M / M_{\text{кл}} = U_{y*} - c_E c_\Phi n.$$

За базовую частоту вращения n_0 принимается частота вращения идеального холостого хода ($M_* = 0$) при $U_{y*} = 1$:

$$n_0 = 1 / c_E c_\Phi.$$

Отношение действительной частоты вращения к частоте вращения идеального холостого хода является частотой вращения в относительных единицах: $n_* = n / n_0$.

Уравнение механической характеристики двигателя в относительных единицах имеет вид $M_* = U_{y*} - n_*$, т. е. вращающий момент ИДПТ при якорном управлении является линейной функцией частоты вращения n_* и управляющего сигнала U_{y*} . На рис. 10.27 построено семейство механических характеристик $M_* = f(n_*)$ при $U_{y*} = \text{const}$. Необходимо отметить, что механические характеристики не только линейны, но и их наклон (жесткость) при изменении напряжения управления остается постоянным.

Уравнение регулировочной характеристики, ИДПТ с якорным управлением имеет вид $n_* = U_{y*} - M_*$. Семейство регулировочных характеристик $n_* = f(U_{y*})$ при $M_* = \text{const}$ приведено на рис. 10.28. Их линейность определяет ценное свойство якорного управления ИДПТ — частота вращения прямо пропорциональна напряжению управления.

Оценка экономичности того или иного способа управления может быть произведена путем определения мощности возбуждения и мощности управления.

Мощность возбуждения ИДПТ с якорным управлением равна электрическим потерям в сопротивлении r_f обмотки возбуждения:

$$P_f = I_f^2 r_f = U_f^2 / r_f.$$

Эта мощность не зависит от нагрузки. Она не превращается в механическую мощность, а тратится лишь на потери в обмотке возбуждения.

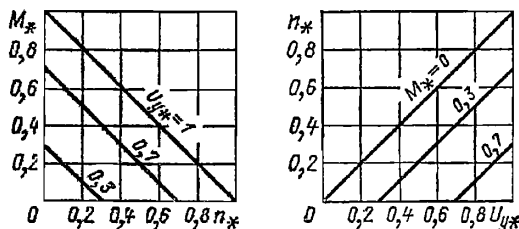


Рис. 10.27. Механические характеристики при якорном управлении

Рис. 10.28. Регулировочные характеристики при якорном управлении

дения и составляет незначительную часть полной мощности, потребляемой двигателем.

Мощность управления ИДПТ с якорным управлением

$$P_y = U_y I_y = U_y \frac{U_y - E_y}{R_y}.$$

Эта мощность равна полной механической мощности, развиваемой двигателем, плюс потери в якоре. Поэтому P_y при якорном управлении достаточно велика, что является недостатком этого способа регулирования скорости, приводящим к необходимости увеличения габаритов усилителя, питающего обмотку управления.

Выражение для механической мощности на валу двигателя в относительных единицах $P_{p*} = M_* n_*$ при якорном управлении имеет вид:

$$P_{p*} = U_{y*} n_* - n_*^2.$$

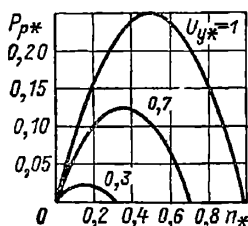


Рис. 10.29. Зависимости P_{p*} (n_*) при якорном управлении

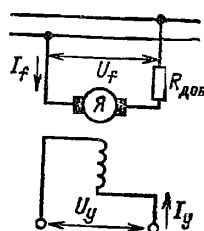


Рис. 10.30. Полусуммарное управление ИДПТ

Своего максимума P_{p*} достигает при $n_{max} = U_{y*}/2$. Значение этого максимума $P_{pmax} = U_{y*}^2/4$. Семейство кривых $P_{p*} = f(n_*)$ при $U_{y*} = \text{const}$ приведено на рис. 10.29.

ИДПТ с обмоткой возбуждения на полюсах имеют достаточно высокий КПД $\eta = 50 \div 60\%$ у двигателей с $P_{p,ном} = 200 \div 250$ Вт и $\eta = 25 \div 30\%$ у двигателей с $P_{p,ном} = 5 \div 10$ Вт.

Якорное управление является единственной возможностью регулирования ИДПТ с возбуждением от постоянных магнитов. Механические и регулировочные характеристики двигателей практически не отличаются от соответствующих характеристик ИДПТ с независимым возбуждением при якорном управлении.

Полусуммарное управление. На рис. 10.30 приведена схема включения ИДПТ с полюсным управлением. На обмотку полюсов (обмотку управления y) подается управляющий сигнал. Обмотка якоря f подключена постоянно к сети с напряжением $U = \text{const}$. В двигателях мощностью 10 Вт и выше последовательно с обмоткой якоря часто включается добавочный резистор $R_{доб}$. Он служит для ограничения тока якоря при $n=0$.

Ток I_y , протекающий по обмотке управления, создает магнитный поток

$$\Phi_y = c_\Phi U_y = c_\Phi U_{y*} U_{f*},$$

где $U_{y*} = U_y/U_f$.

При вращении якоря проводники его обмотки f пересекают линии магнитного поля,

создаваемого обмоткой y . В обмотке якоря наводится ЭДС

$$E_f = c_E \Phi_y n = c_E c_\Phi U_{y*} U_{f*} n.$$

Ток якоря $I_f = (U_f - E_f)/R_f$, где R_f — сопротивление якорной цепи с учетом $R_{доб}$.

При взаимодействии тока I_f и магнитного потока полюсов Φ_y создается вращающий момент двигателя

$$M = c_M I_f \Phi_y = (c_M c_\Phi U_{y*} U_{f*}^2 - c_M c_E c_\Phi^2 U_{y*} U_{f*}^2 n)/R_f.$$

Как и при якорном управлении, за базовый момент принимается момент M_{k1} при $n=0$, $U_{y*}=1$:

$$M_{k1} = c_M c_\Phi U_{f*}^2 / R_f.$$

В относительных единицах

$$M_* = M/M_{k1} = U_{y*} - c_E c_\Phi U_{y*}^2 n_*.$$

Приняв за базовую частоту вращения n_0 идеального холостого хода ($M_* = 0$, $U_{y*} = 1$), при котором $n_0 = 1/c_E c_\Phi$, и обозначив $n_* = n/n_0$, получим уравнение механической характеристики двигателя с полюсным управлением:

$$M_* = U_{y*} - U_{y*}^2 n_*.$$

Из приведенных на рис. 10.31 механических характеристик ИДПТ с полюсным управлением видно, что эти характеристики линейны, но имеют различные жесткости при изменении коэффициента сигнала управления U_{y*} . Следует обратить внимание на то, что при полюсном управлении частота вращения идеального холостого хода обратно пропорциональна управляющему сигналу:

$$n_{0*} = 1/U_{y*}, \quad n_0 \sim 1/U_y.$$

Это означает, что при $U_y = 0$ частота вращения холостого хода возрастает до бесконечности. Хотя на практике якорь двигателя всегда испытывает некоторый момент сопротивления, обусловленный трением в подшипниках и трением вращающихся частей о воздух, частота вращения холостого хода при отсутствии момента нагрузки на валу может в несколько раз превысить номинальную, что приводит к разрушению двигателя. Поэтому целесообразно иметь на валу двигателя постоянный момент сопротивления, исключающий возможность работы двигателя вхолостую.

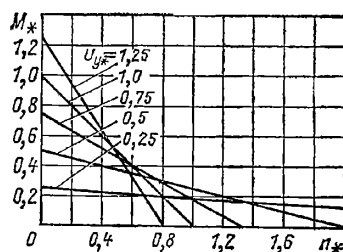


Рис. 10.31. Механические характеристики при полюсном управлении

Уравнение регулировочной характеристики ИДПТ с полюсным управлением имеет вид:

$$n_* = (U_{y*} - M_*) / U_{y*}^2.$$

Эти характеристики (рис. 10.32) нелинейны, что является серьезным недостатком ИДПТ

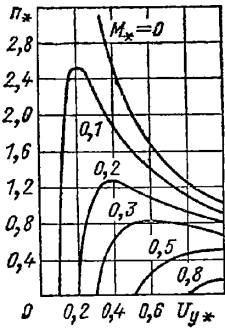


Рис. 10.32. Регулировочные характеристики при полюсном управлении

с полюсным управлением. Еще большим недостатком, ограничивающим область использования полюсного управления, является неоднозначность регулировочных характеристик при малых моментах сопротивления (до $M_* = 0,5$). Под неоднозначностью характеристики здесь понимается возможность получения одной и той же частоты вращения при двух различных напряжениях управления. Поэтому ИДПТ с полюсным управлением применяются только тогда, когда момент сопротивления на валу двигателя не ниже $0,5 M_{кн}$.

Мощность управления ИДПТ с полюсным управлением определяется только потерями в обмотках полюсов:

$$P_y = I_y^2 R_y = U_y^2 / R_y = U_{y*}^2 n_*^2 / R_y.$$

Мощность возбуждения при полюсном управлении определяется полной механической мощностью двигателя и потерями в якоре:

$$P_f = U_f I_f = U_f \frac{U_f - E_f}{R_f}.$$

Соотношение P_f и P_y при полюсном управлении аналогично соотношению мощностей при якорном управлении. Только все, что ранее относилось к P_f , теперь относится к P_y и наоборот. Следовательно, при полюсном управлении мощность P_y составляет лишь 5—30 % полной мощности, потребляемой двигателем. Это является несомненным достоинством полюсного управления, позволяющего в несколько раз по сравнению с якорным управлением уменьшить мощность усилителя. Что касается мощности возбуждения, то хотя она при полюсном управлении в несколько раз больше, чем при якорном, существенного влияния на габариты устройств автоматики это обстоятельство не оказывает, так как обмотки возбуждения обычно подключены к сети, мощность которой не лимитирована.

Выражение для механической мощности на валу двигателя в относительных единицах $P_{p*} = M_* n_*$ при полюсном управлении имеет вид:

$$P_{p*} = U_{y*} n_* - U_{y*}^2 n_*^2.$$

Своего максимума P_{p*} достигает при $n_{max} = 1/2 U_{y*}$.

Значение этого максимума мощности $P_{pmax} = 1/4$. Таким образом, при полюсном управлении в противоположность якорному управлению максимум механической мощности не зависит от напряжения управления. Это весьма важное достоинство ИД, позволяющее получать максимальную механическую мощ-

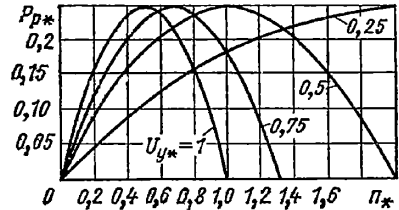


Рис. 10.33. Зависимости $P_{p*}(n_*)$ при полюсном управлении

ность на валу ИД даже при небольших сигналах управления. На рис. 10.33 представлено семейство кривых $P_{p*} = f(n_*)$ при $U_{y*} = \text{const}$. Передаточные функции ИДПТ в общем виде аналогичны передаточным функциям асинхронных ИД:

$$\frac{\alpha}{U_y} = \frac{k_{\Omega}}{p(pT_m + 1)};$$

$$\frac{\Omega}{U_y} = \frac{k_{\Omega}}{pT_m + 1}.$$

ИДПТ обычного исполнения по конструкции отличаются от силовых микродвигателей постоянного тока [10.11] только тем, что имеют шихтованные ярмо статора и полюсы, что необходимо из-за работы ИД в основном в переходных режимах.

Из ИДПТ независимого возбуждения широкое применение получили двигатели серии СЛ (рис. 10.34), основные параметры которых приведены в табл. 10.11.

В последнее время все большее распространение получают ИДПТ с возбуждением от постоянных магнитов. Преимуществом двига-

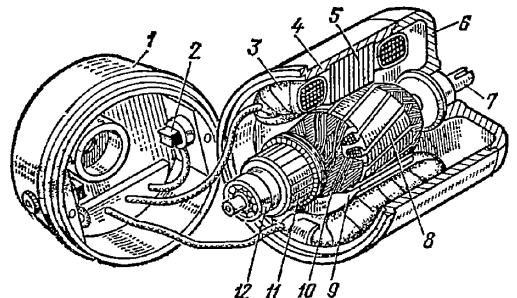


Рис. 10.34. ИДПТ серии СЛ:

1 — передний подшипниковый щит; 2 — щетки; 3 — обмотка полюса; 4 — корпус; 5 — статор; 6 — задний подшипниковый щит; 7 — вал; 8 — пакет якоря; 9 — полюс; 10 — обмотка якоря; 11 — коллектор; 12 — подшипник

Таблица 10.11. Двигатели серии СЛ

Тип двигателя	$P_{\text{д}}, \text{ ном. Вт}$	$U_{\text{ном}}, \text{ В}$	$I_{\text{д}}, \text{ ном. В}$	$I_{\text{ном}}, \text{ А}$	$M_{\text{ном}}, 10^{-2} \text{ Н·м}$	$M_{\text{кр}}, 10^{-2} \text{ Н·м}$	$J_{\text{д}}, 10^{-5} \text{ кг·м}^2$
СЛ-121	5,0	110	0,07	0,21	1,4	—	—
СЛ-161	7,5	110	0,08	0,21	2,1	—	—
СЛ-221	13	110	0,05	0,35	3,5	9,0	1,4
СЛ-221А	13	110	0,05	0,085	3,5	9,0	1,4
СЛ-240	19	24	0,32	2,5	4,0	—	—
СЛ-261	24	110	0,08	0,05	6,5	20	2,0
СЛ-261А	24	110	0,08	0,42	6,5	20	2,0
СЛ-281	26	24	0,26	2,4	5,0	12,5	2,0
СЛ-321	38	110	0,11	0,7	12,5	31	6,0
СЛ-361	50	110	0,8	0,85	16,0	40	7,0
СЛ-369	55	110	—	0,9	15	45	7,0
СЛ-369А	55	110	—	0,1	15	45	7,0
СЛ-369В	45	220	—	0,4	12	—	7,0
СЛ-521	77	110	0,1	1,2	25	65	17,0
СЛ-521К	20	110	—	0,5	20	63,5	17,0
СЛ-569	175	110	0,11	2,2	47,5	92,5	27,0
СЛ-569К	36	110	—	0,8	42	102	27,0
СЛ-571К	95	24	—	7	42	75	27,0
СЛ-621	172	110	0,16	2,3	70	125	67,5
СЛ-661	230	110	0,18	2,9	92,5	155	93,5

телей с постоянными магнитами является более высокий КПД ($\eta=50+70\%$), что объясняется отсутствием потерь на возбуждение. Однако стоимость ИДПТ с постоянными магнитами при мощностях в сотни ватт заметно выше, чем стоимость ИДПТ с электромагнитным возбуждением. Это объясняется высокой стоимостью магнитно-твердых материалов, из которых изготавливаются постоянные магниты. Поэтому двигатели с постоянными магнитами изготавливаются главным образом на мощности до нескольких десятков ватт. Наиболее распространенной в СССР серией исполнительных микродвигателей с постоянными магнитами является серия ДПМ.

Быстродействующие исполнительные двигатели постоянного тока. Повышение быстродействия ИДПТ ограничивается максимально допустимыми электромагнитными нагрузками и невысокой перегрузочной способностью, определяемой недостатком высоким качеством коммутации. Одним из конструктивных факторов, определяющих недостатки ИДПТ, является наличие зубовой зоны. Наметило несколько направлений в разработке беззубцовых машин: двигатели с гладким якорем; с полым цилиндрическим якорем и проволоочной обмоткой; с полым цилиндрическим якорем и печатной обмоткой; с дисковым якорем и печатной обмоткой.

Наиболее быстродействующими являются двигатели с гладким якорем и с полым цилиндрическим якорем и проволоочной обмоткой.

Исполнительный двигатель с гладким якорем [10.13] состоит из тех же узлов, что и обычный ИДПТ. Пакет гладкого якоря двигателя набирается из листов электротехнической стали, не имеющих зубцов. Пакет посажен на вал из немагнитной стали. Поверхность пакета изолируется обычно стеклотентой, на которую накладывается обмотка якоря. Обмотка может быть многослойной. В этом случае имеется межслойная изоляция. Якорь с обмоткой бандажируется стеклотентой, вакуумируется и либо заливается в форме под давлением жаростойким компаундом, либо пропитывается лаком.

Возбуждение осуществляется от постоянных магнитов, что позволяет повысить

КПД и электромагнитные нагрузки якоря.

Благодаря гладкой конструкции якоря индукция в зазоре машины может быть повышена в 2—3 раза по сравнению с двигателями обычной конструкции, у которых повышение индукции в зазоре ограничивается насыщением зубцов. Большой немагнитный зазор и нахождение проводников якорной обмотки вне магнитопровода ослабляют влияние реакции якоря на основное магнитное поле и снижают индуктивность якорной обмотки. Все это приводит к улучшению коммутационных свойств, повышению перегрузочной способности, повышению линейности зависимости вращающего момента от тока якоря при значениях последнего, в 8—10 раз превышающих номинальный. Улучшение условий коммутации дает возможность повышения отношения длины якоря к его диаметру, т. е. снижение момента инерции ротора.

Недостатками ИДПТ с гладким якорем являются необходимость мощной системы возбуждения и невысокие удельные массо-габаритные показатели.

Технические данные двигателей с гладким якорем приведены в табл. 10.12.

Двигатели с печатными обмотками [10.11] изготавливаются с дисковым и цилиндрическим якорями.

Дисковый якорь представляет собой тонкий диск из электроизоляционного материала. На обе стороны диска нанесены тонкие медные проводники якорной обмотки. Радиальные участки проводников образуют активную зону обмотки. Полусекции обеих сторон диска соединяются между собой контактным способом через отверстия, имеющиеся в диске. Печатная обмотка находится в хороших условиях охлаждения, поэтому в длительном режиме возможна повышенная плотность тока. Щетки токосъемного узла скользят непосредственно по поверхности диска. Иногда для увеличения срока службы дискового якоря, определяемого быстрым износом тонкой печатной обмотки из-за трения о щетки, применяются коллекторы. Коллектор располагается на том же валу, что и диск. Возбуждение двигателя осуществляется постоянными магнитами. Конструкция дви-

Т а б л и ц а 10.12. Двигатели постоянного тока с гладким якорем

Тип двигателя	$P_{\text{р, ном'}}$ Вт	$U_{\text{ном'}}$ В	$I_{\text{ном'}}$ А	$T_{\text{м'}}$ мс	$T_{\text{э'}}$ мс	g^* , г/Вт	η , %	$M_{\text{ном'}}$ Н·м	$M_{\text{к'}}$ Н·м	$J_{\text{р'}}$ 10^{-5} кг·м ²
МИГ-90А	90	27	4,5	3,8	0,7	65	74	0,285	1,82	2,0
МИГ-180А	180	27	8,9	3,0	0,9	50	75	0,573	4,35	3,9
МИГ-400А	400	60	8,3	4,5	1,7	36	80	1,275	12,1	16
МИГ-600А	600	110	6,3	5,4	2,4	33	86	1,91	23,8	43
МИГ-10Б	10	12	1,4	4,5	0,1	35	60	0,016	0,055	0,025
МИГ-25Б	25	12	3,2	4,0	0,2	26	65	0,04	0,167	0,068
МИГ-60Б	60	27	3,0	4,4	0,3	26	74	0,095	0,57	0,36
МИГ-90Б	90	27	4,1	3,6	0,5	22	81	0,143	1,35	0,79
МИГ-ПР	170	24	12,0	1,3	0,16	76	59	0,8	3,00	1,4
МИГ-ПК	190	36	10,0	8,5	1,8	95	53	4,0	16,0	180

Т а б л и ц а 10.13. Двигатели постоянного тока с печатным якорем

Тип двигателя	$P_{\text{р, ном'}}$ В	$U_{\text{ном'}}$ В	$I_{\text{ном'}}$ А	$T_{\text{м'}}$ мс	$T_{\text{э'}}$ мс	g^* , г/Вт	η , %	$M_{\text{ном'}}$ Н·м	$M_{\text{к'}}$ Н·м	$J_{\text{р'}}$ 10^{-5} кг·м
ПДР-6	60	14	7	9	—	30	60	0,2	0,75	2,0
ПДР-3	400	39	15	6	—	26,3	70	1,35	5,4	27
ДПО-1	1000	48	26	39	0,12	32,7	67	2,44	—	137
ДПО-2	700	110	7,85	18	0,3	34	68	2,28	—	99

Примечание. $T_{\text{м}}$ рассчитана без учета сопротивления щеточного контакта.

гателя с дисковым якорем представлена на рис. 10.35.

Увеличение мощности двигателя с дисковым якорем требует увеличения диаметра диска при его фиксированной толщине, ограниченной предельно допустимым немагнитным зазо-

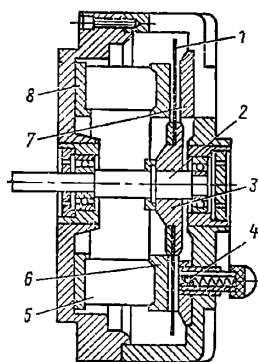


Рис. 10.35. ИДПТ с дисковым якорем:

1 — якорь; 2 — вал; 3 — втулка; 4 — щеткодержатель; 5 — магниты; 6 — полюсные наконечники; 7, 8 — кольцевые магнитопроводы

логичный статору обычной машины постоянного тока, и внутренний, как у асинхронного двигателя с полым ротором (см. рис. 10.25).

Двигатели с дисковым якорем имеют мощность до 1—2 кВт, а двигатели с цилиндрическим якорем — до 10 кВт.

Основные достоинства двигателей с печатными обмотками: малый момент инерции якоря; высокая технологичность якоря; хорошая безыскровая коммутация из-за малой индук-

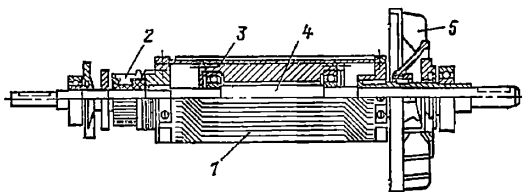


Рис. 10.36. Цилиндрический якорь с печатной обмоткой:

1 — цилиндр с обмоткой; 2 — коллектор; 3 — магнитопровод внутреннего статора; 4 — вал; 5 — вентилятор

ром машины. Кроме того, при увеличении диаметра диска резко возрастает момент инерции якоря, снижаются механическая прочность и устойчивость к короблению при нагреве. При необходимости увеличения мощности двигателя используют многодисковые машины, состоящие из нескольких машин, имеющих общий вал.

В табл. 10.13 приведены технические данные отечественных исполнительных двигателей с дисковым якорем и печатной обмоткой.

Цилиндрический якорь с печатной обмоткой (рис. 10.36) представляет собой полый цилиндр из электроизоляционного материала, на обе стороны которого нанесены полусекции печатной обмотки. Концы секций подпаины к коллектору, расположенному на валу двигателя.

С целью уменьшения немагнитного зазора двигатель имеет два статора — наружный, ана-

тивности коммутируемых секций, окруженных воздухом; хорошее охлаждение обмотки, позволяющее повышать плотность тока.

К недостаткам двигателей этого типа относятся: большой немагнитный зазор; малая механическая прочность якоря; ограниченное из-за технологических трудностей число витков обмотки якоря, приводящее к необходимости применять для питания небольшие напряжения.

Двигатель с полым цилиндрическим якорем и проволочной обмоткой отличается от двигателя с цилиндрическим якорем и печатной обмоткой только конструкцией обмотки. Технология изготовления обмотки двигателя к процессу изготовления обмотки двигателя с гладким якорем.

Достоинством подобной конструкции является возможность выполнения обмоток с большим числом витков, чем у печатных обмоток, что позволяет рассчитывать двигатели на по-

Т а б л и ц а 10.14. Исполнительные двигатели постоянного тока

Параметр	Тип якоря			
	зубцовый	дискový	гладкий	цилиндрический с печатной обмоткой
Отношение длины к диаметру	1,2—1,6	0,2—0,25	3,5—4	2,0—2,5
Магнитная индукция в зазоре, Тл	0,4—0,5	0,6—0,7	1,1—1,3	0,55—0,65
Линейная нагрузка, А/м	8000	3000—4000	9000—12 000	4000—6000
Плотность тока, А/мм ²	3—6	15—20	15—30	10—15
Воздушный зазор, мм	0,35—0,5	2×(0,25÷0,5)	0,15—0,25	2×(0,6÷0,8)
Оптимальное число пар полюсов	1; 2	3; 4	1; 2	1; 2
Относительный момент инерции ротора	1	0,53	0,048	0,073
Относительное допустимое ускорение	1	1,89	20	13,7
Относительная электрохимическая постоянная времени	1	0,6	0,071	0,42

Примечание. При определении относительных параметров за базовые принимались величины для зубцового якоря.

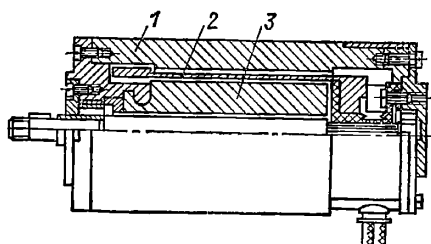


Рис. 10.37. ИДПТ серии ДПР:
1 — корпус; 2 — якорь; 3 — магнит

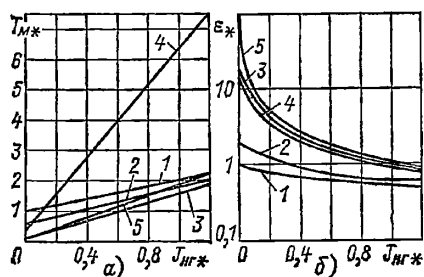


Рис. 10.38. К сравнению быстродействия различных типов ИДПТ:

1 — зубцовый якорь; 2 — дисковый печатный якорь; 3 — гладкий якорь; 4 — цилиндрический печатный якорь; 5 — полый якорь

вышенные напряжения и низкую частоту вращения.

В СССР выпускается серия двигателей ДПР с полыми цилиндрическими роторами и проволочными обмотками (рис. 10.37). Система возбуждения — постоянные магниты — в этой серии двигателей находится внутри якоря. Корпус якоря служит для замыкания потока возбуждения. Серия ДПР охватывает диапазон мощностей от 0,12 до 37 Вт. Электрохимическая постоянная времени ДПР $T_m = 15 \div 20$ мс.

Следует отметить, что технические данные серийно выпускаемых ИДПТ в силу ряда причин не всегда отражают потенциальные возможности разных конструкций. Сравнительный анализ возможностей получения тех или иных параметров двигателей различных типов приведен в [10.13]. Его результаты отражены в табл. 10.14 и на рис. 10.38.

В табл. 10.14 не приведены данные по двигателям с полым якорем и проволочной обмоткой. Это объясняется тем, что серия ДПР имеет диапазон мощностей значительно меньший, чем серии двигателей других типов, и при ее проектировании не ставилась задача получения максимального быстродействия.

Из сравнения относительных динамических параметров разработанных двигателей различных типов видно, что наилучшие динамические характеристики маломощного автоматизированного электропривода постоянного тока могут быть обеспечены двигателями с гладким якорем.

Пользуясь табл. 10.14, следует учитывать, что, если момент инерции нагрузки соизмерим с моментом инерции двигателя, то сравнительная оценка динамических возможностей различных типов двигателей будет иной, чем в табл. 10.14. Это объясняется тем, что при увеличении момента инерции системы двигатель — нагрузка увеличение электрохимической постоянной времени и уменьшение ускорений у двигателей разных типов будет неодинаковым.

На рис. 10.38, б приведены зависимости относительных ускорений ϵ_* и электрохимической постоянной T_m^* от относительного момента инерции нагрузки, выраженного в долях момента инерции зубцового якоря. Эти зависимости, построенные при равных вращающих моментах, позволяют определить влияние момента инерции нагрузки на динамические характеристики.

10.2.3. Бесколлекторные двигатели постоянного тока. В последнее время в ряде областей техники нашли применение бесконтактные (вентильные) двигатели постоянного тока (БДПТ). БДПТ представляет собой электрохимическое устройство, состоящее из электрической машины, полупроводникового коммутатора и датчика положения ротора. Электрическая машина на своем валу имеет индуктор (ротор) в виде двухполюсного или четырехполюсного постоянного магнита и якорь (статор) с обмоткой, закрепленный в корпусе машины. Датчик положения ротора содержит чувствительные и сигнальные элементы. Чувствительные элементы устанавливаются в корпусе машины, а сигнальные — на валу. Полупроводниковый коммутатор находится обычно вне корпуса машины и соединен с якорной обмоткой и датчиком кабелем.

БДПТ по принципу действия аналогичен коллекторной машине постоянного тока. Но роль щеточно-коллекторной аппаратуры выполняют коммутатор и датчик положения ротора, обеспечивающие бесконтактное переключение секций якорной обмотки в зависимости от относительного положения якоря и индуктора. Отсутствие контактной пары повышает надежность и срок службы двигателя, устраняет радиопомехи и т. д. Однако наличие громоздкого полупроводникового коммутатора, сложности конструкции, высокая стоимость двигателя позволяют в настоящее время рекомендовать применение БДПТ лишь для устройств, работающих в различных неблагоприятных условиях (вакуум, колебания температур, взрывоопасные среды и т. п.). В дальнейшем с уменьшением стоимости и габаритов полупроводниковых приборов область применения БДПТ будет несомненно расширяться.

В [10.20] приведена схема, позволяющая упростить конструкцию двигателя за счет исключения специальных прецизионных электро-механических датчиков. Синхронизация частоты вращения в этой схеме осуществляется путем использования частоты переключения транзисторов коммутатора в качестве информации о частоте вращения БДПТ типа ДБ4-2,5/КРС134. Параметры этого двигателя: напряжение питания 27 В, нагрузка на валу $6 \cdot 10^{-3}$ Н·м, частота вращения 4000 об/мин, потребляемый ток — не более 300 мА, масса 0,18 кг, габариты двигателя с коммутатором $82 \times 52 \times 40$ мм.

В [10.21] описаны микродвигатели постоянного тока с коммутаторами на магнитоуправляемых контактах — герконах (ДПМК). Эти двигатели являются разновидностью бесколлекторных двигателей постоянного тока. ДПМК по сравнению с БДПТ имеют меньшие срок службы и надежность, но дешевле и проще по конструкции, имеют меньшие габариты и обладают большей стойкостью к воздействию климатических факторов. В табл. 10.15 приведены основные параметры двух ДМК.

Таблица 10.15. Двигатели серии ДПМК

Параметр	ДПМК 3 Вт	ДПМК 8 Вт
Наружный диаметр, мм	44	68
Осевая длина, мм	85	115
Масса, кг	0,48	1,5
Номинальный момент, Н·м	0,015	0,1
Частота вращения, рад/с	214	130
Напряжение питания, В	27	27
Срок службы, ч	1200	1500

10.2.4. Шаговые двигатели. Шаговыми двигателями (ШД) называют электромеханические устройства, преобразующие электрические сигналы в дискретные угловые перемещения вала. Принцип действия всех типов ШД состоит в следующем. С помощью электронного коммутатора вырабатываются импульсы напряжения, которые подаются на обмотки управления, расположенные на статоре ШД. В зависимости от последовательности возбуждения обмоток управления происходит то или иное дискретное изменение магнитного поля в рабочем зазоре машины. При угловом перемещении оси магнитного поля обмоток управления ШД его

ротор дискретно поворачивается вслед за магнитным полем.

Закон поворота ротора определяется последовательностью, скважностью и частотой управляющих импульсов, а также типом и конструктивными параметрами ШД.

Поясним сказанное на примере простейшего m -фазного двигателя с массивным (невозбужденным) двухполюсным ротором (рис. 10.39), управляемого однополярными импульсами. При однополярном питании обмоток напряжение изменяется от нуля до $+U$. Если

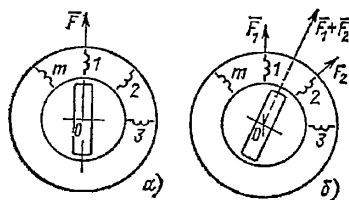


Рис. 10.39. К принципу действия ШД с пассивным ротором

импульс подан на фазу 1, то ось ротора займет положение, совпадающее с осью этой фазы (рис. 10.39, а). При снятии напряжения с фазы 1 и одновременной подаче импульса на фазу 2 ротор повернется (сделает шаг) на угол $\theta_{\text{ш}} = 2\pi/m$ и займет положение, совпадающее с осью фазы 2, и т. д. Таким образом, если питать однополярными импульсами отдельно каждую обмотку m -фазного ШД с пассивным ротором, то двигатель будет иметь m устойчивых состояний.

Если фазы ШД питать группами, содержащими четное количество фаз, то ротор будет занимать положения, совпадающие с линиями, проходящими между осями средних фаз группы. Например, при одновременной подаче импульсов на фазы 1, 2 ротор займет положение, соответствующее рис. 10.39, б. При снятии напряжения с фазы 1 и одновременной подаче импульса на фазу 3 ротор сделает шаг $\theta_{\text{ш}} = 2\pi/m$ и т. д. Количество устойчивых положений ротора при таком способе управления также равно m .

Оба рассмотренных способа управления ИД называются симметричными, так как поочередно включается одинаковое количество фаз.

При несимметричном управлении, т. е. при поочередном включении неравных по количеству групп фаз, число устойчивых состояний равно $2m$. Действительно, если коммутатор подает импульсы на фазы по закону 1; 1—2; 2; 2—3; 3; ..., то сначала ротор займет положение рис. 10.39, а, затем сделает шаг $\theta_{\text{ш}} = \pi/m$ и займет положение рис. 10.39, б и т. д.

При активном (возбужденном) роторе ШД используется и двухполярная коммутация, когда на фазу может быть подано напряжение $+U$ или $-U$.

Параметры и характеристики ШД. Любые ШД характеризуют следующие параметры: тип ШД (активный, пассивный); число фаз (обмоток управления) m и электрическая схема их соединения; одиночный шаг ротора $\theta_{\text{ш}}$; номинальное напряжение питания $U_{\text{ном}}$; макси-

Т а б л и ц а 10.16. Шаговые двигатели

Тип двигателя	m	$\theta_{ш}$	M_{max}	$M_{ном}$	$J_{ном.нг}$	J_p	$f_{пр. max}$	$f_{пр. ном}$	I	U
РШД-24	4	3	0,4	0,1	0,32	—	—	1000	—	24
РШД-25	4	3	1,0	0,25	0,63	—	—	1200	—	24
РШД-10	4	3	1,4	0,55	8,0	—	—	400	—	27
РШД-11	4	3	3,5	1,1	8,0	—	—	300	—	27
РШД-20	4	3	10	2,5	5,0	—	—	850	—	27
РШД-21	4	3	16	4,0	8,0	—	—	870	—	24
РШД-15	4	3	18	6,0	9,0	—	—	750	—	27
РШД-16	4	3	38	10,0	16	—	—	570	—	24
РШД-30	4	3	400	100	390	—	—	250	—	24
РШД-32	4	3	100	25	55	—	—	390	—	24
РШД-35	4	3	38	16	27,3	—	—	550	—	24
ЭШД-32	2	22,5	1,8	1,0	0,415	—	—	600	—	24
ЭШД-26	2	22,5	10	4,0	1,2	—	—	700	—	24
ЭШД-201	2	22,5	65	20	63	—	—	300	—	24
ЭШД-21	2	22,5	80	30,6	120	—	—	160	—	48
ЭШД-27	2	22,5	180	60	120	—	—	280	—	48
ЭШД-31	2	22,5	800	100	370	—	—	200	—	48
ДШ-0,025А	4	22,5	2,0	0,25	2,5	2,5	550	450	0,45	27
ДШ-0,04А	4	22,5	3,5	0,4	3,5	3,5	500	350	0,35	27
ДШ-0,1А	4	22,5	8,0	1,0	19	19	400	300	0,6	27
ДШ-0,25А	4	22,5	15	2,5	58	58	300	250	0,75	27
ДШ-0,4А	4	22,5	21	4,0	125	125	250	200	1,5	27
ДШ-1А	4	22,5	60	10	420	420	200	150	2,7	27
ДШ-4А	4	18	160	40	1370	1370	150	100	4,1	27
ДШ-6А	4	18	260	60	3900	3900	100	80	5,0	27
ШДА-1	4	22,5	1,5	0,4	3,0	3,0	400	210	0,165	28
ШДА-1А	4	22,5	1,5	0,4	3,0	3,0	400	210	0,325	14
ШДА-1ФК	4	22,5	1,5	0,3	3,0	3,0	380	200	0,165	28
ШДА-2А	4	22,5	2,6	1,0	6,8	6,8	360	150	0,44	14
ШДА-3	4	22,5	7,0	2,5	20	20	320	130	0,37	28
ШДА-4А	4	22,5	16	6,0	30	30	300	125	1,4	14
ШДА-5А	4	22,5	28	10	50	50	280	120	2,0	14
ШДА-6	4	22,5	41	16	100	97	260	120	1,65	28
ШДА-6А	4	22,5	41	16	100	97	260	120	3,25	14
ШДР-7Ф	4	22,5	75	20	150	150	230	100	1,7	60
ШДР-231	4	9	1,25	0,4	0,4	0,83	1500	700	0,35	28
ШДР-581	4	9	5,4	1,6	5,0	3,1	1500	600	1,0	28
ШДР-623	4	3	16	4,0	45	2,3	1500	600	1,0	28
ШДР-711	4	3	12	4,0	15	15	1100	600	1,75	14
ШДР-721	4	3	19	6,0	22	21,5	1100	600	2,5	14
ШДР-5	4	2,14	6,0	2,0	50	25	1000	400	0,8	28
ШД-10/100	4	15	0,5	0,1	2,0	5,0	—	100	0,075	14
ШД-1С	4	15	1,0	0,4	0,5	14	—	100	0,085	27
ШД-1Б	2	15	2,0	0,4	0,5	14	—	200	0,1	25
ШД-1ЕМ	4	15	1,4	0,4	0,5	3,0	—	250	0,11	15
ШД-1А	2	15	7,5	1,2	15	45	—	150	0,11	25
ШД-3С	4	15	17	2,5	20	100	—	100	0,19	24
ШДА-3-1	3	15	2,0	0,1	1,0	2,5	—	500	0,32	27
ШДА-3-2	3	15	4,0	0,4	3,0	6,5	—	450	0,5	27
ШДА-3-3	3	15	10	1,0	7,0	16	—	350	0,65	27
ШДА-3-4	3	15	25	4,0	25	47	—	150	1,0	27
ШДА-3-5	3	15	50	6,0	60	130	—	150	0,45	27
ШДА-3-6	3	15	100	10	125	280	—	100	1,9	27
ШД-2	3	16,0	150	30	50	300	—	200	8,3	12
ШД-75/300	3	3,0	3,0	0,75	10	3,0	—	300	0,3	24
ШД-300/300	3	3,0	6,0	3,0	30	20	—	300	0,75	24
ШДР-50/1800	4	3,0	8,0	0,75	20	100	—	1000	1,5	27
ШД-5	3	1,5	10	5,0	50	55	1400	1200	2,0	27
ШД-4	3	1,5	50	25	10	310	1000	800	2,6	27
ШД-4Б	3	3,0	40	20	160	160	1000	800	2,6	27
ШД-6А	4	1,0	50	20	160	210	1600	—	2,4	27
ДШМ-16-4	4	22,5	2,8	1,0	1,0	—	—	430	1,9	27
ДШМ-16-8	4	22,5	40	16	60	—	—	230	7,0	27
ДШМ-72-3	4	5,0	2,2	0,4	0,16	—	—	1000	0,74	27
ДШН-360-8	4	1,0	56	16	100	—	—	550	4,8	27

Примечание. $\theta_{ш}$ — градусы; M_{max} , $M_{ном}$ — в 10^{-2} Н·м; J_p , $J_{ном.нг}$ — в 10^{-7} кг·м²; $f_{пр. max}$, $f_{пр. ном}$ — в герцах; I — ток фазы ШД в режиме фиксированной стоянки в амперах, U — в вольтах.

СД с постоянными магнитами отличаются от двигателей с электромагнитным возбуждением тем, что магнитное поле ротора создается за счет постоянных магнитов. На роторе двигателя помимо постоянных магнитов расположена короткозамкнутая обмотка, выполненная в виде беличьей клетки. Она обеспечивает асинхронный пуск СД.

Реактивные СД имеют ротор, на цилиндрической поверхности которого имеются впадины (вырезы), образующие явно выраженные полюсы. Пуск такого СД может осуществляться либо с помощью специальной короткозамкну-

той обмотки, либо за счет выполнения ротора массивным из нешихтованного магнитного материала.

Ротор гистерезисного СД представляет собой укрепленный на валу цилиндр без обмотки из материала, имеющего широкую петлю гистерезиса.

Описание конструктивных исполнений и вопросы теории работы СД приведены в [10.11, 10.12].

Особый интерес представляют двухскоростные СД, позволяющие в ряде случаев упростить кинематическую схему системы, снизить

Т а б л и ц а 10.17. Двухскоростные синхронные микродвигатели

Тип двигателя	Тип ротора	U, В	n, об/мин	I, А	η, %	M _к /M _{ном}
ДС-22-1500/750	С постоянными магнитами То же	380	1500	0,14	0,5	4,0
			750	0,13	0,39	3,5
ДС-10/5-3000/1500		220	3000	0,15	0,38	1,6
	» »		1500	0,123	0,23	2,1
ДС-30/15-3000/1500		220	3000	0,4	0,47	1,75
			1500	0,33	0,32	2,2
ДСГ-1	Гистерезисный	127	3000	0,32	0,122	2,2
			1500	0,28	0,074	2,4
ДВД-1		220	1500	0,5	0,13	1,45
	»		750	0,45	0,074	0,9
НМ2065-4/8		220	1500	—	0,18	—
	»		750	—	0,17	—
НМ4265-4-8		220	1500	—	0,2	—
			750	—	0,09	—

ее массу и габариты, повысить надежность. Параметры таких СД приведены в табл. 10.17.

10.3. ТАХОГЕНЕРАТОРЫ

Тахогенераторами (ТГ) называют электрические микромашины, предназначенные для преобразования угловой скорости контролируемого вала в электрический сигнал. Так как в электрических машинах ЭДС вращения пропорциональна угловой скорости ротора, то в качестве ТГ могут быть использованы различные типы электрических генераторов: асинхронные, постоянного тока, синхронные и др.

В системах автоматического контроля и управления с помощью ТГ можно:

измерять угловые скорости различных механизмов;

производить электрическое дифференцирование и интегрирование;

демпфировать следящие системы.

Для электрического дифференцирования по времени какой-либо функции угол поворота ТГ $\alpha(t)$ должен быть пропорционален дифференцируемой функции. Выходное напряжение ТГ в этом случае

$$U_{\text{ТГ}} = k \, d\alpha / dt,$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Для интегрирования заданной функции с помощью ТГ постоянного тока часто используется схема рис. 10.41, состоящая из ТГ, усилителя U и исполнительного двигателя ИД. Входной сигнал этой схемы — напряжение $u(t)$, выходной — угол α поворота ротора ТГ. При достаточном быстродействии исполнительного двигателя, управляемого через усилитель, его скорость в любой момент времени такова, что $u(t) = U_{\text{ТГ}}$.

Так как $U_{\text{ТГ}} = k \, d\alpha / dt$, то

$$\alpha = \frac{1}{k} \int_0^t u(t) \, dt.$$

Для ТГ, применяемых в подобных вычислительных устройствах, наиболее важными параметрами и характеристиками являются высокая линейность зависимости выходной ЭДС от угловой скорости ротора, минимальная выходная ЭДС при заторможенном роторе, стабильность характеристик при воздействии механи-

ческих и климатических факторов. Отклонение от линейной зависимости для выходной ЭДС ТГ этого типа составляет 0,02—0,1 %.

Для демпфирующих ТГ более важное значение имеют крутизна выходной ЭДС, отсутствие в ее кривой пульсаций, малый момент инерции ротора. Требования к погрешности воспроизведения линейной зависимости выходной ЭДС таких ТГ находятся на уровне нескольких процентов. Скоростное демпфирование следящей системы с помощью ТГ состоит в том, что выходная ЭДС ТГ складывается с сигналом измерителя угла рассогласования осей и подается через усилитель на исполнительный двигатель. Наличие такой обратной связи по скорости позволяет устранить в системе перерегулирование, при котором система приходит в согласованное положение после нескольких качаний.

Асинхронный тахогенератор (АТГ) имеет на статоре две обмотки, сдвинутые в пространстве на электрический угол 90° (рис. 10.42). Одна из них — обмотка возбуждения f подключается к сети, с другой — генераторной обмотки g снимается выходное напряжение ТГ. Ротор АТГ представляет собой полый немагнитный цилиндр с большим активным сопротивлением. Для уменьшения влияния неравномерности воздушного зазора и несимметрии ротора на выходную характеристику прецизионные АТГ обычно выполняют с $p \geq 2$.

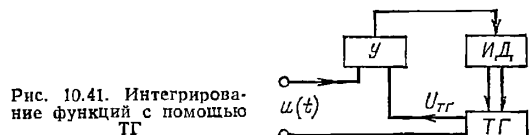


Рис. 10.41. Интегрирование функций с помощью ТГ

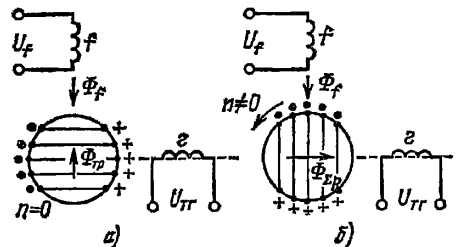


Рис. 10.42. К принципу действия АТГ

При неподвижном роторе (рис. 10.42, а) пульсирующий по продольной оси поток Φ_f наводит в роторе ЭДС трансформации. Контуры токов ротора, расположенные в плоскостях, перпендикулярных оси Φ_f , создают поток $\Phi_{тр}$. Теоретически при неподвижном роторе $U_{тр}=0$, так как поток по оси обмотки z равен нулю. Однако за счет, например, возможных непер-

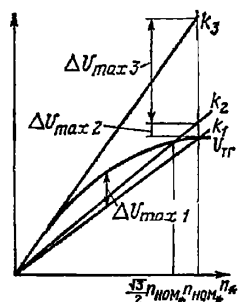


Рис. 10.43. Выходные характеристики АТГ

пендикулярности обмоток f и z , наличия короткозамкнутых контуров, потоков рассеяния, емкостных связей обмоток появляется поперечная составляющая магнитного потока, приводящая к остаточному напряжению на обмотке.

При вращении ротора (рис. 10.42, б) в его элементарных проводниках наводится помимо трансформаторной ЭДС и ЭДС вращения. Под действием последней по ротору текут токи, контуры которых практически совпадают с осью потока Φ_f [10.11]. Такая ориентация контуров с током объясняется большим активным сопротивлением материала ротора. Токи, наведенные в роторе, создают поток, ось которого совпадает с осью генераторной обмотки и наводит в ней ЭДС частоты, равной частоте сети.

Погрешности АТГ можно разделить на амплитудные и фазовые.

Амплитудная погрешность

$$\Delta U(\%) = \frac{U_{тр} - U_i}{U_{тр, ном}} 100,$$

где $U_{тр} = f(n_*)$ — реальная характеристика ТГ; $U_i = kn_*$ — идеальная характеристика; k — коэффициент пропорциональности; $U_{тр, ном} = U_{тр}|_{n_* = n_{ном}}$ — номинальное выходное напряжение при номинальной частоте вращения.

Фазовая погрешность $\Delta\varphi$ — отклонение фазы $\dot{U}_{тр}$ от фазы напряжения, принятой за базовую.

Погрешность ΔU зависит помимо параметров самого ТГ от принятого коэффициента k , т. е. от того, как отградуирован ТГ. На рис. 10.43 представлены одна реальная и три (при различных k) идеальные характеристики АТГ. Из рис. 10.43 видно, что ΔU_{max} существенно зависит от частоты вращения, при которой $U_{тр} = U_i$. Исследованиями В. В. Хрущева [10.2] установлено, что минимальное значение ΔU_{max} соответствует идеальной характеристике, проведенной через точку кривой $U_{тр}(n)$, соответствующей $n_* = \sqrt{3} n_{ном}^*/2$.

В зависимости от причин, вызывающих появление ΔU и $\Delta\varphi$, последние можно разделить на скоростные, температурные и частотные. Не вдаваясь в физическую сущность погрешностей, приведем отдельные рекомендации, позво-

ляющие при эксплуатации ТГ свести эти погрешности к минимуму [10.11].

С целью уменьшения скоростных погрешностей диапазон рабочих частот вращения высокоточных АТГ следует выбирать в пределах $n_* = 0,2 \div 0,25$, а АТГ следящих систем $n_* = 0,5 \div 0,7$. В первом случае $\Delta U_n = 0,05 \div 0,1 \%$, во втором $\Delta U = 0,2 \div 2,5 \%$.

Для уменьшения температурных погрешностей АТГ можно последовательно с обмоткой возбуждения включить терморезистор, стабилизирующий активное сопротивление цепи возбуждения. В АТГ высокой точности применяют автоматическое термостатирование. Для этого в пазах обмотки возбуждения располагают термопары, измеряющие температуру. Сигнал с термопар поступает на автоматические регулируемые нагревательные элементы, поддерживающие температуру на заданном уровне.

Частотные погрешности, возникающие при изменении частоты питающего напряжения, на практике устраняются только путем стабилизации частоты источника питания.

Основные достоинства АТГ заключаются в их бесконтактности, высокой надежности, малонерционности. Недостатки АТГ, ограничивающие область их применения, связаны с нелинейностью выходной характеристики, наличием остаточного напряжения, низкими массогабаритными показателями.

Основные технические данные АТГ, выпускаемых в СССР, приведены в [10.14].

Тахогенераторы постоянного тока по принципу действия и конструкции не отличаются от обычных генераторов постоянного тока.

Тахогенераторы постоянного тока имеют по сравнению с АТГ ряд преимуществ: выходной сигнал на постоянном токе позволяет создавать простую схему управления; при изменении направления вращения меняется полярность сигнала, что является дополнительной информацией для схемы управления; меньше габариты и масса, проще схема компенсации температурной погрешности.

ТГ постоянного тока бывают коллекторными и бесконтактными с полупроводниковым коммутатором. Основной недостаток коллекторных машин — нестабильность параметров, связанная с изменением переходного сопротивления скользящей контактной пары при внешних воздействиях. Бесконтактные ТГ имеют зону нечувствительности, повышенный уровень пульсаций и нелинейности выходного напряжения. Это связано с нелинейностью вольт-амперной характеристики элементов коммутатора при микротоках. Технические данные, описание конструкции и рекомендации по применению ТГ постоянного тока приведены в [10.11, 10.22].

Кроме ТГ перечисленных типов применяются синхронные ТГ [10.11] и индукторные ТГ [10.14].

10.4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ГИРОКОПИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Для стабилизации положения в пространстве самых различных устройств применяются гироскопические системы. Область их основного применения — навигационные приборы в авиации, морском флоте и т. д. [10.23].

Основой гироскопических систем является гироскоп, представляющий собой обычно вращающийся массивный цилиндрический ротор, имеющий две или три степени свободы, что обеспечивается его подвеской на нескольких осях. Для сохранения положения оси вращения гироскопа при изменении положения платформы, на которой он установлен, например при качке корабля, гироскоп должен вращаться с большой частотой и обладать большим моментом инерции. Высокоскоростные электродвигатели, вращающие роторы гироскопов, называются гиродвигателями [10.24].

Ось вращения гироскопа может в процессе эксплуатации отклоняться от заданного положения. Это объясняется тепловыделениями в гиросистеме, вращением Земли, изменением географических координат, трением в опорах подвески, неуравновешенностью масс в гиросистеме и т. д. Для восстановления требуемого положения оси гироскопа используют специальные электродвигатели, называемые моментными или коррекционными. Они предназначены для создания корректирующих моментов, воздействующих на ось гироскопа.

Кроме гиродвигателей и моментных двигателей в гиросистемах применяются и другие электромашинные устройства автоматики: ВТ, сельсинны, датчики углов и моментов, тахогенераторы.

10.4.1. Гиродвигатели. Особенности конструкции гиродвигателей вытекают из требований, предъявляемых к ним: большого кинетического момента и его постоянства во времени, а также малого времени разбега (пуска). Кинетический момент $M_{кин} = J_p \omega_p$, где ω_p [рад/с] — угловая скорость ротора, а J_p — его момент инерции. Для повышения $M_{кин}$ гиродвигатели выполняются обращенными — с внутренним статором и наружным ротором. Это позволяет увеличить J_p . Для повышения ω_p гиродвигатели переменного тока проектируются на повышенную частоту питания ($f \geq 400$ Гц) и имеют малое число пар полюсов.

Как и для других электрических машин автоматики, получение требуемых характеристик гиродвигателя желательно при его минимальных габаритах и массе. Но в отличие от исполнительных двигателей, оценка которых может вестись по соотношению массы и полезной мощности, качество гиродвигателей определяется отношением кинетического момента к массе. Минимизация массы гиродвигателя важна не только для уменьшения массы системы управления, но и для уменьшения трения в опорах, приводящего к отклонению оси вращения гироскопа.

Постоянство $M_{кин}$ определяет точность работы всей гироскопической системы. Так как $J_p = \text{const}$, то для неизменности $M_{кин}$ необходима стабильность частоты вращения гиродвигателя. Причинами нестабильности частоты вращения могут быть переменные моменты трения в подшипниках опор и о воздух при изменении атмосферного давления, а также нестабильность напряжения питания и его частоты.

Помимо мер, применяемых для перечисленных факторов, гиродвигатель для обеспечения стабильности частоты вращения должен иметь жесткую механическую характеристику $M = f(n)$. Поэтому для привода гироскопов ис-

пользуются двигатели постоянного тока с параллельным или независимым возбуждением, асинхронные двигатели с малым активным сопротивлением обмотки ротора и синхронные двигатели.

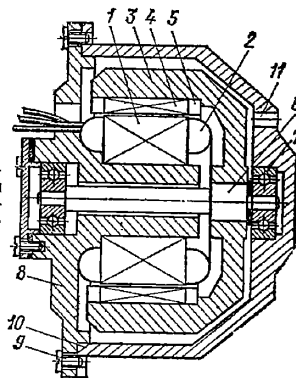


Рис. 10.44. Однофазный асинхронный несимметричный гироскопический двигатель

Основной режим работы гиродвигателей — режим максимальной частоты вращения ротора, который для обычных электродвигателей является холостым ходом.

Тяжелым, с точки зрения тепловой нагрузки, режимом работы гиродвигателя является разбег (разгон) двигателя. В процессе разгона момент M , развиваемый гиродвигателем, идет на преодоление большого динамического момента $M_d = J_p d\omega_p/dt$ и момента трения M_t . При разбеге двигателя уравнение движения имеет вид:

$$M = M_d + M_t.$$

При достижении установившейся частоты вращения $M_d = 0$ и $M = M_t$. Момент трения складывается из моментов трения в подшипниках; о воздух или другую среду, в которой вращается ротор; в щеточно-коллекторной аппаратуре (для гиродвигателей постоянного тока).

Для уменьшения момента трения ротора о воздух гиродвигатель часто помещается в герметичную камеру, которая заполняется гелием, водородом или в ней создается вакуум.

За КПД гиродвигателя принимается $\eta = P_p/P_c$ — отношение условной полезной мощности P_p к потребляемой мощности P_c . Под условной полезной мощностью понимают $P_p = M\omega_p$ в установившемся режиме. В современных гиродвигателях $\eta = 0,2 \div 0,8$; $\cos \varphi = 0,4 \div 0,8$.

Асинхронный однофазный гиродвигатель представляет собой электрическую асинхронную машину с внешним короткозамкнутым ротором (рис. 10.44). На валу 6 жестко закреплен маховик 3, обеспечивающий большой момент инерции J_p . В маховик запрессован пакет ротора 4. Вал вращается в подшипниках 7, один из которых установлен в крышке 8, а другой — в защитном кожухе 10. Крышка и кожух скреплены винтами 9. Пакет статора 1 закреплен в крышке 8. В пазах пакета статора 1 уложена трехфазная обмотка 2. Роторная обмотка типа «белыча клетка» 5 выполняется обычно заливкой пазов пакета 4 алюминием

под давлением. В кожухе для вентиляции имеются отверстия 11.

Недостатком конструктивной схемы рис. 10.44 является несовпадение центра тяжести ротора с маховиком и места крепления вращающейся части на валу. Это приводит при изменении температуры, вибрациях и деформа-

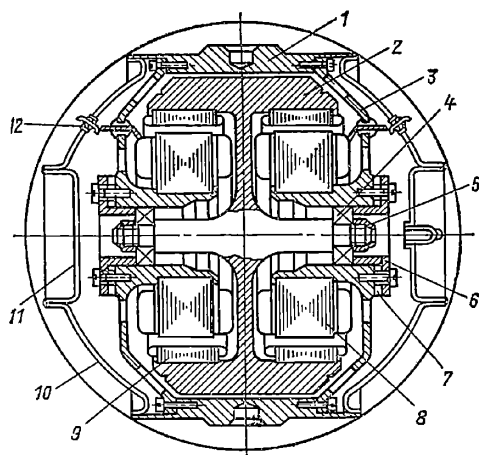


Рис. 10.45. Асинхронный симметричный гироскопический двигатель:

1 — корпус; 2 — маховик; 3 — крышка; 4 — подшипник; 5 — гайка; 6 — фланец; 7 — шайба; 8 — статор; 9 — магнитопровод ротора; 10 — основной кожух; 11 — дополнительный кожух; 12 — гермовывод

ции консольной конструкции маховика к неустойчивости $M_{кин}$. Поэтому для прецизионных гироскопических систем применяются герметичные двухстаторные асинхронные гиродвигатели с симметричным ротором (рис. 10.45).

Несмотря на то что при проектировании асинхронных гиродвигателей принимаются специальные меры для повышения пускового момента (узкие и глубокие пазы ротора, обмотки с укорочением шага для подавления высших гармоник в кривой МДС, приводящих к провалам в механической характеристике, и т. д.), обеспечить большой пусковой момент одновременно с достаточной жесткостью механической характеристики в них не удастся. Поэтому время разбега асинхронных гиродвигателей сравнительно велико.

Гиродвигатели постоянного тока применяются в настоящее время весьма ограниченно. Наличие щеточно-коллекторного аппарата помимо увеличения момента трения приводит на больших частотах вращения к искрению. Снижение же ω_p при заданном $M_{кин}$ увеличивает массу и габариты гиродвигателя. Износ коллектора приводит к разбалансировке ротора и снижению точности работы гиросула.

Достоинством гироскопических двигателей постоянного тока является малое время разгона, что определяется их большим пусковым моментом.

Синхронные гистерезисные гиродвигатели получили широкое распространение в гироскопических системах высокой точности.

Статор гистерезисного двигателя выполняется аналогично статору асинхронного двига-

теля. Пакет статора набирается из изолированных листов электротехнической стали. В пазы пакета статора укладывается двух- или трехфазная обмотка, создающая вращающееся магнитное поле. Ротор в большинстве случаев сделан из магнитно-твердого материала и не имеет обмотки. Материал ротора имеет широкую петлю гистерезиса. Если ротор гистерезисного двигателя поместить во внешнее магнитное поле, то он намагнитится. Если это внешнее поле — вращающееся, то элементарные магнитики (намагниченные участки тела ротора) будут поворачиваться вслед за полем статора. Из-за наличия сил молекулярного трения переориентация элементарных магнитиков будет происходить с отставанием от поля статора на некоторый угол. Поэтому при взаимодействии полей статора и ротора возникает вращающий момент. Теория гистерезисных синхронных двигателей приведена в [10.11, 10.12].

Применение синхронных гистерезисных двигателей в качестве гиродвигателей обусловлено тем, что при $f = \text{const}$ на кинетический момент гиродвигателя не оказывают влияния пульсации моментов трения, температуры окружающей среды, напряжения питания (если при этом двигатель не выпадает из синхронизма).

Недостатки гистерезисных гиродвигателей — низкие η и $\cos \phi$.

10.4.2. Моментные электродвигатели. Моментными двигателями или датчиками момента (ДМ) называются электрические машины, преобразующие подводимое к ним напряжение или ток управления в пропорциональный им вращающий момент.

Их назначение — создание корректирующих моментов, удерживающих ось гироскопа в заданном положении, т. е. устранение возмущающих воздействий, определяемых вращением Земли, изменением географических координат, моментов трения, температуры.

Особенностью ДМ является работа в режиме короткого замыкания $\omega_p = 0$.

ДМ бывают переменного тока — двухфазные асинхронные машины с полым немагнитным и ферромагнитным омедненным ротором; постоянного тока — с концентрической обмоткой управления и ротором в виде постоянного магнита.

Параметры, характеризующие ДМ: максимальный момент M_{max} ; нелинейность зависимости момента ДМ от управляющего напряжения (рис. 10.46):

$$\Delta M_{max*} = \Delta M_{max} / M_{max};$$

несимметрия характеристики $M = f(U_y)$ (рис. 10.46):

$$\Delta M_{сим*} = \Delta M_{сим} / M_{max};$$

остаточный момент $M_{ост}$ при $U_y = 0$; неустойчивость момента при воздействии внешних факторов; потребляемая мощность; габариты.

Асинхронный ДМ (моментный двигатель) обычно выполняется обращенным (с наружным ротором). В этом случае удается при одном и том же диаметре ротора получить больший

диаметр по зазору, т. е. увеличить вращающий момент. ДМ имеют плоскую бескорпусную конструкцию. Увеличение отношения диаметра к длине позволяет при заданном объеме увеличить число пар полюсов ДМ и, следовательно, M_{\max} . Это отношение обычно составляет 10—20. Ротор закрепляется на оси прецессии гироскопа;

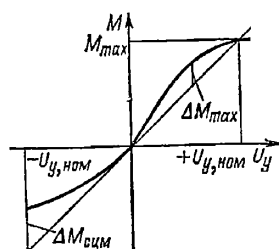


Рис. 10.46. Зависимость момента ДМ от управляющего напряжения

па, а статор — в неподвижной опоре. Электрическая схема и принцип действия асинхронного ДМ аналогичны схеме и принципу действия асинхронного ИД.

ДМ постоянного тока тороидального типа (рис. 10.47) представляет собой кольцевой магнитопровод 1 с обмотками 2, 3, каждая из

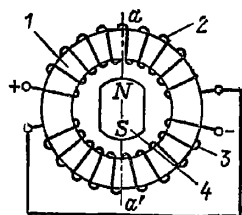


Рис. 10.47. ДМ тороидального типа

которых занимает половину магнитопровода. Направление потоков, создаваемых обмотками, — встречное. Обмотки соединены последовательно, а их концы подключены к источнику постоянного тока. Ротор 4, выполненный в виде постоянного магнита, закреплен на оси прецессии в таком положении, что при отсутствии управляющего сигнала ось NS ротора совпадает с линией, соединяющей середины обмоток 2, 3 (aa' на рис. 10.47). При протекании тока по обмоткам на ротор ДМ действует момент [10.12]

$$M = ID\omega_n IB,$$

где D — внутренний диаметр ротора; ω_n — число проводников под полюсом; I — ток в обмотке; B — индукция магнитного поля в зазоре; l — осевая длина ДМ.

Управление ДМ осуществляется за счет изменения тока в обмотках.

10.4.3. Датчики угла. Для определения углового положения гироскопа и передачи этих данных в систему управления гироблоком необходим преобразователь угла поворота в электрические величины.

К датчикам угла, применяемым в гироблоках, предъявляются следующие требования [10.12]:

отсутствие момента, прикладываемого со стороны датчика к гироскопу;

линейность характеристик датчика

$$U_{\text{вых}} = f(\alpha);$$

максимальная чувствительность датчика при фиксации малых углов поворота гироскопа;

стабильность характеристики датчика в условиях воздействия внешних факторов;

максимальная крутизна характеристики датчика.

В качестве датчиков угла применяются микросины, «следящие трансформаторы», поворотные трансформаторы с переменным коэффициентом трансформации. Их принцип действия и конструкция приведены в [10.12].

10.5 ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ МУФТЫ

В промышленности используется большое число различных конструктивных модификаций муфт.

Ниже приведено краткое описание двух типов электромагнитных муфт, являющихся наиболее перспективными с точки зрения их использования в системах автоматического управления.

10.5.1. Электромагнитные муфты скольжения с массивным якорем. Принцип действия электромагнитной муфты скольжения (ЭМС) [10.15] поясняется рис. 10.48. ЭМС состоит из индуктора 1, укрепленного на ведущем валу 2, и якоря 3, насаженного на ведомый вал 4. Магнитная система индуктора, несущая на себе катушку возбуждения 5, имеет зубцы и пазы. Питание катушки возбуждения осуществляется с помощью щеток и контактных колец 6. Основной рабочий магнитный поток, создаваемый катушкой возбуждения, наводит в теле массивного якоря вихревые токи. Взаимодействие вихревых токов с основным потоком приводит к появлению вращающего момента. При увеличении скорости якоря вращающий момент уменьшается до значения момента нагрузки. Если в процессе эксплуатации момент нагрузки возрастет, то скорость ведомого вала уменьшится, но за счет увеличения скольжения возрастет вращающий момент и наступит механическое равновесие при меньшей частоте вращения ведомого вала. Механические характеристики ЭМС, у которых отсутствует стабилизатор скорости, мягкие.

У ЭМС имеются следующие достоинства: простота конструкции; отсутствие изнашивающихся частей; малая мощность потребления (2—3 % передаваемой мощности); плавный пуск механизма.

К недостаткам ЭМС следует отнести низкие массо-габаритные показатели; меньшее по сравнению с порошковыми муфтами быстро-

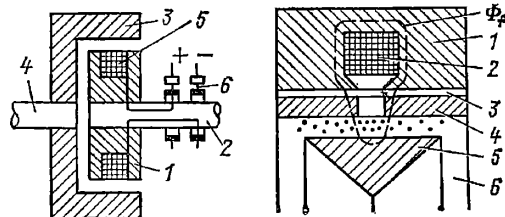


Рис. 10.48. Электромагнитная муфта скольжения

Рис. 10.49. Электромагнитная порошковая муфта

действие; малую стабильность механических характеристик при изменении температуры; потери мощности при длительной работе с большим скольжением.

10.5.2. Электромагнитные порошковые муфты. Принцип действия электромагнитных порошковых муфт (ЭПМ) основан на свойстве жидкого или порошкового ферромагнитного наполнителя увеличивать под действием магнитного поля свою вязкость и прочно «прилипать» к поверхностям магнитной системы. Принцип действия ЭПМ поясняется рис. 10.49. ЭПМ, представляющая собой фрикционную нормально разомкнутую муфту, состоит из неподвижного магнитопровода 1 с катушкой возбуждения 2; ведущей части 4, отделенной от магнитопровода 1 воздушным зазором 3; ведомой части 5, отделенной от ведущей части 4 рабочим зазором 6, заполненным порошком. Порошок обычно представляет собой смесь из карбонильного или распыленного железа с окисью магния или тонкодисперсным стеклом и т. п. Добавление некоторых веществ к ферромагнитному наполнителю должно предотвращать комкование наполнителей, которое может привести к значительному изменению проводимости рабочего зазора и передаваемого муфтой момента.

При возрастании тока возбуждения магнитная индукция в зазоре 6 увеличивается, повышается вязкость порошка, увеличивается тангенциальная сила, необходимая для сдвига ведомой части относительно ведущей. При превышении момента сопротивления на ведомом валу над рабочим моментом ЭПМ происходит проскальзывание. При $I_f = 0$ наполнитель должен сыпаться из рабочего зазора в специальные полости, а муфта не должна передавать вращающий момент.

Основным достоинством ЭПМ является их высокое быстродействие, так как ферромагнитная смесь практически безынерционна. Недостатки ЭПМ определяются относительной сложностью конструкции, необходимостью предусматривать защиту подшипников от проникновения в них порошка, износом (старением) порошка, магнитная проницаемость которого со временем уменьшается.

Список литературы

- 10.1. Ахметжанов А. А. Системы передачи угла повышенной точности. М.: Энергия, 1966. 272 с.
- 10.2. Хрушев В. В. Электрические микромашины переменного тока для устройств автоматики. Л.: Энергия, 1969. 288 с.

10.3. Электромагнитные преобразователи угла с электрической редукцией/Под ред. А. А. Ахметжанова. М.: Энергия, 1978. 224 с.

10.4. Косинский А. В. Аналого-цифровой преобразователь перемеющийся с многоканальным фазовращателем. — Измерительная техника, 1975, № 11, с. 30—32.

10.5. Косинский А. В. Преобразователь угла в код с компенсацией погрешностей. — Труды Московского института электронного машиностроения, 1966, вып. 2, с. 50—56.

10.6. Сафонов Л. Н. Фазовращатели с фильтром обратной последовательности. — Электричество, 1976, № 6, с. 56—60.

10.7. Сафонов Л. Н., Волнянский В. Н., Русаков Л. Г. Фазовращатели с модуляцией проводимости выходных цепей. Электричество, 1980, № 11, с. 26—29.

10.8. Баканов М. В., Лыска В. А., Алексеев В. В. Информационные микромашины следящих и счетно-решающих систем. М.: Советское радио, 1977. 88 с.

10.9. Ахметжанов А. А. Высокоточные системы передачи угла автоматических устройств. М.: Энергия, 1975. 287 с.

10.10. Свечарник Д. В. Дистанционные передачи. М.: Энергия, 1974. 415 с.

10.11. Юферов Ф. М. Электрические микромашины автоматических устройств. Л.: Высшая школа, 1976. 416 с.

10.12. Хрушев В. В. Электрические микромашины автоматических устройств. Л.: Энергия, 1976. 384 с.

10.13. Электрические двигатели с гладким якорем для систем автоматики/Ю. К. Васильев и др. Под ред. Ю. К. Васильева. М.: Энергия, 1979. 176 с.

10.14. Тун А. Я. Тахогенераторы для систем управления электроприводами. — М.—Л.: Энергия, 1966. 112 с.

10.15. Поздеев А. Д., Розман Я. Б. Электромагнитные муфты и тормоза с массивным стальным якорем. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. 104 с.

10.16. Волков Н. И., Милосворов В. П. Электромагнитные устройства автоматики. М.: Высшая школа, 1978. 336 с.

10.17. Крепышев Г. Б., Соболевский А. С. Методы коррекции погрешности фазовращателей путем периодического преобразования их структуры. — Электричество, 1977, № 11, с. 43—48.

10.18. Бычагин Д. А., Гольдман И. Я. Поворотный индуктосин. Л.: Энергия, 1969. 100 с.

10.19. Прецизионные датчики угла с печатными обмотками/Л. Н. Сафонов и др. М.: Машиностроение, 1977. 152 с.

10.20. Кузнецов В. Г., Лапин Е. С., Лапина Л. М. Бесконтактный двигатель постоянного тока с дискретно-фазовой синхронизацией. — Электротехническая промышленность. Электрические машины, вып. 8 (90), 1978, с. 3—4.

10.21. Копылов И. П., Панферов Ю. Б. Микроэлектродвигатели постоянного тока с коммутаторами на магнитоуправляемых контактах. М.: Энергия, 1976. 88 с.

10.22. Крывой В. Н. Тахогенераторы постоянного тока с ограниченным углом поворота. — Электротехническая промышленность. Электрические машины. Вып. 8 (90), 1978, с. 16—20.

10.23. Никитин Е. А., Шестов С. А., Матвеев В. А. Гирокоспические системы. Ч. III. Элементы гирокоспических приборов. М.: Высшая школа, 1972. 472 с.

10.24. Делекторский Б. А., Мастяев Н. З., Орлов И. Н. Проектирование гирокоспических электродвигателей. М.: Машиностроение, 1968. 252 с.

Раздел 11

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ

11.1. СВЕТОВЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

Основными световыми величинами являются:

1. Энергия излучения — энергия оптической части спектра. Под оптической областью спектра понимают часть электромагнитного спектра с длинами волн от $\lambda_1 = 0,01$ мкм до $\lambda_2 = 340$ мкм, причем диапазон 340—0,77 мкм

занимает инфракрасное излучение, диапазон 0,77—0,38 мкм — видимое излучение и 0,38—0,01 мкм — ультрафиолетовое излучение. Единица энергии излучения — джоуль.

2. Поток излучения Φ — мощность излучения:

$$\Phi = dQ/dt.$$

Единица потока излучения — ватт.

3. Световой поток Φ_v — мощность энергии излучения, оцениваемая по световому ощущению, которое она производит на человеческий глаз:

$$\Phi_v = 680 \Phi_{\lambda},$$

где V_{λ} — значение относительной спектральной чувствительности глаза к однородному излучению с длиной волны λ . Единица светового потока — люмен.

4. Сила света I — отношение светового потока, распространяющегося внутри телесного угла ω , содержащего заданное направление к этому телесному углу:

$$I = d\Phi_v/d\omega.$$

Единица силы света — кандела.

5. Освещенностью E называется отношение светового потока, падающего на поверхность, к площади этой поверхности:

$$E = d\Phi_v/dS.$$

За единицу освещенности принят люкс. Освещенность в 1 лк имеет поверхность, на 1 м² которой падает световой поток в 1 лм.

11.2. ГЕНЕРИРОВАНИЕ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Источники излучения служат для преобразования электрических сигналов в оптические. Яркость источника излучения управляется либо электрическим током, протекающим через

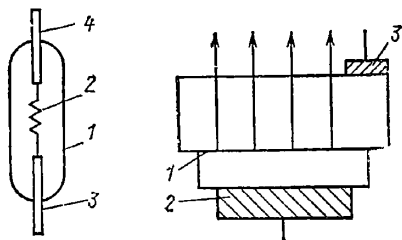


Рис. 11.1. Сверхминиатюрная лампа накаливания:
1 — баллон; 2 — нить накала; 3 и 4 — выводы

Рис. 11.2. Кристалл полупроводникового светонизлучающего диода:

1 — p - n переход; 2 и 3 — контакты

источник, либо напряжением, прикладываемым к его выводам. Существуют различные типы источников излучения, применяемых для индикации: миниатюрные лампы, электролюминесцентные конденсаторы, светонизлучающие полупроводниковые диоды, газовые, твердотельные и полупроводниковые лазеры. В устройствах отображения информации находят применение пассивные излучатели. Само они не излучают свет и работают со сторонним источником излучения, причем их отражательная или пропускная способность управляется электрическим сигналом. К таким пассивным излучателям относятся жидкие кристаллы.

1. Миниатюрные лампы накаливания (рис. 11.1) представляют собой стеклянный вакуумированный баллон с вольфрамовой нитью накаливания. В лампах используется тепловое

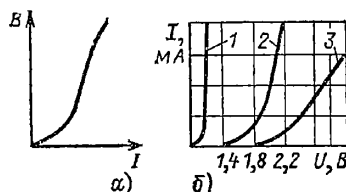


Рис. 11.3. Характеристики светонизлучающего диода:
а — яркостная; б — вольт-амперная (I — типа АЛ306; 2 — АЛ304; 3 — АЛ102)

излучение вольфрамовой нити, нагреваемой электрическим током. Неоновые лампы используют свечение электрического разряда газовой смеси неон—аргон. Лампы обладают рядом недостатков: невысокой светоотдачей, инерционностью, отсутствием направленности излучения, большими габаритами, полной несовместимостью с интегральной технологией.

2. Электролюминесцентные конденсаторы: порошковые и пленочные (см. § 15.3).

3. Светонизлучающие диоды. Физической основой работы светонизлучающего диода является инжекционная электролюминесценция. Для изготовления диодов используются полупроводники типов $A^{III}B^V$, $A^{IV}B^V$, $A^{IV}B^{IV}$. Инжекционный светонизлучающий диод представляет собой (рис. 11.2) p - n переход, свечение которого вызвано рекомбинацией носителей тока (электронов и дырок) при приложении к переходу прямого смещения.

Излучающая способность светонизлучающего диода характеризуется внешней квантовой эффективностью η_{ext} (отношением числа фотонов, испускаемых диодом, к полному количеству носителей заряда, протекающих через диод).

Основной характеристикой инжекционного диода как источника света является яркостная характеристика $B=f(I)$ (рис. 11.3, а). В качестве рабочего используется линейный участок.

Параметры диода как элемента электрической цепи определяются его вольт-амперной характеристикой, $I_e=f(U)$ (рис. 11.3, б). Она аналогична характеристике обычного кремниевого диода. Характеристика имеет круто возрастающую прямую ветвь. Обратные напряжения невелики (3,5—7,5 В). Диод не рассчитан на значительные обратные напряжения и легко может быть пробит, если не принять соответствующих мер защиты.

Важной характеристикой инжекционных диодов является спектральная характеристика $\Phi=f(\lambda)$. Спектральный состав излучения диода определяется материалом, из которого он изготовлен, и легирующими примесями. На рис. 11.4 приведены спектральные характеристики некоторых промышленных типов инжекционных диодов.

В излучателе плоской конструкции (рис. 11.5, а) излучающий переход выполнен диффузией, или эпитаксией. Штриховыми ли-

ниями показаны лучи, которые из-за полного внутреннего отражения от границы раздела не выходят из кристалла. Из кристалла выходят только те лучи, которые с нормалью составляют $\theta \leq \arcsin n_1/n_2$. Такая конструкция

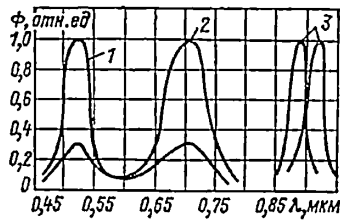


Рис. 11.4. Спектральные характеристики инжекционных диодов:
1 — AL304B; 2 — AL102A; 3 — AL106A

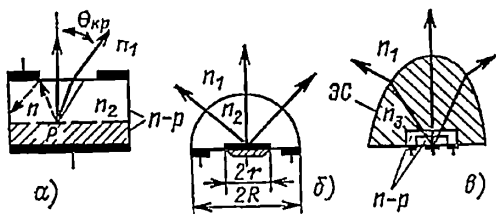


Рис. 11.5. Конструкции излучающей части инжекционных диодов:
а — плоская; б — полусферическая; в — с линзой из эпоксидной смолы; МК — металлический контакт; ЭС — эпоксидная смола

является самой дешевой и простой. Однако она наименее эффективна.

Геометрические размеры полусферической конструкции светодиода (рис. 11.5, б) таковы, что $R \gg r(n_2/n_1)$. В этом случае все излучение попадает на границу раздела под углом, совпадающим с нормалью, и полностью выходит наружу. Эффективность полусферической конструкции — самая высокая. Она примерно в 10 раз превышает эффективность плоской конструкции. Однако она намного дороже и сложнее в изготовлении.

Плоский кристалл может быть покрыт каплей эпоксидной смолы, выполняющей роль линзы (рис. 11.5, в). Это позволяет увеличить эффективность светоизлучающего диода.

Наиболее перспективными являются гетероструктурные светоизлучающие диоды ($\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$, $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$, $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{P}$). Гетеропереход возникает на границе двух полупроводников с различной шириной запрещенной зоны (рис. 11.6). Основными достоинствами гетероструктур являются, во-первых, возможность регулирования ширины запрещенной зоны, что позволяет точно согласовать максимум спектра излучения с максимумом спектральной чувствительности фотоприемника; во-вторых, односторонняя инжекция носителей из области с большей шириной запрещенной зоны, что определяет высокий внешний квантовый выход гетеродиодов.

Использование двойной гетероструктуры значительно повышает быстродействие светоизлучающих диодов, что в сочетании с высокой эффективностью определяет их перспективность.

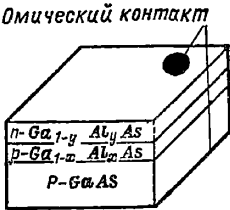


Рис. 11.6. Внешний вид кристалла с одинарной гетероструктурой

В табл. 11.1 приведены характеристики некоторых выпускаемых светоизлучающих диодов.

Таблица 11.1. Технические данные некоторых светоизлучающих диодов [11.13]

Тип	Напряже-ние, В	Ток, мА	Цвет свечения
AL101A	5,5	10	Желтый
AL102A	3,2	5	Красный
AL106A	1,7	100	Инфракрас-ный
AL304B	3,2	10	Зеленый

4. Лазеры (оптические генераторы когерентного излучения) представляют собой резонаторы, в которых помещено активное вещество, содержащее атомы в возбужденном состоянии. Если отдельные возбужденные атомы переходят на более низкие энергетические уровни самопроизвольно и независимо друг от друга, то такой процесс называется спонтанным и сопровождающее его излучение имеет широкий спектр и является некогерентным. В лазере переход с одного энергетического уровня на другой совершается не спонтанно, а упорядоченно. Упорядоченность обуславливается индуцированным (вынужденным) испусканием излучений и наличием резонатора. Когда переход возбужденного атома на более низкий уровень индуцируется квантом света, то такой атом излучает фотон той же частоты и фазы, что и индуцирующий фотон. Таким образом, возникает лавина фотонов, образующих мощное когерентное излучение высокой степени монохроматичности. Вероятности индуцированного излучения и поглощения равны, а для успешной работы лазера необходимо, чтобы число индуцированных переходов с испусканием фотонов было больше числа переходов с поглощением фотонов. Для выполнения указанного условия необходимо обеспечить перевод на верхние уровни большого числа частиц, что осуществляется введением «накачки». «Накачкой» называют электромагнитную энергию с длиной волны отличной от длины волны индуцированного излучения, которое вводят в систему для перевода атомов в возбужденное состояние.

В настоящее время существуют различные типы лазеров: твердотельные (кристаллические), полупроводниковые, жидкостные и газовые.

В газовых лазерах достигнута исключительно высокая когерентность, характеризующая полостями нескольких герц на частоте около $4 \cdot 10^{14}$ Гц. В отличие от других существующих типов лазеров газовый лазер генерирует в широком диапазоне видимого спектра. Излучение газовых лазеров перекрывает диапазон длин волн от 0,3 до 100 мкм. Генерация излучения получена более чем в 450 различных переходах между уровнями нейтральных атомов 34 химических элементов (так называемые лазеры на нейтральных атомах). Известны также лазеры на ионизированных газах, молекулярные газовые лазеры, лазеры на парах металлов.

В табл. 11.2 приведены параметры некоторых типов газовых лазеров.

Таблица 11.2. Данные некоторых газовых лазеров

Тип	Длина волны, мкм	Режим генерации	Мощность излучения, мВт
ОКГ-12	0,6328	Непрерывный	10
ЛГ-36А	0,6328	То же	80
ЛГ-126	0,6328	» »	10
ЛГИ-17	1,118	Импульсный	$50 \cdot 10^3$
ТИЛУ	10,6	»	$2000 \cdot 10^3$
ЛГИ-21	0,34	»	$1000 \cdot 10^3$

Коэффициент полезного действия газовых лазеров обычно не превышает нескольких сотых долей процента при генерации на одной частоте и менее 0,1% при одновременной генерации на ряде частот.

В качестве активного вещества в твердотельных лазерах используется кристаллический или аморфный (стекло) диэлектрик, содержащий центры люминесценции. Твердотельные лазеры по сравнению с газовыми обладают большей на несколько порядков мощностью излучения, высокими эксплуатационными характеристиками: температурной и радиационной стойкостью, механической прочностью. Недостатком твердотельных лазеров является необходимость оптического возбуждения.

Большинство твердотельных лазеров с оптической накачкой работает в одном из двух импульсных режимов: режиме обычного длинного импульса или режиме с модуляцией добротности. В обычном режиме импульс излучения лазера имеет длительность около 1 мс. Соответствующая энергия в импульсе для лазера на рубине или неодимовом стекле превышает 1 кДж. В режиме с модуляцией добротности энергия сначала запасается в кристалле лазера, а затем освобождается с помощью быстрогодействующего затвора. При этом лазер может отдать импульсную мощность порядка 1 ГВт. С помощью твердотельных лазеров с оптической накачкой было получено также непрерывное излучение мощностью несколько ватт.

В табл. 11.3 приведены характеристики некоторых типов твердотельных лазеров.

Жидкостные лазеры используют в качестве активной среды разбавленный раствор органического красителя в воде или спирте. Используются несколько типов органических красителей, которые дают возможность применить оптическую накачку для возбуждения молекул красителя. С помощью растворов различных красителей можно получить излу-

Таблица 11.3. Технические данные некоторых твердотельных лазеров

Тип	Длина волны излучения, мкм	Мощность излучения, Вт	Длительность импульса, с	Частота импульсов, Гц	Материал
ГОР-100М	0,6943	$1,7 \cdot 10^5$	$1 \cdot 10^{-3}$	0,001	Рубин
ИТ-115	0,53	$5 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^{-8}$	15	Неодимовое стекло
ГСИ-1	1,06	10^6	$7 \cdot 10^{-4}$	0,1	То же

чение, перекрывающее диапазон спектра от ближней ультрафиолетовой до ближней инфракрасной области.

Одним из основных положительных свойств таких лазеров является возможность перестройки частоты излучения в достаточно широких пределах. Это может быть достигнуто путем изменения длины кюветы. При увеличении длины резонансного объема генератора усиление, частота излучения и энергия на выходе изменяются. Оптическая длина кюветы может плавно изменяться, в частности за

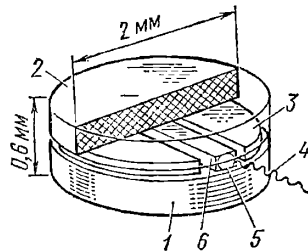


Рис. 11.7. Конструкция полупроводникового лазера

счет перемещения одного из окон кюветы под действием гидростатического давления, создаваемого поршнем в дополнительном резервуаре.

Полупроводниковый лазер представляет собой кристаллический диод, которому придана форма оптического резонатора Фабри—Перо. Впервые полупроводниковые лазеры были созданы на $p-n$ переходе в арсениде галлия. На рис. 11.7 показана конструкция такого лазера. Кристалл арсенида галлия 6 с $p-n$ переходом помещается между двумя металлическими дисками 1 и 2, изготовленными из молибдена или меди и служащими для отвода тепла и одновременно для подведения к кристаллу электрического тока от источника накачки. Между дисками устанавливается изолирующая прокладка 3 из арсенида галлия. Излучение 4 наблюдается в плоскости $p-n$ перехода со стороны взаимно параллельных торцов кристалла 5. Торцы кристалла отполированы и представляют собой поверхности резонатора Фабри—Перо. При комнатной температуре КПД лазера составляет 1%, а при 77 К он достигает 30%. Недостатками лазера являются высокая пороговая плотность тока и низкий КПД при комнатной температуре.

Создание лазеров с гетероструктурой позволило устранить недостатки, присущие го-

могенным структурам, а появление четырех-слойной и пятислойной структур еще более снизило пороговые токи.

Основными достоинствами полупроводниковых лазеров являются малые габариты (10—40 мкм), высокий КПД (около 100 %), высокое быстродействие (10^{-10} с). К недостаткам следует отнести невысокую степень когерентности и низкую долговечность. В табл. 11.4 приведены параметры некоторых типов полупроводниковых импульсных лазеров.

Таблица 11.4. Технические данные некоторых полупроводниковых лазеров

Марка	Длина волны излучения, мкм	Мощность излучения, Вт	Температура охлаждения, К	Частота импульсов, кГц
КК2	0,9	2—4	300	1
К-51	0,9	200	до 300	2
ПКГ	0,85	4	300	0,1—1
К-53	0,85	2	88	10

11.3. МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ СВЕТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Оптические свойства среды характеризуются комплексными тензорами диэлектрической и магнитной проницаемости. Действительные части этих тензоров определяют фазовую скорость световой волны, которая может изменяться как под действием электрического и магнитного полей, так и под действием упругих напряжений.

Модулироваться могут амплитуда, частота, фаза и направление вектора поляризации. В связи с этим используются амплитудная, фазовая и частотная модуляции. Наиболее распространена амплитудная модуляция, что объясняется технической простотой ее осуществления. Излучение можно модулировать посредством внешнего преобразования после того, как оно выйдет из источника, или непосредственно воздействуя на источник путем изменения тока. Таким образом, модуляторы делятся на два класса: с внешней и с внутренней модуляцией света.

Внешние модуляторы разделяются на три группы: 1) модуляторы, в которых управление осуществляется за счет изменения показателя преломления оптической среды; 2) модуляторы, в которых управление осуществляется за счет изменения коэффициента поглощения; 3) модуляторы, в которых изменяется длина оптического пути луча в среде.

Существует ряд оптических явлений, позволяющих управлять параметрами оптической среды: электрооптические эффекты Поккельса и Керра, магнитооптический эффект, поглощение света на свободных носителях, эффект Келдыша—Франца и др.

Линейным электрооптическим эффектом называется изменение показателя преломления вещества, пропорциональное приложенному электрическому полю. Это явление называется эффектом Поккельса. Широкое применение линейного электрооптического эффекта связано с наличием ряда кристаллов, обладающих значительным электрооптическим эффектом.

Важным свойством линейного электрооптического эффекта является его малая инерционность, позволяющая осуществлять модуляцию света до частот в десятки гигагерц. Эффект Поккельса описывается линейным изменением коэффициентов оптической индикатрисы кристалла при наложении электрического поля. Наибольшим электрооптическим эффектом об-

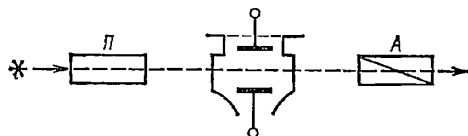


Рис. 11.8. Использование ячейки Керра для модуляции света

ладают кристаллы дигидрофосфата калия КДР и АДР.

Линейный электрооптический эффект имеет место только в кристаллах, лишенных центра симметрии. В средах, обладающих центром симметрии, существует квадратичный электрооптический эффект (эффект Керра), состоящий в том, что изменение показателя преломления вещества пропорционально квадрату электрического поля. Квадратичный электрооптический эффект наблюдается в той или иной степени во всех веществах. Наибольшим квадратичным эффектом обладают кристаллы группы перовскитов и жидкости — нитробензол и сероуглерод.

Нитробензол и сероуглерод используются в ячейках Керра — устройствах, в которых осуществляется искусственное двойное лучепреломление под действием электрического поля. Ячейки представляют собой кювету призматической или цилиндрической формы, наполненную жидкостью, обладающей большой электрооптической постоянной Керра.

Две стенки кюветы, сделанные из стекла, служат окнами для пропускания светового потока. Внутри располагается конденсатор, подключенный к источнику напряжения (рис. 11.8).

Световой поток от источника света пропускается через поляризатор *П*, затем проходит между обкладками конденсатора и через анализатор *А* попадает на приемник.

Поляризатор и анализатор поставлены в скрещенное положение и ориентированы по отношению к ячейке так, что поляризационная плоскость каждого из них составляет угол 45° с направлением электрического поля в ячейке. При отсутствии поля свет через такую ячейку не проходит. При наложении поля свет, выходящий из ячейки, вследствие двойного лучепреломления становится эллиптически поляризованным и часть его будет пропущена анализатором на приемник.

Ячейки обладают малой инерционностью, что позволяет использовать их на частоту до сотен мегагерц. Потери велики (55—70 %).

Магнитное поле подобно электрическому вызывает искусственную анизотропию вещества. Магнитооптические эффекты могут быть разделены на эффекты первого, второго и более высоких порядков. К эффектам первого порядка относятся магнитное вращение плоскости поляризации — эффект Фарадея, эква-

ториальный, полярный и меридиональный эффекты Керра. Для модуляции оптического излучения они представляют наибольший интерес. К эффектам второго порядка относится двойное магнитное лучепреломление — эффект Коттона—Мутона.

На рис. 11.9 приведена схема магнитооптического модулятора света. Свет от источни-

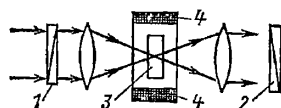


Рис. 11.9. Схема магнитооптического модулятора света

ка излучения через поляризатор 1 направляется на пластинку феррит-граната 3, помещенную в намагничивающую катушку 4. Переменный ток, протекающий в обмотке, переманичивает ферромагнетик, что приводит к периодическому изменению угла вращения плоскости поляризации в образце. С помощью анализатора 2 полученная фазовая модуляция может быть преобразована в амплитудную.

Акустооптические модуляторы работают по принципу изменений фотоупругих свойств материалов, приводящих к образованию фазовых дифракционных решеток внутри модулятора, воздействуя таким образом на оптический сигнал. Акустооптические модуляторы обладают высокой (более 95 %) эффективностью, малочувствительны к изменению температуры, но их частотный диапазон не превышает 40 МГц.

Управляемый двулучепреломляющий элемент является основой любой схемы модуляции. Управляемый элемент представляет собой обычно кристалл прямоугольной формы, две грани которого (входная и выходная) отполированы. При использовании в качестве управляемого элемента жидкого кристалла модулятор выполняют в виде жидкокристаллической пленки, нанесенной между прозрачными электродами.

Отдельный класс представляют собой механические модуляторы, состоящие из оптического клина или модулирующей диафрагмы и маломощного двигателя, приводящего их в движение. Диафрагма выполнена в виде тонкой пластины с определенным законом распределения пропускания. Конфигурацией, взаимным расположением прозрачных и непрозрачных элементов модулирующей диафрагмы и частотой вращения можно обеспечить все известные виды модуляции. Устройство с вращающейся диафрагмой называется обтюратором.

Ко второму классу модуляторов относят устройства с внутренней модуляцией, связанной с непосредственным воздействием на процесс генерации излучения. Для модуляции излучения лазеров более эффективной является схема внутренней модуляции. Независимо от механизма, с помощью которого формируют луч, очевидно, что интенсивность излучаемого светового потока будет изменяться синхронно с изменением подводимой к источнику излучения мощности до тех пор, пока скорость изменения энергии питания не превысит скорости релаксационных процессов, протекающих в излучателе.

Подобный метод модуляции применим в принципе к любому как когерентному, так и некогерентному источнику. Однако при использовании некоторых типов когерентных источников (например, рубиновых и газовых лазеров) он неудобен. В этих случаях для внутренней модуляции обычно используют фазовую ячейку (чаще всего электрооптическую), кото-

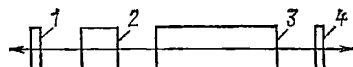


Рис. 11.10. Внутренняя модуляция лазера:

1, 4 — зеркала; 2 — активный элемент лазера; 3 — электрооптический кристалл

рую вводят непосредственно в резонатор оптического квантового генератора (рис. 11.10). Эта схема модуляции позволяет осуществить как частотную, так и амплитудную модуляцию оптического излучения.

11.4. ОПТРОНЫ

Оптронами называют оптоэлектронные приборы, в которых имеются источник и приемник излучения с тем или иным видом оптической и электрической связи между ними, конструктивно связанные друг с другом. В источнике излучения энергия электрического сигнала преобразуется в световую, приемник излучения осуществляет обратное преобразование световой энергии в электрическую. Электрический сигнал на излучатель может поступать как от внешнего источника, так и по цепи электрической связи от фотоприемника. Световой сигнал на фотоприемник может поступать также как извне, так и по цепи оптической связи от излучателя. Возможность реализации прямых и обратных связей как по оптическому, так и по электрическому пути предопределяет ширину функциональных возможностей оптронов. Использование различных оптических сред для передачи сигнала от источника излучения к приемнику еще более расширяет функциональные возможности оптронов. На рис. 11.11 приведена классифика-

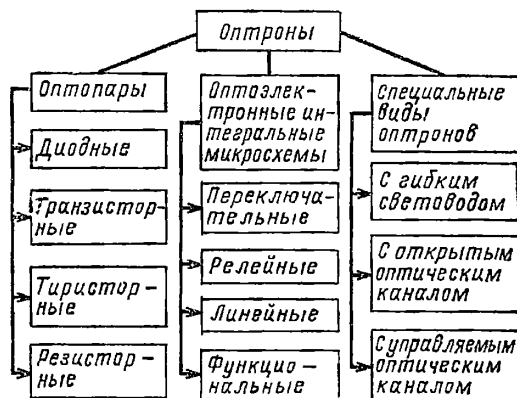


Рис. 11.11. Классификация оптронов

ция оптронов по трем группам: оптопары (элементарные оптроны), оптоэлектронные (оптронные) интегральные микросхемы и специальные виды оптронов.

Достоинства оптронов базируются на общем оптоэлектронном принципе использования электрически нейтральных фотонов для переноса информации. Основные из них следующие: возможность обеспечения идеальной электрической (гальванической) развязки между входом и выходом; однонаправленность распространения информации по оптическому каналу, отсутствие обратной реакции приемника на излучатель; широкая частотная полоса пропускания оптронов; невосприимчивость оптических каналов связи к воздействию электромагнитных полей; возможность реализации бесконтактного оптического управления электронными объектами и обусловленные этим разнообразие и гибкость конструкторских решений управляющих цепей.

Оптопары. Многообразие возможных характеристик оптопар, а следовательно, и областей их использования определяется главным образом многообразием характеристик применяемых в них излучателей и приемников. Таблица 11.5 иллюстрирует некоторые возможные области использования оптопар.

Таблица 11.5. Типичные оптопары

Источник излучения	Приемник излучения	Полоса пропускания, Гц	Назначение
Лампа накаливания	Фоторезистор	10^3-10^4	Управление высоковольтными цепями
Электролюминесцентный конденсатор	»	10^3-10^4	Преобразователь изображения
Светоизлучающий диод	Фотодиод	10^8-10^9	Ключ, источник питания
»	Фототранзистор	10^6-10^8	Усилитель
»	Фототиристор	10^6	Коммутатор силовых цепей

Оптопары (табл. 11.6) характеризуются системой параметров, которая формируется из четырех групп. Первая группа характеризует входную цепь оптопары (светоизлучающего диода), вторая — ее выходную цепь (фотоприемника), третья объединяет параметры передаточной характеристики (K_I — коэффициент передачи тока; $t_{нар(сп)}$ — время нарастания (спада) выходного импульса и т. д.), четвертая объединяет параметры гальванической развязки ($U_{разв max}$ — допустимое напря-

жение между входом и выходом; $R_{разв}$ — сопротивление между входной и выходной цепями).

В оптопарах применяются положительные и отрицательные обратные связи. Оптопара, в которой приемник и излучатель электрически соединены, а также имеется оптическая

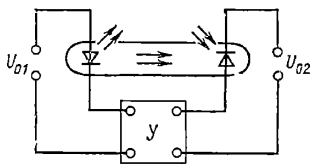


Рис. 11.12. Регенеративный оптроп

положительная обратная связь, получила название регенеративной оптопары. Она используется для построения оптоэлектронных генераторов, триггеров, элементов памяти, логических ячеек, сдвигающих регистров и других устройств. На рис. 11.12 приведена схема регенеративной оптопары, в которой для осуществления регенерации, т.е. частичной или полной компенсации потерь энергии сигнала, вводится усилитель-преобразователь электрических сигналов. В частном случае усилитель может быть совмещен с фотоприемником (как это имеет место в фототранзисторе).

Оптоэлектронные микросхемы представляют собой один из наиболее широко применяемых, развивающихся, перспективных классов изделий оптронной техники. Это обусловлено полной электрической и конструктивной совместимостью оптоэлектронных микросхем с традиционными микросхемами, а также их более широкими по сравнению с элементарными оптопарами функциональными возможностями.

Оптоэлектронные микросхемы представляют собой гибридные микросхемы, содержащие кроме бескорпусных оптопар еще и бескорпусные согласующие компоненты или интегральные схемы, подключаемые, как правило, к фотоприемнику оптопары. Конструктивно схема оформляется в унифицированных корпусах микросхем.

Выделяются три основные группы оптоэлектронных микросхем: переключательные, линейные, релейного типа (оптореле). На рис. 11.13 приведена схема наиболее распространенной переключательной микросхемы серии К249ЛП1, а в табл. 11.7 — параметры некоторых оптоэлектронных переключательных микросхем.

Таблица 11.6. Характеристики некоторых отечественных оптопар

Тип	Группа	Краткая характеристика	K_I , %	$I_{вх}$, мА	$U_{разв max}$, В	$t_{нар(сп)}$, мкс
АОД101	А	Диодные оптопары	1	20	100	0,1
	Б	»	1,5	20	100	0,5
	В	»	1,2	20	100	1
АОД120 К249П АОТ110	А-1	»	1	20	400	0,03
		Транзисторная оптопара	50	10	100	4
		Транзисторная оптопара с составным фототранзистором	800	30	100	50
	Б		400	30	100	50

Т а б л и ц а 11.7. Оптоэлектронные микросхемы

Параметр	К249ЛП1	К293ЛП1	К249ЛП3	К262КП1
Максимально допустимый входной ток $I_{вх\max}$, мА	20	20	20	15
Максимально допустимый входной импульсный ток $I_{вх, \text{имп}}$, мА	100	100	100	30
Входное напряжение $U_{вх}$, В, при $I_{вх}=10$ мА	1,1—1,5	1,5	1,0—1,7	0,95—1,7
Выходное напряжение логического нуля $U_{вых}^0$, В	0,3	0,4	0,4	0,3
Выходное напряжение логической единицы $U_{вых}^1$, В	2,3	2,4	2,4	2,3
Сопротивление гальванической развязки $R_{раз}$, Ом	10^9	10^9	10^9	$5 \cdot 10^8$
Максимально допустимая длительность фронтов импульсов $t_{нар}(\text{сп})_{\max}$, мкс	5000	5000	1	1

Специальные оптроны резко отличаются от традиционных оптопар и оптоэлектронных микросхем. Среди различных типов этих оптронов наибольший интерес представляют оптроны с открытым оптическим каналом, с гибким световодом и с управляемым оптическим каналом.

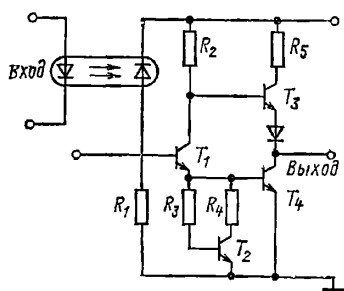


Рис. 11.13. Переключательная оптоэлектронная микросхема

В конструкции оптронов с открытым оптическим каналом между излучателем и приемником имеется воздушный зазор. Помещая в него механические преграды, можно управлять световым потоком и, следовательно, выходным сигналом оптрона. Таким образом, оптроны с открытым оптическим каналом можно использовать в качестве датчиков, фиксирующих наличие (отсутствие) предметов, состояние их поверхности, скорость перемещения или поворота и т. п.

Среди оптронов с открытым оптическим каналом можно выделить два основных типа: оптопрерыватель (рис. 11.14, а) и отражательный оптрон (рис. 11.14, б).

Оптроны с гибким световодом, в которых источник и приемник излучения соединены волоконным световодом, представляют собой линию фотонной связи (ЛФС).

В ЛФС используют волоконные световоды двух типов: волоконный световод с резкой границей сердцевины волокна и оболочки и световод с плавно меняющимся показателем преломления от центра волокна к периферии. На рис. 11.15, а показан механизм передачи света световодом первого типа. Поскольку внутренняя жила оптически более плотна, чем оболочка ($n_1 > n_2$), то для лучей, входящих в световод под углами меньше критического

$\sin \varphi_0 = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$, выполняется условие полного внутреннего отражения. Такие лучи распространяются по световоду, не выходя через оболочку. Лучи, падающие на торец волокна под углами больше критического, выходят че-

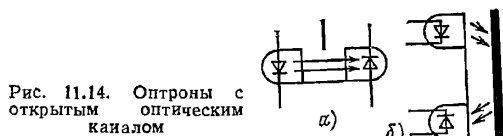


Рис. 11.14. Оптроны с открытым оптическим каналом

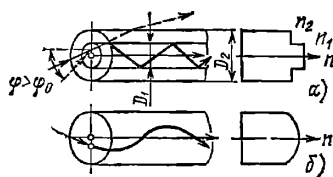


Рис. 11.15. Механизм передачи света волоконным световодом:

а — двухслойное волокно (n_1 , D_1 — показатель преломления и диаметр сердцевины волокна; n_2 , D_2 — показатель преломления и диаметр оболочки; φ_0 — критический угол); б — сельфок

рез оболочку. На рис. 11.15, б показан ход луча в световоде второго типа. В этом световоде показатель преломления уменьшается от центра световода к краю по параболическому закону. Лучи в этом световоде распространяются по винтовым траекториям вдоль оси волокна.

В качестве источника излучения в ЛФС применяются лазеры и светозлучающие диоды, в качестве приемника — фотодиоды и фототранзисторы. При использовании полупроводниковых лазеров и лавинных фотодиодов частотный диапазон ЛФС достигает 10^{14} Гц. ЛФС позволяет передавать информацию на расстояние от миллиметра до десятков километров.

Достоинствами ЛФС являются абсолютная помехозащищенность передаваемой информации от действия внешних электромагнитных наводок; широкополосность (потенциально возможная частота $3 \cdot 10^{14}$ Гц); секретность передачи информации; односторонность

передачи информации; полная гальваническая развязка выхода со входом; малые габариты и масса по сравнению с обычными коаксиальными кабелями.

Оптопара с управляемым оптическим каналом содержит источник излучения ИИ и приемник излучения ПИ, между которыми расположена среда, оптические свойства кото-

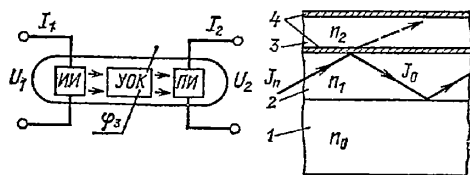


Рис. 11.16. Оптопара с управляемым оптическим каналом

Рис. 11.17. Оптопара с электрическим управляемым оптическим каналом

рой могут изменяться под действием некоторого управляющего сигнала φ_3 (рис. 11.16). Такая среда называется управляемым оптическим каналом УОК. Сигнал φ_3 может иметь различную физическую природу.

Источник излучения в оптопаре с УОК служит для создания определенного светового потока, с которым взаимодействуют УОК и ПИ. Основным управляющим сигналом подается на вход УОК. Таким образом, оптрон с УОК представляет собой световой аналог электровакуумного триода: ИИ выполняет функции катода, УОК — функции сетки, а ПИ — анода. В отличие от триода в оптроне с УОК передача информации осуществляется не электронами, а фотонами и все три цепи гальванически развязаны.

Оптопара с УОК имеет два входа и соответственно описывается двумя входными характеристиками: $I_1 = f(U_1)$ по цепи ИИ и $I_3 = f(U_3)$ по цепи УОК (для случая, когда φ_3 — электрический сигнал).

Выходной ток I_2 определяется значениями U_2 , I_1 , φ_3 , т. е. $I_2 = f(U_2, I_1, \varphi_3)$. Зависимость $I_2 = f(\varphi_3)$ при $U_2 = \text{const}$ и $I_1 = \text{const}$ называют модуляционной характеристикой.

Одна из возможных реализаций оптопары с УОК основана на использовании в качестве УОК модулятора с нарушением условий полного внутреннего отражения в световоде. Структура такого модулятора показана на рис. 11.17. На подложке 1 расположен световод 2 из высококачественного оптического материала, граничащий со слоем электрооптического материала 3, который расположен между прозрачными электродами 4. Подавая напряжение на электроды, можно изменять показатель преломления n_2 электрооптического материала. Распространение света по световоду 2 происходит по закону полного внутреннего отражения, если соблюдаются условия $n_1 > n_0$, $n_1 > n_2$. При изменении показателя преломления n_2 одно условие полного внутреннего отражения нарушается и часть энергии отводится через электрооптический материал. В этом случае интенсивность отраженного потока Φ_0 будет связана с интенсивностью падающего потока Φ_n зависимостью $\Phi_0 = \Phi_n F(n_2)$, где $F(n_2)$ — коэффициент отраже-

ния луча. Такое распределение энергии имеет место при каждом отражении от модулируемой границы сред. Поэтому при k отражениях $\Phi_0^{(k)} = \Phi_n [F(n_2)]^k$. При нескольких десятках отражений интенсивность выходного луча становится практически равной нулю, если изменить показатель преломления n_2 на десятые доли процента.

Достоинства данной схемы модулятора

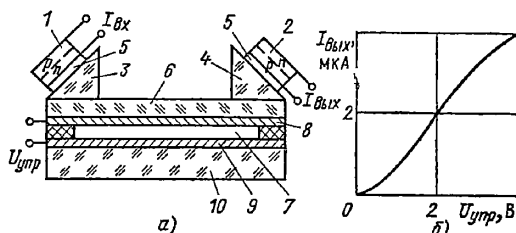


Рис. 11.18. Модулятор с нарушением условий полного внутреннего отражения в световоде

обусловлены разделением функций световода и электрооптической среды: она позволяет использовать электрооптические материалы с плохими оптическими свойствами, а также расширить частотный диапазон на несколько порядков при использовании тех же управляющих сред. Схема пригодна для модуляции некогерентного излучения.

На рис. 11.18, а приведена упрощенная конструктивная схема оптопары с электрически управляемым оптическим каналом. Здесь в качестве ИИ и ПИ использованы светоизлучающий диод 1 и фотодиод 2, которые закреплены на призмах ввода и вывода 3 и 4 при помощи иммерсионной среды 5 (например, оптического клея). Плоский световод 6 выполняется из оптического стекла толщиной в сотни микрометров. Слой электрооптического материала 7, например жидкий кристалл, располагается между прозрачным электродом 8, нанесенным на световод, и электродом 9 подложки 10. Толщина электрооптического слоя около 20 мкм. На рис. 11.18, б приведена модуляционная характеристика оптопары, в которой в качестве ИИ использован светоизлучающий диод типа АЛ108А, ПИ — фотодиод ФД-2К, световод — из стекла марки ТФ-10 ($n=1,8$), электрооптическим материалом является жидкий кристалл ($n=1,5 \div 1,7$). Частотный диапазон такой оптопары 0—3 кГц. Геометрические размеры позволяют разместить оптопару в корпусе гибридной микросхемы.

Учитывая, что вход такой оптопары представляет собой конденсатор, можно пренебречь током в управляющей цепи и рассматривать оптопару с УОК как усилитель мощности.

Если в качестве граничащей со световодом среды использовать магнитооптический материал, оптопара становится магнитоуправляемой. Достоинством такой оптопары является наличие памяти.

При построении преобразователей механических величин необходимость во всех элементах, расположенных на рис. 11.18, а ниже световода 6, отпадает. На рис. 11.19 показана возможность использования данного оптрона в качестве сенсорного переключателя:

при касании поверхности световода пальцем руки происходит нарушение условий полного внутреннего отражения и световой поток практически не достигает приемника излучения. Тот же принцип можно использовать для построения сигнализаторов уровня жидкости и датчиков перемещения.

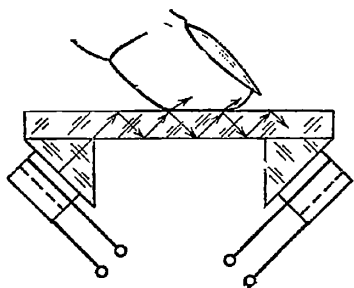


Рис. 11.19. Сенсорный переключатель на оптопаре

11.5. ФОТОРЕЛЕ И ФОТОГАЛЬВАНИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Фотоэлектрическое реле (ФЭР) представляет собой устройство автоматического контроля или управления, чувствительным органом которого является фотоэлектронный прибор

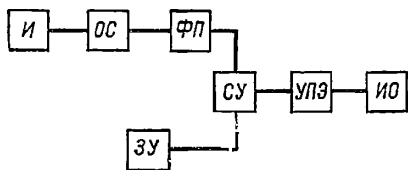


Рис. 11.20. Функциональная схема фотоэлектрического реле

(фотоэлемент), реагирующий на изменение параметров излучения.

На рис. 11.20 представлена функциональная схема ФЭР, состоящего в общем случае из фотоприемника $ФП$, источника излучения $И$, оптической системы $ОС$, задающего $ЗУ$ и сравнивающего $СУ$ устройств, усилительно-преобразовательного элемента $УПЭ$ и исполнительного органа $ИО$. В ФЭР могут быть применены все известные типы фотоэлектронных приборов, вакуумные, газонаполненные фотоэлементы, фотоэлектронные умножители, полупроводниковые фотоприемники (фотодиоды, фоторезисторы, фототранзисторы, фототиристоры и т. д.). Выбор типа фотоприемника определяется условиями эксплуатации ФЭР.

Источник излучения предназначен для создания светового потока, на параметры которого воздействует контролируемый объект. В качестве источников излучения в ФЭР применяются лампы накаливания, электролюминесцентные лампы, светоизлучающие диоды, лазеры, рентгеновские трубки, радиоактивные изотопы, в отдельных случаях источником энергии служит сам контролируемый объект.

Оптическая система служит для перераспределения в пространстве светового потока с целью создания условий эффективного воздействия контролируемого объекта на параметры этого потока.

При помощи задающего устройства ФЭР настраивается на определенный уровень срабатывания, который либо постоянен, либо меняется по программе.

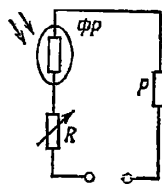


Рис. 11.21. ФЭР на фоторезисторе

Широкое применение находят схемы ФЭР на фоторезисторах (рис. 11.21). Исполнительное реле включается последовательно с фоторезистором $ФР$. Для регулировки чувствительности ФЭР при установке уровня срабатывания последовательно с $ФР$ вводится резистор R .

Использование в ФЭР фотодиодов позволяет повысить быстродействие схемы. Фотодиод в ФЭР обычно используется в фотодиодном режиме (см. § 5.3), так как в генераторном режиме (см. § 5.5) инерционность

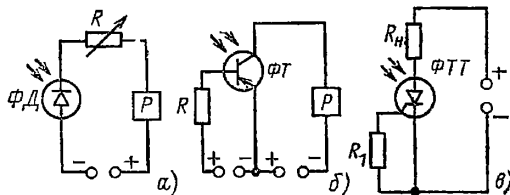


Рис. 11.22. Схемы ФЭР:

а — с использованием фотодиода; б — с использованием фототранзистора; в — с использованием фототиристора

фотодиодов значительно выше. На рис. 11.22, а приведена простейшая схема ФЭР на фотодиоде.

На рис. 11.22, б изображена схема ФЭР с использованием фототранзистора (см. § 5.3). Фототранзистор можно включать в фоторелейные схемы как обычный транзистор по схемам с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором. Фототранзисторы обладают высокой чувствительностью, малой инерционностью, не требуют дополнительного усилителя, эти положительные свойства и определяют широкое распространение ФЭР на фототранзисторах.

Использование в схеме ФЭР фототиристор (см. § 5.3) позволяет сократить число активных элементов ФЭР за счет совмещения в фототиристоре функций светочувствительного элемента, усилителя мощности и формирователя выходного сигнала с релейной характеристикой. Схема включения фототиристора в схеме ФЭР показана на рис. 11.22, в.

Практически полное отсутствие обратного влияния ФЭР на контролируемый объект, их простота и универсальность обеспечили

широкое использование их в системах контроля, управления, для измерения геометрических размеров, угловых и линейных скоростей, деформаций, давлений, массы, уровня, концентраций, температуры, влажности и т. д.

В качестве примера на рис. 11.23 приведена схема фотопирометрического устройства. Излучение контролируемого тела, фокусируе-

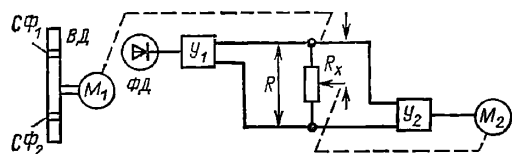


Рис. 11.23. Фотопирометрическое устройство

мое на светочувствительную поверхность фотодиода $\Phi Д$, прерывается диском $ВД$ со светофильтрами $СФ_1$ и $СФ_2$, вращаемым синхронным двигателем $М_1$. Импульсы тока на выходе фотодиода имеют амплитуды I_1 и I_2 , пропорциональные интенсивностям монохроматического излучения. После усилителя $У_1$ импульсы подаются на реохорд следующей системы. Переключатель, управляемый двигателем $М_1$, подключает вход усилителя $У_2$ поочередно то к реохорду R , то к его части R_x . Следящая система находится в равновесии при выполнении равенства $I_1/I_2 = (R - R_x)/R$. Если

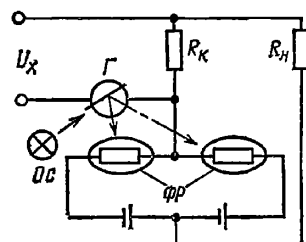


Рис. 11.24. Фотопирометрическое устройство

Ос — осветитель; Г — зеркало гальванометра; ФР — фоторезистор

равенство нарушается вследствие изменения отношения I_1/I_2 за счет изменения температуры, то на вход усилителя подается напряжение рассогласования $\Delta U = I_1 R - I_2 (R - R_x)$ и реверсивный двигатель $М_2$ перемещает движок реохорда до восстановления равновесия следящей системы. Положение движка определяется контролируемой температурой.

Фотогальванические усилители имеют простую конструкцию, низкий порог чувствительности и большой коэффициент усиления. Принцип усиления в этих устройствах основан на том, что отклонение подвижного органа чувствительного прибора (например, стрелки или рамки гальванометра), воспринимающего усиливаемый электрический сигнал, управляет освещенностью фотозлемента. При этом небольшие изменения входного сигнала могут вызывать значительные изменения фототока. На рис. 11.24 представлена схема усилителя на базе гальванометра и дифференциального фоторезистора. Схема работает следующим образом: при повороте зеркала гальванометра под действием усиливаемого сигнала происходит перераспределение светового потока, создаваемого осветителем на фоторезисторе.

Происходящее при этом изменение сопротивлений половинок фоторезистора преобразуется в соответствующее изменение тока.

11.6. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Применение оптопар дает возможность несложными схемными средствами реализовать основные логические функции элементов цифровой техники. Схемы, построенные на оптопарах, обладают высоким быстродействием и информационной емкостью.

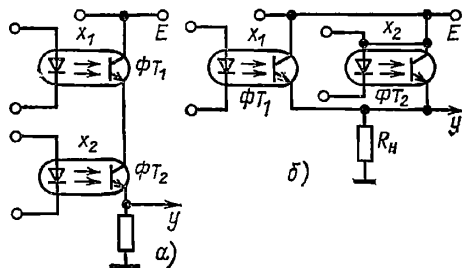


Рис. 11.25. Оптоэлектронные логические схемы

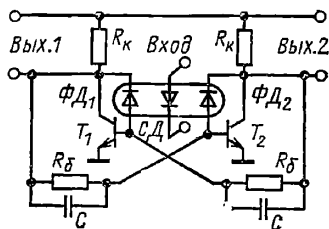


Рис. 11.26. Схема оптоэлектронного триггера

На рис. 11.25, а приведена схема, выполненная на транзисторных оптопарах и реализующая операцию И. Если входная переменная принимает значение 0, то соответствующий фототранзистор не освещен и закрыт. В состоянии, когда сигнал на входе достигает значения 1, фототранзистор освещен и насыщен. Простой перестановкой фототранзисторов (рис. 11.25, б) можно реализовать операцию ИЛИ.

Используя различные комбинации оптопар с прямой и обратной связью, можно создавать более сложные логические схемы. На рис. 11.26 приведена схема триггера с двумя устойчивыми состояниями. Схема состоит из двух оптоэлектронных ключей, охваченных глубокой положительной обратной связью. Предположим, что в исходном состоянии транзистор T_1 насыщен, а транзистор T_2 заперт. Оба фотодиода не освещены. При возбуждении светоизлучающего диода появляются токи фотозлектрической проводимости, способствующие отпиранию транзисторов. При появлении фототока транзистор T_2 отпирается и в схеме развивается лавинообразный процесс переключения, как в обычном триггере.

11.7. ОПТИЧЕСКИЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Действие оптических логических устройств основано на процессах лазерного усиления, генерации оптических сигналов, а также на процессах, связанных со срывом генерации одного лазера, вызываемым излучением другого лазера. Цифровые элементы на лазерах могут

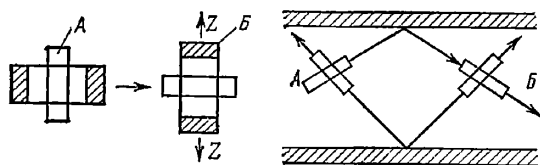


Рис. 11.27. Оптоэлектронные инверторы

Рис. 11.28. Оптоэлектронное бистабильное устройство

использоваться при построении цифровых вычислительных устройств аналогично транзисторам с той лишь разницей, что преобразованию подвергаются оптические, а не электрические сигналы.

Простейшей логической схемой, которую можно реализовать с помощью лазеров, является инвертор. В состав инвертора или логической схемы НЕ входят два лазера (рис. 11.27). Излучение лазера А направляется в активную зону лазера В. Мощность излучения первого лазера, проникшего в активную зону второго, должна быть достаточно большой, чтобы вызвать гашение второго лазера. В этом случае оптический сигнал на выходе второго элемента существует лишь в отсутствие сигнала на его входе (т. е. в отсутствие излучения первого лазера).

Создан ряд лазерных элементов, обладающих несколькими устойчивыми состояниями. Простейшая схема с двумя устойчивыми состояниями, в которой два лазера А и В могут гасить друг друга, показана на рис. 11.28. Это бистабильное устройство содержит два лазера, связанных друг с другом с помощью зеркал. Если в таком устройстве существует достаточно эффективная оптическая связь, то одновременная работа двух лазеров исключается. Например, если работает лазер А, то его излучение гасит излучение лазера В. В этом состоянии устройство остается до того момента времени, пока внешний сигнал не подавит излучение лазера А. Это вызовет переключение устройства из первого устойчивого состояния (когда излучает лазер А) во второе устойчивое состояние (когда излучает лазер В).

Наибольший интерес представляют оптические логические схемы, выполненные на полупроводниковых лазерах в едином монокристалле. Выполняя полупроводниковые переходы в лазерах в последовательных и параллельных конфигурациях, заглубляя те поверхности, излучение через которые нежелательно, и скалывая те торцы, через которые излучение должно выходить, удастся получить схемы, реализующие различные логические операции.

На рис. 11.29, а показана схема, реализующая операцию И. Входные сигналы подаются на два полупроводниковых перехода А и

В, расположенных на едином монокристалле вдоль оси лазерного излучения. При подаче тока только в один из входов лазерный эффект не возникает, так как длина активной зоны в сравнении с общей длиной слишком мала и мало усиление. Когда же ток подводится к обоим входам одновременно, усиление возрастает и в элементе возникает лазерный

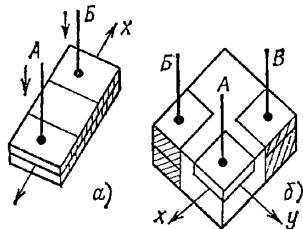


Рис. 11.29. Монокристаллические логические схемы

эффект, при котором излучение выходит в двух направлениях, указанных стрелками. Для того чтобы устранить возникновение лазерного эффекта в направлении, перпендикулярном основному, соответствующие поверхности прибора «заглублены».

На рис. 11.29, б приведена схема лазерного триггера. Устройство имеет три перехода, причем один является последовательным по отношению к двум остальным и, таким образом, является общим для двух осей лазерного излучения. Когда импульс подается на общий переход А, лазерное излучение не возникает, но подача импульса на любой из других переходов приводит к возникновению лазерного излучения вдоль оси, проходящей через данный и общий переходы. Импульс, подаваемый на переход, расположенный по другой оси, гасит лазерное излучение по первой оси и вызывает излучение по второй.

Логические оптические схемы обладают высоким быстродействием, что и определяет перспективу их применения.

11.8. ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Основным звеном электрооптических логических элементов являются модуляторы света. При использовании модуляторов в логических схемах существует возможность избежать слишком частого преобразования оптической энергии в электронную (неизбежного в оптоэлектронных логических схемах).

Самым важным достоинством логических схем на оптических модуляторах является повышение быстродействия оптоэлектронных схем. В этом отношении наиболее перспективно использование электрооптических модуляторов, допускающих скорости переключения, лежащие в гигагерцовом диапазоне. Существуют различные схемы логических элементов с использованием как продольной, так и поперечной модуляции, в последнем случае удается понизить управляющее напряжение.

На рис. 11.30 изображена простейшая логическая схема, основанная на традиционном использовании модуляторов света. Схема со-

держит неуправляемый источник оптического излучения 1 и модулятор света 2, на который поступает управляющее напряжение (входной сигнал). Схема может иметь два оптических выхода z_1 и z_2 , которые соответствуют световым потокам Φ_1 и Φ_2 . Подобрать входное управляющее напряжение так, чтобы при $U=U_1$ было выполнено условие $\Phi/\Phi_0=0$, а при $U=U_2$ — условие $\Phi/\Phi_0=1$, получим по выходу z_1 повторитель, а по выходу z_2 — инвертор.

На рис. 11.31 изображена логическая схема, использующая двойную последовательную модуляцию света. Каждый из двух возможных промежуточных выходов первого модулятора z_1 и z_2 приводит соответственно к появлению двух выходов во втором модуляторе.

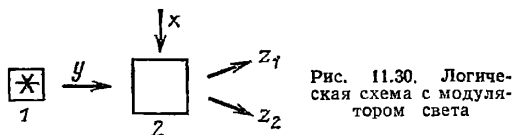


Рис. 11.30. Логическая схема с модулятором света

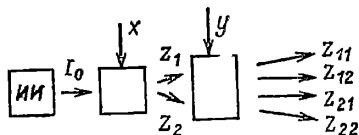


Рис. 11.31. Логическая схема с двойной модуляцией света

При постоянном входном световом потоке по выходу z_{11} осуществляется операция И, по выходу z_{12} — запрет по y , по выходу z_{21} — запрет по x , по выходу z_{22} — операция НЕ—ИЛИ.

Перечисленные логические операции не исчерпывают всего функционального многообразия схемы, показанной на рис. 11.31. Новый ряд функциональных операций можно выполнить, если объединить в различных комбинациях выходы схемы, что не представляет конструктивных сложностей. Кроме схем с последовательной модуляцией, существуют схемы параллельной модуляции, но их функциональные возможности значительно беднее.

При создании логических схем на волоконной оптике используется тот факт, что из волокна в волокно можно передавать сигналы, если расстояние между волокнами меньше длины волны используемого излучения. Коэффициент передачи оптической мощности из одного волокна в другое зависит как от геометрического расстояния между волокнами, так и от коэффициентов преломления материала волокна и окружающей среды. Поэтому

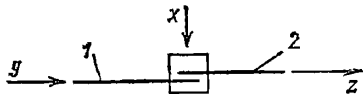


Рис. 11.32. Логическая схема с использованием волоконной оптики

коэффициентом передачи оптической мощности можно управлять путем изменения коэффициента преломления среды или волокна с помощью либо электрооптического, либо магнитооптического эффектов.

На рис. 11.32 показана простейшая схема, содержащая два волокна, одно из которых подводит оптический сигнал y , другое является выходным. Параметры материалов волокон и окружающей среды подбираются таким образом, чтобы при включении управляющего сигнала x происходило перераспределение света из волокна 1 в волокно 2. Схема работает при $y=\text{const}$ как повторитель, а при переменном y — как схема И. Схемы на волокнах обладают высокой компактностью и широким функциональным разнообразием.

11.9. НЕЙРИСТОРНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Нейристорные логические схемы выполняются на основе волоконных оптических квантовых усилителей. Волоконные усилители изготавливаются из неодимового стекла, накачка волоконных нейристоров осуществляется оптически путем в световом поле мощных ламп.

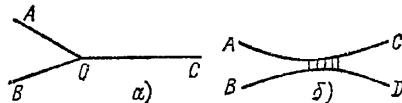


Рис. 11.33. Нейристорные логические схемы

Нейристорная линия обладает следующими свойствами:

сигнал возбуждения распространяется без изменений формы и амплитуды вдоль линии без затухания, восстанавливая свою энергию

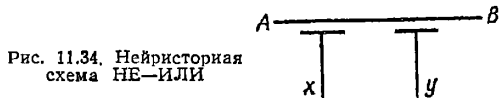


Рис. 11.34. Нейристорная схема НЕ—ИЛИ

за счет энергии, распределенной вдоль линии; за распространяющимся по нейристорному сигналу следует зона нечувствительности к возбуждению (рефракторности);

два импульса, столкнувшись в линии, уничтожают друг друга;

линия имеет порог возбуждения.

Все возможные соединения нейристоров можно свести к двум типам соединений: Т-соединение (триггерное) и Р-соединение (рефракторное) — рис. 11.33, а и б. В Т-соединении возбуждающий импульс, придя в точку О по одному из волокон (например, по А), возбуждает оптические импульсы в волокнах В и С. В Р-соединении передается зона рефракторности, так как два волокна находятся в состоянии оптического контакта.

Вариации Т и Р соединений позволяют получить различные логические схемы. На рис. 11.34 показано соединение, выполняющее опе-

рацию НЕ—ИЛИ. Наличие сигналов на входах x и y в отдельности или одновременно достаточно для того, чтобы запретить прохождение сигнала по линии АВ.

Сворачивая нейристор в кольцо, получают запоминающий элемент.

11.10. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СЧИТЫВАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Фотоэлектрические считывающие устройства (ФС) позволяет преобразовывать в электрические сигналы аналоговую и дискретную информацию (графики, цифровой и буквенный текст и т. д.), зафиксированную на оптических носителях (перфоносителях, фотопластинах, кинолентах, чертежах, матрицах оптоэлектронных запоминающих устройств). Принцип действия ФС следующий: световой луч направляется на носитель информации, а записанная на носителе информация изменяет характеристики отраженного или прошедшего через носитель луча, который воспринимается фотоэлементом.

Существуют шесть основных методов считывания, применяемых в уже созданных или разрабатываемых ЭВМ и оптических машинах (методы отличаются либо способом сканирования информации, либо типом используемых фотоэлементов): 1) метод с использованием линейки фотоэлементов; 2) метод с использованием матрицы фотоэлементов; 3) метод «бегущего луча»; 4) анализ фрагментов; 5) слежение за кривой с помощью электронного пучка; 6) сравнение с эталонным знаком.

Считывание с помощью линейки фотоэлементов. При использовании этого метода ярко освещенная строка печатного текста или чертежа проходит с постоянной скоростью мимо вертикальной линейки фотоэлементов. Через последовательные промежутки времени по мере движения знака мимо линейки с него отдельными полосами считываются вертикальные полоски. Считывание производится тогда, когда соответствующая полоска оказывается против линейки, и его результаты записываются в устройство памяти либо вводятся в регистр и хранятся там до тех пор, пока знак не пройдет полностью. Результаты считывания всего знака образуют «электронный образ» знака, который поступает далее в блок распознавания для идентификации. В системе кроме линейки фотоэлемента имеются следующие компоненты: каретка либо другое устройство для передвижения страницы, осветитель, система линз и зеркал, аналого-цифровой преобразователь, регистр обработки цифровой информации.

Метод обладает высокой чувствительностью, кроме того, он экономичен. Недостатком является наличие механических частей перемещения листа.

Считывание с помощью матрицы фотоприемников. Вся информация о неизвестном знаке поступает на матрицу одновременно. И хотя и в этом случае, как и в предыдущем, каретка перемещает лист, но движение листа не играет никакой роли в процессе считывания, так как все элементы считывают свой

участок одновременно. Поэтому нет необходимости в синхронизирующем устройстве.

На рис. 11.35 приведена схема, объясняющая принцип этого метода. Недостатком метода является высокая стоимость.

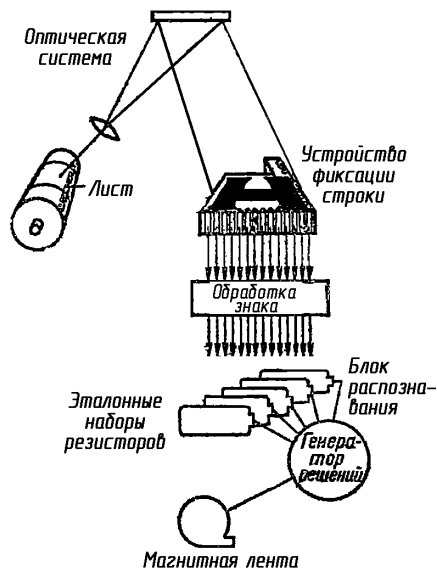


Рис. 11.35. Считывание с помощью матрицы фотоприемников

Считывание с помощью бегущего луча. Луч формируется с помощью ЭЛТ и пробегает каждый знак информации с высокой скоростью. Трубка соединена с набором линз и зеркал, так что колеблющийся луч можно направлять на любое место страницы. В качестве фотоэлемента используется фотоэлектронный умножитель (ФЭУ). Если бегущий луч освещает незачерненный участок страницы, то ФЭУ выдает сигнал с большой амплитудой. При освещении зачерненного участка сигнал на выходе ФЭУ соответственно уменьшается. Набор высоких и низких напряжений, соответствующих каждому знаку, записывается в запоминающее устройство, откуда передается в блок распознавания. Преимущество метода заключается в отсутствии механических устройств.

Метод бегущего луча является самым быстродействующим из существующих. Однако при его использовании возникает ряд проблем. Так, в поле зрения объектива не должно быть постороннего света, для этого место, в котором происходит считывание, должно быть окружено светонепроницаемой оболочкой.

В методе анализа фрагментов идентифицируемый неизвестный знак предварительно расчленяется на свои основные части — «фрагменты». Фрагменты характеризуются толщиной, длиной и их относительными положениями. Неизвестный знак сначала сканируют с помощью считывающей системы с бегущим лучом, после его описывают и засылают в память машины. Затем эту информацию сравнивают с эталоном, причем последняя операция продолжается до наилучшего совпадения.

Вместо системы с бегущим лучом можно использовать механическое считывающее устройство, имеющее быстровращающийся диск с круглыми или продолговатыми отверстиями. Документ медленно перемещается перед диском. При каждом его обороте на фотоэлемент падает изображение разных деталей знака.

Метод слежения за кривой — форму знака проследивает луч электронно-лучевой трубки. Возможны два способа слежения за кривой. В первом луч движется по краю линии (контуру), т. е. по границе черного и белого, во втором луч колеблется, непрерывно пересекая темный участок в поперечном направлении и двигаясь одновременно вдоль кривой. Изменения в направлении движения следящего луча фиксируются электронной схемой.

Метод можно использовать для чтения рукописного текста и текста, содержащего разноформатные буквы; кроме того, он позволяет читать старые, плохо сохранившиеся рукописи. Недостатком метода является сложность технической реализации.

Метод сравнения с эталоном состоит в проецировании изображения неизвестного знака, подлежащего распознаванию, на экран, на котором изображены эталоны некоторых известных знаков. Далее изображение неизвестного знака сравнивается с эталонами и ему присваивается название того знака, сходство с эталоном которого является наибольшим. Система распознавания состоит из экрана, на который наносят знаки алфавита. Проектор, служащий для получения и проецирования изображения знака, состоит из источника света и оптической системы. В одном или нескольких фотоэлементах, расположенных за экраном, создается напряжение, пропорциональное потоку падающего на них через экран света. Хотя этот метод появился одним из первых, трудности, связанные с его реализацией, до конца не преодолены и на сегодняшний день.

Для хранения информации в машине используются оптические запоминающие устройства (ЗУ). Оптические запоминающие устройства обладают высокой плотностью записи, емкость хранимых данных — до 10^{12} бит. На рис. 11.36 приведена схема процесса записи-воспроизведения в лазерном ЗУ. Лазерное ЗУ

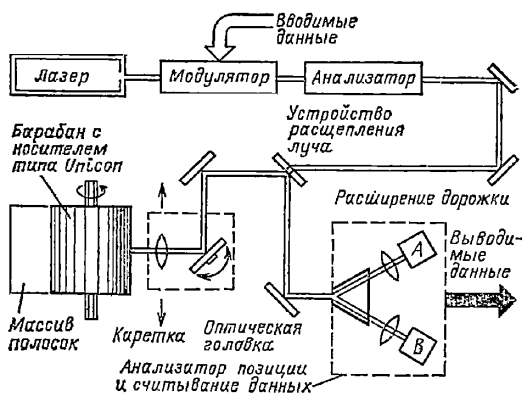


Рис. 11.36. Матрица фотоприемников

записывает на одной информационной полоске столько же информации, сколько может быть записано на 25 бобинах магнитной ленты.

11.11. АНАЛОГОВЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Аналоговые оптические устройства предназначены для различных преобразований аналоговых оптических сигналов и изображений. Основным элементом в этих устройствах является транспарант — фотографическая

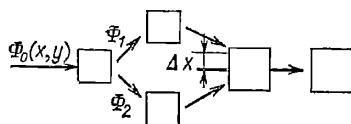


Рис. 11.37. Структурная схема дифференцирования оптического изображения

пленка или пластинка с определенным законом изменения плотности почернения фотоэмульсии по ее координатам. Пропуская световой поток через несколько транспарантов, функции пропускания которых подбираются в соответствии с необходимым законом изменения, и используя линзы, можно создать сложные аналоговые устройства для преобразования оптических сигналов.

Еще одна группа аналоговых устройств строится на использовании модуляторов света. На рис. 11.37 показана схема, осуществляющая дифференцирование оптического изображения. Световой поток Φ_0 делится на два равных потока, затем первый модулируется по закону $f(t)$, а второй — по $1-f(t)$. После этого промодулированные потоки смешивают так, чтобы центры изображений, переносимые этими потоками, были несколько смещены по направлению, вдоль которого необходимо вычислить производную. На вход смесительного элемента поступает пучок с потоком, изменяющимся по закону

$$\Phi(x, y) = [\Phi_0(x, y) f(t) + \Phi_0(x + \Delta x, y) (1 - f(t))]/2.$$

Полагая смещение x достаточно малым, так что в разложении $\Phi_0(x + \Delta x, y)$ в ряд по (Δx) можно ограничиться первым членом, получим:

$$\Phi(x, y) = \Phi_0(x, y) + \frac{\partial \Phi_0}{\partial x} \Delta x (1 - f(t)).$$

Второй член выражения пропорционален искомой производной изображения, его выделяют с помощью резонансного фильтра.

Широкое применение находят оптоэлектронные аналоговые устройства. Так, диодные и транзисторные оптопары применяются для коммутации электрических цепей с аналоговыми сигналами. При построении аналоговых ключей обычно стремятся обеспечить преобразование сигналов положительной и отрицательной полярности. На рис. 11.38 показан аналоговый ключ на диодной оптопаре. Уп-

равление фотодиодами по оптическим каналам осуществляется одним светоизлучающим диодом.

Аналоговые ключи применяются в устройствах ввода информации в цифровые ЭВМ, в аналого-цифровых преобразователях и решающих блоках аналоговых вычислительных машин.

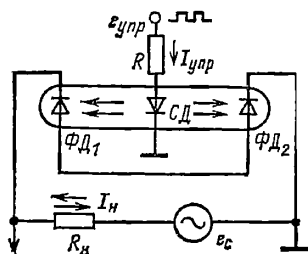


Рис. 11.38. Аналоговый ключ на оптопаре

Использование дополнительных оптических каналов управления позволяет применить оптопары для выполнения разнообразных аналоговых операций. На рис. 11.39 приведена схема оптоэлектронного устройства, осуществляющего умножение аналоговых величин. Схема построена на двух резисторных опто-

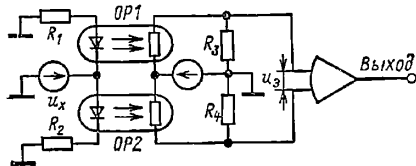


Рис. 11.39. Схема умножения на оптопаре

парах. Один из сомножителей моделируется сигналом напряжения u_x , воздействующим на светоизлучающие диоды. Другой сомножитель генерируется источником напряжения u_y , включенным в диагональ моста с фоторезисторами. Сигнал на входе линейного усилителя пропорционален произведению $u_x u_y$.

11.12. ИНТЕГРАЛЬНАЯ ОПТИКА

Интегральная оптика представляет собой раздел оптоэлектроники, определяемый комплексом методов и средств, позволяющих осуществлять направленное распространение и преобразование электромагнитных волн оптического диапазона в микроминиатюрных интегральных твердотельных устройствах (оптических интегральных микросхемах), основанных на использовании комбинации плоских диэлектрических волноводов с тонкопленочными аналогами оптических элементов (лазеров, фотоприемников, модуляторов и т. д.). Переход от дискретных объемных оптических элементов к двумерным поверхностным аналогам открывает возможность более полного использования преимуществ планарной технологии: малые размеры, низкая стоимость, воспроизводимость, надежность. Интегральная оптика представляет собой волноводную оптику, т. е. при-

менение СВЧ методов для решения задач распространения и преобразования оптического излучения.

Основным элементом оптической интегральной схемы являются плоские тонкопленочные диэлектрические волноводы.

Существуют различные способы получения диэлектрических волноводов: термическое напыление пленок в вакууме, осаждение материала пленки путем протонного облучения, образование волновода путем ионного обмена.

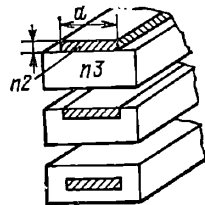


Рис. 11.40. Конструктивная схема плоских волноводов

Тонкопленочные волноводы по аналогии со стеклянными световодами делятся на два вида.

1. Волноводы первого вида состоят из однородной пленки толщиной порядка длины световой волны, нанесенной на однородную подложку с более низким показателем преломления.

2. Волноводы второго вида имеют плавно меняющийся показатель преломления.

На рис. 11.40 показаны конструкции плоских диэлектрических волноводов.

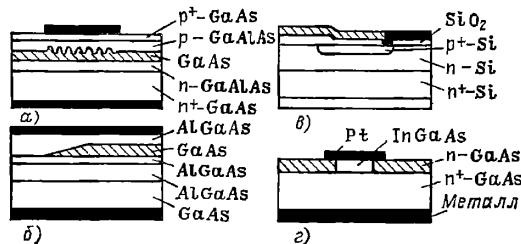


Рис. 11.41. Волноводные лазеры (а, б) и фотоприемники (в, г)

Основным материалом для оптических интегральных схем является арсенид галлия. Этот полупроводник в сочетании с тройными соединениями на его основе обеспечивает получение всех необходимых элементов: волноводов (пленки нелегированного GaAs), генераторов (GaAlAs — гетеролазер), фотоприемников (барьер Шоттки на InGaAs), модуляторов и переключателей (эффект Келдыша — Франца, электро- и акустооптические эффекты в GaAs и GaAlAs). На рис. 11.41 показаны волноводные гетеролазер и фотоприемники.

Список литературы

- 11.1. Носов Ю. Р., Сидоров А. С. Оптроны и их применение. М.: Радио и связь, 1981. 280 с.
- 11.2. Мадьяри Б. Элементы оптоэлектроники и фотозлектронической автоматики. М.: Советское радио, 1979. 250 с.
- 11.3. Литвак В. И. Фотореле в системах автоматики. М.: Энергия, 1979. 104 с.
- 11.4. Триф П. Обработка данных в управлении. М.: Мир, 1976. 614 с.
- 11.5. Катыс Г. П. Оптико-электронная обработка информации. М.: Машиностроение, 1973. 446 с.

11.6. Кравцов Н. В., Чирков Л. Е., Поляченко В. Л. Элементы оптоэлектронных информационных систем. М.: Наука, 1970. 212 с.

11.7. Уилсон Р. Оптические читающие устройства. М.: Мир, 1969. 214 с.

11.8. Справочник по лазерам. Ч. I и II/Под ред. А. М. Прохорова. М.: Советское радио, 1978. 504 и 400 с.

11.9. Магдич Л. Н., Молчанов В. Я. Акустооптические устройства и их применение. М.: Советское радио, 1978. 112 с.

11.10. Элисон Г., Элисон Х. Волоконная оптика в системах связи. М.: Мир, 1981. 124 с.

11.11. Семенов Н. А. Оптические кабели связи. М.: Радио и связь, 1981. 216 с.

11.12. Мустель Е. Р., Парыгин В. Н. Методы модуляции и скаинирования света. М.: Наука, 1970. 292 с.

11.13. Полупроводниковые приборы: Дiodы, тиристоры, оптоэлектронные приборы. Справочник/А. В. Баюков, А. Б. Гитцевич, А. А. Зайцев и др.; Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. М.: Энергоиздат, 1982. 744 с.

Раздел 12

ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

12.1. ОСНОВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СЖАТОГО ВОЗДУХА В АВТОМАТИКЕ

Основные параметры, характеризующие воздух. Воздух, как и все газы, хорошо сжимается, имеет сравнительно небольшую плотность.

Плотность воздуха выражается формулой

$$\rho = M/V,$$

где M — масса газа; V — объем газа.

Масса и вес газа связаны формулой

$$G_B = M/g,$$

где G_B — вес газа; g — ускорение силы тяжести.

Вместо плотности часто пользуются другой величиной, называемой удельным весом, которая определяется как вес газа, приходящийся на единицу объема,

$$\gamma = G_B/V = \rho g,$$

где γ — удельный вес.

Удельный объем — величина, обратная плотности,

$$v = 1/\rho = V/M$$

определяется как объем, занимаемый единицей массы газа.

Важным свойством газа является его вязкость. При движении слоев газа относительно друг друга развиваются силы трения, которые являются следствием преодоления сил сцепления между отдельными частицами. Сила трения F пропорциональна площади слоя скольжения F и градиенту скорости dc/dy . Ось y расположена нормально к направлению сдвига.

Сила трения выражается формулой Ньютона

$$\tau = \mu_d F dc/dy.$$

Коэффициент μ_d называется динамической вязкостью и для газа зависит в основном от температуры. При этом вязкость газов с увеличением температуры увеличивается.

При технических расчетах часто пользуются кинематической вязкостью ν :

$$\nu = \mu_d/\rho.$$

В табл. 12.1 приведены численные значения ρ , μ_d и ν для воздуха в зависимости от абсолютной температуры T и при абсолютном давлении, равном 0,1 МПа.

Таблица 12.1. Зависимость свойств воздуха от температуры

Температура, К	Плотность, кг/м³	Динамическая вязкость, Па·с	Кинематическая вязкость, м²/с
253	0,142	1,59	11,20
263	0,137	1,65	12,04
273	0,132	1,71	12,95
283	0,127	1,77	13,94
293	0,123	1,83	14,88
313	0,114	1,95	17,10
333	0,108	2,07	19,17
353	0,101	2,19	21,68
373	0,096	2,33	24,27

Соотношение между массой газа, занимаемым им объемом, его давлением и температурой выражается уравнением состояния

$$pV = MRT,$$

где p — давление воздуха; T — абсолютная температура, К ($T = 273 + t^\circ\text{C}$); R — газовая постоянная.

Для приведенное выражение на массу воздуха M , получаем уравнение состояния для 1 кг массы газа:

$$p \frac{1}{\rho} = \rho v = RT.$$

Газовая постоянная сухого воздуха $R = 8,314$ Дж/(кг·К) определяется как работа расширения, совершаемая 1 кг воздуха при нагревании его с постоянным давлением на 1°C (1 К).

Удельный теплоемкостью называется количество теплоты, которое необходимо, чтобы нагреть 1 кг массы газа на 1°C . Наиболее важными являются удельные теплоемкости при постоянном давлении c_p и при постоянном объеме c_v . При 0°C и 0,1 МПа для воздуха $c_p = 1,008 \cdot 10^3$ Дж/(кг·К), $c_v = 0,7196 \cdot 10^3$ Дж/(кг·К).

В неподвижном газе вся теплота, подводимая к газу, может расходоваться только на повышение запаса внутренней энергии и на работу расширения (сжатия). Поэтому элементарное приращение энергии 1 кг газа, Дж, равно алгебраической сумме

$$dE = dU + A de,$$

где dU — элементарное приращение внутренней энергии 1 кг массы газа, Дж; A — тепловой эквивалент работы: $A = 0,001$; de — приращение внешней работы 1 кг газа, Дж.

Приведенное уравнение выражает первый закон термодинамики.

Если газ не совершает внешней работы, то процесс происходит при постоянном объеме, и уравнение первого закона термодинамики записывается в виде

$$dE = dU = c_V dT.$$

В случае переменного объема внешнее тепло расходуется не только на повышение внутренней энергии, но и на совершение внешней работы $de = p dv$. В этом случае уравнение первого закона термодинамики запишется в виде

$$dE = c_V dT + Ap dv.$$

Связь между c_V и c_p имеет вид:

$$c_p = c_V + R^{-3}.$$

Термодинамические процессы. Параметры воздуха (давление, температура, объем и т. д.) в процессе работы подвергаются изменениям по различным законам. На практике часто можно пренебречь изменением какого-либо параметра и считать его во все время протекания термодинамического процесса постоянным. Если объем воздуха при изменении его состояния остается постоянным ($V = \text{const}$), то уравнение состояния принимает вид $p/T = \text{const}$. Такой термодинамический процесс носит название изохорического.

Часто имеют место медленно протекающие процессы, сопровождающиеся достаточно хорошим теплообменом с окружающей средой, температура которой приблизительно постоянна ($T = \text{const}$).

В этом случае уравнение состояния имеет вид $p/\rho = \text{const}$. Такой термодинамический процесс называется изотермическим.

Адиабатический процесс характеризуется тем, что он происходит без теплообмена с окружающей средой, т. е. $dE = 0$. Уравнение первого закона термодинамики для этого случая запишется в виде

$$c_V dT - Ap \frac{d\rho}{\rho^3} = 0,$$

или

$$c_V \frac{dT}{T} - (c_p - c_V) \frac{d\gamma}{\gamma} = 0.$$

Отсюда

$$p/\rho^k = \text{const}.$$

Процесс, протекающий при постоянной теплоемкости c , называется политропическим. Первый закон термодинамики для него представится в виде

$$c dT = c_V dT - Ap \frac{d\rho}{\rho^2},$$

откуда

$$T\rho^{\frac{AR}{c-c_V}} = \text{const}.$$

Величина $1 - AR/(c - c_V)$ обозначается через n и называется показателем политропы, откуда выражение для политропического процесса имеет вид:

$$T\rho^{1-n} = \text{const},$$

или в другой форме

$$p/\rho^n = \text{const}.$$

Если процесс протекает при постоянном давлении ($p = \text{const}$), то показатель политропы $n = 0$ и характеристическое уравнение имеет вид $T\rho = \text{const}$. Такой термодинамический процесс называется изобарическим.

Некоторые сведения из газовой динамики. Основными соотношениями, необходимыми для анализа работы пневматических устройств, являются соотношения, описывающие законы движения воздуха. Допустим, что воздух представляет собой идеальную жидкость, т. е. такую жидкость, в которой частицы перемещаются одна относительно другой без трения. Предположим, что движение установившееся, и свойства жидкости в данном сечении остаются постоянными, т. е. давление и температура не изменяются. Обозначим через c , p , g , ρ и z соответственно скорость движения жидкости, давление, ускорение силы тяжести, плотность жидкости и высоту над плоскостью отсчета. Уравнение Бернулли в дифференциальной форме, выражающее закон сохранения энергии, записывается в виде

$$\frac{dc^2}{2} + \frac{g}{\rho} dp + g dz = 0.$$

Интегрирование этого уравнения дает выражение закона движения жидкости:

$$\frac{c^2}{2g} + \int \frac{dp}{\rho g} + z = H.$$

Величина H — постоянная интегрирования — представляет собой полный напор, развиваемый движущейся жидкостью. Он равен сумме напоров: скоростного $c^2/2g$, пьезомет-

рического $\int \frac{dp}{\rho g}$ и геометрического z . Учитывая низкую плотность воздуха, величиной z обычно пренебрегают. Поэтому можно записать, что

$$\frac{c^2}{2g} + \int \frac{dp}{\rho g} = H.$$

Для идеальной жидкости запас энергии в каждом сечении потока остается неизменным. У реальных жидкостей (имеющих трение) запас энергии от сечения к сечению по направлению движения жидкости убывает.

Уравнение для реальной жидкости между двумя произвольными сечениями

$$\frac{c_2^2 - c_1^2}{2g} + \int_{p_1}^{p_2} \frac{dp}{\rho g} + H_{12} = 0,$$

где $H_{12} = H_1 - H_2$ — потери энергии.

Формулы для расчета расхода воздуха. Обычно гидравлические потери H_{12} принимают пропорциональными изменению кинетической энергии:

$$H_{12} = \xi c^2/2g.$$

Величина ξ называется коэффициентом гидравлических потерь; c — средняя скорость в сечении потока.

В случае истечения воздуха через отверстие из резервуара с достаточно большими размерами (рис. 12.1) скоростью воздуха перед отверстием можно пренебречь и тогда

$$c = \frac{1}{\sqrt{1+\zeta}} \sqrt{2 \int_{p_1}^{p_2} \frac{dp}{\rho}}$$

Величина $\frac{1}{\sqrt{1+\zeta}} = \varphi$ называется коэф-

фициентом скорости.

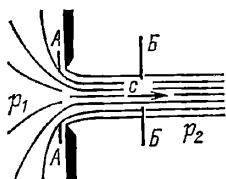


Рис. 12.1. Прохождение струи воздуха через отверстие

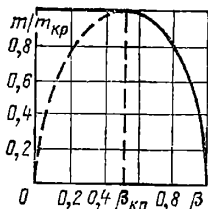


Рис. 12.2. Зависимость расхода от отношения давлений

В каналах пневматических сопротивлений скорость течения воздуха сравнительно велика, и поэтому можно с достаточной степенью точности считать, что теплообмен между протекающим воздухом и стенками канала отсутствует и, следовательно, истечение происходит по адиабатическому закону. Поэтому можно записать, что

$$\frac{p}{\gamma^k} = \frac{p_1}{\gamma_1^k} \text{ и } \rho = \frac{p_1}{p_1^{1/k}} \rho_1^{1/k},$$

откуда

$$c = \varphi \sqrt{\frac{2RT_1 k}{k-1} \left[1 - \left(\frac{p_2}{p_1} \right)^{\frac{k-1}{k}} \right]}.$$

Расход воздуха равен:

$$M = F c \rho_2,$$

где F — площадь отверстия (сечение AA); ρ_2 — плотность воздуха в сечении AA, откуда

$$m = \varphi F p_1 \times \sqrt{\frac{2}{RT_1} \frac{k}{k-1} \left[\left(\frac{p_2}{p_1} \right)^{2/k} - \left(\frac{p_2}{p_1} \right)^{\frac{k+1}{k}} \right]}.$$

В приведенном выражении за плотность воздуха в сечении F принята плотность в среде, куда происходит истечение. На самом же деле в расчетном сечении плотность воздуха иная. Выравнивание плотности воздуха в струе с плотностью воздуха окружающей среды происходит в сечении BB, расположенном на некотором расстоянии от отверстия. При этом площадь сечения BB меньше площади отверстия F . Отношение сжатого сечения к расчетному называют коэффициентом сжатия струи. Произведение коэффициента сжатия на коэффициент скорости φ называют коэффициентом расхода μ . Таким образом, для уточнения в формулу для определения расхода m вместо φ

следует ввести μ . На практике иногда приходится рассчитывать расход воздуха не для отверстия с тонкими стенками, а для различных видов дроселирующих сопротивлений, имеющих более сложную конфигурацию. В этих случаях коэффициент расхода определяют экспериментально, и он уже не представляет собой указанного произведения, а является поправочным коэффициентом, учитывающим специфику геометрии дросселя.

Расход m имеет максимальное значение $m_{кр}$ при

$$\beta_{кр} = \left(\frac{2}{k+1} \right)^{\frac{k}{k-1}}.$$

Показатель адиабаты k для воздуха равен 1,4, следовательно, $\beta_{кр} = 0,528$. Момент равенства $\beta = \beta_{кр}$ соответствует установлению в канале дросселирующего сопротивления скорости течения воздуха, равной скорости звука. Экспериментально показано, что если в дальнейшем продолжать понижать давление p_2 , то расход m не увеличивается, а остается постоянным. Поэтому в случае докритического течения ($\beta \geq 0,528$) пользуются формулой

$$m = \mu F p_1 \times \sqrt{\frac{2}{RT_1} \frac{k}{k-1} \left[\left(\frac{p_2}{p_1} \right)^{2/k} - \left(\frac{p_2}{p_1} \right)^{\frac{k+1}{k}} \right]},$$

а в случае надкритического течения ($\beta < 0,528$) — формулой

$$m = \mu F p_1 \sqrt{\frac{2g}{RT_1} \frac{k}{k+1} \left(\frac{2}{k+1} \right)^{\frac{1}{k-1}}}$$

(рис. 12.2).

Физику явления, состоящего в том, что расход воздуха не зависит от изменения давления p_2 при надкритическом истечении, можно объяснить следующим образом. Пусть давление p_2 за отверстием понижается. Как всякая волна разрежения, понижение давления распространяется со скоростью звука. При надкритическом течении установившаяся в канале дросселирующего сопротивления звуковая скорость не позволяет возмущению извне проникнуть в среду, откуда происходит истечение, и повлиять на режим самого истечения.

Для расчета расхода воздуха через дросселирующие сопротивления иногда пользуются другими, более простыми формулами. Для расчета расхода воздуха при турбулентном течении:

а) для докритического режима течения $\beta \geq 0,5$

$$m = \mu F \sqrt{\frac{2}{RT_2} p_1 (p_1 - p_2)} = \mu F p_1 \times \sqrt{\frac{2}{RT_2} \frac{p_2}{p_1} \left(1 - \frac{p_2}{p_1} \right)};$$

б) для надкритического режима течения $\beta < 0,5$

$$m_{кр} = \mu F p_1 \sqrt{\frac{1}{2RT_2}}.$$

Отметим максимальную погрешность, появляющуюся в результате расчета расхода воздуха по упрощенным формулам. Максимальная погрешность имеет место в области надкритических течений. При $T_1 = T_2 = T$ максимальная относительная погрешность может быть подсчитана по формуле

$$\Delta_{max} = \frac{0,707 - 1,410 \sqrt{\frac{k}{k+1} \left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{1}{k-1}}}}{1,410 \sqrt{\frac{k}{k+1} \left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{1}{k-1}}}} 100\%.$$

Для воздуха ($k=1,4$) максимальная погрешность равна 3,4 %.

Приведенные формулы предназначены для расчета турбулентных течений. Турбулентное течение характеризуется неупорядоченным, хаотическим движением отдельных частиц жидкости, при котором происходит их перемешивание.

При расчете течения воздуха через капилляры радиусом r , где течение ламинарное и зависит от вязкости, применяют формулу Пуазейля

$$m = \frac{\pi}{8} \frac{r^4}{\mu l} (p_1 - p_2) \gamma.$$

Ламинарное течение характерно тем, что при движении жидкости частицы жидкости не перемешиваются, образуя как бы слоистый поток. Наиболее соответствие опытных характеристик и характеристик, рассчитанных по этой формуле, получается в том случае, если за плотность принять $\rho = p_2/RT_2$.

В том случае, если течение воздуха через сопротивление осуществляется под мало изменяющимся перепадом давлений в среду постоянного давления, можно для расчета расхода пользоваться еще более простыми формулами, а именно:

а) для турбулентного режима при $\beta \geq 0,5$

$$m = a \sqrt{p_1 - p_2};$$

б) для ламинарного режима

$$m = \alpha (p_1 - p_2).$$

В приведенных выражениях a и α — константы, пропорциональные площади сечения.

12.2. УЗЛЫ ПНЕВМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ АВТОМАТИКИ

Дросселирующие органы (пневматические сопротивления) различаются по назначению: постоянные дроссели, регулируемые дроссели, сопротивление которых настраивается от руки, и переменные дроссели, проходное сечение которых изменяется автоматически в процессе работы приборов.

Дроссели различаются также по характеру зависимости расхода воздуха через них от перепада давлений. Если расход воздуха через дроссель зависит линейно от перепада, то такой дроссель называют линейным. Линейная зависимость расхода от перепада может быть

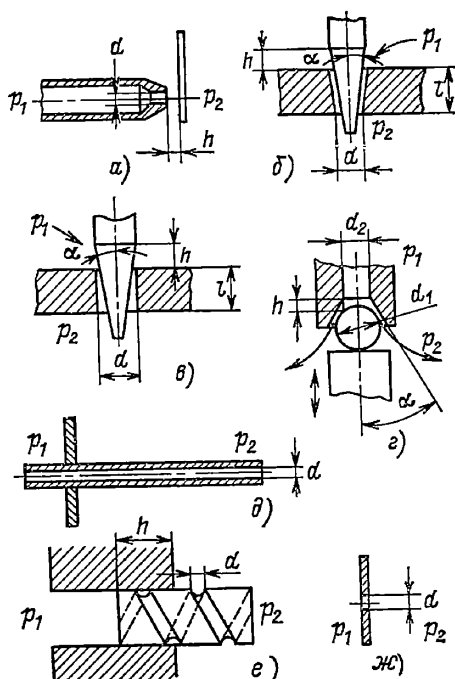


Рис. 12.3. Схемы пневматических дросселей

реализована только при ламинарном характере течения воздуха через дроссель. При ламинарном течении потери характеризуются главным образом трением о стенки, и поэтому дроссели, в которых реализовано такое течение, имеют обычно длинные и узкие каналы. Расход через такой дроссель

$$m = \alpha (p_1 - p_2).$$

Если линейная зависимость расхода от перепада отсутствует, то такой дроссель называют нелинейным. Течение через такой дроссель обычно носит турбулентный характер, при котором потери происходят вследствие динамических явлений (сжатие и расширение потока, перемешивание частиц и т. д.). Примером нелинейного дросселя является дроссель, у которого зависимость расхода от перепада при небольших изменениях давлений p_1 и p_2 выражается формулой

$$m = a \sqrt{p_1 - p_2}.$$

Наиболее распространенные в пневмоавтоматике дроссели изображены на рис. 12.3. Дроссели типа сопло-заслонка (рис. 12.3, а) и шарик-конус (рис. 12.3, б) обычно применяются как переменные дроссели.

Предварительно отметим, что при создании пневматических приборов большое значе-

ние имеет размер перемещения заслонки относительно сопла и шарика относительно конуса. Следует стремиться к уменьшению этого перемещения, так как при этом мембраны, составляющие основы большинства современных пневматических устройств, будут работать в лучших условиях.

Характерной особенностью указанных дросселей являются малые, порядка долей

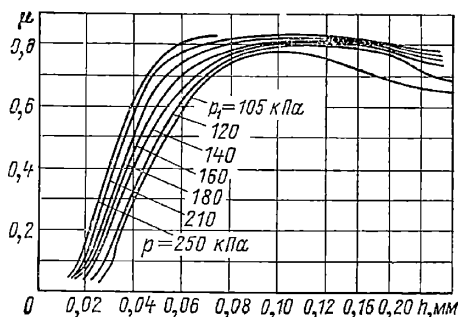


Рис. 12.4. Зависимость коэффициента расхода от напора

миллиметра, перемещения управляющего органа. Дроссели типов конус—конус и цилиндр—конус (рис. 12.3, б—г) обычно выполняются регулируемые, их сопротивление может изменяться от руки, остальные—постоянные.

При необходимости реализовать линейный закон течения $G = \alpha(p_1 - p_2)$ применяют дроссели типа конус—конус и капилляры (рис. 12.3, б и д). Дроссель типа конус—конус обладает недостатком, заключающимся в том, что расход через него благодаря наличию очень узкой щели резко изменяется при незначительном смещении оси иглы относительно седла. Поэтому при реализации линейного характера течения применяют дроссели, у которых при настройке меняется длина канала (рис. 12.3, е). Дроссель содержит плунжер с винтовой канавкой и цилиндр. Рабочая длина канавки, определяющая сопротивление, зависит от смещения плунжера относительно кромки цилиндра.

В качестве нелинейных сопротивлений используются дроссели типа «отверстие в тонкой стенке» (рис. 12.3, ж).

При расчете дросселирующих органов необходимо знать коэффициент расхода μ и коэффициент пропорциональности α .

Коэффициенты расхода μ являются сложной функцией геометрии дросселя и параметра газа. Они обычно определяются экспериментально и обрабатываются в числах Рейнольдса [13.2]. На практике проще пользоваться графиками, выражающими зависимость коэффициента расхода μ непосредственно от геометрических размеров дросселя и параметров газа.

На рис. 12.4 (буквенные обозначения см. на рис. 12.3) приведены значения коэффициентов расхода для дросселя типа сопло—заслонка.

Графики приведены для диаметров сопел 0,2—3 мм в зависимости от расстояния между соплом и заслонкой h и давления перед соплом p_1 при абсолютном давлении за соплом

$p_2 = 100$ кПа. Представленные на графике кривые определены для расстояния h между соплом и заслонкой, меньших или равных $d/4$, так как при $h > d/4$ дросселирующее действие заслонки заметно ослабевает.

Целесообразно отметить область применимости наиболее простой, а следовательно, и наиболее удобной формулы для определения расхода $m = \alpha(p_1 - p_2)$. Чтобы указать степень

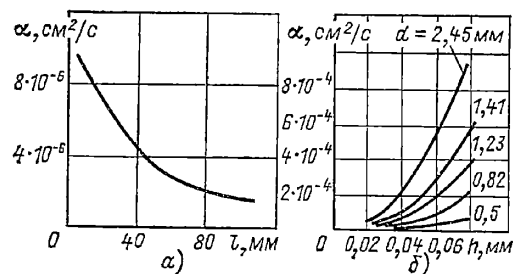


Рис. 12.5. Значения коэффициента α :

а — капилляр; б — сопло — заслонка

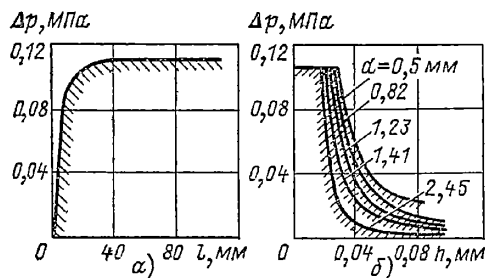


Рис. 12.6. Области применения линейной формулы для расхода:

а — капилляр; б — сопло — заслонка

пригодности этой формулы для вычисления расхода, условились считать, что она пригодна лишь в том случае, когда отклонение рассчитанной по ней расходной характеристики от истинной не превышает $1 \cdot 10^7$ кг/с. При этом максимально возможная относительная погрешность для дросселей, наиболее часто применяемых в пневматических приборах, не превышает 10 %. На основе обработки экспериментальных данных для дросселей типа сопло—заслонка и капилляров получены графики рис. 12.5 и 12.6, позволяющие определить соответственно области применения формулы $m = \alpha(p_1 - p_2) = \alpha \Delta p$ и зависимость коэффициента α от определяющих расход размеров дросселя (буквенные обозначения размеров показаны на рис. 12.3). Области применения формулы располагаются под кривыми в сторону штриховки. Из приведенных графиков следует, что область применения линейной формулы достаточно широка для капилляров и быстро сужается при увеличении расстояния h между соплом и заслонкой.

Для иллюстрации расчета расхода с помощью графиков приведем пример. Определим расход через капилляр диаметром 0,18 мм и

длиной $l=20$ мм при перепаде давлений на нем $\Delta p=0,1$ МПа. На рис. 12.5 видно, что для этого случая имеет место линейный закон изменения расхода. Таким образом, при заданном перепаде давлений расход через капилляр может быть подсчитан по формуле $G=\alpha \Delta p$. Из графика рис. 12.5, а находим $\alpha=7 \cdot 10^{-7}$ см³/с. Следовательно, расход через капилляр составит $G=7 \cdot 10^{-7} \cdot 1=7 \cdot 10^{-7}$ кг/с.

Упругие элементы предназначены для преобразования давления сжатого воздуха в перемещение или силу (см. § 3.2).

Пневматические емкостные элементы [13.4]. Пневматические камеры. Зарядом называется количество газа, заключенного в камере. Зарядка камеры осуществляется при сообщении ее с источником внешнего давления. При этом происходит изменение массы газа, заключенного в камере, т. е. изменяется ее энергия. Способность камеры аккумулировать энергию выражается коэффициентом C , м³·кг/Дж, называемым пневматической емкостью. Выражение для C получается в результате интегрирования уравнения состояния газа в предположении изотермического процесса и равно:

$$C = V/RT.$$

Нерегулируемая камера выполняется обычно цилиндрической. Толщина стенок камеры

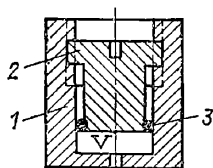


Рис. 12.7. Регулируемая камера

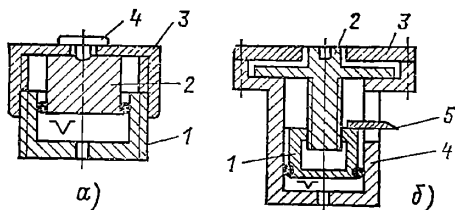


Рис. 12.8. Регулируемые камеры с поршнями

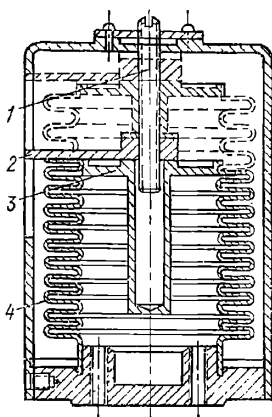


Рис. 12.9. Регулируемая камера с сильфоном

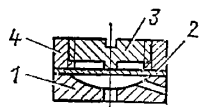


Рис. 12.10. Регулируемая камера с упругой мембраной

должна быть такой, чтобы обеспечивать пренебрежимо малые изменения объема при изменении давления.

Регулируемые камеры выполняются с применением уплотненного поршня, сильфона или упругой мембраны.

Конструктивные схемы регулируемых камер приведены на рис. 12.7—12.10.

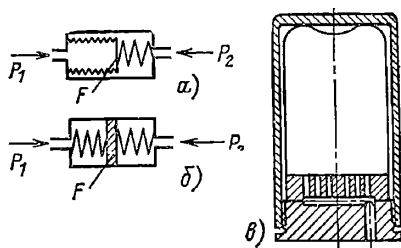


Рис. 12.11. Пневматические конденсаторы

В простейшей конструкции (рис. 12.7) уплотнение между корпусом камеры 1 и винтовым поршнем 2 осуществляется при помощи кольца 3. Недостаток конструкции заключается в том, что при вращении винта 2 проворачивается кольцо 3.

Конструкции камер с поступательным перемещением поршня и кольца показаны на рис. 12.8, а. Перемещение поршня 2 относительно корпуса 1 достигается за счет вращения гайки 3, горизонтальная стенка которой помещена между верхним торцом поршня 2 и нижней плоскостью головки винта 4 с небольшим зазором, благодаря которому поршню передается только поступательное движение.

В конструкции (рис. 12.8, б) поршень 1 перемещается вследствие вращения фигурного винта 2. Возможность вращения придает винту небольшой зазор, с которым установлена тарелка винта между крышкой 3 и корпусом 4. Планка 5, жестко скрепленная с поршнем, препятствует провороту поршня и одновременно служит индикатором объема камеры.

Изменение объема камеры при помощи сильфона осуществляется в конструкции рис. 12.9. Настроенная часть здесь такая же, что и в конструкции рис. 12.8, б. Некоторое конструктивное отличие состоит в том, что винт 1 вращается в резьбовом отверстии планки 2, которая расположена в вырезе фигурной крышки 3. Изменение объема осуществляется в результате сжатия (растяжения) сильфона 4 при перемещении фигурной крышки 2 сильфона.

Камера, объем которой изменяется при помощи упругой мембраны, приведена на рис. 12.10. Объем, ограниченный внутренней поверхностью корпуса 1 и мембраной 2, изменяется при помощи винта 3, вращающегося в шайбе 4 и воздействующего на мембрану.

Пневматические конденсаторы — это элементы, в которых накопление заряда (изменение массы газа) осуществляется в основном за счет изменения объема. Пневматический конденсатор содержит две камеры, разделенные подвижной упругой перегородкой. Подвижную перегородку выполняют в виде сильфона (рис. 12.11, а), поршня (рис. 12.11, б) или

с помощью специального резинового чулка (рис. 12.11, в).

Под действием перепада давлений $p_1 - p_2$ перемещение x упругой перегородки

$$x = \frac{F}{k} (p_1 - p_2) = \frac{F}{k} \Delta p,$$

где F — эффективная площадь упругой перегородки; k — ее жесткость.

Масса воздуха, находящегося в камере,

$$M = V_0 \rho + x F \rho,$$

где V_0 — начальный объем; ρ — плотность.

В предположении, что давление p_1 изменяется незначительно, выражение для расхода воздуха имеет вид:

$$\frac{dM}{dt} = m = F \rho \frac{dx}{dt}.$$

Исключая x , получим:

$$m = \frac{F^2 \rho}{k} \frac{d \Delta p}{dt} = C \frac{d \Delta p}{dt},$$

где $C = F^2 \rho / k$ — пневматическая емкость.

12.3. ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ

12.3.1. Преобразователи типа сопло—заслонка. Преобразователь типа сопло—заслонка осуществляет преобразование механического перемещения заслонки либо сопла в давление сжатого газа. Этот тип преобразователя, иногда называемый пневматическим реле, используется практически во всех приборах современной пневмоавтоматики.

Преобразователь (рис. 12.12) содержит постоянный дроссель 1 (капилляр или отверстие в тонкой стенке), переменное сопротивление 2, выполненное в виде сопла с заслонкой, и междроссельную камеру 3. На вход преобразователя подается давление питания p_0 . Небольшое смещение заслонки относительно сопла (обычно не превышающее нескольких сотых долей миллиметра) влечет за собой изменение давления p_1 в междроссельной камере. Зависимость давления в междроссельной камере p_1 от перемещения заслонки h в установившемся режиме называют статической характеристикой преобразователя (рис. 12.12). Вид этой характеристики определяет качество преобразователя типа сопло—заслонка.

При проектировании преобразователей стремятся сместить рабочий участок характеристики в зону больших открытий сопла и максимально увеличить его крутизну. В этом смысле характеристика 2 является предпочтительней характеристики 1.

Рассмотрим способы расчета статических характеристик преобразователя. При работе преобразователя возможны четыре различных сочетания режимов истечения сжатого газа через постоянный и переменный дроссели:

1) докритическое истечение через постоянный и переменный дроссели (в дальнейшем будем обозначать д—д);

2) надкритическое истечение через постоянный и докритическое через переменный дроссели (н—д);

3) докритическое истечение через постоянный и надкритическое через переменный дроссели (д—н);

4) надкритическое истечение через постоянный и переменный дроссели (н—н).

Уравнение статической характеристики преобразователя для указанных режимов истечения основывается на условиях равенства массовых расходов через постоянный и пере-

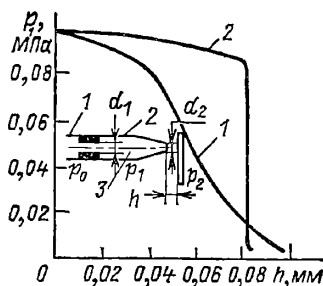


Рис. 12.12. Характеристики преобразователя типа сопло — заслонка

менный дроссели для соответствующих режимов истечения, определенных по приближенным формулам для адиабатического процесса. Процесс перехода от области перед дросселем к области за дросселем принят изотермическим, т.е. $T_0 = T_1 = T_2$. Указанные предположения хорошо согласуются с экспериментальными исследованиями. Тогда для сочетания режимов истечения д—д

$$h = \frac{\mu_1 d_1^2}{4 \mu_2 d_2} \sqrt{\frac{(p_0 - p_1) p_1}{(p_1 - p_2) p_2}},$$

где d_1 , d_2 и μ_1 , μ_2 — соответственно диаметры и коэффициенты расхода постоянного и переменного дросселей.

Для других сочетаний режимов истечения: для н—д

$$h = \frac{\mu_1 d_1^2}{8 \mu_2 d_2} \frac{p_0}{\sqrt{p_2 (p_1 - p_2)}};$$

для д—н

$$h = \frac{\mu_1 d_1^2}{2 \mu_2 d_2} \sqrt{\frac{p_0}{p_1} - 1};$$

для н—н

$$h = \frac{\mu_1 d_1^2}{4 \mu_2 d_2} \frac{p_0}{p_1}.$$

Однако проведение расчета статической характеристики с помощью приведенных формул затруднительно, так как сочетания режимов истечения через постоянный и переменный дроссели заранее не известны (не определено p_1) и, следовательно, составление самих формул в некоторых случаях может оказаться невозможным.

Задача построения статических характеристик преобразователя значительно упрощается, если воспользоваться графиком, приведенным на рис. 12.13. График разбит на четыре зоны,

соответствующие четырем возможным сочетаниям режимов истечения через постоянный и переменный дроссели. На рисунке обозначено:

$$f_1 = \mu_1 F_1 = \mu_1 \pi d_1^2 / 4; \quad f_2 = \mu_2 F_2 = \mu_2 \pi d_2^2 h.$$

Построение статической характеристики преобразователя усложняется, если при ее расчете учитывать изменение коэффициентов расхода μ_1 и μ_2 . Как показывает опыт, учет изме-

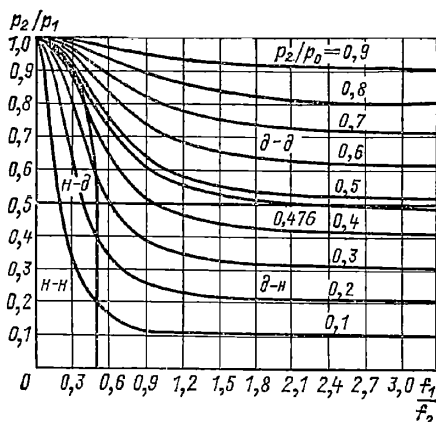


Рис. 12.13. Характеристики преобразователя типа сопло — заслонка

нения μ_1 и μ_2 значительно уменьшает отклонение расчетной статической характеристики от экспериментальной. Неучет изменения μ_1 и μ_2 при расчете статической характеристики может привести к большим погрешностям. Так, в частном примере (преобразователь с постоянным дросселем типа «отверстие в тонкой стенке» $d_1 = 0,35$ мм и переменным типа сопло-заслонка $d_2 = 2,5$ мм) учет изменения μ_2 (μ_1 считаем постоянным и равным 0,8) приводит к уменьшению максимального относительного отклонения расчетной статической характеристики на ее рабочем участке с 40 до 4 %.

Если давление p_1 неизвестно, то коэффициенты μ_1 и μ_2 определить непосредственно нельзя. Поэтому при расчете статических характеристик как один из способов применяют метод последовательных приближений. Поясним его применение для преобразователя, содержащего два переменных дросселя (более общий случай). Найдем давление p_1 в междроссельной камере преобразователя для фиксированных значений h_1 и h_2 и зададимся в первом приближении p_1' так, чтобы $p_0 > p_1' > p_2$. Зная все параметры дросселей, при помощи графиков (см. рис. 12.4) определим их коэффициенты расхода μ_1' и μ_2' . Определив отношение эффективных площадей $f_1/f_2 = \mu_1' F_1 / \mu_2' F_2$, из графика рис. 12.13 по кривой для p_2/p_0 найдем значение p_2/p_{0II} . Зная новое значение $p_1^{II} = p_2 / (p_2/p_1)_{II}$, находим μ_1^{II} , μ_2^{II} и т. д. до тех пор, пока вновь найденное $(p_2/p_1)_N$ не станет равным $(p_2/p_1)_{N-1}$. Опыт показывает, что процесс отыскания p_1 сходится после трех-четырех последовательных приближений.

Методы улучшения статической характеристики преобразователя. Для повышения чувствительности и точности преобразования необходимо увеличивать крутизну и линейность рабочего участка статической характеристики, смещать рабочий участок характеристики по возможности вправо от начала координат и поднимать участок, предшествующий ему, в зону больших давлений p_1 в междроссельной

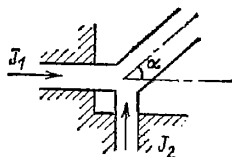
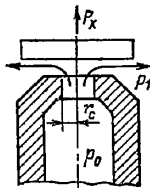


Рис. 12.14. Силы, действующие на заслонку

Рис. 12.15. Схема преобразователя с соударением струй

камере. Такое преобразование характеристик дает возможность увеличить на ее рабочем участке диапазон изменения давления в междроссельной камере и осуществить это изменение при достаточно больших расстояниях заслонки от сопла, а также обеспечивает малую чувствительность преобразователя к вибрациям и перекосам заслонки. Цель указанного преобразования состоит в приближении характеристики 1 к характеристике 2 (см. рис. 12.12).

Наибольшее распространение получили следующие методы улучшения статических характеристик:

- 1) поддержание постоянного перепада давлений на одном из дросселей (постоянном или переменном) или на обоих;
- 2) поддержание постоянного расхода через постоянный или переменный дроссели;
- 3) применение в качестве постоянного дросселя пневматического эжектора.

Силовое действие потока на заслонку. В приборах пневмоавтоматики заслонка управляется обычно маломощным чувствительным элементом. Поэтому сила, действующая на заслонку со стороны потока, вытекающего из сопла, может оказаться соизмеримой с силой, развиваемой чувствительным элементом. Неучет этой силы может привести к существенным погрешностям в работе приборов.

Сила, действующая на заслонку (рис. 12.14),

$$P_x = P_{x1} + P_{x2}.$$

Здесь P_{x1} — сила, вызванная изменением количества движения потока в связи с его поворотом,

$$P_{x1} = m^2 / \pi r_c \rho_c,$$

где m — расход газа; ρ_c — плотность газа на срезе сопла.

Сила P_{x2} возникает в результате действия статического давления p_0 на заслонку. Аналитическое определение P_{x2} для реальных газов затруднено из-за сложности эпюры распределения давлений на торце сопла. В практических случаях значение этой силы определяют экспериментально [13.7].

12.3.2. Струйные преобразователи. В основу работы струйных преобразователей положены три аэрогидродинамических явления: соударение струй, эффект Коанда и турбулизация ламинарного потока в результате воздействия внешних возмущений. Указанные явления были известны сравнительно давно, но лишь в недавние годы выяснилась возможность

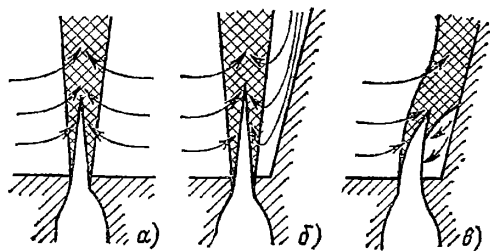


Рис. 12.16. Процессы в преобразователе, основанном на эффекте Коанда

их применения в устройствах пневмоавтоматики.

Соударение струй — столкновение двух струй, направленных под углом друг к другу, которое приводит к образованию результирующей струи, не совпадающей по направлению с направлением соударяющихся струй. Направление результирующей струи определяется геометрической суммой количеств движения соударяющихся струй. Для двух перпендикулярных струй (рис. 12.15) $\operatorname{tg} \alpha = J_1/J_2$, где α — угол отклонения результирующей струи и J_1, J_2 — количества движения соответствующих струй.

Эффект Коанда — свойство струи изменять направление течения из-за прилипания к расположенной вблизи твердой стенке. Название это явление получило по имени румынского инженера Г. Коанда, который впервые описал его в 1933 г. Эффект заключается в следующем. Свободная струя, вытекающая из сопла, увлекает за собой частицы окружающей среды (рис. 12.16). Это приводит к образованию вторичного течения на периферии струи, которое дополнительно поддерживает захваченные частицы (эффект эжекции струи). Если вблизи струи отсутствуют стенки (свободная струя), то давление во всей области течения остается постоянным и струя не меняет направления течения (рис. 12.16, а). Если вблизи струи поместить твердую стенку (рис. 12.16, б), то поперечное сечение вторичного течения уменьшается со стороны твердой стенки. Происходит увеличение скорости потока и уменьшение статического давления вблизи стенки. Указанное приводит к отклонению струи к стенке под действием внешнего атмосферного давления до тех пор, пока струя не коснется стенки и не наступит равновесное состояние (рис. 12.16, в). В объеме, заключенном между краем струи и стенкой, образуется циркуляционная область с высокой скоростью вторичного течения и низким давлением.

Если в область низкого давления ввести через дополнительный канал управляющий сигнал, эта область начнет увеличиваться, зона прилипания струи в стенке сместится по тече-

нию струи, удаляясь от дополнительного канала. Когда расход управления станет равным расходу переключения, произойдет отрыв струи от стенки, что обусловит изменение направления ее течения.

Турбулизация ламинарной струи. Если по относительно длинному гладкому каналу, являющемуся соплом, подается поток, то струя,

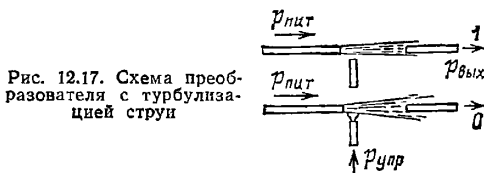


Рис. 12.17. Схема преобразователя с турбулизацией струи

вытекающая из сопла, является ламинарной при $Re < 2300$. На некотором расстоянии от среза сопла происходит переход ламинарного течения в турбулентное. Длина ламинарной части струи может уменьшаться под действием внешних возмущений — вибраций, звуковых волн, струй малой мощности. Последнее используется при создании преобразователей, получивших название «турбулентные усилители». Турбулентное течение свободной струи характеризуется гораздо большей шириной струи, чем ламинарное. Это приводит к уменьшению осевой скорости турбулентной струи. Если на оси ламинарной струи расположить приемную трубку (рис. 12.17), то при отсутствии внешнего воздействия свободная струя достигнет ее, сохранив ламинарный характер, и в приемной трубке сформируется некоторое давление $p_{вых}$. При подаче управляющего сигнала $p_{упр}$ происходит турбулизация струи и давление в приемной трубке резко падает.

Типы струйных преобразователей. Струйные преобразователи можно условно разделить на аналоговые и дискретные. Наибольшее развитие получили дискретные струйные преобразователи.

Струйные преобразователи подразделяются также на активные и пассивные. К активным преобразователям подводится питание от внешнего источника, к пассивным питание извне не подводится, в них используется только энергия входных (управляющих) сигналов. Активные преобразователи обладают усилительным эффектом, так как в них возможно при помощи слабых входных сигналов управлять мощной струей питания. Различают коэффициенты усиления по расходу, давлению и мощности.

По принципу действия наиболее распространены усилители трех основных типов: с использованием соударения струй; с использованием прилипания струи к стенке (эффект Коанда) и турбулентные преобразователи.

Струйные преобразователи с использованием соударения струй. Преобразователь (рис. 12.18) содержит питающее сопло 1, сопло управления 2 и приемный канал 3. Струя питания 4 под давлением $p_{пит}$ вытекает из сопла 1 и при отсутствии управляющего сигнала ($p_{упр} = 0$) распространяется прямолинейно, при этом выходное давление $p_{вых}$ в канале 3 равно нулю. Управляющая струя 5 воздействует на струю питания 4 ($p_{упр} = 1$), в результате

чего последняя направляется в приемный канал 3. Выходное давление при этом возрастает ($p_{\text{вых}}=1$).

Существуют более сложные преобразователи, содержащие два приемных канала и несколько управляющих (рис. 12.19). В преобразователях такого типа струя питания проходит через область взаимодействия струй и по-

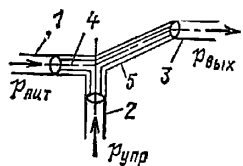


Рис. 12.18. Преобразователь с использованием соударения струй

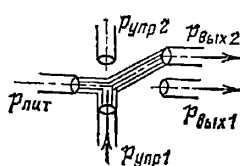


Рис. 12.19. Схема преобразователя с двумя выходными каналами

падает в один или в оба выходных канала. Для впуска управляющих струй служат управляющие каналы, расположенные обычно под прямым углом к струе питания. Энергия и траектория результирующей струи определяются векторной суммой количеств движения взаимодействующих струй.

Коэффициент усиления преобразователя по давлению $k=p_{\text{вых}}/p_{\text{упр}}$ всегда больше единицы. Обычно достигается соотношение $p_{\text{пит}}/p_{\text{упр}}=5$ при $p_{\text{вых}}=(0,6+0,8)p_{\text{пит}}$ и $k=3 \div 4$.

Струйный преобразователь с использованием эффекта Коанда. Для направления пи-

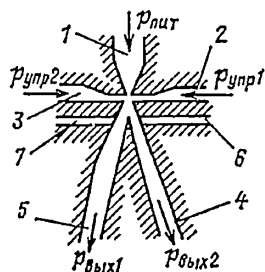


Рис. 12.20. Схема преобразователя с двумя пограничными стенками

тающей струи в нужный выходной канал служат области пониженного давления между струей и примыкающими к ней стенками. Чтобы оторвать поток от стенки, надо со стороны стенки подвести некоторое избыточное давление. При этом область низкого давления исчезает и происходит отрыв потока от стенки.

На рис. 12.20 приведен наиболее распространенный преобразователь с двумя пограничными стенками, расположенными симметрично относительно основного потока, вытекающего из канала питания. Преобразователь содержит семь каналов: канал питания 1, два входных (управляющих) 2 и 3, два выходных 4 и 5 и два вентиляционных 6 и 7.

Допустим, что при подаче $p_{\text{пит}}$ струя питания прилипает к правой пограничной стенке канала 4. В этом случае весь поток направляется на выход по каналу 4 и $p_{\text{вых2}}=1$, $p_{\text{вых1}}=0$. Канал управления 2 связан с областью низкого давления, ограниченной струей и правой

стенкой, поэтому относительно слабый сигнал управления $p_{\text{упр1}}$, подведенный через него, достаточен, чтобы ликвидировать область низкого давления и перебросить струю к левой стенке канала 5, обеспечив $p_{\text{вых2}}=0$, $p_{\text{вых1}}=1$. Струя остается в канале 5 даже, когда исчезает $p_{\text{упр1}}$. Чтобы вернуть струю питания в исходное положение (в канал 4), нужно подвести управ-

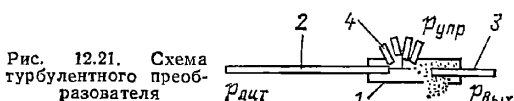


Рис. 12.21. Схема турбулентного преобразователя

ляющий сигнал $p_{\text{упр2}}$ к каналу управления 3. Таким образом, преобразователь работает подобно переключателю с двумя устойчивыми состояниями и обладает свойством «памяти», так как он «запоминает» поданный сигнал $p_{\text{упр1}}$ или $p_{\text{упр2}}$. Вентиляционные каналы 6 и 7, связанные с атмосферой, позволяют сбрасывать излишки воздуха, пропуская требуемый расход через выходные каналы. $p_{\text{вых1,2}}=(0,35 \div 0,5)p_{\text{пит}}$; $k=5 \div 15$.

Турбулентный преобразователь (рис. 12.21) содержит цилиндрическую камеру 1 с закрепленными в ней капилляром 2, представляющим собой канал питания, соосным с ним приемным каналом 3 и управляющими каналами 4, оси которых пересекаются с осью питающего и приемного каналов. Каналы питания выполняются достаточно длинными, чтобы обеспечить ламинарный характер струи питания. При отсутствии сигналов управления струя питания является ламинарной на участке между срезами питающего и приемного каналов и попадает в приемный канал, где устанавливается давление, приблизительно равное $p_{\text{вых}}=0,5 p_{\text{пит}}$. При подаче управляющего сигнала $p_{\text{упр}}$ по любому из управляющих каналов струя питания турбулизуется, угол ее расширения увеличивается, а давление в приемном канале уменьшается до нуля. Турбулентные преобразователи имеют следующие параметры: $p_{\text{пит}}/p_{\text{упр}}=6$; $p_{\text{вых}}=0,5 p_{\text{пит}}$; $k=3 \div 8$ [13.8].

12.4. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ КОМПЛЕКСЫ ЭЛЕМЕНТОВ

Универсальные комплексы содержат элементы дискретного и непрерывного действия, каждый из которых выполняет простейшую операцию. Наиболее распространенным комплексом элементов является универсальная система элементов промышленной пневмоавтоматики (УСЭППА). УСЭППА содержит три группы элементов — непрерывной техники, дискретной техники и вспомогательные элементы [13.9].

12.4.1. Элементы непрерывной техники (табл. 12.2). Пневматические соппротивления. Постоянный дроссель П2Д.7 представляет собой капилляр, изготовленный из никелевой трубки с внутренним диаметром 0,18 или 0,3 мм. Длина капилляра соответственно 11,5 или 20 мм. Габаритные размеры дросселя $20 \times 14 \times 30$ мм.

Переменные дроссели П2Д.2 и П2Д.1 представляют собой щелевой конический дроссель,

Т а б л и ц а 12.2. Элементы непрерывной пневмоавтоматики

Наименование	Тип	Принципиальная схема	Наименование	Тип	Принципиальная схема
Делители	П2С.1		Повторитель с запоминанием	П2П.5 (запоминание минимума)	
	П2С.2				
Повторители	П2П.1		Задатчики	П2ЗД.3	
	П2П.2			П2ЗД.4	
	П2П.6		Элементы сравнения	П2ЭС.1	
	П2П.7			П2ЭС.2	
Повторитель с запоминанием	П2П.5 (запоминание максимума)			П2ЭС.3	

образованный иглой и втулкой. Дроссель П2Д.1 имеет шкалу.

Делители. Делители П2С.1 и П2С.2 представляют собой конструктивное объединение в одном корпусе постоянного и переменного дросселей. Делители осуществляют математическую операцию

$$p_1 = \frac{p_{11} \alpha_{11} + p_{12} \alpha_{12}}{\alpha_{11} + \alpha_{12}},$$

где α_{11} и α_{12} — проводимости соответствующих дросселей.

Повторители. Повторитель П2П.1 осуществляет незначительное усиление входного сигнала по мощности. Повторитель содержит две секции, разделенные эластичной мембраной, жесткий центр которой служит заслонкой сола, сообщающегося с атмосферой. Давление питания подведено через постоянный дроссель. В верхнюю камеру, подается входное давление $p_{вх}$. При изменении входного давления равновесное положение мембраны изменяется и она устанавливается в новое равновесное положение, изменяя выходное давление. Наибольшая погрешность повторения входного сигнала $2,5 \cdot 10^{-2}$ кПа.

Повторитель со сдвигом П2П.2 осуществляет формирование выходного сигнала, отли-

чающегося от входного на постоянное, максимальное значение которого равно ± 20 кПа. Сдвиг достигается с помощью двух пружин, натяжение которых можно регулировать винтом. Эластичная мембрана находится в положении равновесия при выходном давлении, равном алгебраической сумме входного давления и постоянной величины, задаваемой натяжением пружины. Класс точности повторителя 1,0.

Усилитель мощности П2П.6 осуществляет повторение входного сигнала при значительном усилении его по мощности с относительно невысокой точностью повторения. Входное давление подается в камеру Б, давление питания подается через камеру Г под клапан. При частично открытом клапане воздух из камеры Г проходит к выходу. При изменении входного давления мембраны, ограничивающие камеру Б, устанавливаются в новое равновесное положение. Одна из них управляет клапаном впуска в камеру Г, другая — клапаном сброса в камере А. Наибольшая погрешность повторения сигнала 5 кПа.

Усилитель мощности П2П.7 осуществляет усиление входного сигнала по мощности с коэффициентом усиления его по давлению, равным единице. Усилитель П2П.7 отличается от усилителя П2П.6 более точным выполнением

операции повторения входного сигнала. Входное давление подведено к камере *В*, давление питания проходит в камеру *Ж* и через постоянный дроссель — в камеры *Б* и *Д*. При частично открытом клапане *1* давление питания, задросселированное клапаном, проходит в камеру *Е*, в камеры обратных связей *А* и *Г* и к выходу. При изменении входного давления мембрана *2* устанавливается в новое равновесное положение, изменяя сопротивление сопла *3*, что вызывает изменение давления в камерах *Б* и *Д*. При увеличении входного давления мембрана *4* прогибается вниз и приоткрывает клапан *1*, при уменьшении этого давления прогибается вниз мембрана *5* и приоткрывает клапан сброса выходного давления. Наибольшая погрешность при повторении входного сигнала 0,50 кПа.

Повторитель с запоминанием П2П.5 осуществляет запоминание наибольшего или наименьшего значения сигнала, поступающего на его вход. Повторитель содержит две секции *А* и *Б*, разделенные эластичной мембраной, жесткий центр которой служит заслонкой сопла. При запоминании наибольшего значения сигнала входное давление подается в секцию *Б* и через сопло проходит в секцию *А*. Регулировочным винтом создается небольшое положительное усилие от пружины, обеспечивающее открытие сопла при возрастании давления в секции *Б* на $3 \div 7 \cdot 10^{-2}$ кПа. Если входное давление увеличивается, то сопло открыто и на выходе повторяется значение входного давления с небольшим сдвигом, обусловленным пружиной. После того как входное давление достигнет своего наибольшего значения и затем начнет убывать, мембрана прогнется и закроет сопло, наибольшее давление запомнится в секции *А*, а выходное давление равно алгебраической разности наибольшего значения входного сигнала и величины сдвига, обусловленного пружиной.

При запоминании наименьшего значения входного сигнала схема коммутации повторителя сохраняется прежней, но входное давление подается в секцию *А*, а выходное давление снимается из секции *Б*. Работа повторителя происходит аналогично, только наименьшее значение сигнала «запоминается» в камере секции *Б*, а выходное давление равно алгебраической сумме наименьшего значения входного сигнала и сдвига.

Элементы сравнения. Элемент сравнения П2ЭС.1 осуществляет сравнение двух сигналов и формирует сигнал в виде давления на своем выходе, равный условным 0 и 1 в зависимости от знака разности сравниваемых сигналов. Сравниваемые сигналы подаются в камеры *Б* и *В*, давление питания подается в камеру *А*, выходной сигнал снимается из камер *А* и *Г*. При нарушении равенства сравниваемых сигналов перемещается мембранный блок, содержащий три эластичные мембраны, связанные между собой жестким центром. Мембранный блок открывает верхнее или нижнее сопло. Положение сопел вдоль оси мембранного блока регулируется, что обеспечивает высокую точность сравнения сигналов. Наибольшая разность между сравниваемыми сигналами в момент срабатывания элемента не превышает 0,50 кПа.

Элемент сравнения П2ЭС.2 предназначен

для тех же целей, что и элемент сравнения П2ЭС.1, имеет сходную конструкцию. Наименьшая разность между сравниваемыми сигналами в момент срабатывания составляет 5 кПа. Габаритные размеры 59×30×30 мм.

Элемент сравнения П2ЭС.3 осуществляет сравнение двух или четырех сигналов и формирует на своем выходе сигналы, равные условной единице или условному нулю при неравенстве нулю алгебраической суммы сравниваемых сигналов: осуществляет алгебраическое суммирование трех сигналов — двух со знаком «плюс» и одного со знаком «минус».

Сравниваемые сигналы подаются в камеры *Б*—*Д*, камера *Б* соединяется с атмосферой, выходной сигнал снимается из камер *А* и *Е*. При работе устройства в качестве элемента сравнения открыто либо верхнее, либо нижнее сопло. При работе устройства в качестве сумматора из камер *А* и *В* выводится выходное давление, которое в данном случае равно алгебраической сумме сравниваемых сигналов. Наибольшая погрешность устройства не превышает 1 кПа.

Задатчики. Задатчик маломощный П2ЗД.3 осуществляет стабилизацию давления сжатого воздуха, подаваемого в глухие камеры пневматических приборов. Установка заданного значения давления производится с помощью настроечного винта, который через пружину воздействует на мембрану. Давление питания через постоянный дроссель подается в камеру, расположенную под мембраной. Мембрана устанавливается в положение равновесия при выходном давлении, пропорциональном усилию, развиваемому пружиной. Рабочий диапазон выходного давления 20—100 кПа. Габаритные размеры 52×30×30 мм.

Задатчик мощный П2ЗД.4 осуществляет стабилизацию давления в линиях, в которых происходит потребление сжатого воздуха. Давление питания подается в камеру *Ж* непосредственно и через постоянный дроссель в камеры *Б* и *Д*. При частично открытом клапане воздух из камеры *Ж* поступает в камеру на выход задатчика и в камеры *В* и *Г* обратных связей. Изменение степени сжатия задающей цилиндрической пружины устанавливает мембрану в новое равновесное положение относительно сопла, при этом изменяется давление в камерах *Б* и *Д* и на выходе задатчика. Рабочий диапазон выходного давления 20—100 кПа.

12.4.2. Элементы дискретной техники (табл. 12.3). Реле универсальные трехмембранные П1Р.1 и П1Р.3 предназначены для выполнения элементарных логических операций с дискретными пневматическими сигналами в устройствах дискретной автоматики. Реле содержит мембранный блок, состоящий из эластичных мембран, соединенных между собой жестким центром, и два клапана типа сопло—заслонка. В активном режиме входные сигналы подаются в камеры мембранного блока. Значение одного из входных сигналов поддерживается постоянным (давление «подпора»), и другой сигнал может принимать значения условного нуля или единицы, соответствующие 0 или 140 кПа. Появляющееся суммарное усилие на мембранном блоке, действуя по оси жесткого центра, вызывает его перемещение по направлению результирующего усилия. Мембранный

Таблица 12.3. Дискретные пневматические элементы

Наименование	Тип	Принципиальная схема
Универсальные реле	П1Р.1	
	П1Р.3	
Клапаны	ПЗК.1	
	ПЗК.5	
Ячейки памяти	П2ЭП.1	

блок реле П1Р.1 при отсутствии обоих входных сигналов занимает неопределенное положение относительно сопл, мембранный блок реле П1Р.3 при этих же условиях фиксируется в верхнем положении при помощи цилиндрической пружины. Давление «подпора» выбирается в зависимости от условий работы и может быть равно 60 или 80 кПа. Разность между значениями входного сигнала при срабатывании элемента на условную единицу и условный ноль составляет для реле П1Р.1 0,28_{рпит}, для реле П1Р.3 0,22_{рпит}.

Схемы включения реле при выполнении элементарных логических операций приведены в табл. 12.4.

Клапан одноконтakтный ПЗК.1 осуществляет коммутацию непрерывных и дискретных сигналов. Клапан содержит три камеры, образованные корпусом и двумя эластичными мембранами, жесткий центр которых является заслонкой выпускного сопла. В зависимости от значения командного сигнала (0 или 1) мембранный блок занимает два положения, при которых сопло либо открыто, либо закрыто.

Клапан ПЗК.5 предназначен для выполнения логической операции ИЛИ от двух сигналов. Кроме того, с помощью клапана можно осуществить операцию выбора наибольшего сигнала из двух, подаваемых на его входы. Корпус клапана выполнен из шайб, разделенных уплотнительными прокладками. Между шайбами, имеющими сопла, расположена не зажатая по периферии мембрана. Мембрана всегда прикрывает сопло, в которое подан мень-

Таблица 12.4. Схемы логических операций

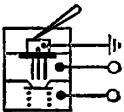
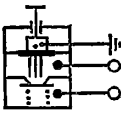
Наименование операции	Логическая формула	Схема включения
Отрицание	$p = \bar{p}$	
Повторение	$p = p_1$	
Конъюнкция — операция И	$p = p_1 \cdot p_2$	
Дизъюнкция — операция ИЛИ	$p = p_1 \vee p_2$	
Импликация	$p = p_1 \rightarrow p_2 = \bar{p}_1 \vee p_2$	
Запрет	$p = p_2 \leftarrow p_1 = \bar{p}_2 \cdot p_1$	

ший входной сигнал. Камера, в которой размещена мембрана, соединена с выходным штуцером.

12.4.3. Вспомогательные элементы. Ячейка запоминания непрерывного сигнала П2ЭП.1 (см. табл. 12.3) осуществляет повторение непрерывного сигнала или его запоминание по внешней команде. Ячейка запоминания конструктивно объединяет разгруженный клапан и повторитель. Под действием давления подпора сопло открыто, и входной сигнал из разгруженного клапана проходит через открытое сопло в управляющую камеру повторителя и повторяется повторителем. При подаче командного сигнала сопло клапана закрывается и в управляющей камере повторителя запомнится то значение входного сигнала, которое было в момент подачи командного сигнала. Погрешность ячейки запоминания в режиме повторения входного сигнала не превышает $\pm 0,25$ кПа. Габаритные размеры ячейки запоминания 40×30×30 мм.

Пневмотумблер П1Т.2 (табл. 12.5) предназначен для коммутации пневматической схемы с источником давления либо с атмосферой. Тумблер предназначен для монтажа на пульте. Давление питания подается через штуцер в камеру, закрытую заслонкой пневматического клапана типа сопло—заслонка. При повороте

Таблица 12.5. Вспомогательные элементы

Пневмотумблер	П1Т.2	
Пневмокнопка	П1КН.3	

рычага тумблера стержень отодвигает заслонку от сопла и пропускает давление питания к выходному штуцеру. При возвращении рычага в исходное состояние заслонка под действием пружины закрывает сопло и сжатый воздух из коммуникации, соединенной с выходом штуцером, через отверстия внутри стержня проходит в атмосферу.

Пневмокнопка П1КН.3 предназначена для кратковременной коммутации пневматической схемы с источником давления либо с атмосферой. Кнопка монтируется на щите, но может монтироваться и на плате. Источник давления соединен через штуцер с камерой, в которой расположен клапан типа сопло—заслонка. При нажатии на кнопку стержень отодвигает заслонку от сопла и пропускает воздух от источника давления на выход кнопки через штуцер. При отпускании кнопки стержень отходит вверх, заслонка под действием пружины закрывает сопло и сжатый воздух из камеры через отверстия внутри стержня проходит в атмосферу.

Конечные выключатели ВКП-3 и ВКП-6 осуществляют формирование пневматического дискретного сигнала при механическом воздействии на шток выключателя. Схемы выключателей идентичны схеме пневмокнопки П1КН.3. Они в зависимости от коммутации могут иметь размыкающий или замыкающий пневматический контакт, образованный парой сопло—заслонка. ВКП-3 имеет рабочий ход штока не менее 3 мм, общий ход не более 10 мм, у ВКП-6 они равны соответственно 2 и 3 мм.

Переключатель ПП.4 является малогабаритным командоаппаратом с ручным приводом. Он содержит шесть пневматических конечных выключателей типа ВКП.6, поворотный валик со съемными кулачками и рукоятку. Рукоятка переключателя может занимать последовательно семь фиксированных положений. Диаграмма срабатывания выключателей задается установкой кулачков соответствующего профиля и оговаривается при заказе.

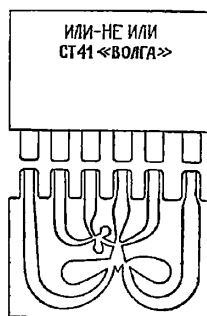
Переключатель ПП.6 отличается от переключателя ПП.4 только тем, что его рукоятка может занимать только три положения; возврат из крайних положений в среднее обеспечивается пружиной.

Пневматические емкости ПОЕ.25 и ПОЕ.50 применяются для создания инерционных звеньев в дифференцирующих и интегрирующих

устройствах пневмоавтоматики. Емкости их равны соответственно 25 и 50 см³.

Фильтр ПОФ.2 предназначен для местной очистки подаваемого в приборы воздуха.

Рис. 12.22. Плата струйного элемента «Волга»



Фильтр представляет собой корпус, в котором находятся несколько сменных войлочных дисков, зажатых винтом.

12.4.4. Комплекс струйных элементов «Волга». Комплекс струйных элементов «Волга» состоит из функциональных, периферийных и вспомогательных элементов [12.10].

Функциональные элементы. Струйный функциональный элемент представляет собой единое неразъемное соединение двух плат — рабочей и крышки. На рабочей плате наносится профиль струйного элемента. Монтаж элементов в управляющих устройствах осуществляется способом штекерного разъема (рис. 12.22).

Струйные функциональные элементы «Волга» выпускаются двух типов, отличающихся один от другого в основном габаритами и потребляемой мощностью (табл. 12.6).

Рабочий процесс элементов основан на сочетании эффектов Коанда и взаимодействия струй.

Общими основными параметрами струйных логических элементов и усилителей являются следующие:

Габариты, мм:

элементов первого типа . . .	40×52×7
элементов второго типа . . .	30×40×4

Площадь сечения канала питания, мм²:

элементов первого типа . . .	1
элементов второго типа . . .	0,25

Диапазон рабочих температур, °С:

при изготовлении элементов из ударопрочного полистирола	От —20 до +50
при изготовлении элементов из ударопрочного стеклонеполненного полистирола	
	От —50 до +50

Показатели надежности:

время работы на отказ, ч —1 . . .	1·10 ⁶
средний срок службы, лет . . .	12,5
Питающая среда	Воздух (газ)
Класс очистки	1, 3, 5
Диапазон давлений питания, кПа	2,5—10
Номинальное давление питания, кПа	3,5—4

Потребляемый расход, м³/с:

элементов первого типа при номинальном давлении питания	7,5·10 ^{—5}
элементов второго типа	1,6·10 ^{—5}

Потребляемая мощность, Вт:

элементов первого типа . . .	0,32
элементов второго типа . . .	0,05

Нагрузочная способность дискретных элементов

Два аналогичных элемента

Усилительные элементы характеризуются следующими параметрами:

	Первый тип	Второй тип
Максимальный коэффициент усиления по давлению при $Q_B=0$	8	6
Максимальный коэффициент усиления при нагрузке аналогичным элементом	5	4
Потребляемый расход, м ³ /с, при номинальном давлении питания	$5,3 \cdot 10^5$	$2,6 \cdot 10^{-5}$
Пропускаемая частота, Гц, при номинальном давлении питания	300	600

Периферийные элементы подразделяются на две группы: устройства ввода информа-

ции (конечные выключатели, датчики, а также аппаратура ручного управления — кнопки, тумблеры, переключатели) и устройства, формирующие командные сигналы на исполнительные органы и элементы индикации (выходные устройства).

Струйные конечные выключатели предназначены для бесконтактного контроля работы исполнительных механизмов.

Выключатель СТ 135 содержит кольцевой питающий 1 и приемный 2 каналы (рис. 12.23). При изменении зазора между торцом выключателя и исполнительным механизмом изменяется давление в приемном канале. Выклю-

Т а б л и ц а 12.6. Первый тип логических и усилительных элементов

Тип	Условное обозначение	Реализуемая функция	Тип	Условное обозначение	Реализуемая функция
СТ41		ИЛИ—НЕ и ИЛИ на два входа с запретом по одному из управляющих входов	СТ53*		ИЛИ—НЕ и ИЛИ на шесть входов
СТ42		Триггер с раздельными входами	СТ54*		Пассивное ИЛИ на 12 входов
СТ43		И—НЕ и И на два входа	СТ55		ИЛИ—НЕ и ИЛИ на два входа с запретом по одному из управляющих входов
СТ44		ИЛИ—НЕ и ИЛИ на три входа	СТ56		Триггер с раздельными входами
СТ45		ИЛИ—НЕ и ИЛИ на два входа	СТ57		ИЛИ—НЕ и ИЛИ на четыре входа
СТ46		Струйный усилитель, предназначенный для сравнения и усиления сигналов в системах управления, контроля и регулирования	СТ59		Усилитель, предназначенный для сравнения и усиления сигналов в системах управления, контроля и регулирования
СТ47		То же	СТ60		ИЛИ и И
СТ52		Струйный усилитель с инверсным выходом			

* Габаритные размеры этих элементов 40×76×7 мм, но в СТ53 — девять штуцеров, а в СТ54 — тринадцать.

Т а б л и ц а 12.7. Струйные конечные выключатели

Наименование параметра	СТ 135-00	СТ 135-01	СТ 135-02	СТ 135-03
Диапазон давления питания, кПа	0—10 ³	0—10 ³	0—10 ³	0—10 ³
Номинальное давление питания, кПа	50—100	50—100	50—100	50—100
Потребляемый расход при номинальном давлении питания 50 кПа, м ³ /с	1,28·10 ⁻⁴	2,31·10 ⁻⁴	5,22·10 ⁻⁴	8,2·10 ⁻⁴
Диапазон измерения, мм	0—3,5	0—5,5	0—9	0—12
Рабочая температура окружающей среды, °С	50—100	50—100	50—100	50—100
Масса, кг	0,009	0,017	0,064	0,194

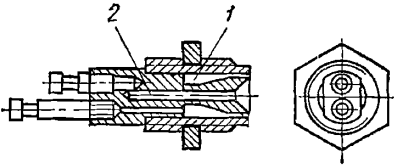


Рис. 12.23. Струйный конечный выключатель
Струйный конечный выключатель СТ 135 выпускается четырех модификаций в зависимости от потребляемого расхода и диапазона измерения (табл. 12.7).

В комплекс «Волга» входят три модификации конечных выключателей СТ 142—СТ 144, работающих на принципе пересечения струи.

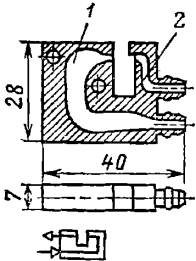


Рис. 12.24. Выключатель, работающий на пересечении струй

На рис. 12.24 приведены для примера конструкция и габаритные размеры выключателя СТ 144. Конструкция и габаритные размеры выключателей СТ 142 и СТ 143 аналогичны и отличаются лишь схемами включения (табл. 12.8). При свободном проходе струи в канал 1 на выходе датчика 2 устанавливается выходное давление. В выключателе СТ 143 (табл. 12.7) на выходе 2 устанавливается сигнал

отрицательной величины, что является результатом эжектирования среды силовой струей из приемного канала 1.
Струйные бесконтактные датчики СТ 140 и СТ 158 измерения размеров (перемещения)

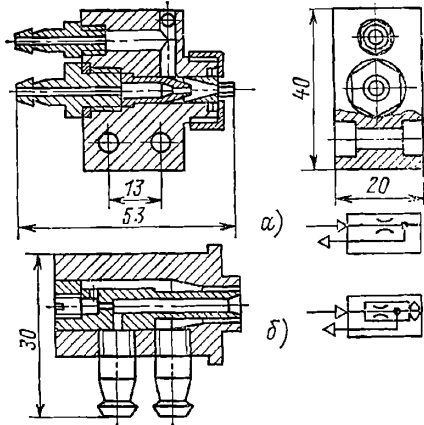


Рис. 12.25. Струйные бесконтактные датчики:
а — типа СТ 140; б — типа СТ 158

(рис. 12.25, а) конструктивно представляют собой дроссельно-эжекторные элементы с односторонним расположением подающего и измерительного сопл. Датчики работоспособны в диапазоне давления питания 0—10³ кПа и предназначены для измерения в диапазоне 0—1,2 мм (СТ 140) и 0—4 мм (СТ 158).

Т а б л и ц а 12.8. Конечные выключатели комплекса «Волга»

Наименование параметра	Исполнение выключателей		
	СТ 142	СТ 143	СТ 144
Диапазон давления питания, кПа	0—100	0—100	0—100
Рекомендуемое давление питания, кПа	4—10	10—20	4—10
Потребляемый расход при давлении питания 4 кПа, м ³ /с	12×10 ⁻⁵	12×10 ⁻⁵	9×10 ⁻⁵
Температура окружающей среды, °С		От -20 до +50	
Масса, кг	0,006	0,01	0,006
Принципиальная схема			

На рис. 12.26 показаны принципиальные схемы подключения струйных конечных выключателей. При коротких линиях связи выходной сигнал от конечного выключателя 1 можно подавать непосредственно на вход дискретного элемента 2 (рис. 12.26, а), при длин-

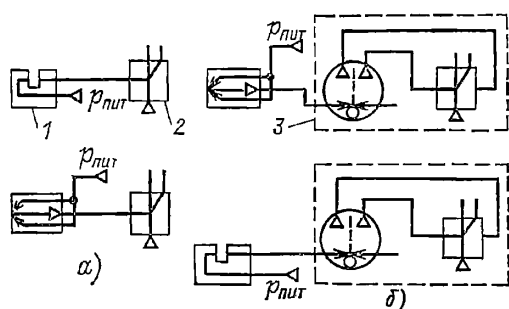


Рис. 12.26. Схемы подключения струйных выключателей

ных линиях связи — на вход триггера Шмита 3 (рис. 12.26, б), выполняющего функцию формирователя входного сигнала последующей логической схемы.

В системе «Волга» используются два вида индикаторов давления П-ИДС и СТ 196.

Аппаратура ручного управления системы «Волга» состоит из пневмокнопки типа П-ВЗР, пневмотумблера типа П-ВЗФ1 и переключателя типа П-В4Ф66.

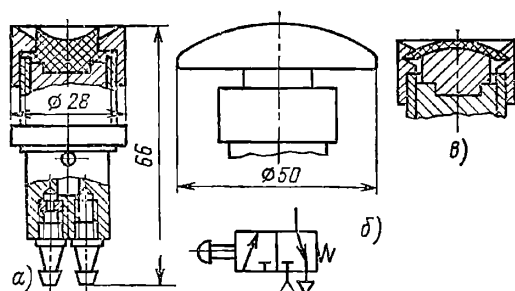


Рис. 12.27. Пневмокнопки

Пневмокнопка П-ВЗР (рис. 12.27) предназначена для ручного ввода пневматических сигналов единичного уровня в систему управления и представляет собой трехлинейный распределитель. В нерабочем положении выход и питание кнопки соединены с атмосферой. При нажатии на толкатель кнопки питание соединяется с выходом. Выпускаются три модификации кнопок, отличающиеся типом толкателя: П-ВЗР4 — с утопленным толкателем (рис. 12.27, а); П-ВЗР5 — с грибовидным толкателем (рис. 12.27, б); П-ВЗР6 — защищенная (рис. 12.27, в).

Рекомендуемый диапазон давления питания 1—10 кПа.

Пневмотумблер типа П-ВЗФ1 (рис. 12.28) выполнен на базе пневмокнопки П-ВЗР и от-

личается от последней тем, что включается и выключается с помощью рычага, который имеет два фиксированных положения.

Переключатель типа П-В4Ф66 (рис. 12.29) представляет собой распределитель, в котором плоская заслонка соединяет вход с одним из

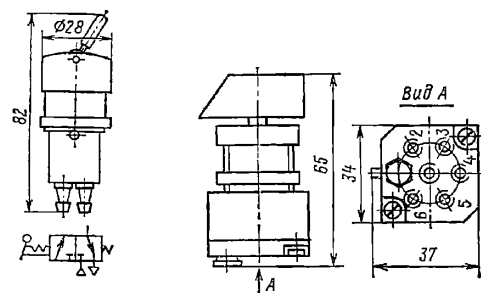


Рис. 12.28. Пневмотумблер

Рис. 12.29. Пневмопереключатель

выходов. Переключатель имеет шесть выходов и от двух до шести позиций. Рабочий диапазон давления питания 1—160 кПа.

В систему «Волга» входят вспомогательные элементы — разъемы, тройники, шланги, монтажные блоки и стойки.

12.5. КОМПЛЕКСЫ МОДУЛЕЙ

Комплекс струйных модулей СМСТ-2 содержит следующие группы модулей [12.11]: 1) модули логических операций; 2) модули арифметических операций; 3) модули запоминающих устройств; 4) модули вспомогательных устройств.

Комплекс модулей работоспособен при изменении давления питания $p_{пит}$ в диапазоне 20—100 кПа при значениях условных нулей (0) и единиц (1), соответственно равных:

0 от $-0,025 p_{пит}$ до $+0,02 p_{пит}$;

1 от $0,2 p_{пит}$ до $0,4 p_{пит}$.

Модуль состоит из стяннутых между собой функциональных плат и крышек. В нижней крышке находятся штуцера или коммуникационные отверстия, через которые модуль соединяется с общей монтажной платой прибора. В верхней крышке модуля расположены отверстия, сообщающие полости взаимодействия потоков с атмосферой.

Модули имеют стандартный ряд размеров: 24×32 , 32×48 мм и т. д. Длина и ширина модуля выполнены с минусовым допуском, с тем чтобы модули свободно располагались при плоском плотном монтаже на общей плате. Все отверстия, штуцера и крепежные винты расположены в узлах сетки, имеющей шаг 4 мм и расположенной на плоскости модуля.

Монтажная плата, в которой содержатся коммуникационные каналы в соответствии со схемой данного устройства, вписана также в сетку с шагом 4 мм.

Комплекс построен с применением пассивных и активных элементов, действие которых определяется двумя аэрогидродинамическими явлениями — столкновением двух или более струй и эффектом Коанда. В табл. 12.9 приве-

дены схемы элементов, их условные обозначения и реализуемые ими функции.

При построении пассивных элементов используется эффект соударения струй, а при построении активных — в основном эффект Коанда. Сочетание пассивных и активных элементов позволяет в наилучшей степени использовать положительные свойства различных эффектов при построении функциональных модулей.

Модули. Модуль 31-1 ИЛИ—НЕ (стрелка Пирса) (рис. 12.30, а) выполняет логическую операцию отрицание дизъюнкции и строится из активного реле-инвертора со свободным взаимодействием струй и пассивного логического элемента ИЛИ, расположенного на одной плате.

Модуль 31-2 И—НЕ (штрих Шеффера) (рис. 12.30, а, б) выполняет логическую операцию отрицание конъюнкции и строится из активного реле-инвертора со свободным взаимодействием струй и пассивного логического элемента И, расположенных на одной плате.

Модули И—НЕ и ИЛИ—НЕ (рис. 12.30, в), построенные на базе активных элементов, работающих по принципу взаимодействия струй, имеют более высокий коэффициент восстановления (давление на выходе до 1,1 кПа при $p_{\text{пит}} = 2$ кПа), что может быть использовано при построении схем, где выход такого модуля может быть подключен к входу уп-

равляемого модуля, в котором активный элемент используется в пассивном режиме, т. е. когда сигнал управления подается в его канал питания. На выходе модуля, работающего в пассивном режиме, выполняется логическая операция «запрет». В случае использования модуля ИЛИ—НЕ выполняется двойной запрет, т. е. $z_2 = z_1 \bar{x}_3 \bar{x}_4$ (рис. 12.30, в). При использовании модуля И—НЕ выполняется запрет через разрешающий ключ, т. е. $z_2 = z_1 (\bar{x}_3 \vee \bar{x}_4)$.

Модуль 31-4 И, И—НЕ выполняет по одному выходу z_1 логическую операцию конъюнкции, а по другому выходу z_2 — инверсную функцию — отрицание конъюнкции. $z_1 = x_1 x_2$; $z_2 = \bar{z}_1$. Модуль строится из активного элемента Ур и пассивного логического элемента И, расположенных на одной плате.

Модуль 31-5 равнозначность — неравнозначность (рис. 12.30, г) выполняет по одному выходу z_1 операцию равнозначности или сложение по модулю два: $z_1 = x_1 \oplus x_2$, а по другому выходу z_2 — инверсную операцию равнозначности или эквивалентность $z_2 = \bar{z}_1 = x_1 \sim x_2$. Модуль содержит три активных элемента Ур, находящихся на одной функциональной плате, и два пассивных элемента К на второй функциональной плате. Модуль предназначен для построения блоков совпадения,

Таблица 12.9. Логические элементы комплексов струйных модулей

	Наименование	Условное обозначение	Функция
Пассивные	ИЛИ		$z = x_1 \vee x_2$
	И		$z = x_1 \cdot x_2$
	«Крест» К		$z_1 = x_2 \cdot \bar{x}_1$; $z_2 = x_1 \cdot x_2$; $z_3 = x_1 \cdot \bar{x}_2$
Активные	Реле Р		$z = \bar{x}$
	Триггер T_1		$S: x_1 = z_2$; $R: x_2 = z_1$
	Триггер T_2		$S: x_1 \vee z_2$; $R: x_3 \vee x_4 = z_1$
	Усилитель $У_p$		$z_1 = \bar{x}$; $z_2 = x$

преобразователей кода Грея в двоичный и прочих цифровых устройств.

Коэффициент разветвления n не менее 4. Модуль 31-6 ИЛИ, ИЛИ-НЕ (рис. 12.30, б) выполняет по одному выходу z_1 логическую операцию—дизъюнкцию на четыре вхо-

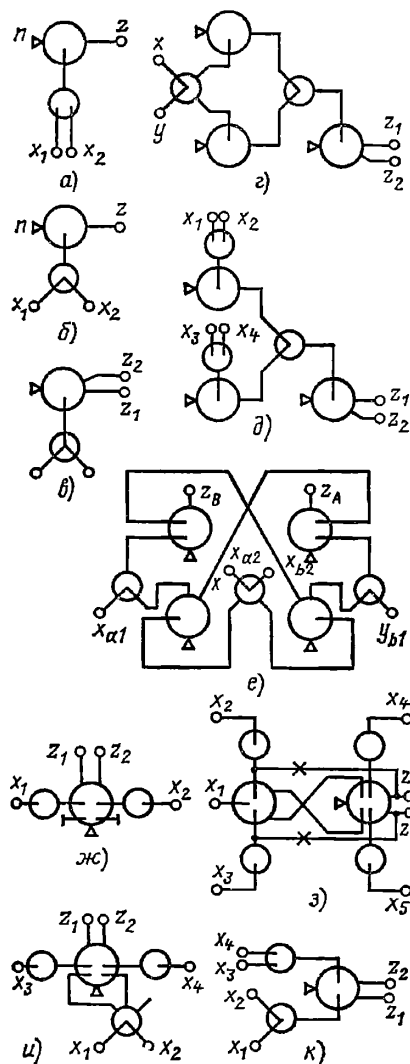


Рис. 12.30. Схемы модулей СМСТ-2:

а — ИЛИ-НЕ; б — И-НЕ; в — ИЛИ-НЕ и И-НЕ; г — «Равнозначность — неравнозначность»; д — 4ИЛИ и ИЛИ-НЕ; е — «Ячейка поразрядного сравнения»; ж — триггер; з — счетный триггер; и — ячейка памяти; к — триггер с логическим входом

да, а по другому выходу z_2 ее инверсию, $z_1 = x_1 \vee x_2 \vee x_3 \vee x_4$, $z_2 = \bar{z}_1$. Модуль строится из трех активных элементов Ур, двух пассивных ИЛИ и одного пассивного И, расположенных на двух платах. Предназначен для построения многоходовых логических устройств.

Модуль 32-2 ячейка поразрядного сравнения (рис. 12.30, е) содержит функциональную плату со струйными элементами и плату с

коммуникациями между элементами и с каналами, подводящими питание к активным элементам.

Ячейка поразрядного сравнения может выполнять операцию сравнения двух двоичных двухразрядных чисел. Она имеет две пары входов x_{a1} , x_{a2} и y_{b1} , y_{b2} для сравниваемых чисел $A\{a_1a_2\}$ и $B\{b_1b_2\}$ и два выхода z_A и z_B . На выходах z_A и z_B ячейки сравнения формируются следующие значения сигналов:

$z_A = 1$, $z_B = 0$, если $A > B$;

$z_A = 0$, $z_B = 1$, если $A < B$;

$z_A = z_B$, если $A \sim B$.

Модуль предназначен для построения цифровых сравнивающих устройств. При сравнении многоразрядных чисел для повышения быстродействия ячейки следует собирать по «пирамидальной» схеме. При этом сравниваемые числа подаются в ячейки, образующие основание пирамиды, а результат сравнения получается из ячейки, находящейся на ее вершине.

Модуль 33-1 триггер (рис. 12.30, ж) построен на базе активного элемента T_2 и двух пассивных диодов, расположенных на одной плате. Модуль имеет еще два входа по одному с каждой стороны, которые в данном исполнении служат для построения генераторов.

Модуль 33-2 триггер счетный (рис. 12.30, з) построен из двух функциональных плат модуля 33-1 и одной коммуникационной платы между ними, причем входной триггер используется в пассивном режиме, так как в его канал питания подается управляющий (счетный) сигнал.

Диодные входы x_2 , x_3 , x_4 , x_5 служат для установки триггера в исходное (нулевое) состояние. При этом независимо от наличия или отсутствия входного счетного сигнала установочный сигнал следует подавать на два входа x_2 и x_4 (для $z_1 = 1$) или на x_3 и x_5 (для $z_1 = 0$). Если известно состояние счетного входа, то можно ограничиться подачей установочного сигнала только на один вход. Так, например, при построении суммирующих счетных цепочек счетный вход, начиная со второго триггера, в исходном состоянии присутствует. В этом случае на первый счетный триггер подается установочный сигнал на два входа x_2 и x_4 , а на остальные — только на x_2 . Соответственно при построении вычитающих цепочек установочный сигнал подается на первый триггер на входы x_3 и x_5 , а на остальные — только на x_5 .

Модуль 33-3 ячейка памяти (рис. 12.30, и) построен из двух плат: функциональной платы модуля 33-1 и платы с пассивным элементом К.

Модуль предназначен для записи и хранения одного разряда числа и применяется для построения устройств счета, дискретных линий задержек, матричных запоминающих устройств, сдвиговых регистров. Коэффициент $n=2$.

Модуль 33-4 триггер с логическими входами (рис. 12.30, к) построен из двух плат: элементной платы модуля 33-1 и платы с двумя пассивными элементами, выполняющими логические операции ИЛИ и И. Таким образом, модуль 33-4 имеет четыре управляющих входа и два взаимноинверсных выхода. Питающая струя переключается из одного положения в другое под действием соответствующей па-

ры управляющих сигналов, включенных по схеме И с одной стороны и по схеме ИЛИ с другой. Модуль применяется для построения многотактных управляющих устройств. Коэффициент $n=2$.

Появление струйных элементов оказало большое влияние на развитие промышленной пневмоавтоматики. Применение этих элементов позволяет уменьшить габариты устройств, повысить их быстрдействие, надежность и долговечность. Однако построение схем автоматики только с помощью струйных элементов наталкивается на значительные трудности. Это объясняется следующим. Струйные элементы являются элементами проточного типа, и их работа сопровождается значительным потреблением сжатого воздуха. С целью снижения энергии, потребляемой струйными элементами, осуществлен переход от принятого в пневмоавтоматике рабочего давления 140 кПа на более низкое 1–10 кПа. При этом существенное снижение мощности и амплитуды логических сигналов, а также сравнительно низкие входные сопротивления струйных элементов предопределили сложность согласования их между собой. Наибольшие трудности возникают при раздаче сигналов по линиям, сопротивление которых заранее невозможно предусмотреть, например при раздаче по коммуникациям, содержащим штекерные разъемы, тройники и другие конструктивные элементы, пневматическое сопротивление которых в условиях малых мощностей и больших расходов существенно влияет на амплитуду передаваемых сигналов.

Указанное обстоятельство привело к тому, что при создании систем общепромышленного назначения иногда необходимо применить наряду со струйными элементами элементы традиционной мембранной пневмоавтоматики. Построение пневматического управляющего устройства из совокупности струйных и мембранных элементов позволяет наиболее рационально использовать элементы обоих типов.

Аппаратура, в которой переработка основного объема информации осуществляется с помощью струйных элементов, а мембранные элементы выполняют лишь функции согласования, получила название струйно-мембранной. На базе струйно-мембранной аппаратуры создан унифицированный агрегатно-модульный комплекс «Цикл».

Комплекс «Цикл» включает в себя элементы (струйные и мембранные), модули и субблоки, предназначенные для монтажа в стандартных конструктивах [12.12, 12.13].

Струйные элементы пассивного типа приведены на рис. 12.31, а, б. Элементы ИЛИ—И и ИЛИ—ЗАПРЕТ содержат четыре входных канала 1–4, один выходной канал 5. С помощью элемента ИЛИ—И реализуется Булева функция $y_5 = (x_1 \vee x_2)(x_3 \vee x_4)$, а с помощью элемента ИЛИ—ЗАПРЕТ — $y_5 = (x_1 \vee x_2) \times (x_3 \vee x_4)$.

Активный струйный элемент ИЛИ—НЕ, ИЛИ (рис. 12.31, в) представляет собой комбинацию из двух первичных элементов: струйного усилителя, принцип действия которого основан на эффекте Коанда, и пассивного элемента ИЛИ с двумя входными каналами, работающего по принципу соударения струй.

Элемент ИЛИ—НЕ, ИЛИ используется в активном и пассивном режимах работы. Элемент содержит каналы управления 1, 2, канал питания 3, используемый при работе в пассивном режиме как входной канал, и выходные каналы 4 и 5.

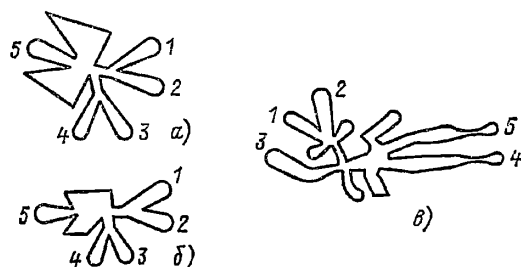


Рис. 12.31. Схемы струйных элементов:

а — ИЛИ—И; б — ИЛИ—ЗАПРЕТ; в — ИЛИ—НЕ и ИЛИ

Если в канал 3 подается постоянное давление питания, то элемент работает в активном режиме и реализует систему функций $y_4 = x_1 \vee x_2$, $y_5 = x_1 \vee x_2$.

Если в канал 3 подается логический сигнал, то элемент работает в пассивном режиме и реализует систему функций $y_4 = (x_1 \vee x_2)x_3$, $y_5 = (x_1 \vee x_2)x_3$.

Особенностью этого элемента (по сравнению с двумя рассмотренными ранее) является

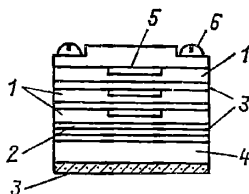


Рис. 12.32. Струйный модуль

ся то, что номинальная амплитуда условно единичных сигналов в выходных каналах 4 и 5 больше номинальной амплитуды условно единичных сигналов в каналах управления 1 и 2. Таким образом, передача через элемент логических сигналов, поступающих в каналы управления, осуществляется без затухания амплитуды этих сигналов.

Струйные модули (рис. 12.32) представляют собой пакет, состоящий из последовательно собранных функциональных пластин 1, дроссельной пластины 2, уплотняющих прокладок 3, основания 4 и верхней крышки 5, зажатых между собой с помощью четырех винтов 6.

Применены функциональные пластины четырех типов (рис. 12.33). На рис. 12.33, а изображена функциональная пластина, содержащая два элемента ИЛИ—И, на рис. 12.33, б — пластина, содержащая два элемента ИЛИ—ЗАПРЕТ, на рис. 12.33, в — пластина, содержащая один элемент ИЛИ—И и один элемент ИЛИ—ЗАПРЕТ. На функциональной пластине рис. 12.33, г размещены два активных элемента ИЛИ—НЕ, ИЛИ.

Конструктивно струйные элементы размещены на одной стороне функциональной пластины, а на другой ее стороне выполнены коммутационные каналы. Для осуществления соединений между элементами на функциональных пластинах предусмотрена сетка, в узлах

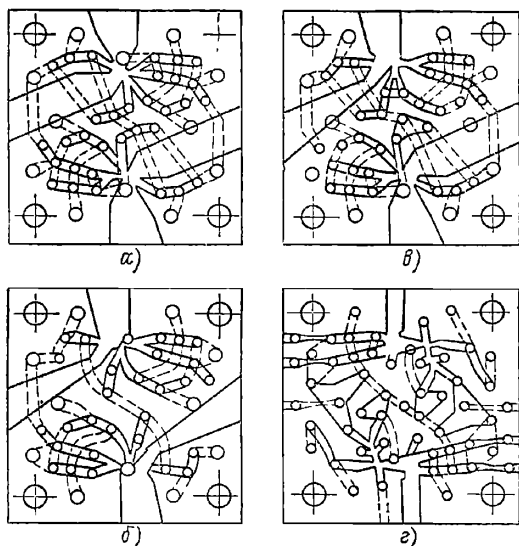


Рис. 12.33. Функциональные пластины струйных модулей

которой могут быть выполнены отверстия в соответствии с требуемой схемой соединения элементов.

В дроссельной пластине 2 в 10 из 12 точек, соответствующих центрам цокольных отверстий, имеются турбулентные дроссели, представляющие собой отверстия диаметром 0,25 мм. Два других цокольных отверстия предназначены для съема выходных сигналов струйного модуля.

Универсальная сеть коммутационных каналов на функциональных пластинах позволяет с помощью операции сверления настраивать модуль на реализацию заданной функции. В зависимости от сложности реализуемых логических функций с учетом ограниченного количества внешних входов и выходов модуль может содержать до трех функциональных пластин (табл. 12.10).

Мембранные элементы. В устройствах струйно-мембранной релейной техники мембранные элементы выполняют функции усиления сигнала, а также логические функции, носящие вспомогательный характер, реализация которых на струйных элементах по техническим причинам неудобна (блокировка, коммутация питания и т. п.).

Разработаны три каскада усиления сигнала (рис. 12.34). Первый каскад является инверсным усилителем давления (рис. 12.34, а), второй выполняет инверсную функцию усилителя мощности (рис. 12.34, б), третий является усилителем мощности (рис. 12.34, в), работающим как повторитель. Каждый каскад

содержит одну управляющую мембрану 1 и клапаны 2 и 3. Диаметры сопел клапанов неодинаковы, что позволяет обеспечить петлеобразную характеристику в каждом каскаде.

На базе разработанных трех первичных каскадов усиления давления и мощности фор-

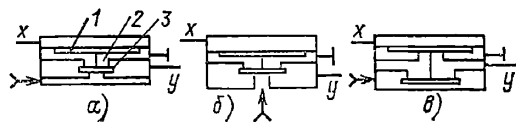


Рис. 12.34. Схемы струйно-мембранных усилителей

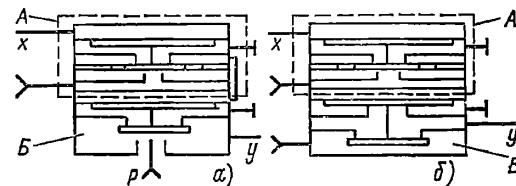


Рис. 12.35. Схемы струйно-мембранных согласующих усилителей

мируются четыре типа мембранных усилителей.

1. Согласующий усилитель давления и мощности «повторитель» (рис. 12.35, а) состоит из двух последовательно соединенных каскадов, изображенных на рис. 12.34, а, б.

2. Согласующий усилитель давления и мощности «инвертор» (рис. 12.35, б) состоит из двух последовательно соединенных каскадов, изображенных на рис. 12.34, а, в.

3. Усилитель мощности «повторитель» — однокаскадный, состоит из каскада, показанного на рис. 12.34, в.

4. Усилитель мощности «инвертор» — однокаскадный, состоит из каскада, показанного на рис. 12.34, б.

Согласующие усилители предназначены для усиления выходных сигналов струйных модулей до уровня, принятого в промышленной пневмоавтоматике ($p_{\text{плт}}=140$ кПа), для осуществления межмодульных коммуникаций, обратных связей и для работы на внешнюю нагрузку (исполнительные механизмы и т. п.).

Усилители мощности помимо основной функции (усиления сигнала по мощности) реализуют простейшие логические функции двух переменных (табл. 12.11).

На базе струйно-мембранной техники создана унифицированная агрегатно-модульная аппаратура комплекса «Цикл». Она предназначена для построения асинхронных дискретных управляющих устройств для автоматизации циклических технологических процессов. Система представляет собой набор стандартных функционально законченных макромоделей (субблоков, каскетов).

В настоящее время разработано восемь типовых функциональных макромоделей:

1) макромодуль командно-циклический, предназначенный для реализации циклических последовательностей, содержащих до восьми тактов. При большем числе тактов устройство комплектуется из нескольких макромоделей;

Т а б л и ц а 12.10. Элементы комплекса «Цикл»

Шифр	Тип функции	Схема модуля
П-1191	$9=(10\vee 11) \cdot 1 \vee 2 \cdot \overline{12}; 3=4 \cdot \overline{7} \vee 5 \cdot 6$	
П-1192	$9=(10\vee 11) \cdot 1 \vee 2 \cdot \overline{12}; 3=4 \cdot 7 \vee 5 \cdot \overline{6}$	
П-1197	$3=(12\vee 11) \cdot \overline{1} \vee (6\vee 8) \cdot \overline{(7\vee 4)}$	
П-1198	$3=12 \cdot 11 \vee (6\vee 8) \cdot (7\vee 4)$	
П-1212	$3=12\vee 11\vee 7\vee 6\vee 5\vee 4$	
П-1216	$3=12 \cdot 11\vee 7 \cdot 4\vee 6 \cdot 5$	
П-1217	$3=(12 \cdot 11) \cdot (4\vee 6)$	
П-1218	$3=(12 \cdot 11) \cdot (1\vee 5) \cdot \overline{6}$	
П-1219	$3=(12 \cdot 11\vee 6) \cdot (5\vee 4)$	
П-1220	$3=12 \cdot 11\vee 4 \cdot 6$	

Технические характеристики согласующих усилителей и усилителей мощности

	Согласующие усилители	Усилители мощности
Давление питания, кПа	$140 \pm 10\%$	$140 \pm 10\%$
Давление выходное, кПа	≥ 110	≥ 110
Расход в выходном канале (при давлении питания 126 кПа и давлении на выходе 110 кПа), нл/ч	1500	1500
Давление срабатывания, кПа	≤ 2	≤ 45
Давление отпуска, кПа	≥ 0.5	≥ 45
Ширина петли гистерезиса по входному сигналу, кПа	≥ 1	≥ 20
Частота пропускания импульсов прямоугольной формы при скважности 0.5 и при работе на емкостную нагрузку не более 50 см ² , Гц	≥ 25	≥ 25

2) макромодуль обегания, предназначенный для преобразования последовательности импульсов в восьмиразрядное число в унитарном коде. Увеличение разрядности осуществляется за счет последовательного или каскадного соединения нескольких макромодулей;

3) макромодуль «Матрица», предназначенный для записи, хранения и выдачи восьми чисел, каждое из которых содержит восемь двоичных разрядов;

4) макромодуль отсчета времени, предназначенный для реализации четырех временных задержек;

5) макромодуль «Дешифратор», предназначенный для преобразования четырехразрядного числа в двоичном коде в унитарный код;

6) макромодуль усилителей функциональных, предназначенный для реализации 16 двухвходовых логических функций (ДА, НЕ, И, ЗАПРЕТ);

7) макромодуль универсальной логики, предназначенный для реализации логических

Таблица 12.11

Тип функции	Схема
Повторение $y=x$	
Отрицание $y=\bar{x}$	
ИЛИ $y=x_1 \vee x_2$	
И $y=x_1 \cdot x_2$	
ЗАПРЕТ $y=\overline{x_1 \cdot x_2}$	

функций различной сложности; комплектуется восемью типовыми струйными модулями в любом сочетании;

8) макромодуль усилителей вспомогательного назначения, предназначенный для усиления пневматических сигналов по мощности в 16 каналах. Возможно инвертирование сигнала по любому каналу.

Макромодули комплекса «Цикл» конструктивно выполнены в виде печатных плат (с габаритными размерами 160×160 мм) с укрепленными на них элементами. На одной из торцевых поверхностей макромодуля располагается быстросъемный разъем, что позволяет демонтировать макромодуль без нарушения межблочных коммуникаций. Для визуального контроля правильности работы устройства и оперативного определения места неисправности предусмотрены индикаторы, расположенные на противоположной торцевой поверхности макромодуля.

В соответствии с нормативами ГСП УТК макромодули комплекса «Цикл» устанавливают в каркасы по направляющим. В свою очередь каркасы монтируются в шкафах, пультах, стойках, контейнерах на поворотных рамах. В этих изделиях пневморазъемы образуют штудерное поле (в одной плоскости), на котором и осуществляется монтаж трубок.

Комплекс миниатюрных элементов и модулей пневм Автоматики (КЭМП) включает восемь наименований модулей дискретного действия и 11 наименований аналоговых и аналого-дискретных элементов.

Каждый модуль содержит одинаковую для всех элементов часть, включающую четыре логических элемента клапанного типа и плату коммуникаций, в которой за счет различных коммутаций получается та или иная логическая функция, выполняемая данным модулем. Модули имеют быстроедействие не менее 50 Гц.

Детали элементной части модулей изготавливаются литьем под давлением из алюминия и пластмассы, а также штамповкой. Плата коммуникаций модуля представляет собой спаянный пакет тонких металлических пластин, в которых имеются каналы и отверстия, получаемые методом фотохимического травления.

Основная группа аналоговых и аналого-дискретных элементов построена на базе одиомембранных ячеек, что позволило отказаться от жестко связанных мембранных пакетов и резко снизить требования к точности изготовления, использовать для их изготовления те же высокопроизводительные технологические процессы, что и для изготовления деталей интегральных модулей.

12.6. ДАТЧИКИ С ПНЕВМАТИЧЕСКИМ ВЫХОДОМ

Измерительные пневматические преобразователи (датчики) предназначены для непрерывного преобразования избыточного, вакуумметрического и абсолютного давления, перепада

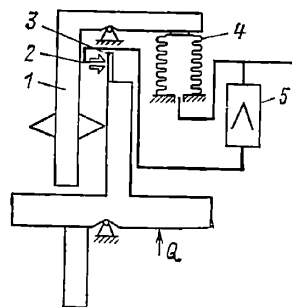


Рис. 12.36. Схема пневмосилового блока

да давления, расхода жидкостей и газов, уровня жидкости в пневматический сигнал дистанционной передачи.

Работа датчиков, входящих в ГСП, основана на принципе силовой компенсации. Измеряемый параметр воздействует на чувствительный элемент измерительного блока и преобразуется в силу, которая автоматически уравновешивается силой, развиваемой давлением воздуха в сильфоне обратной связи. Это давление является одновременно выходным сигналом датчика [12.14].

Таким образом, пневматические измерительные преобразователи состоят из двух блоков — пневмосилового и измерительного.

Принципиальная схема пневмосилового блока представлена на рис. 12.36. Сила Q , с которой измерительный блок воздействует на пневмосиловый, вызывает незначительное перемещение рычажной системы 1 передаточного механизма и связанной с ней заслонки 3 относительно неподвижного сопла 2. Возникший в линии сопла сигнал управляет давлением, поступающим с пневмоусилителя 5 в сильфон 4 обратной связи.

В пневмосиловом блоке предусмотрен типовой элемент для соединения с измерительным блоком и пневмоусилителем.

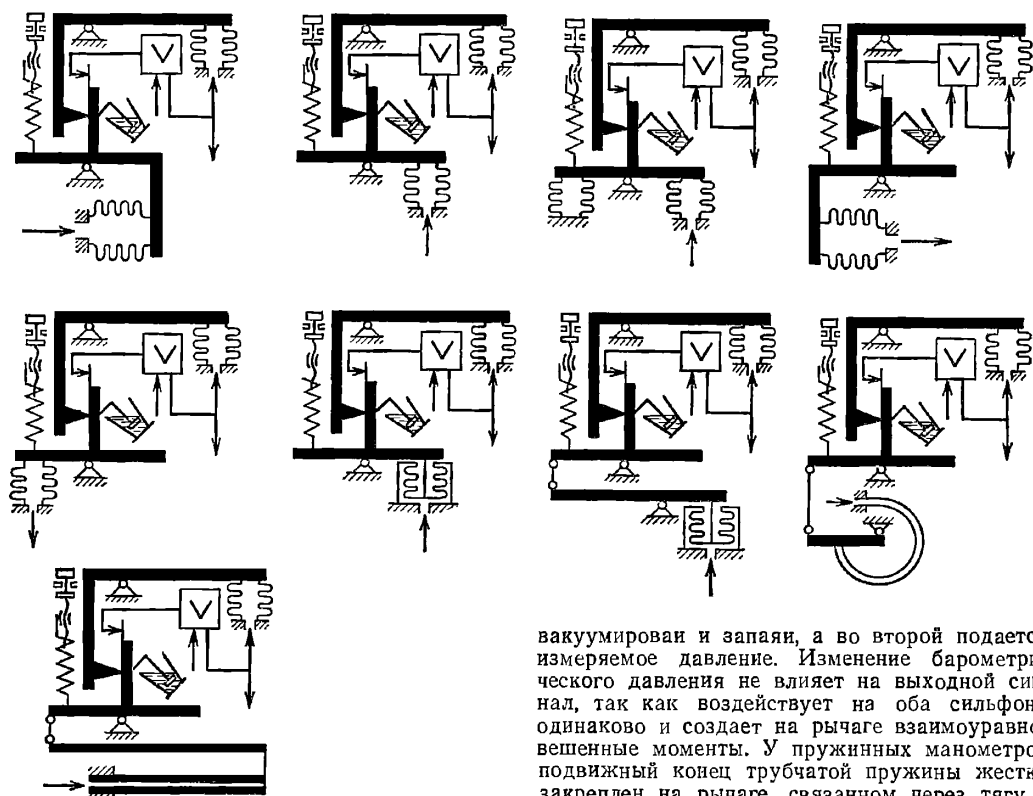


Рис. 12.37. Схемы девяти измерительных блоков датчиков давления (счет слева — направо)

Общие технические данные пневмосиловых блоков следующие: выходной сигнал — пневматическое давление 20—100 кПа, давление питания 140 кПа $\pm 0,14\%$, предельное расстояние передачи выходного сигнала по пневмотрассе — 300 м и расход воздуха питания в установившемся режиме — не более 3 л/мин.

Измерительные блоки:

а. Для непрерывного преобразования абсолютного, избыточного и вакуумметрического давления (разряжения) жидкостей и газов в пневматический сигнал дистанционной передачи. Измерительные блоки таких датчиков давления унифицированы и практически отличаются только размерами или расположением чувствительного элемента. На рис. 12.37 приведены принципиальные схемы измерительных блоков сильфонных напорометров, манометров и тягонапорометров на схемах 1 и 2 рис. 12.37; на схеме 3 — манометр абсолютного давления; на 4, 5 и 6 — сильфонных тягомеров, вакуумметров и мановакуумметров; на 7 и 9 — датчиков сверхвысокого давления и на 8 — пружинных манометров.

Конструкции манометров и мановакуумметров, напорометров и тягонапорометров полностью идентичны, благодаря чему перестройка одного типа в другой осуществляется только регулировкой пружины корректора нуля.

У манометров абсолютного давления по обе стороны от опоры рычага установлены два одинаковых сильфона, один из которых

вакуумирован и запаян, а во второй подается измеряемое давление. Изменение барометрического давления не влияет на выходной сигнал, так как воздействует на оба сильфона одинаково и создает на рычаге взаимоуравновешенные моменты. У пружинных манометров подвижный конец трубчатой пружины жестко закреплен на рычаге, связанном через тягу с рычагом пневмосилового преобразователя. Же-

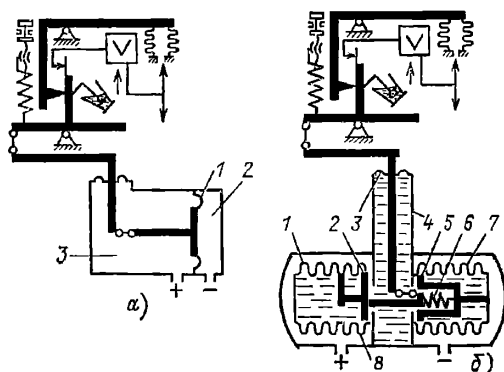


Рис. 12.38. Схемы измерительных блоков датчиков разности давлений

сткое крепление подвижного конца трубчатой пружины обеспечивает снижение напряжений в материале этой пружины и повышение точности. У манометров сверхвысокого давления в качестве чувствительного элемента используется пружина с эксцентричным каналом.

б. Для непрерывного преобразования перепада давления или расхода измеряемой среды в пневматический сигнал дистанционной передачи. Измерительные блоки таких датчиков (мембранных дифманометров) (рис. 12.38, а) аналогичны по конструкции и отличаются размерами чувствительного элемента — однофнровой тканевой мембраны 1 и

фланцев 2 и 3. К камерам подводятся давления от вентильного блока.

Измерительные блоки сифонных дифманометров унифицированы и, как правило, различаются только размерами чувствительных элементов (рис. 12.38, б).

Сифоны 7 и 8, которые используются в качестве чувствительных элементов, с одной

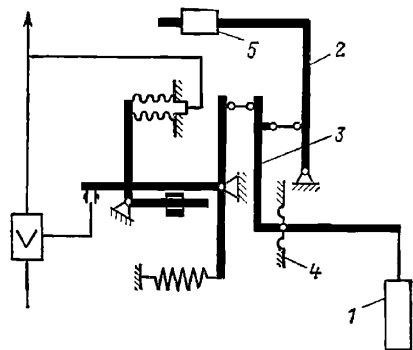


Рис. 12.39. Схема измерительного блока уравнимера

стороны жестко связаны с основанием 4, а с другой — с клапанами 2 и 5, снабженными уплотняющими резиновыми кольцами. Пружина 6 препятствует произвольному сближению клапанов при нормальной работе измерительного блока. Внутренняя полость узла чувствительного элемента заполнена кремнийорганической жидкостью. Изменения объема этой жидкости, вызываемые изменениями температуры или рабочего (статического) давления, воспринимаются компенсационным сифоном 1.

При нормальных условиях работы измерительного блока клапаны 2 и 5 открыты. При перегрузке со стороны плюсовой или минусовой камеры один из клапанов под действием перегрузочного давления закрывается, что предохраняет сифоны от разрушения. При нарушении герметичности мембраны вывода 3 одновременно закрываются оба клапана, предохраняя сифоны от разрушения и обеспечивая защиту от выброса наружу измерительной среды.

в. Для непрерывного преобразования уровня жидкости, находящейся под атмосферным, вакуумметрическим или избыточным давлением, в пневматический сигнал дистанционной передачи. Измерительные блоки таких датчиков (рис. 12.39) (пневматических буйковых уравнимеров) представляют собой рычажную систему с чувствительным элементом в виде буйка 1. С помощью призмы боек подвешен к рычагу 3 вывода, который уплотнен с помощью однофторной металлической мембраны 4. Начальный вес буйка уравнивается специальным грузом 5, навинченным на плечо дополнительного рычага 2. При монтаже датчика боек непосредственно погружается в резервуар технологического объекта.

Описанные выше уравнимеры выпускают классом точности 1 и 1,5.

Верхние пределы измерения уровня этих датчиков 0,02; 0,04; 0,06; 0,08; 0,1; 0,25; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0; 1,6; 2,0; 2,5; 3,0; 4,0; 6,0; 8,0; 10,0;

16,0 м при плотности контролируемой среды для последних двух типов 0,122—0,4 г/см³, а для остальных — 0,45—2,5 г/см³.

г. Для непрерывного преобразования температуры газа, пара или жидкости в пневматический сигнал дистанционной передачи. Измерительный блок такого датчика температуры (рис. 12.40) представляет собой термоси-

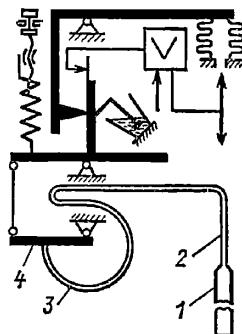


Рис. 12.40. Схема измерительного блока датчика температуры

стему с газовым или жидкостным заполнением, которая состоит из термобаллона 1, соединенного с ним капилляра 2 и упругого чувствительного элемента 3 в виде одновитковой трубчатой пружины с сечением специального профиля.

При повышении температуры увеличивается давление среды, заполняющей термобаллон. Это давление вызывает на трубчатой пружине момент, стремящийся повернуть ее свободный конец и рычаг 4, с которого усилие передается через ленточную тягу на рычаг пневмосилового преобразователя.

Описанные выше датчики температуры ТДЖ-П и ТДГ-П выпускаются классов точности 1 и 1,5 на пределы измерения 0—25; 0—50; 0—100; 0—150; 0—200; 0—300; 25—125; 50—100; 50—150; 100—150; 100—200; 100—300; 200—300; —10÷+15; —15÷+25; —25÷+25; —50÷+50; —50÷+100; —50÷+150 °C при длине дистанционного капилляра 2,5 м [14].

Наряду с измерительными преобразователями (датчиками), входящими в систему ГСП, на базе струйных элементов строятся различные реле (датчики) физических величин. Типовая структурная схема таких реле может быть представлена следующим образом: физическая величина воспринимается измерительным элементом, которым может быть измерительное сопло в устройствах контроля размеров, ламинарный или турбулентный дроссель в газовых анализаторах, устройствах контроля температуры, генератор колебаний в частотных измерителях и т. д. С помощью измерительного элемента физическая величина преобразуется в изменение расхода или давления, которое (при необходимости) усиливается струйным усилителем и поступает на пороговый элемент. При достижении измерительным сигналом настроенного значения пороговый элемент переключается и дискретный сигнал подается на сигнальное устройство или в цепь управления исполнительным органом того или иного механизма.

Рассмотрим несколько примеров построения датчиков на описанной в § 12.5 аппаратуре.

На рис. 12.41 представлена принципиальная схема струйного реле размера. С изменением расстояния Δs изменяется сопротивление измерительного сопла датчика 1 и давление на входе усилителя 2, сигнал которого поступает на вход порогового элемента 3, а затем на дискретный элемент 4. Величина Δs , следовательно, необходимый размер x на-

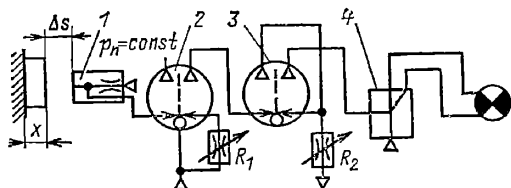


Рис. 12.41. Схема струйного реле размера

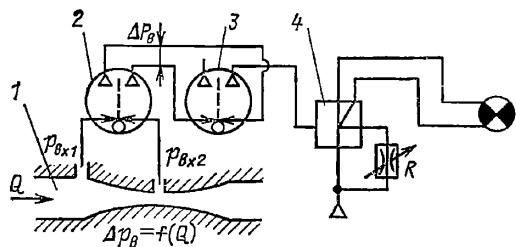


Рис. 12.42. Схема струйного реле расхода

страиваются переменными сопротивлениями R_1 и R_2 .

Другим примером построения на базе струйных элементов реле (датчиков) может служить струйное реле расхода с трубой Вентури, принципиальная схема которого представлена на рис. 12.42. Разность давлений $p_{\text{вх1}}$

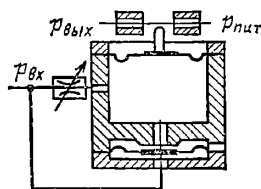


Рис. 12.43. Схема струйного реле времени

и $p_{\text{вх2}}$, пропорциональная скорости потока в трубопроводе 1, поступает на входы усилителя 2 и через усилитель 3 поступает на пороговый элемент 4, порог срабатывания которого регулируется дросселем R .

Помимо струйных реле (датчиков), которые можно построить из набора струйных элементов «Волга», в систему входят в качестве законченных изделий реле давления на предел контролируемого давления ($1 \div 6,3 \cdot 10^2$ кПа с зоной нечувствительности 40 кПа и реле времени. Реле времени предназначено для задержки пневматических сигналов, т. е. выдачи дискретных пневматических сигналов, смещенных во времени по отношению к входным сигналам в струйных системах управления. Принципиальная схема реле времени приведена на рис. 12.43. Устройство работает в диапазоне давле-

ний питания 2,5—10 кПа. Минимальное давление на входе реле 0,5 кПа, расход воздуха (при $p_{\text{пит}} = 2$ кПа и $p_{\text{вых}} = 0,4$ кПа) на питание конечного выключателя $5,8 \cdot 10^{-6}$ м³/с, время задержки — от 0,2 до 300 с [12. 10].

12.7. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ РОДА ЭНЕРГИИ СИГНАЛОВ

12.7.1. Общие сведения. Для реализации комбинированной системы управления, включающей технические средства, использующие для работы энергию различного рода, предусмотрены так называемые межсистемные преобразователи.

Для преобразования электрического сигнала в виде постоянного или переменного тока в пневматический сигнал в виде давления сжатого воздуха служат электропневмопреобразователи (ЭПП).

Для преобразования пневматического сигнала, представленного давлением сжатого воздуха, в электрический сигнал в виде постоянного или переменного напряжения или тока служат пневмоэлектропреобразователи (ПЭП).

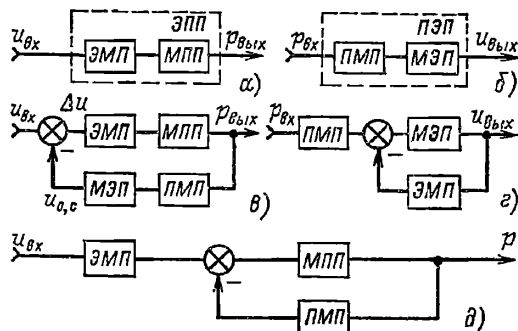


Рис. 12.44. Структурные схемы ЭПП и ПЭП

По виду воспринимаемых и вырабатываемых сигналов различают аналоговые и дискретные ЭПП и ПЭП.

Современные электропневматические и пневмоэлектрические преобразователи состоят в основном из двух преобразователей: ЭПП (рис. 12.44, а) — из электромеханического (ЭМП) и механопневматического (МПП); ПЭП (рис. 12.44, б) — из пневмомеханического (ПМП) и механоэлектрического (МЭП).

Преобразователи ЭМП и МЭП в современных ЭПП и ПЭП выполняются с применением различных физических эффектов, причем наибольшее распространение получили магнитоэлектрические, электромагнитные, электромашинные, пьезоэлектрические, тепловые, магнитострикционные, электрокинетические и ряд других (см. § 3.4 и 10.2).

Второй составной частью ЭПП, как уже отмечалось, является механопневматический преобразователь (МПП).

Механопневматический преобразователь ЭПП состоит из междроссельной камеры, ограниченной двумя пневматическими дросселями — постоянным и переменным (или двух переменных), один из которых служит для подвода давления сжатого воздуха, а другой —

для сравливания воздуха в атмосферу. Механическое перемещение, создаваемое ЭМП, используется для управления степенью открытия одного или двух переменных дросселей, в качестве которых обычно используется элемент типа сопло—заслонка или сопло—шарик (см. § 12.3).

В аналоговых МПП положение заслонки однозначно определяет расход воздуха через элемент и, следовательно, давление в междроссельной камере пневматического реле.

В МПП дискретного действия используются те же пневматические элементы, однако в условиях их работы имеется ряд существенных отличий. Прежде всего заслонка относительно сопла может занимать только два крайних состояния: в одном состоянии она обеспечивает полное прекращение истечения из него воздуха, а в другом — свободный выход воздуха из сопла. Отсутствует ограничительный дроссель между соплом и источником питания, как это имело место в преобразователях непрерывных сигналов.

Большое распространение в МПП получило устройство типа «динамический клапан», в котором поток воздуха, вытекающий из сопла питания, на пути движения к приемному соплу пересекается заслонкой, жестко связанной с подвижным элементом, положение которого контролируется. Такая конструкция обладает рядом недостатков — значителен расход воздуха, а изменение давления в приемном сопле нелинейно зависит от перемещения заслонки. Несмотря на названные недостатки, устройство типа «динамический клапан» находит себе достаточно широкое применение в качестве переключающего устройства двухпозиционных электропневматических преобразователей, главным образом при сопряжении электрических устройств с устройствами струйной техники. Причины распространения «динамических клапанов» определяются рядом преимуществ: малыми усилиями, необходимыми для перемещения заслонки, отсутствием подвижных относительно друг друга деталей и, следовательно, необходимости обеспечения герметичности их сопряжения.

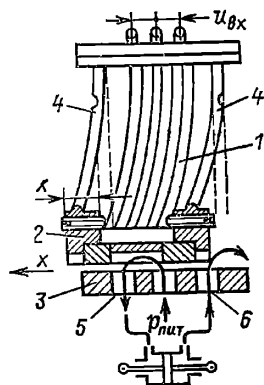
Пневмомеханический преобразователь ПМП как дискретного, так и аналогового действия представляет собой, как правило, пневматический привод мембранного, сифонного или поршневого типа.

Современные ЭПП и ПЭП строятся по схемам прямого преобразования (рис. 12.44, а, б), прямого преобразования с неполной компенсацией (рис. 12.44, г, д) и с полной силовой компенсацией (рис. 12.44, е).

Каждой структурной схеме присущи свои преимущества и свои недостатки.

Преобразователи, построенные по схеме прямого преобразования, просты, но имеют низкую точность ($\pm 1,5 \div 2,5 \%$). Компенсационные схемы позволяют обеспечить требуемую точность и стабильность статических характеристик, ослабить влияние давления питания и изменений нагрузки. В подобных преобразователях компенсация обеспечивается введением отрицательной обратной связи, охватывающей как весь электропневматический преобразователь, включая и электромеханическую часть, так и только механоупневматический преобразователь.

Рис. 12.45. ЭПП с пьезоэлектрическим ЭМП



Преобразователи, построенные по схеме с полной компенсацией, позволяют получать весьма высокую точность ($0,2 \div 0,5 \%$) в отличие от схемы с частичной компенсацией, в которой достигаемая точность составляет $0,5 \div 1,0 \%$. Чувствительный элемент МПП или ПМП таких преобразователей практически не совершает перемещения. В этих условиях работы нелинейность, гистерезис, изменение жесткости чувствительного элемента в значительно меньшей степени оказывают влияние на точность преобразователя, чем в схемах прямого преобразования и с неполной компенсацией.

При комплексной автоматизации чрезвычайно важна унификация входных и выходных сигналов (см. § 2.2.5).

Для построения аналоговых электропневматических и пневмоэлектрических преобразователей обычно используются компенсационные схемы, обеспечивающие стабильность преобразования, но из-за конструктивной сложности, присущей таким устройствам, стремятся в некоторых случаях использовать преобразователи прямого преобразования.

Ограничимся описанием нескольких наиболее современных устройств такого типа.

12.7.2. Аналоговые электропневматические преобразователи. ЭПП с пьезоэлектрическим ЭМП (рис. 12.45). Основным элементом ЭМП является комплект биморфных пластинок из пьезокерамического материала, электрически соединенных между собой. Чтобы увеличить развиваемое усилие, элементы объединяются в пакет 1. Под влиянием подводимого напряжения $U_{вх}$ пакет изгибается в направлении, которое определяется тем, к какой из групп пластин прикладывается входное напряжение. Выходным звеном преобразователя является плоский распределитель, состоящий из подвижной пластины 2 и корпуса 3. Подвижная пластина 2 подвешена на двух плоских пружинах 4, обладающих большой жесткостью в направлении, перпендикулярном плоскости рисунка, и малой — в направлении перемещения x . Такая подвеска обеспечивает сохранение параллельности между корпусом 3 и подвижной пластиной 2 в процессе ее перемещения.

При отклонении подвижной пластины от среднего положения одно из окон 5 корпуса сообщается с источником питания $P_{пит}$, другое — 6 соединяет вторую полость нагрузки с атмосферой.

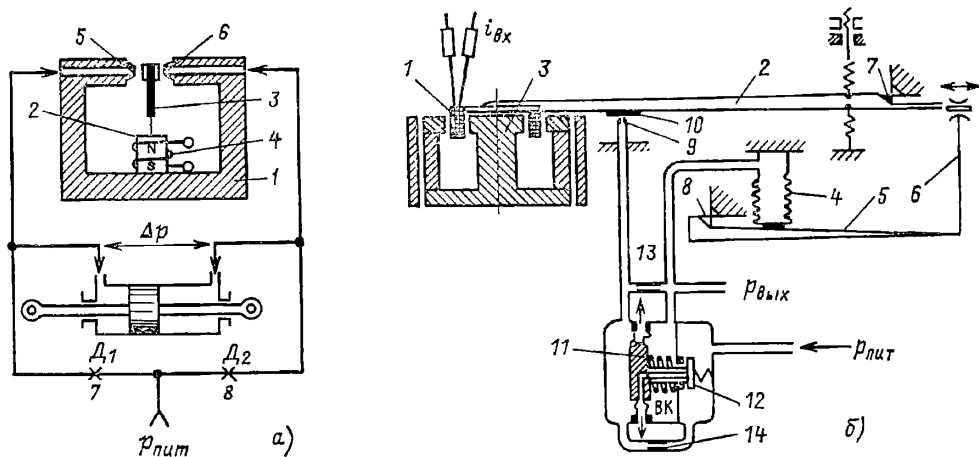


Рис. 12.46. ЭПП с магнитоэлектрическим ЭМП

Перемещение незаземленного конца пакета, мм,

$$x = 17,1 \cdot 10^{-13} \epsilon_r^2 \frac{l_1^2 U_{\text{п}}}{E l_2^3} u_{\text{вх}},$$

где ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость; $U_{\text{п}}$ — напряжение поляризации материала, из которого изготовлен элемент; E — модуль упругости материала (для керамики ЦТС-19 $E = 0,72 \cdot 10^{11}$ Па); l_1 — длина пакета; l_2 — ширина пакета.

Для набора, состоящего из пластин длиной $l_1 = 60$ мм, толщиной $l_2 = 1$ мм и шириной $l_3 = 10$ мм, перемещению 1 мм соответствует напряжение около 600 В. Описанный выше преобразователь предназначен для использования в схемах электропневматического сервоусилителя и приводится здесь как пример простейшего построения преобразователя.

ЭПП с магнитоэлектрическим ЭМП (рис. 12.46, а) имеет разветвленный магнитопровод 1 с введенным в его сердечник постоянным магнитом 2, обеспечивающим начальную поляризацию. К магниту 2 прикрепленна на плоской пружине заслонка 3, причем обеспечивается пропорциональность между перемещением элемента 3 и током $i_{\text{вх}}$, протекающим через обмотку 4. В качестве полюсных наконечников использованы сопла 5 и 6, так же как и остальной магнитопровод выполненные из магнитно-мягкого материала. Сопла соединены с источником давления $p_{\text{пит}}$ через дроссели 7 и 8.

В зависимости от направления тока $i_{\text{вх}}$, протекающего через обмотку, одно из сопел открывается, а другое закрывается. При этом возникает перепад давления Δp — выходной сигнал преобразователя — между междроссельными камерами, образованными соответствующими соплами и дросселями. Благодаря небольшому рабочему ходу заслонки зависимость между током $i_{\text{вх}}$ и перепадом Δp с достаточной точностью аппроксимируется уравнением прямой

$$\Delta p = k i_{\text{вх}}.$$

Как и для всякого устройства с прямым преобразованием сигналов, для таких конст-

рукций характерна зависимость выходного сигнала от колебаний давления питания и окружающих условий, прежде всего температуры.

Электропневматический преобразователь типа ЭПП-63 представляет собой преобразователь магнитоэлектрического типа, полностью охваченный отрицательной обратной связью. Преобразователь ЭПП-63 (рис. 12.46, б) предназначен для преобразования сигнала постоянного тока 0—5 мА в пропорциональный унифицированный пневматический сигнал 20—100 кПа. Основная относительная приведенная погрешность преобразователя не превышает $\pm 1\%$.

При установившемся режиме постоянный ток, проходя по катушке 1, укрепленной на основном рычаге 2, создает усилие стягивания катушки в зазор постоянного магнита 3, которое уравнивается на рычажной системе при определенном давлении в сильфоне обратной связи 4. При изменении тока нарушается равновесие рычажной системы и рычаги 2 и 5, соединенные гибкой тягой 6, поворачиваются вокруг ленточных крестовых опор 7 и 8, изменяя зазор между соплом 9 и укрепленной на основном рычаге 2 заслонкой 10. Это вызывает изменение давления в междроссельной камере МК, что нарушает равновесие дифференциальной мембраны 11, и шток, жестко связанный с мембраной, изменяет степень открытия клапана 12, что приводит к изменению расхода через него и изменению давления в выходной камере ВК и сильфоне 4 силового элемента обратной связи. Равновесие рычажной системы восстанавливается при определенном соотношении между выходным давлением и входным током при новом соотношении давлений в выходной и междроссельной камерах, что соответствует новым значениям перепадов давлений на постоянных дросселях 13 и 14.

Однако благодаря введению положительной обратной связи (дроссель 13) преобразователь находится в режиме автоколебаний относительно точки равновесия. При этом, так как колебания совершаются с достаточно большой частотой (порядка нескольких десятков герц) и сравнительно малой амплитудой, они практически полностью фильтруются пневматической линией, связывающей преобразователь с последующими пневматическими устройствами.

Давление питания прибора 140 кПа, длина трассы передачи пневматических импульсов — до 300 м, расход воздуха $0,33 \cdot 10^{-4} \text{ м}^3/\text{с}$.
Электропневматический преобразователь с тензометрическим элементом обратной связи имеет структурную схему, приведенную на рис. 12.47, а, где *СУ* — сравнивающее устройство; *У* — усилитель; *ЭП* — электропневматический преобразователь и *ПЭ* — пневмоэлектрический преобразователь. Тензометрический элемент об-

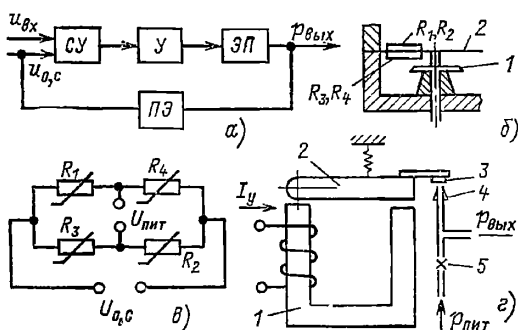


Рис. 12.47. ЭПП с тензометрическим преобразователем в цепи обратной связи

ратной связи представляет собой пневмоэлектрический преобразователь (рис. 12.47, б), состоящий из мембранной коробки 1 и плоской измерительной пружины 2 с наклеенными на нее фольговыми тензорезисторами R_1 — R_4 , соединенными по схеме четырехплечего моста (рис. 12.47, в).

При подаче стабилизированного напряжения $U_{пит}$ на диагональ питания тензометрического моста на его измерительной диагонали развивается напряжение, пропорциональное деформации пружины.

Учитывая, что тензорезисторы попарно установлены со стороны сжимающихся и растягивающихся волокон измерительной пружины, напряжение $U_{0,с}$, развивающееся в измерительной диагонали моста, может быть найдено из соотношения

$$U_{0,с} = k_3 U_{пит} P_{вых},$$

где $k_3 = k\Delta R^2/R$ — коэффициент пропорциональности, а R — исходное сопротивление тензорезистора при $p_{вых}=0$; ΔR — изменение сопротивления тензорезистора.

Высокая чувствительность тензомоста позволяет получать достаточный выходной сигнал $U_{0,с}$ в пределах малых деформаций пружины, что обеспечивает высокую линейность преобразования. В сравнивающем устройстве *СУ* напряжение $U_{0,с}$ сравнивается с напряжением $U_{вх}$ и их разность поступает в усилитель *У*. Выход усилителя нагружен обмоткой электропневматического преобразователя *ЭП* разомкнутого типа (рис. 12.47, г). Преобразователь представляет собой электромагнитный привод с электромагнитом 1, перемещение якоря 2 которого приблизительно пропорционально току I_y , протекающему через обмотку.

На якоре установлена заслонка 3, прикрывающая неподвижно установленное сопло 4. Давление в междроссельной камере, образованной соплом и постоянным дросселем 5,

включенным в цепь питания, увеличивается по мере приближения заслонки к соплу. Это давление поступает в усилитель мощности, являющийся составной частью преобразователя. Стабильность и линейность характеристики преобразования в ЭП сравнительно невысоки — погрешность преобразования достигает 10 %. Однако эта погрешность оказывается вполне допустимой, благодаря тому что весь преобразователь охвачен отрицательной обратной связью.

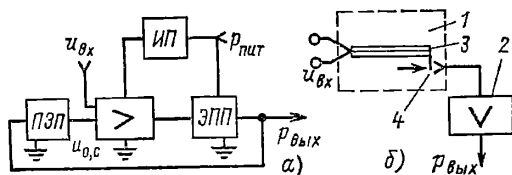


Рис. 12.48. ЭПП с пьезокерамическим преобразователем в цепи обратной связи

В целом преобразователь характеризуется следующими показателями: основная погрешность преобразования при нормальных условиях — не хуже $\pm 1\%$; время установления выходного давления при скачкообразном изменении напряжения на входе — не более 1 с. Диапазон преобразуемого напряжения определяется напряжением, развиваемым в измерительной диагонали тензометрического моста, и достигает 50 мВ. При токовом входном сигнале на входе должно быть включено соответствующее сопротивление, падение напряжения на котором и подвергается преобразованию в выходное давление, изменяющееся в пределах от 20 до 100 кПа.

Напряжение питания преобразователя 220 В с частотой 50 Гц. Допуск на напряжение питания составляет $+10\div-15\%$, а на частоту $\pm 5\%$. Потребляемая от сети мощность — не более 7 Вт. Давление питания 140 ± 10 кПа.

Электропневматический преобразователь с пьезокерамическим элементом в цепи обратной связи имеет структурную схему, аналогичную вышеописанной (рис. 12.48, а). Рассматриваемый ЭПП состоит из электропневматического преобразователя невысокой точности, пневмоэлектрического преобразователя высокой стабильности и линейности и электронного усилителя. Высокие метрологические качества обеспечиваются за счет ПЭП в обратной связи.

Электропневматический преобразователь невысокой точности структурно состоит из пьезокерамического преобразователя 1 и формирователя сигнала 2. Пьезокерамический преобразователь в свою очередь содержит элемент преобразования электрического сигнала в перемещение, выполненный в виде консольно зашпеленной пьезокерамической «биморфной» пластины 3, и преобразователь перемещения 4 в давление, представляющий собой пневматический элемент типа сопло—заслонка—сопло, обладающий высокой чувствительностью (рис. 12.48, б).

Электронный усилитель обеспечивает усиление сигнала Δi рассогласования $u_{вх}$ и $u_{0,с}$. Питание этого усилителя обеспечивается источником питания, выполненным в виде дис-

кретного ПЭП с использованием пьезоэлектрических элементов. Аналоговый ПЭП позволяет производить преобразование электрического сигнала в пневматический с погрешностью не более 1 %. Характерная особенность описанного выше преобразователя состоит в том, что он строится по агрегатному принципу из готовых серийно выпускаемых элементов и не требует для своей работы централизованного источника электрического питания.

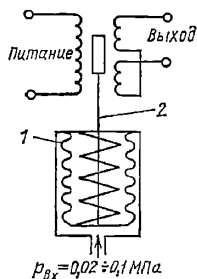


Рис. 12.49. ПЭП с сильфоном типа ППЭ-6

В настоящее время освоен выпуск *кодового электронпневматического преобразователя КЭПП-2М*. Прибор предназначен для преобразования электрического параллельного восьмиразрядного двоичного кода в пневматический аналоговый сигнал. Необходимость создания такого рода преобразователя вызвана использованием цифровых вычислительных машин для управления технологическими процессами путем воздействия непосредственно на исполнительные механизмы или задающие устройства локальных систем регулирования. Принцип действия преобразователя состоит в суммировании расходов воздуха, проходящего через параллельно включенные дроссели с различными условными проходными сечениями при постоянном перепаде давления на них. Преобразователь состоит из семи регулируемых поразрядных дросселей, построенных так, что их условные проходные сечения относятся как 1 : 2 : 4 : 8 : 16 : 32 : 64, электропневмопреобразователей, отключающих или подключающих разрядные дроссели, следящей системы нулевого опорного давления и схемы автоматического сдвига начала преобразования.

Напряжение питания 27 В постоянного тока, номинальный ток управления — не более 150 мА. Давление питания 140 кПа, объемный расход воздуха — не более 1,2 м³/с. Основная погрешность $\pm 1,5$ %.

12.7.3. Аналоговые пневмоэлектрические преобразователи. *Пневмоэлектрический преобразователь типа ППЭ-6* (рис. 12.49) предназначен для сопряжения пневматических систем с устройствами автоматики, на входе которых применяются дифференциально-трансформаторные датчики. Под действием входного давления перемещается подвижное дно сильфона 1 и связанный с ним плунжер 2 дифференциально-трансформаторного датчика, что приводит к изменению напряжения на выходе последнего. Питание дифференциально-трансформаторного датчика осуществляется переменным током от вторичного прибора. Напряжение питания пневмопреобразователя 20 В. Ход плунжера датчика составляет 5 мм. Максимальная допустимая погрешность не превышает ± 1 %.

Преобразователь ПЭ-55М предназначен для преобразования пневматического сигнала (20—100 кПа) в унифицированный электрический сигнал постоянного тока (0—5 мА), выполнен по схеме с компенсацией по перемещению и состоит из следующих блоков: трубки Бурдона с комбинированной пружиной, магнитоэлектрического гальванометра, высокочастотного электронного генератора и блока питания (рис. 12.50).

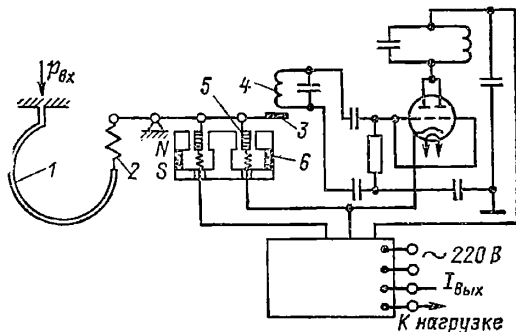


Рис. 12.50. ПЭП с компенсацией по перемещению типа ПЭ-55М

При подаче давления сжатого воздуха в трубку Бурдона 1 перемещение свободного конца трубки передается через цилиндрическую пружину 2 на управляющий медный флажок 3 подвижной системы магнитоэлектрического гальванометра. Флажок находится в высокочастотном поле плоской спиральной катушки 4, входящей в сеточный контур высокочастотного генератора.

Флажок, приближаясь к катушке 4 колебательного контура, изменяет ее параметры. Изменение параметров контура приводит к изменению амплитуды переменного и постоянной составляющих анодного тока генератора. Постоянная составляющая является выходным током прибора. Выходной ток поступает в нагрузку и в катушку 5 отрицательной обратной связи, укрепленную на управляющем флажке и находящуюся в магнитном поле постоянного магнита 6. Этот ток создает магнитное поле, которое, взаимодействуя с магнитным полем постоянного магнита, создает момент, восстанавливающий нарушенное равновесие управляющего флажка 3.

Перемещение подвижной системы, соответствующее полному диапазону выходного сигнала, составляет 0,07—0,1 мм.

Глубокая отрицательная обратная связь обеспечивает хорошие метрологические свойства преобразователя: высокую линейность, стабильность, малое влияние изменений внешних условий и сопротивления нагрузки. Класс точности преобразователя 1,0. Диапазон изменения входного сигнала 20—100 кПа, диапазон изменения выходного электрического сигнала 0—5 мА постоянного тока.

Пневмоэлектрический преобразователь полупроводникового типа ППП-1 по назначению идентичен преобразователю ПЭ-55М. Входной пневматический сигнал поступает в чувствительный элемент — двухвитковую трубчатую

пружину. Подвижный конец чувствительного элемента через тягу воздействует на рычаг, который перемещает укрепленный на его конце флажок. При изменении зазора между катушкой и флажком изменяется напряжение на выходе индикатора перемещения. Это напряжение усиливается полупроводниковым усилителем постоянного тока, с выхода которого снимается токовый сигнал, поступающий на выход преобразователя и в катушку обратной связи. При взаимодействии поля постоянного магнита и поля, созданного выходным током в катушке, на конце рычага возникает усилие, которое компенсирует усилие чувствительного элемента.

Основная допустимая погрешность преобразователя не превышает $\pm 0,5\%$ максимального значения выходного сигнала.

Разработан комплекс аналоговых измерительных преобразователей «Сапфир» [12.23], использующих тензорезистивный эффект в гетероэпитаксиальных пленках кремния. Воздействие измеряемого параметра вызывает деформацию чувствительного элемента с токоленочными полупроводниковыми тензорезисторами, которая обуславливает изменение сопротивления, преобразуемого при помощи электронных устройств в токовый выходной сигнал.

Аналоговые пневмоэлектропреобразователи состоят из двух блоков первичного преобразователя и блока питания и защиты БПЗ-24. Первичный преобразователь связан с блоком питания и защиты двухпроводной линией связи длиной до 500 м. При помощи первичного преобразователя измеряемый параметр преобразуется в пропорциональное значение силы постоянного тока $4-20$ мА. Первичные преобразователи имеют искробезопасное исполнение и предназначены для работы во взрывоопасных помещениях всех классов. Блоки питания относятся к электрооборудованию общего назначения и должны устанавливаться вне взрывоопасной зоны.

В первичных преобразователях используются тензопреобразователи двух типов в зависимости от верхних пределов измерения преобразователей: рычажно-мембранные тензопреобразователи усилия (от 1 до 250 кПа) и мембранные тензопреобразователи давления (от $4 \cdot 10^2$ до $6 \cdot 10^4$ кПа).

Для примера схема рычажно-мембранного тензопреобразователя усилия приведена на рис. 12.51. Тензопреобразователь усилия 1 размещен внутри основания 2 в заполненной кремнийорганической жидкостью замкнутой полости и отделен от измеряемой среды металлическими гофрированными мембранами 3. Мембраны по наружному контуру приварены к основанию и соединены между собой центральным штоком 4, который связан с тензопреобразователем. Воздействие перепада давления вызывает прогиб гофрированных мембран, изгиб мембраны тензопреобразователя с закрепленной на ней КНС структурой 5 и как следствие изменение сопротивления тензорезисторов 6. Электрический сигнал тензопреобразователя передается из полости высокого давления во встроеное электронное устройство 7 через герметичный выход 8.

Класс точности преобразователя — 0,6; питание — от сети переменного тока частотой 50 Гц напряжением 220 В; допускаемое сопро-

тивление нагрузки, включая сопротивление линии связи, до 2,5 кОм.

Пневмоэлектрическое устройство с пьезокерамическим преобразователем предназначено для преобразования аналогового унифицированного пневматического сигнала в унифицированный электрический сигнал. Принципиальная

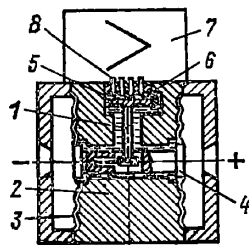


Рис. 12.51. Рычажно-мембранный преобразователь усилия для ПЭП типа «Сапфир»

схема преобразователя представлена на рис. 12.52. Преобразователь содержит пневмомеханический преобразователь, включающий пневматический генератор 1, прямой 2 и инверсный 3 клапаны и механоэлектрический преобразователь 4, составленный из пьезокерамических мембран 5, образующих соответственно четные 6 и нечетные 7 камеры.

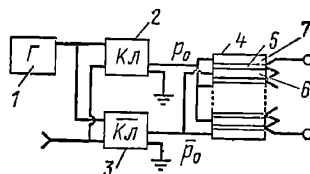


Рис. 12.52. Структурная схема ПЭП с пьезокерамическим преобразователем

Преобразователь работает следующим образом.

Потенциальный пневматический сигнал p_x поступает во входные каналы взаимноинверсных клапанов 2 и 3. Затем с помощью пневматического генератора 1 он превращается в переменные во времени p_0 и \bar{p}_0 , фазы которых смещены относительно друг друга на 180° .

Амплитуды сигналов p_0 и \bar{p}_0 пропорциональны входному сигналу $p_{вх}$. Далее сигналы p_0 и \bar{p}_0 поступают соответственно в четные 6 и нечетные 7 камеры. На выходных выходах преобразователя 4 под воздействием давлений p_0 и \bar{p}_0 формируется электрическое напряжение U .

Пьезокерамические мембраны 5 в зоне упругих деформаций обеспечивают линейную зависимость напряжений от приложенного к ним давления газа. Таким образом, амплитуда напряжения U пропорциональна сигналу $p_{вх}$.

На выходе ПЭП устанавливается электронный усилитель, нормализующий выходной электрический сигнал.

Класс точности этого преобразователя 0,6; питание электронного усилителя можно осуществлять либо от источника питания, выполненного с помощью ПЭП с использованием пьезо-

керамических элементов, либо от источника постоянного электрического напряжения 12 В.

12.7.4. Электропневматические и пневмо-электрические преобразователи дискретного действия. Электропневматические преобразователи. В течение ряда лет двухпозиционные ЭПП строились так, что входное устройство выполнялось в виде электромагнита, сочленен-

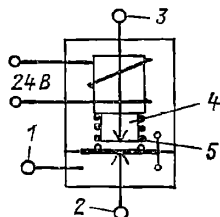


Рис. 12.53. Схема ЭПП дискретного типа ППР.5

ного с выходным устройством преобразователя, представляющего собой пневматический переключатель типа сопло — заслонка.

Преобразователь ППР.5 (рис. 12.53) предназначен для преобразования электрического дискретного сигнала постоянного тока в пневматический дискретный и содержит корпус, основание и электромагнит.

Якорь электромагнита с двусторонней заслонкой закреплен на мембране и подпружинен. Заслонка перемещается между двумя соплами, одно из которых соединено с каналом 2, другое — с каналом 3. Камера между соплами соединена с каналом 1. При отсутствии напряжения канал 1 соединен с каналом 3.

При подаче напряжения на катушку электромагнита якорь 4 притягивается, преодолевая сопротивление пружины 5, и заслонка, открывая одно сопло, закрывает другое, соединяя канал 1 с каналом 2. Таким образом, при подаче и снятии электрического напряжения преобразователь работает как переключатель пневматических каналов связи.

В электропневматическом преобразователе типа Р-50 (рис. 12.54) использован пневмоконтакт с шариковым соплом в первом каскаде и подпружиненный двсвоенный пневмоконтакт с

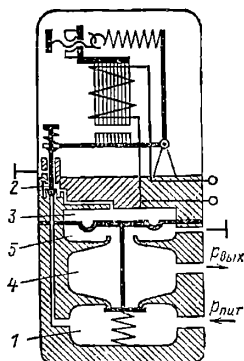


Рис. 12.54. ЭПП дискретного типа с шариковым соплом типа Р-50

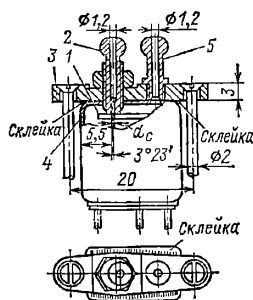


Рис. 12.55. ЭПП для сопряжения с элементами струйной техники типа ЭПР-2

плоскими заслонками. Сжатый воздух из линии питания поступает в камеру 1 и через управляющий клапан, расположенный в камере 2, подается в камеру 3. При исчезновении командного электрического сигнала управляющий клапан под действием возвратной пружины прекращает подачу сжатого воздуха в камеру 3, сообщая ее через камеру 2 с атмосферой. Освобожденный мембранно-клапанный механизм возвратной пружины и потоком сжатого воздуха разъединяет камеры 1 и 4 и одновременно открывает проход воздуха из камеры 4 в камеру 5, соединенную с атмосферой.

Преобразователи выпускаются с обмоткой электромагнита, рассчитанной на 127 и 220 В ($\pm 10\%$) переменного напряжения частотой 50 Гц $\pm 1\%$. Мощность, потребляемая электромагнитом, не более 5 Вт. Давление питания, коммутируемое пневматическим контактом преобразователя, может меняться в пределах от 100 до 400 кПа. Масса преобразователя 0,39 кг.

Электропневмопреобразователь типа Ф 66-11 предназначен для преобразования дискретного электрического сигнала в инверсный дискретный пневматический сигнал. Имеет струйный конечный выключатель и электромагнит, который перемещает заслонку. В момент подачи напряжения на электромагнит заслонка переключает струю воздуха и пневматический сигнал на выходе струйного конечного выключателя исчезает. Преобразователь рассчитан на давление питания 1—10 кПа и напряжение срабатывания 20 В. Наибольшая пропускаемая частота 30 Гц.

Электропневмопреобразователь ЭПР-2 предназначен для сопряжения электрических устройств с элементами струйной техники (рис. 12.55). В преобразователе использована магнитная система реле РЭС-10.

Якорь 1 электромагнита реле является заслонкой для сопла 2, к которому подается давление $P_{пит}$. Сопло 2 установлено в планке 3 таким образом, чтобы его торец составлял прямой угол с верхней плоскостью якоря (в его непритянутом состоянии).

Для введения сопла в герметичный корпус 4 реле РЭС-10 в корпусе создано специальное отверстие. Второе отверстие сообщает внутреннюю полость корпуса с трубкой 5, через которую выходной сигнал преобразователя поступает к потребителю. Следует отметить, что проточный характер нагрузки позволяет существенно снизить требования к пневмоконтакту, образованному плоскостью якоря и соплом 2. При давлении питания 1 кПа и нагрузке управляющим каналом струйного элемента преобразователя типа ЭПР-2 обеспечивает расход не менее $86,4 \cdot 10^6$ м³/с, достаточный для работы модулей СМСТ. Рабочая частота преобразователя (при питании его обмотки синусоидальным напряжением) достигает 400 Гц. Масса преобразователя — не более 20 г.

Электропневмопреобразователь с пневмоконтактом типа «динамический клапан» (рис. 12.56) предназначен для сочетания электронных блоков устройств управления с блоками, содержащими струйные элементы.

В преобразователе использованы обмотка и магнитная система 1 от реле РМЦ-1 и пневмоконтакт, состоящий из подающего сопла 2 и приемной трубки 3, зазор между которыми

перекрывается заслонкой 4, укрепленной на якоре 5. Для возврата якоря и связанной с ним заслонки в исходное положение служит пружина 6, упирающаяся в пластину 7. Рабочая частота преобразователя 50 Гц. Давление питания 1 кПа.

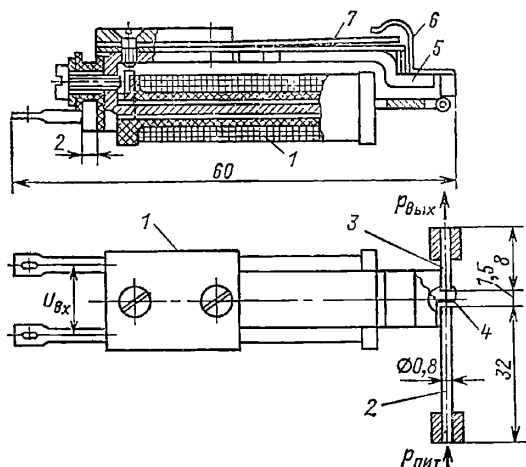


Рис. 12.56. ЭПП с использованием «динамического клапана»

В электропневматическом преобразователе, основанном на ионизации воздуха, схема которого приведена на рис. 12.57 [12.24], воздух подводится к соплу питания 1 струйного устройства, на выходе которого формируется струя 2, проходящая мимо двух последова-

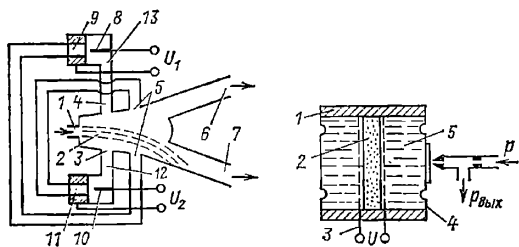


Рис. 12.57. ЭПП с использованием ионизации воздуха

Рис. 12.58. ЭПП с использованием электрокинетического эффекта

тельно расположенных пар управляющих сопел 3, 4 и 5, и попадает в одно из приемных сопел 6, 7.

При приложении высокого напряжения U к электродам 8—9, 10—11 типа игла—трубка в резко неоднородном поле создается направленный поток ионов, что вызывает возникновение между электродами коронного униполярного разряда. Поток ионов движется от иглы к трубке, передает свой момент количества движения окружающему воздуху, вызывая его перемещение. При этом около иглы 8 (10) в сопле 13 (12) создается разрежение, а в сопле 9 (11) — избыточное давление. Для усиления управляющего воздействия на струю 2 имеются две пары управляющих сопел, причем соп-

ло нагнетания 9 (11) соединено с одним из сопел 5, а сопло разрежения 13 (12) соединено с соплом управления 3 или 4. Тем самым с одной стороны струя 2 (со стороны сопла 3 или 4) создается разрежение, а с другой (со стороны сопла 5) — избыточное давление, что облегчает переброс струи.

При подаче напряжения U_1 на электроды 8, 9 струя 2 перебрасывается в приемное сопло 6, а для реверса струи необходимо подать напряжение U_2 на электроды 10, 11. Преобразователь работоспособен как триггер при определенных значениях давления питания струйного элемента 16 кПа. Повышение давления питания вызывает самовозбуждение триггера, и последний начинает работать в режиме пневматического генератора. Частота пропускания сигналов ЭПП — около 60 Гц.

Однако ЭПП, основанные на ионизации воздуха, не нашли широкого применения, причиной тому являются низкий уровень выходного сигнала, высокое управляющее напряжение, неустойчивость работы в условиях повышенной радиации. Область применения ограничена некоторыми специальными случаями.

Преобразователи, использующие электрокинетический эффект (рис. 12.58), содержат корпус из электроизоляционного материала 1, в котором установлена пористая перегородка 2. На перегородке 2 закреплены изолированные электроды 3. В камере, образованной полостью корпуса 1 и двумя упругими мембранами 4, помещена рабочая жидкость 5. Если создать разность потенциалов на электродах 3, то жидкость будет протекать сквозь пористую перегородку и создавать давление на упругую мембрану 4, которая, перемещаясь, будет изменять давление $P_{\text{вых}}$ в междроссельной камере.

Преобразователи, построенные с использованием электрокинетического эффекта, обладают рядом несомненных достоинств: в процессе преобразования они не требуют источника электрического питания, обладают довольно широким частотным диапазоном (0,1 Гц — 10 кГц), могут быть выполнены в сравнительно малых габаритах. Тем не менее до сих пор электрокинетические ПЭП и ЭПП не нашли широкого применения, причиной тому являются: в ПЭП — низкий уровень выходного сигнала, а в ЭПП — невозможность преобразования статических сигналов; высокое входное сопротивление; значительный температурный дрейф (0,1 % на 1 °C); высокое управляющее напряжение (до 1 кВ). Кроме того, недостатками ПЭП и ЭПП являются возможность химического взаимодействия между жидкостями и твердыми элементами преобразователя, так как используемые рабочие жидкости в большинстве случаев являются хорошими растворителями, а также трудность герметизации преобразователя.

В качестве ЭПП дискретного действия могут использоваться преобразующие устройства с пьезокерамическими преобразователями (см. рис. 12.48, б).

Пневмоэлектрические преобразователи дискретного действия. В настоящее время промышленностью выпускаются ПЭП типа ППР-4, Р-70А, СМ-1 и Ф62-21, в которых входной сигнал в виде давления сжатого воздуха действует на мембрану узла чувствитель-

ного элемента и через шток — на кнопку микропереключателя, вызывая замыкание и размыкание контактов.

Преобразователь ППР-4 (рис. 12.59) рассчитан на прием сигналов от дискретных элементов промышленной пневмоавтоматики

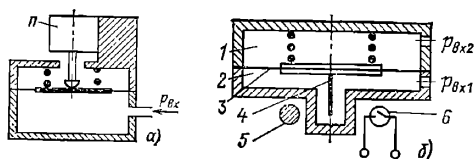


Рис. 12.59. ПЭП дискретного действия типа ППР-4

(УСЭППА, ДРЕЛОБА и т. д.). Контакты микропереключателя Π могут коммутировать постоянный ток от 0,5 до 4 А при напряжении до 30 В и омической нагрузке. Ресурс работы преобразователя составляет $2 \cdot 10^5$ переключений. Масса преобразователя — не более 60 г; габариты $24 \times 24 \times 43$ мм.

Преобразователи Р-70 и СМ-1 рассчитаны на коммутацию более мощных электрических цепей. Увеличение мощности достигается за счет использования переключателя другого габарита и большей эффективной площади мембраны. Например, преобразователь типа Р-70 допускает коммутацию цепей как постоянного, так и переменного тока; в последнем случае допустимая мощность составляет 440 Вт при напряжении 220 В и частоте тока 50 Гц.

Пневматический преобразователь типа Ф62-21 имеет полость, разделенную мембраной, которая связана с толкателем микропереключателя.

При подаче давления в полость под мембраной последняя воздействует на микропереключатель и переключает его контакты. Минимальное давление управления 0,8 кПа при включении и 0,16 кПа при выключении. Мощность коммутируемого тока 750 Вт при переменном напряжении 380 В и постоянном 220 В.

Недостатком рассмотренных типов преобразователей является использование в них недолговечных переключателей, обладающих по сравнению с пневматическими дискретными элементами как меньшим ресурсом, так и более низкой надежностью.

Весьма перспективным направлением создания пневмоэлектрических преобразователей является использование в них магнитоуправляемых контактов (МУК), отличающихся весьма высокой надежностью при большом ресурсе, достигающем 10^8 переключений.

Двухпозиционный пневмоэлектрический преобразователь (рис. 12.59, б) содержит камеры 1, 2, отделенные друг от друга эластичной мембраной 3 с жестким центром, на котором закреплен экран 4, выполненный из ферромагнитного материала. Экран находится между постоянным магнитом 5 и магнитоуправляемым контактом 6 типа КЭМ. При отсутствии управляющего сигнала экран находится в нижнем положении и перекрывает поле постоянного магнита, в результате чего контакт разомкнут. При подаче сигнала на пневмоэлектр преобразователь экран перемещается вверх

и магнитоуправляемый контакт замыкается. В случае необходимости в верхнюю камеру преобразователя можно подать второй управляющий сигнал. При этом срабатывание пневмоэлектр преобразователя является функцией алгебраической суммы двух сигналов.

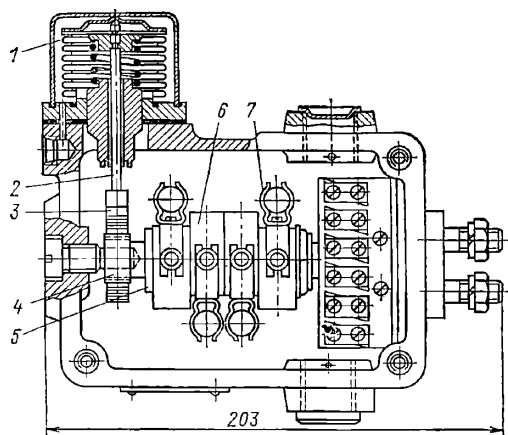


Рис. 12.60. Пневмоэлектрическое сигнальное устройство типа ПЭСУ-4

Пневмоэлектрическое сигнальное устройство ПЭСУ-4 (рис. 12.60) содержит сильфон 1, который при подаче воздуха в полость над ним перемещает шток 2 и связанную с ним рейку 3, находящуюся в зацеплении с шестерней 4. При вращении шестерни вращаются барабан 5

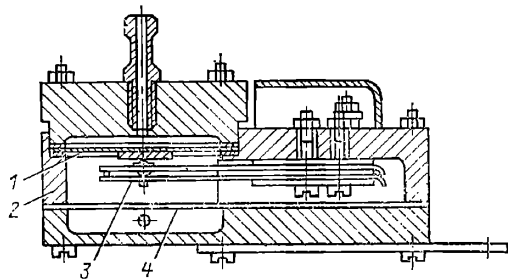


Рис. 12.61. ПЭП для сопряжения струйных элементов с электрическими устройствами типа ПЭР-38

и установленные на нем держатели 6 ртутных контактов 7.

В зависимости от положения ртутных контактов происходит поочередное их замыкание. С помощью держателей 6 по накатке барабана производится настройка ртутных контактов. Шаг накатки соответствует угловому перемещению ртутных контактов на 4° . Максимальный угол поворота барабана при полном перемещении сильфонного механизма равен 40° , поворот барабана на 4° соответствует изменению давления контролируемой среды на 10 кПа.

Для сопряжения струйных элементов с электрическими устройствами разработан преобразователь ПЭР-38 (рис. 12.61). Мембраны 1 и 4 образуют камеру, в которой герметизи-

рованы контакты 3. При подаче давления в камеру верхней части корпуса 2 мембрана прогибается и замыкает контакты 3. Частота переключений преобразователя 10 Гц, если источником пневматического сигнала является струйный элемент.

Основным недостатком устройства является относительно медленное схождение и расхождение контактов при их замыкании и размыкании.

Преобразователи с использованием магнитоэлектрического эффекта [12.25], предназначенные для соединения струйных систем с ЭВМ, содержат пневматический управляемый генератор, выходной канал которого соединен с глухой камерой с установленной в ней капсулой микрофона. При подаче пневматического сигнала в виде давления сжатого воздуха на один из входов струйного элемента на его выходе возникают колебания звуковой частоты (до 500 Гц), вызывающие соответствующие колебания мембраны микрофона. Выходной сигнал микрофона преобразуется в унифицированный полупроводниковым услителем.

Преобразователи другого типа используют серийно выпускаемую капсулу микрофона ДЭМШ-1А и обладают существенным преимуществом — наличием сравнительно толстой мембраны (0,1 мм), которая долговечна и надежна в эксплуатации. Она дает максимальный электрический сигнал 0,6—0,9 В при давлении 2 кПа при отношении сигнал/шум 20—30. Габариты капсулы: диаметр 19 мм, высота 7 мм [12.26].

Перспективным направлением создания ПЭП является использование пьезокерамики. В Институте проблем управления разработан миниатюрный ПЭП с использованием пьезокерамики, позволяющий без применения электрического питания осуществлять передачу пневматических сигналов нормального уровня давления с высокой частотой (до 15 Гц) на расстояние более 1 км, что практически невозможно осуществить только пневматическими средствами.

Разработано две модификации ПЭП с использованием пьезокерамики для преобразования потенциального пневматического сигнала в электрический сигнал переменного или постоянного тока и для преобразования пневматического сигнала в электрический импульсный сигнал.

В устройстве (рис. 12.62) потенциальный сигнал с помощью струйного амплитудного модулятора АМ преобразуется в серию разнополярных пневматических импульсов, которые поступают в пьезокерамический преобразователь

ПП. Электрические импульсы на выходе ПП выпрямляются с помощью однополупериодного выпрямителя В и удваиваются по амплитуде. Обработанный таким образом сигнал поступает в нормирующий усилитель НУ.

Амплитудный модулятор выполнен на базе плоского струйного элемента с двумя инверсными выходами, работающего с использованием эффекта Коанда. Выходные каналы 1, 2 элемента через пневматические емкости 3 и сопротивления 4, образующие инерционные звенья, соединены с соответствующими управляющими каналами элемента 6 и 5. Входом амплитудного модулятора является канал питания 7 струйного элемента.

Пьезокерамический преобразователь ПП представляет собой набор разделенных по периферии прокладками и стянутых в пакет пьезокерамических биморфных дисков, образующих полые камеры. Диски электрически могут быть соединены либо последовательно, либо параллельно. На входы в камеры ПП подаются два взаимно инверсных пневматических сигнала p и \bar{p} с выходов амплитудного модулятора.

Принципиально возможны резонансный и статический режимы работы дисков. В ПП обеспечивается статический режим их работы несмотря на предпочтительность резонансного, обеспечивающего больший КПД преобразования. Это объясняется тем, что средствами пневматики довольно сложно обеспечить резонансные частоты, необходимые для возбуждения дисков и лежащие в диапазоне 10—20 кГц. Некоторое уменьшение КПД преобразования можно в значительной мере компенсировать введением дополнительных дисков при крайне простой конструкции преобразователей ПП.

Отличительными чертами этих преобразующих устройств являются отсутствие источников электрического питания, низкая энергоемкость, а следовательно, пожаровзрывобезопасность на уровне средств пневмавтоматики и малые габариты 26×26×30 мм.

Второй преобразователь структурно состоит из двух узлов: формирователя пневматического сигнала, представляющего собой два каскада инверсных усилителей, включенных последовательно (П-1194) [12.12], и пьезокерамического преобразователя, описанного выше. Оба эти узла конструктивно выполняются в одном корпусе. Преобразователи пожаровзрывобезопасны, т. е. обладают наряду с высоким быстродействием всеми достоинствами пневматики.

Помимо описанных выше преобразователей существует много разработок, основанных на использовании тепловых явлений, связанных с изменением электрического сопротивления при изменении температуры либо с зависимостью геометрических размеров от температуры.

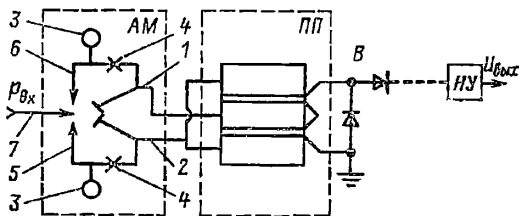


Рис. 12.62. ПЭП с использованием пьезокерамики

12.8. ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ КАНАЛЫ СВЯЗИ

Быстродействие пневматических устройств определяется в основном свойствами канала связи. Под каналом связи понимается совокупность трех элементов — передающего, приемного и собственно линии связи, соединяющей оба элемента. В качестве передающих и приемных элементов в настоящее время использу-

ются пневматические реле, усилители, кнопки, тумблеры и т. д. Их время срабатывания мало и практически не влияет на быстродействие пневматического канала, которое по существу определяется свойствами линии связи.

Под достоверной передачей непрерывного сообщения понимается достижение на приемной стороне давления, отличающегося от давления на передающей стороне на заданную погрешность. Фактором достоверной передачи дискретной информации можно считать изменение состояния приемного элемента, наступающего при достижении давления в конце линии, равного уровню срабатывания приемного элемента. Принято, что уровень срабатывания составляет примерно $(0,5-0,7)P_{\text{плн}}$.

В системах пневматоматики различают два вида линий связи — короткие коммуникационные каналы, необходимые для соединения элементов в блоках пневматических устройств, и длинные каналы связи отдельных блоков между собой.

Короткие коммуникационные каналы представляют собой фрезерованные углубления в пластмассовой пластине или, так же как и длинные каналы связи, пластмассовые или металлические трубопроводы.

При построении пневматических приборов особое внимание уделяют определению потерь давления на сопротивлении и расчету расходов разветвленной цепи.

Пневматические линии связи создают потери давления, обусловленные либо местными сопротивлениями на входе, выходе и изгибах канала, либо силами вязкого трения, распределенными по длине канала [12.2].

Потери по длине каналов определяют по формуле

$$\Delta p = \xi_{\text{тр}} \frac{\rho v^2}{2} = \xi \frac{l}{d_r} \frac{\rho v^2}{2},$$

где $\xi_{\text{тр}}$ — коэффициент сопротивления трения; ρ — плотность воздуха; v — средняя скорость течения потока; l — длина канала; ξ — коэффициент трения, зависящий от режима течения, формы сечения и относительной шероховатости, d_r — гидравлический диаметр, равный учетверенной площади поперечного сечения канала к периметру, т. е. $d_r = 4F/P$.

Для ламинарного режима ($Re \leq 2300$) в канале крупного сечения $\xi = 64/Re$, при неравнотурбулентном режиме этот коэффициент определяют по формуле Блазиуса: $\xi = 0,316 Re^{-1/4}$. В общем случае для труб крупного сечения для всех режимов течения ξ определяют по графику Никурадзе [12.2].

При исследовании динамических свойств пневматических линий связи обычно используется развитый аппарат исследования электрических длинных линий. Основанием для отнесения пневматической линии связи к категории «длинной» является соблюдение двух условий: длина линии l должна быть больше четверти длины волны λ передаваемых колебаний, а поперечные размеры линии должны быть много меньше длины волны. Длина волны λ , соответствующая предельной частоте работы пневматических элементов $f = 20$ Гц и скорости распространения звука $a = 330$ м/с, составляет $\lambda = a/f = 16,5$ м. Таким образом, линии связи, имеющие протяженность более $16,5/4$ м, и внут-

ренний диаметр, измеряемый несколькими миллиметрами (как это и имеет место в пневматических системах), могут исследоваться с использованием аппарата анализа длинных линий [12.21].

При передаче пневматических сигналов по каналу имеет место сочетание двух процессов — процесса разгона массы среды и волновых явлений. Учет этих факторов весьма сложен, поэтому на практике процессы в линии описываются звеном с запаздыванием $\tau = l/a$ и аperiодическим с постоянной времени $T = RC l^2$, где l — длина линии; a — скорость звука; R и C — сопротивление и емкость единицы длины линии. Правомочность такой аппроксимации лежит в пренебрежимо малом проявлении инерции (в зоне рабочих частот), так как плотность ρ воздуха достаточно мала при низких давлениях, используемых в пневматических устройствах. Экспериментальные исследования достаточно хорошо согласуются с аналитическими результатами [12.4, 12.21, 12.30]. Линия с глухой камерой на приемном конце опораживается быстрее, чем заполняется, и объясняется это тем, что среднее давление в линии во время опораживания меньше, чем при заполнении. Амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики такого трубопровода обладают большой крутизной. Это обстоятельство почти исключает возможность применения частотного и число-импульсного методов модуляции сигналов при релейно-мембранной элементной базе. Амплитудный способ модуляции можно использовать при применении элементов с глухой приемной камерой. При этом с увеличением диаметра линии давление нарастает быстрее, однако это справедливо лишь для изолированной линии, т. е. в предположении, что скачок давления формируется источником бесконечной мощности, внутреннее сопротивление которого равно нулю.

Время передачи $T_{\text{п}}$ дискретного сигнала по каналу связи зависит как от диаметра, так и от длины линии при заданных сопротивлении источника сигнала, объеме входной камеры приемного элемента и пороге его срабатывания.

Анализ [12.4, 12.21, 12.30] переходных процессов при источнике, обладающем внутренним сопротивлением $R_{\text{вх}}$, показывает, что существует оптимальный диаметр линии связи, обеспечивающий минимальное время передачи сигнала $T_{\text{опт}}$,

$$d_{\text{опт}} = \sqrt[4]{\frac{64 \rho l v}{\pi R_{\text{вх}}}},$$

где v — кинематическая вязкость воздуха. Это соотношение определяет такую величину $d_{\text{опт}}$, при которой внутреннее сопротивление источника сигнала равно волновому сопротивлению линии, что вполне соответствует известному положению теории электрических цепей.

Экспериментальные кривые, приведенные на рис. 12.63, подтверждают наличие зависимости $T_{\text{п}}$ от параметров, отмеченных выше [12.21].

Что касается заполнения и опорожнения линии (рис. 12.64), на входе которой имеется сосредоточенное сопротивление $R_{\text{вх}}$, то достаточно удовлетворительную сходимость с экспериментом дает аппроксимация экспонентой

[12.21]. Так, при нарастании давления на входе до $p_{сх}$

$$p = p_{сх} \left[1 - \exp \left(- \frac{t}{(R_{вх} + 0,5 R_l) C_l} \right) \right].$$

Отмеченное выше позволяет считать, что главными недостатками пневматических линий связи являются ограниченная дальность пере-

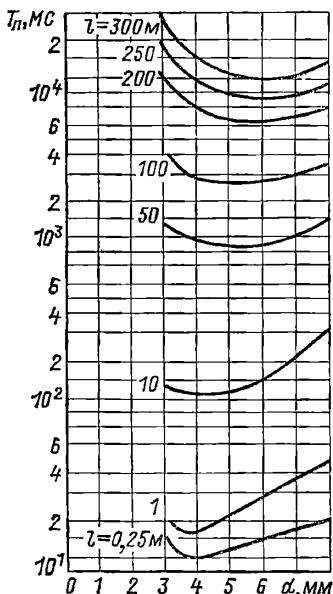


Рис. 12.63. Характеристики канала передачи пневматического сигнала

дачи, обычно не превышающая 300 м, и чрезвычайно низкая скорость передачи.

В настоящее время разработан ряд способов ускорения передачи пневматических сигналов: автоматическое изменение порогов срабатывания приемных устройств, промежуточ-

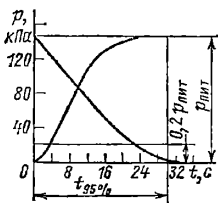


Рис. 12.64. Характеристики заполнения и опорожнения линии

ное усиление пневматических сигналов, дифференцирование пневматических сигналов, использование звуковых и ультразвуковых колебаний, а также передача пневматических сигналов по проводной линии связи.

Схема одного из вариантов ускорения передачи с помощью уменьшения порогов срабатывания приемных элементов представлена на рис. 12.65. Сущность приема заключается в использовании приемного элемента 1, реализующего функцию «память», которая «стирается» посылкой ($p \rightarrow p_{пит}$) по линии L_2 в приемный элемент 2, реализующий функцию отрицания и установленный в цепи положительной обратной связи элемента 1. Сигнал, по-

сланный по линии L_2 , может привести к ожидаемому результату только в том случае, если в момент его посылки давление в первой линии будет ниже порога отпущения элемента 1.

Таким образом, реализация этого приема возможна лишь в тех случаях, когда интервалы между командами на «включение» и «выключение» достаточно велики.

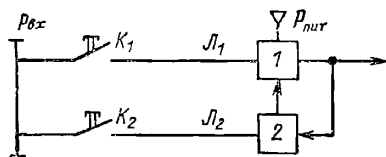


Рис. 12.65. Схема ускорения передачи сигнала

Другим способом ускорения передачи является ограничение давления $p_{вх}$ перед приемным элементом после его срабатывания (рис. 12.66). Ограничение давления $p_{вх}$ достигается введением дросселя $R_{др}$ и клапана K . После срабатывания элемента ПЭ ($p_{вх} = p_{пит}$) клапан K через дроссель $R_{др}$ сообщает с атмосферой тот конец линии L_1 , который связан со

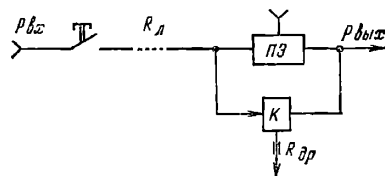


Рис. 12.66. Схема ускорения передачи сигнала

входом приемного элемента. Благодаря сообщению линии с атмосферой давление $p_{вх}$ (после достижения им давления срабатывания приемного элемента) растет медленнее, чем это имело бы место без использования рассматриваемого приема. Максимальное давление определяется из соотношения

$$p_{вх \max} = p_{пит} \frac{R_{др}}{R_{др} + R_l}.$$

Так как $p_{вх \max} < p_{пит}$, время отпущения приемного элемента (при передаче сигнала 0) уменьшается.

Известным приемом увеличения скорости передачи сигналов является использование блоков предвращения, установленных на приемной стороне [12.21]. Выходной сигнал на выходе блока предвращения приблизительно равен сумме входного сигнала и его производной, умноженной на коэффициент, зависящий от конструктивных параметров блока предвращения. Конструктивно блок предвращения состоит из трехмембранного элемента, в цепи отрицательной обратной связи которого включено дифференцирующее звено, состоящее из дросселя и емкости.

Рассмотрим совместную работу блока предвращения и линии связи, полагая, что входным давлением блока является давление, передаваемое по линии. Давление в линии при сигнале 0 поддерживается больше атмосферного давления, но меньшим давления отпуща-

ния реле и тем более меньшим давления срабатывания реле. Если в начальный момент подать в линию скачкообразный сигнал, равный давлению питания, то по истечении времени запаздывания давление на входе блока предвещения начнет повышаться по кривой, близкой к экспоненте. В отсутствие блока

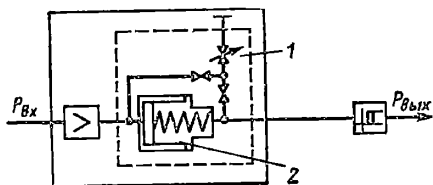


Рис. 12.67. Схема ускорения передачи сигнала

предвещения реле сработало бы в момент, когда давление в приемной камере реле превысило бы давление срабатывания реле. Введение в схему блока предвещения приводит к тому, что давление на его выходе растет быстрее, вследствие чего реле срабатывает раньше.

Обеспечивая существенный выигрыш в скорости передачи сигнала, рассмотренный способ помимо усложнения схемы требует использования точного стабилизатора давления на передающей стороне, что снижает надежность и помехоустойчивость схемы в целом.

В другом способе реализации ускоренной передачи пневматических сигналов применяется дифференцирующее звено (рис. 12.67). В качестве дифференцирующего звена используется пассивное дифференцирующее устройство. Конденсатор выполнен в виде подпружиненного резинового «чулка» 2 [12.27]. Передача осуществляется низким (2—4 кПа) давлением. На передающей стороне линии давление понижается с помощью делителя 1 и затем на приемной стороне повышается до нормального (140 кПа) давления с применением усилителя, содержащего мембраны.

При применении изложенного выше метода возможна передача пневматических сигналов с частотой 30 Гц по линии длиной не более 20 м. С увеличением длины линии скорость передачи падает. Так, по линии длиной 300 м можно осуществить передачу импульсов лишь с частотой 0,5—1 Гц.

Интересным способом ускорения передачи пневматического сигнала является введение промежуточных усилителей вдоль линии связи. Линия связи делится на участки. После каждого участка устанавливается усилительное реле. Уровень срабатывания $p_{ср}$ каждого из реле ниже передаваемого по линии сигнала, давление которого равно давлению питания $p_{пит}$. Выходным сигналом каждого из усилительных реле является давление питания. Ускорение передачи сигнала тем больше, чем ниже уровень срабатывания $p_{ср}$. Однако при значительном гистерезисе может возникнуть проигрыш во времени при передаче сигнала 0. Поэтому к выбору усилительных реле предъявляют достаточно жесткие требования.

Рассматриваемый способ, обеспечивая достаточный выигрыш в скорости передачи,

требует наличия линии питания вдоль всей линии связи, а также введения промежуточных усилителей, что снижает надежность канала.

В последнее время предприняты попытки передачи дискретных пневматических сигналов с помощью звуковых или ультразвуковых колебаний непосредственно по воздуху либо по специальным звукопроводам. Передача сигналов с помощью звуковых или ультразвуковых колебаний является естественным переходом от собственно пневматики к акустике и автоматически обеспечивает пожаровзрывобезопасность каналов связи. Однако в настоящее время передача пневматических сигналов с помощью звуковых колебаний ограничена малым расстоянием (приблизительно 10—20 м) из-за значительного затухания звуковых колебаний [12.4]. Кроме того, преобразователи пневматического сигнала (задаваемого в виде давления) в звуковой (ультразвуковой) и преобразователи звукового (ультразвукового) сигнала в давление сжатого воздуха сложны, относительно слабо защищены от звуковых помех, создаваемых работающими производственными агрегатами.

Передача пневматических сигналов с помощью звуковых (ультразвуковых) колебаний по металлическим звукопроводам пока находится в стадии научных исследований.

В настоящее время разработаны способы передачи пневматических сигналов по проводной линии связи [12.18]. Оказалось возможным преобразовать пневматический сигнал в электрический, передать этот сигнал на достаточно большое расстояние и осуществить преобразование электрического сигнала в пневматический. Преобразование сигналов и передача осуществлены без применения источников электрического питания. Этот способ передачи реализован с помощью пьезокерамических преобразователей (см. с. 412) и позволил осуществить ускоренную передачу пневматических сигналов (частотой до 40 Гц) на расстояние до 1 км при сохранении основного достоинства пневматики — пожаровзрывобезопасности.

Линия связи является элементом канала связи, конструкция которого существенно отличается от конструкции остальных частей канала — реле, кнопок, ключей и т. п., являющихся, как правило, элементами УСЭППА (см. § 12.4).

Отдельные трубные проводки. В течение многих десятков лет развития пневмоавтоматики основным материалом для прокладывания линий связи являлись медные, стальные или алюминиевые трубы. Высокая стоимость самих труб и их монтажа, низкая ремонтнопригодность, а также широкое развитие пневмоавтоматики привели к замене металлических труб пластмассовыми (поливинилхлоридными или полиэтиленовыми с аналогичными свойствами). Металлические трубы остались только на объектах с повышенной (или пониженной) температурой окружающей среды, с повышенной пожарной опасностью.

Полиэтиленовые трубы [12.28] допускаются применять при температуре окружающей среды от —60 до +50 °C и не разрешается — в условиях тропического климата и при наличии гамма-радиации. Поливинилхлоридные

Таблица 12.12. Пневмокабели

Марка кабеля	Наименование	Число трубок	Наружный диаметр и толщина стенок трубки, мм	Сечение сигнальных жил, см ²	Наружный диаметр кабеля, мм	Примечание
ТПО	Пневмокабель из полиэтиленовых трубок в поливинилхлоридной оболочке	1; 4; 7; 10; 12; 19	6×1	0,5	8,1; 17,7; 22,2; 28,2; 29,1; 35,2	Для прокладки в средах с повышенной влажностью, при механической вибрации
		1; 4; 7; 10; 12	8×1	0,75	10,1; 23,5; 28,2; 37,2; 38,4	
		1; 4; 7; 10; 12	8×1,6	0,75	10,1; 25,5; 28,2; 37,2; 38,4	
ТПОП	Пневмокабель из полиэтиленовых трубок в поливинилхлоридной оболочке, в оплетке из стальных оцинкованных проволок	1; 4; 7; 10; 12; 19	6×1	0,5	9,3; 19; 23,5; 29,5; 30,5; 36,5	При наличии паров кислот, щелочей и нефтепродуктов, при легкой вибрации
		1; 4; 7; 10; 12	8×1	0,75	11,3; 24,7; 29,5; 38,5; 39,6	
		1; 4; 7; 10; 12	8×1	0,75	11,3; 24,7; 29,5; 38,5; 39,6	

трубы допускается применять только для внутренних проводок, в пожароопасных помещениях при температуре окружающей среды от —40 до +50 °С.

Расстояние между точками крепления пластмассовых труб при прокладке их по горизонтали не должно превышать 300 мм, а при вертикальной прокладке — 500 мм. Для соединения участков труб между собой серийно выпускаются соединители.

Пневматические кабели. Основным конструктивным элементом пневматических кабелей являются полиэтиленовые трубы с наружным диаметром 6 и 8 мм [12.28].

В зависимости от числа труб в кабеле, способа их соединения, конструкции защитной оболочки и пр. пневмокабели классифицируются в соответствии с табл. 12.12.

Важным этапом при прокладке пневматических линий связи является проверка ее герметичности. Подробное описание процесса контроля и используемого при этом оборудования приведено в [12.29].

Список литературы

- 12.1. Дмитриев В. Н., Чернышев В. И. Пневматические вычислительные приборы непрерывного действия. М.: Госэнергоиздат, 1962. 96 с.
- 12.2. Альтшуль А. Д. Гидравлические сопротивления. М.: Недра, 1970. 216 с.
- 12.3. Ибрагимов И. А., Фарзане Н. Г., Илясов Л. В. Элементы и системы пневмоавтоматики. М.: Высшая школа, 1975. 246 с.
- 12.4. Дмитриев В. Н., Градецкий В. Г. Основы пневмоавтоматики. М.: Машиностроение, 1973. 346 с.
- 12.5. Дмитриев В. Н. Улучшение статической характеристики пневматического реле применением дросселей постоянного перепада. — Автоматика и телемеханика, 1957, т. XVII, № 8, с. 689—701.
- 12.6. Фернер В. Пневматические приборы низкого давления. М.: Мир, 1964. 316 с.
- 12.7. Дмитриев В. Н., Шашков А. Г. Силовое действие струи на заслонку в пневматических и гидравлических управляющих органах типа сопло-заслонка. — Автоматика и телемеханика, 1956, т. XVII, № 6, с. 559—609.
- 12.8. Струйная пневмогидроавтоматика/Под ред. В. И. Чернышева. М.: Мир, 1966. 352 с.
- 12.9. Залмазон Л. А. Теория элементов пневмоники. М.: Наука, 1968. 508 с.
- 12.10. Струйные логические элементы и устройства программного управления станками и промышленными роботами. Каталог. М.: НИИМаш, 1979. 67 с.
- 12.11. Касимов А. М., Вайсер И. В., Ярлов В. М. Система модулей струйной техники СМСТ-2 (дискретная ветвь). М.: Институт проблем управления, 1971. 38 с.
- 12.12. Построение пневматических дискретных управляющих устройств на базе аппаратуры системы «Цикл». М.: Институт проблем управления, 1973. 102 с.
- 12.13. Развитие аппаратуры и расширение возможностей системы Цикл/П. М. Атлас, И. В. Вайсер, В. В. Руднев, А. А. Таль, В. И. Чернышев, Б. С. Шевченко. М.: Ин-т проблем управления, 1975. 102 с.
- 12.14. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации. Каталог, т. 2, вып. 6. ЦНИИТЭИприборостроения, 1975.
- 12.15. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации. Каталог, т. 2, вып. 2. ЦНИИТЭИприборостроения, 1976.
- 12.16. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации. Каталог, т. 3, вып. 3. ЦНИИТЭИприборостроения, 1975.
- 12.17. Элементы и схемы пневмоавтоматики/Т. К. Берендес, Т. К. Ефремова, А. А. Тагаевская, С. А. Юдицкий. М.: Машиностроение, 1976. 246 с.
- 12.18. Лимонова М. Е., Чернышев В. И. Передача пневматических дискретных сигналов по проводной линии связи. — Приборы и средства управления, 1979, № 7, с. 20—22.
- 12.19. Эйгенброт В. М. Преобразователи рода энергии сигналов в системах автоматического управления. М.: Энергия, 1970. 272 с.
- 12.20. Автоматические приборы, регуляторы и вычислительные системы. Справочное пособие/Под ред. Б. Д. Кошарского. Л.: Машиностроение, 1976. 880 с.
- 12.21. Эйгенброт В. М. Пневматические устройства телемеханики. М.: Энергия, 1975. 88 с.
- 12.22. Лимонова М. Е., Носов В. В., Чернышев В. И. Передача пневматических дискретных сигналов по проводной линии связи. — Автоматика и телемеханика, 1980, № 7, с. 162—172.
- 12.23. Комплекс полупроводниковых тензорезисторных измерительных преобразователей «Сапфир»/В. Л. Кеннигсберг, В. М. Стучебников и др. — Измерительная техника, 1978, № 10.
- 12.24. Денисов А. А., Нагорный В. С. Электрогидро- и электрогазодинамические устройства автоматики. Л.: Машиностроение, 1979. 288 с.
- 12.25. Степакос Г. А. Бесконтактный пневмоэлектрический преобразователь дискретных сигналов. — В кн.: Новое в пневматике. М.: Наука, 1969. с. 167—168.
- 12.26. Елимелех И. М. Струйные устройства ввода информации. Л.: Судостроение, 1972. 219 с.
- 12.27. Schrepel D., Schwarz A., Rockstroh M. Improved Fluids Pulse Transmission System, 5th Cranfield Fluids Conference, Upsala, Sweden, 1972.
- 12.28. Технические указания по проектированию и монтажу трубных проводок из пневмокабелей и пластмассовых труб в системах автоматизации (МСН 96-69/ММ ССР СССР), ЦБТИ Минмонтажспецстроя СССР, 1970.
- 12.29. Инструкция по проведению гидравлических и пневматических испытаний трубных проводок (МСН 160-67/ММ ССР СССР), ЦБТИ Минмонтажспецстроя СССР, 1969 СССР, 1969.
- 12.30. Залмазон Л. А. Проточные элементы пневматических приборов контроля и управления. М.: Наука, 1961.

Раздел 13

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

13.1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

К гидравлическим устройствам автоматики относятся устройства, характеризующиеся тем, что для обеспечения их функционирования к ним подводится в качестве энергоносителя рабочая жидкость под определенным давлением. В качестве рабочей жидкости обычно используются минеральные масла и значительно реже — синтетические масла (жидкости) и вода.

Основными достоинствами гидравлических устройств и особенно гидравлических силовых (исполнительных) устройств являются хорошие силовые и динамические характеристики при весьма незначительных размерах и массе этих устройств, высокая надежность, простота конструкции и обслуживания, возможность работы в тяжелых внешних условиях.

Основными недостатками являются относительно низкая экономичность (КПД), необходимость организации специальных, часто довольно сложных устройств и систем маслоснабжения, небольшой радиус действия.

Анализ достоинств и недостатков гидравлических устройств показывает, что их применение наиболее целесообразно в качестве исполнительных (силовых) устройств, когда их достоинства становятся определяющими и делают их просто незаменимыми при создании систем автоматического управления с повышенными динамическими и силовыми характеристиками.

Из двух известных способов управления гидравлическими исполнительными механизмами — объемного, когда изменение скорости перемещения выходного элемента механизма обеспечивается изменением производительности питающей его насосной установки, и дроссельного, когда оно обеспечивается изменением дросселирования подводящего к механизму потока рабочей жидкости, — почти всегда используется дроссельный способ как обеспечивающий значительно более высокое быстродействие системы. При этом обычно мирятся с его существенно более низким, чем у объемного способа, КПД, значительным влиянием внешней нагрузки на скорость перемещения исполнительного механизма и др.

Поскольку в быстродействующих системах в качестве устройств выработки командной информации наиболее часто применяются электронные устройства, одними из наиболее важных и перспективных гидравлических устройств являются гидравлические усилители мощности с электрическим управлением (электрогидравлические усилители) и гидравлические исполнительные механизмы, укомплектованные такими усилителями. Однако в отдельных случаях гидравлические исполнительные механизмы применяются в системах автоматизации, имеющих пневматические устройства выработки командной информации, и в чисто гидравлических системах.

Гидравлические устройства автоматики допускают объединение их в агрегатном ком-

плексе средств гидравлического регулирования (АСГР), обеспечивающим сопряжение с агрегатными комплексами средств измерительной техники (АСЭТ), вычислительной техники (АСВТ) и другими в автоматизированных системах управления.

13.2. ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Электрогидравлические усилители предназначены для управления гидравлическими исполнительными механизмами пропорционально электрическому управляющему сигналу, причем управление это осуществляется изменением дросселирования и реверсированием направления движения потока рабочей жидкости, подаваемой на исполнительный механизм.

В электрогидравлических усилителях можно выделить три основные составные части: входное устройство, воспринимающее управляющий электрический сигнал и преобразующее его в воздействие, передаваемое на систему управления выходным элементом, и выходной элемент, непосредственно воздействующий на поток жидкости. В отдельных (относительно редких) случаях система управления может отсутствовать (входное устройство воздействует на выходной элемент непосредственно).

В качестве *входного устройства* обычно используются различного типа электромеханические преобразователи, пропорционально преобразующие входной электрический сигнал в механический (усилие, перемещение). В последнее время в электрогидроусилителях наиболее часто применяются электромеханические преобразователи, выполненные по схеме полноразованного реле и значительно реже — электродинамического и электромагнитного и других типов. Электромеханические преобразователи различных типов подробно описаны в специальной литературе, например в [13.5], и поэтому здесь физические принципы их действия не рассматриваются.

В качестве *выходного элемента* обычно применяются распределительные золотники (рис. 13.1), осуществляющие изменение как направления движения потока рабочей жидкости (при смещении в одну или другую сторону от своего среднего положения), так и расхода (в результате изменения степени дросселирования потока жидкости, так как площадь проходного сечения рабочих окон определяется смещением золотника от среднего положения).

Конструктивно распределительный золотник чаще всего выполняется в виде закрепленной в корпус золотниковой втулки, к внутреннему цилиндрическому отверстию которой притерты с малым зазором цилиндрические выступы (пояски) собственно золотника. При смещении золотника в одну или другую сторону от среднего положения рабочие пояски

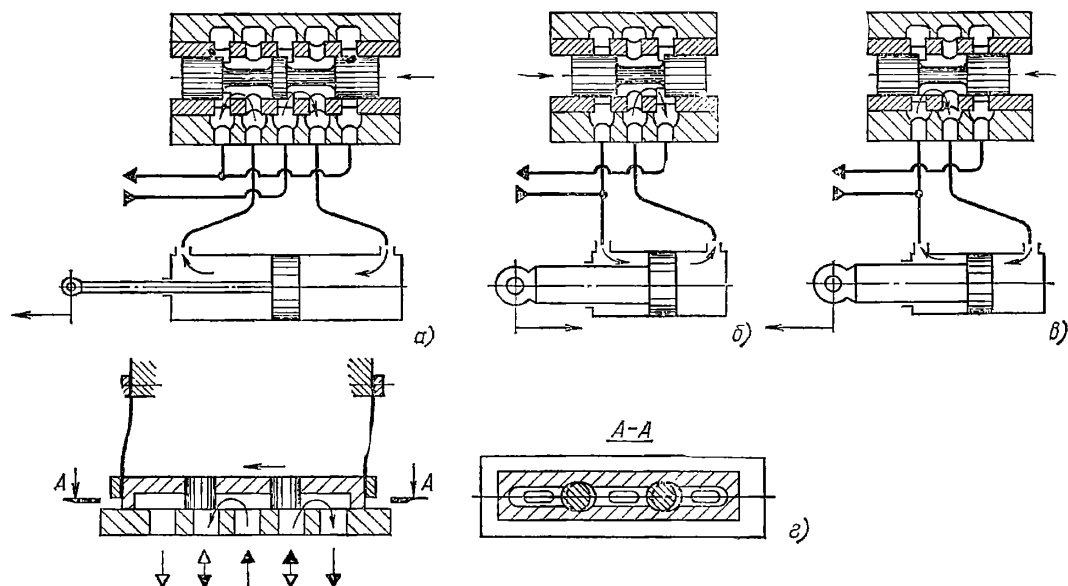


Рис. 13.1. Гидравлические распределительные золотники:

a — цилиндрический четырехкромочный; *б* — цилиндрический двухкромочный (сместен от среднего положения вправо); *в* — цилиндрический двухкромочный (сместен от среднего положения влево); *г* — плоский четырехкромочный

открывают соответствующие части выполненных во втулке рабочих окон (рис. 13.1, *a*–*г*).

Значительно реже применяются плоские распределительные золотники, состоящие из имеющих соответствующие пазы и отверстия неподвижной и подвижной плиток (рис. 13.1, *г*) или двух неподвижных и одной подвижной плиток. В первом случае нужный зазор между подвижной и неподвижной плитками обеспечивается регулировкой длины подвесок (обычно плоских пружин) подвижной плитки, во втором случае — за счет закрепленной между неподвижными плитками проставки, толщина которой превышает толщину подвижной пластинки.

В зависимости от назначения электрогидроусилителя золотники могут иметь различное число рабочих кромок. Так, для управления гидроцилиндрами двухстороннего действия (или реверсивными гидромоторами) обычно применяются четырехкромочные золотники (рис. 13.1, *a* и *г*), а для управления цилиндрами одностороннего действия (подпружиненными или дифференциальными) — двухкромочные (рис. 13.1, *б* и *в*). Золотники с иным числом рабочих кромок, например однокромочные, применяются в электрогидроусилителях чрезвычайно редко.

Система управления (рис. 13.2) распределительным золотником представляет собой обычно гидравлический мост, часть сопротивлений которого управляется входным устройством. Иногда роль этих сопротивлений играет небольшой цилиндрический золотник (рис. 13.2, *a*), иногда — устройства струйного типа, но чаще — всего — два элемента типа сопло-заслонка, включенные дифференциально (рис. 13.2, *б*–*г*). Если входное устройство 7 смещает заслонку 6, например, вправо, уменьшается

проходное сечение, через которое вытекает жидкость из правого сопла 4, и соответственно увеличивается его сопротивление, в то время как сечение, через которое жидкость вытекает из левого сопла 5, увеличивается и его сопротивление уменьшается. В результате нарушается равенство давлений в торцевых камерах распределительного золотника 1 и золотник начинает перемещаться влево. Пропорциональность между перемещением золотника и входным электрическим сигналом обеспечивается либо за счет размещения в торцевых камерах золотника центрирующих пружин 11 и 12 (рис. 13.2, *б*), либо путем организации специальной обратной связи по положению распределительного золотника. Эта связь может быть построена либо по принципу компенсации гидравлических сопротивлений (рис. 13.2, *в*), когда восстановление равновесия моста обеспечивается за счет изменения двух других сопротивлений 13 и 14, управляемых распределительным золотником, например при помощи рычага с заслонкой 15, либо по принципу силовой компенсации (рис. 13.2, *г*), когда перемещение золотника приводит к организации, например при помощи плоской пружины (упругой иглы) 16, усилия, компенсирующего усилие, развиваемое подвижным элементом входного устройства 7 от воздействия на него входного сигнала, и таким образом восстанавливающего начальные значения управляемых им гидравлических сопротивлений 4 и 5, либо по принципу компенсации перемещений (рис. 13.2, *a*), когда перемещение распределительного золотника благодаря наличию кинематической связи 10 приводит, например, к перемещению золотниковой втулки 9, компенсирующей (отслеживающей) перемещение связанного с входным уст-

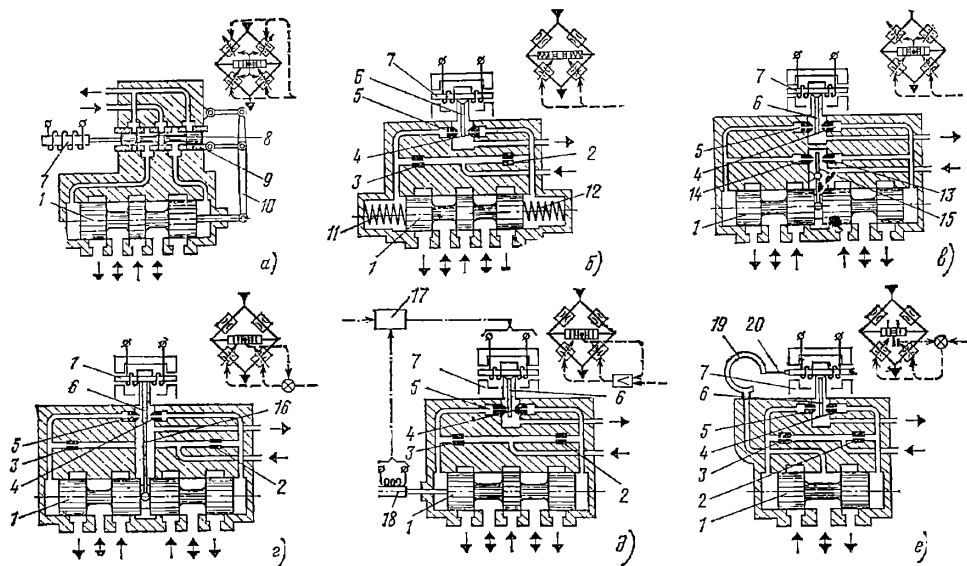


Рис. 13.2. Электродвигательные усилители с различными системами управления:

а — с обратной связью по положению золотника, выполненной по принципу компенсации перемещений; *б* — с подпружиненным золотником; *в* — с обратной связью по положению золотника, выполненной по принципу компенсации гидравлических сопротивлений; *г* — с обратной связью по положению золотника, выполненной по принципу силовой компенсации; *д* — с обратной связью по положению золотника, выполненной по принципу компенсации входного сигнала (с электрической обратной связью); *е* — с обратной связью по нагрузке (по выходному давлению); 1 — распределительный золотник; 2, 3 — дроссели (постоянные гидравлические сопротивления); 4, 5 — сопла (переменные гидравлические сопротивления); 6 — заслонка; 7 — входное устройство; 8 — управляющий золотник; 9 — подвижная втулка; 10 — рычажная связь; 11, 12 — центрирующие пружины; 13, 14 — сопла; 15 — заслонка; 16 — плоская пружина (упругая игла); 17 — электронный блок; 18 — электрический датчик положения; 19 — измеритель давления (упругая трубка); 20 — плоская пружина.

ройством 7 управляющего золотника 8, либо, наконец, по принципу компенсации входного сигнала (рис. 13.2, *д*), когда с распределительным золотником 1 соединяется электрический датчик положения 18 и в систему вводится электронный блок 17, на котором производится обработка сигнала, снимаемого с датчика 18, и сравнение его с входным сигналом.

Кроме описанных выше систем управления гидроусилителей с обратной связью по положению распределительного золотника существуют системы управления, реализующие обратную связь по нагрузке на исполнительный механизм (по выходному давлению для усилителей с двухкромочным золотником или по перепаду давления на выходе для усилителей с четырехкромочным золотником, т.е. по развизаемому исполнительным механизмом усилию), по скорости перемещения исполнительного механизма (по расходу рабочей жидкости), со сложными связями и т. д.

Обратная связь по нагрузке (выходному давлению) может быть реализована, например, как изображено на рис. 13.2, *е*, при помощи измерителя давления — упругой трубки 19 и плоской пружины 20, обеспечивающих подачу на входное устройство 7 усилия, пропорционального выходному давлению.

Электродвигательные усилители с обратной связью по расходу рабочей жидкости и со сложными связями в настоящей работе не рассматриваются, так как применяются относительно редко.

Классифицируются гидроусилители и по числу каскадов усиления. Однокаскадными

называются усилители, у которых входное устройство управляет распределительным золотником непосредственно, двухкаскадными — усилители, имеющие гидравлическую систему управления распределительным золотником (система управления рассматривается как первый каскад, а распределительный золотник — как второй каскад усиления). В трехкаскадных усилителях мощным распределительным золотником (третьим каскадом усиления) управляет двухкаскадный усилитель, играющий в этом случае роль двухкаскадной системы управления распределительным золотником. Обратная связь по положению этого золотника выполняется обычно электрической.

Гидроусилители разных типов и схемных решений, а также их элементы рассмотрены подробно в [13.1, 13.2, 13.4, 13.6], там же даны методы их расчета, проведен анализ и т. д.

В настоящее время наиболее широко применяются двухкаскадные усилители с обратной связью по положению распределительного золотника, построенной по принципу силовой компенсации. В последнее время наблюдается тенденция расширения применения двух- и трехкаскадных усилителей с электрической обратной связью по положению золотника, проводятся работы по созданию устройств с непосредственным преобразованием электрического входного сигнала в гидравлический, минуя промежуточное преобразование его в механический сигнал (перемещение, усилие), и ряд других работ поискового характера.

Усилители электрогидравлические типов ПЭГ-ПМ и УЭГ.Г являются двухкаскадными усилителями с обратной связью по положению распределительного золотника, выполнен-

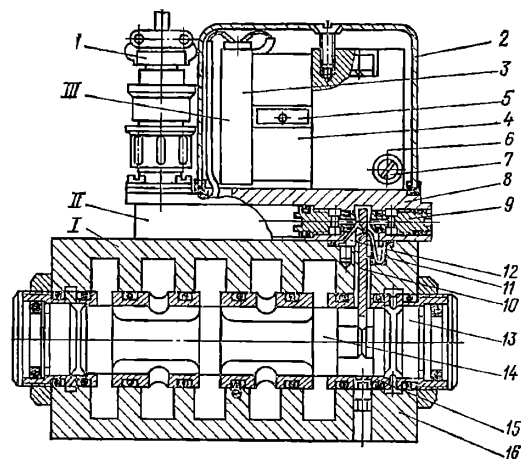


Рис. 13.3. Электрогидравлический усилитель типа ПЭГ-ПМ:

1 — силовой блок; II — блок обратной связи; III — входной блок; 1 — электрический соединитель; 2 — кожух; 3—6 — задняя стойка, магнитопровод, якорь и передняя стойка электромеханического преобразователя; 7 — сопла системы управления; 8 — корпус блока обратной связи; 9 — сопла системы обратной связи; 10 — рычаг-заслонка; 11 — контактная пружина; 12 — опора рычага; 13 — пробка; 14 — распределительный золотник; 15 — золотниковая втулка; 16 — корпус силового блока

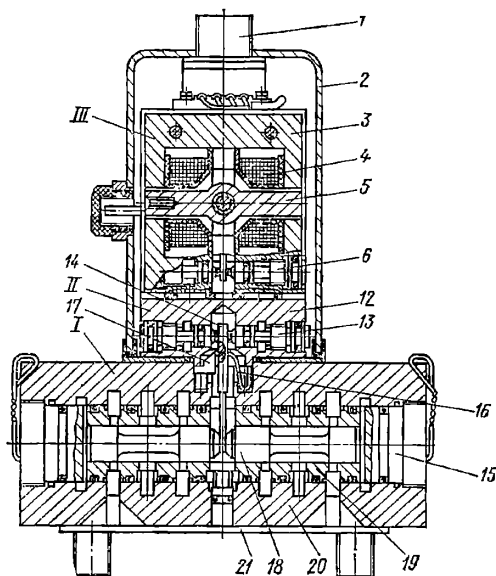


Рис. 13.4. Электрогидравлический усилитель типа УЭГ.Г:

1 — силовой блок; II — блок обратной связи; III — входной блок; 1 — электрический соединитель; 2 — кожух; 3 — магнитопроводы; 4 — управляющие катушки; 5 — якорь; 6 — сопла системы управления; 7 — ось; 8 — торсион; 9 — рычаг-заслонка; 10, 11 — передняя и задняя стойки электромеханического преобразователя; 12 — корпус блока обратной связи; 13 — сопла системы обратной связи; 14 — рычаг-заслонка; 15 — пробка; 16 — контактная пружина; 17 — опора рычага; 18 — распределительный золотник; 19 — золотниковая втулка; 20 — корпус силового блока; 21 — промежуточная плита (проставка)

ной по принципу компенсации гидравлических сопротивлений (рис. 13.2, в).

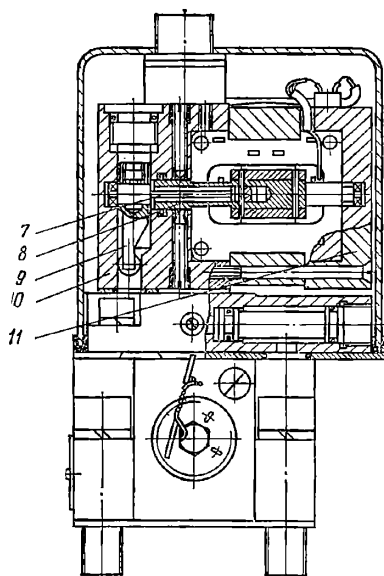
Конструктивно усилители типа ПЭГ-ПМ (рис. 13.3) и типа УЭГ.Г (рис. 13.4) выполнены из трех блоков: входного III, содержащего электромеханический преобразователь поляризованного типа, объединенный с управляющим дифференциальным элементом типа сопло — заслонка, блока обратной связи II, в котором смонтированы сопла системы гидравлической обратной связи, и силового блока I, в корпусе которого закреплена золотниковая втулка с распределительным золотником и размещен рычаг кинематической связи с переменными сопротивлениями (соплами) системы обратной связи.

Соединение блоков между собой, а также сочленение всего усилителя с монтажной плитой (не входящей в состав усилителя) выполнены методом стыкового монтажа с уплотнением гидравлических линий при помощи резиновых O-образных колец.

Усилители типа УЭГ.Г укомплектованы групповой металлической плиткой (проставкой), позволяющей выполнять стыковочную плоскость монтажной плиты для установки усилителя без цековок под уплотнительные кольца.

Технические данные усилителей приведены в табл. 13.1.

Электрогидроусилители типов ПЭГ-ПМ и УЭГ.Г применяются обычно в комплекте с предвключенными электронными усилителями типа УН-М-2, обеспечивающими сравнение до трех входных сигналов, усиление полученного сигнала небаланса до требуемого уровня, формирование сигнала осцилляции и наложение его на сигнал небаланса.



Т а б л и ц а 13.1. Технические данные электрогидроусилителей типов ПЭГ-ПМ, УЭГ.Г и УЭГ.С

Показатель	ПЭГ-ПМ		УЭГ.Г						УЭГ.С							
	ПЭГ-ПМ-25/160	ПЭГ-ПМ-40/160	УЭГ.Г-12,5	УЭГ.Г-20	УЭГ.Г-32	УЭГ.Г-50	УЭГ.Г-80	УЭГ.С-10	УЭГ.С-16	УЭГ.С-25	УЭГ.С-40	УЭГ.С-63	УЭГ.С-100	УЭГ.С-200	УЭГ.С-500	
Пределы изменения входного электрического непрерывного сигнала постоянного тока, мА			-20 — 0 — +20						-100 — 0 — +100							
Сопротивление входной цепи, Ом			550 —50						62±5							
Индуктивность входной цепи, Гн, не более			10						2							
Осцилляция (переменная составляющая, наложенная на входной сигнал):																
частота, Гц			150—200						200—300							
амплитуда, мА			1—2,5						2—5							
Рабочая среда			Минеральные масла вязкостью						7—70 мм ² /с в рабочем диапазоне температур масла							
Диапазон рабочих температур, °С			20—65						20—70							
Тонкость фильтрации масла, мкм, не хуже									10							
Давление питания, МПа:																
максимальное	16								32							
минимальное	1,6								1,6							
Давление управления, МПа:																
при давлении питания до 6,3 МПа									Равно давлению питания							
при давлении питания более 6,3 МПа									6,3							
Диаметр распределительного золотника, мм	25	40	10		16		8		10		16		25		500	
Номинальный расход масла при перепаде давлений на усилителе 100 МПа и максимальном входном сигнале, л/мин	160	395	12,5	20	32	50	80	10	16	25	40	63	100	200	500	
Зона нечувствительности, % диапазона изменения входного сигнала, не более			1						0,4							
Частота, соответствующая сдвигу 90° (при входном сигнале 20 % максимального), Гц, не менее	20	8	85		40		200		110		65		25			
Масса, кг	6,85	14,5	3,8		4,8		2,9		3,6		5,4		12,5			

Усилители электрогидравлические типа УЭГ.С являются двухкаскадными усилителями с обратной связью по положению распределительного золотника, реализованной по принципу силовой компенсации (см. рис. 13.2, г).

Конструктивно усилители типа УЭГ.С (рис. 13.5) состоят из двух блоков — входного II, содержащего электромеханический преобразователь поляризованного типа, объединенный с управляющим дифференциальным элементом типа сопло—заслонка и упругой иглой (плоской пружиной) системы силовой компенсации, и силового блока I, в корпусе которого закреплена золотниковая втулка с распределительным золотником и размещены постоянные сопротивления системы управления.

Технические данные усилителей приведены в табл. 13.1.

Электрогидроусилители типа УЭГ.С применяются обычно в комплекте с предвключен-

ными электронными усилителями типа УМЭ-100, обеспечивающими сравнение до трех входных сигналов, усиление сигнала небаланса до требуемого уровня, формирование сигнала осцилляции и наложение его на сигнал небаланса.

Логарифмические амплитудно- и фазо-частотные характеристики электрогидравлических усилителей типа УЭГ.С (в комплекте с электронными усилителями типа УМЭ-100) изображены на рис. 13.6.

Усилители электрогидравлические типов УГЭ8 и УЭ8, как и усилители типов ПЭГ-ПМ и УЭГ.Г, являются двухкаскадными усилителями с обратной связью по положению распределительного золотника, выполненной по принципу компенсации гидравлических сопротивлений, однако управление гидравлическими сопротивлениями сопл обратной связи в этих усилителях выполнено не при помощи рычаж-

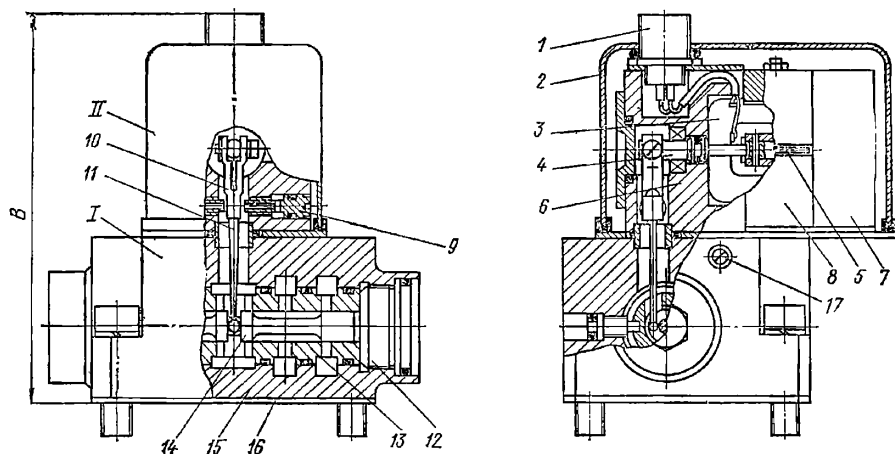


Рис. 13.5. Электрогидравлический усилитель типа УЭГ.С:

I — силовой блок; *II* — входной блок; 1 — электрический соединитель; 2 — кожух; 3—8 — управляющая катушка, ось, якорь, передняя стойка, задняя стойка и магнитопроводы электромеханического преобразователя; 9 — сопла системы управления; 10 — рычаг-заслонка; 11 — упругая игла; 12 — пробка; 13 — золотниковая втулка; 14 — распределительный золотник; 15 — корпус силового блока; 16 — промежуточная плита (проставка); 17 — постоянные сопротивления (дрессели) системы управления

ной передачи, а путем использования вместо заслонок специальных конических поверхностей распределительного золотника.

Конструктивно усилители типов УГЭ8 и УЭ8 (рис. 13.7) состоят из двух блоков — входного *I*, содержащего электромеханический преобразователь и управляющие сопла, и си-

лового *II*, в корпусе которого расположены распределительный золотник с соответствующими конусными участками и сопла гидравлической обратной связи.

Технические данные усилителей УГЭ8 и УЭ8 приведены в табл. 13.2 и 13.3.

Таблица 13.2. Технические данные электрогидроусилителей типов УГЭ8 и УЭ8

Показатель	УГЭ8	УЭ8					
Шифр усилителя	УГЭ8 $\frac{6}{16}$	УЭ8 $\frac{8-5}{160}$	УЭ8 $\frac{8-10}{160}$	УЭ8 $\frac{8-20}{160}$	УЭ8 $\frac{8-32}{160}$	УЭ8 $\frac{10-40}{160}$	УЭ8 $\frac{12-63}{160}$
Рабочая среда	Минеральные масла вязкостью 20—95 мм ² /с в рабочем диапазоне температур масла						
Диапазон рабочих температур масла, °С	0—50						
Тонкость фильтрации масла, мкм, не хуже	10						
Давление питания, МПа:							
максимальное	16						
минимальное	1,6						
Давление управления, МПа, не более	5						
Условный проход, мм	12	8				10	12
Номинальный расход масла, л/мин, при максимальном входном сигнале и перепаде давления на усилителе:							
5,3 МПа	25	5	10	20	32	40	63
16 МПа	40	8,5	18	34	50	63	100
Зона нечувствительности, % диапазона изменения входного сигнала	±1						
Частота, соответствующая фазовому сдвигу 90°, Гц	100	120				100	80
Габаритные размеры, мм	115×120×150						
Масса, кг	5,3						

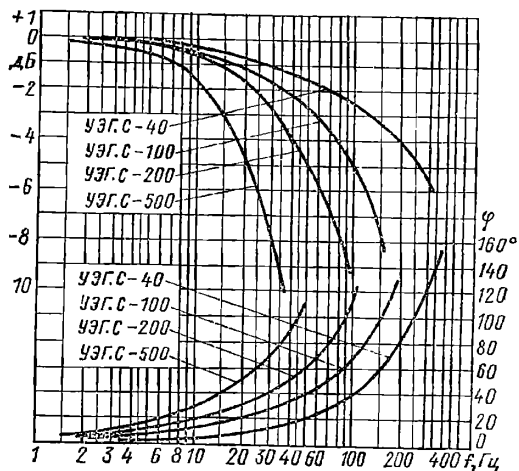


Рис. 13.6. Частотные характеристики электрогидроусилителей типа УЭГ.С

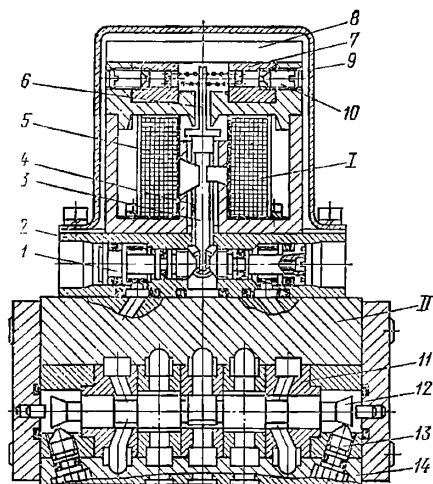


Рис. 13.7. Электрогидравлический усилитель типа УЭГ.

I — входной блок; II — силовой блок; 1 — сопла системы управления; 2 — плита; 3 — рычаг с заслонкой; 4 — упругая трубка; 5 — управляющая катушка; 6 — якорь; 7 — магнитопроводы; 8 — постоянный магнит; 9 — кожух; 10 — регулировочные винты; 11 — золотниковая втулка (составная); 12 — распределительный золотник; 13 — сопла системы обратной связи; 14 — корпус

Усилитель электрогидравлический ПЭГ-Д является двухкаскадным усилителем с обратной связью по выходному давлению (см. рис. 13.2, е).

Конструктивно усилитель ПЭГ-Д (рис. 13.8) состоит из входного блока 3, содержащего электромеханический преобразователь потенциального типа и дифференциальный элемент типа сопло—заслонка, аналогичные используемым в усилителях типа УЭГ.Г, силового блока 2, содержащего двухкромочный распределительный золотник и постоянные сопротивления системы управления, на котором

Таблица 13.3. Электрические параметры электрогидроусилителей типов УЭГ8 и УЭ8

Исполнение усилителя	1	2	3
Пределы изменения входного электрического непрерывного сигнала постоянного тока, мА	—320 — 0 — +320	—80 — 0 — +80	
Сопротивление входной цепи, Ом	1×15	2×360	1×80
Индуктивность входной цепи, Гн	0,05	0,3	
Осцилляция	Любая при частоте, отличной от резонансных частот привода		
Сопротивление обмотки осцилляции, Ом	440		—

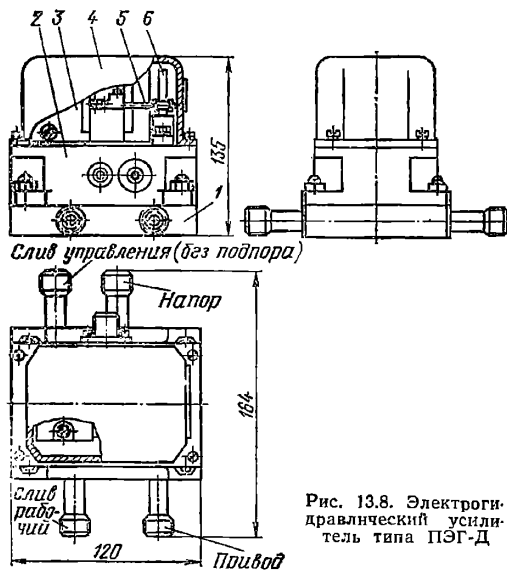


Рис. 13.8. Электрогидравлический усилитель типа ПЭГ-Д

под общим кожухом 4 смонтированы входной блок 3, измерительный элемент (трубчатая пружина) 6 и плоская пружина 5 системы обратной связи, имеющая специальное устройство для настройки жесткости (настройки коэффициента преобразования усилителя). В комплект усилителя входит также монтажная плита 1.

Электрогидроусилитель ПЭГ-Д работает на минеральных маслах вязкостью 7—70 мм²/с в рабочем диапазоне температур масла (от 20 до 65 °С) при тонкости фильтрации не хуже 16 мкм и давления питания 32 МПа. Усилитель не требует специального подвода масла к системе управления (система управления работает на масле, отбираемом внутри усилителя от линии основного питания).

Диапазон изменения электрического входного сигнала постоянного тока — от 0 до 20 мА при сопротивлении входной цепи 550—50 Ом и индуктивности не более 10 Гн.

Диапазон изменения выходного давления — от 2 до 30 МПа, нелинейность зависи-

мости выходного давления от входного сигнала — не более 2 %, нечувствительность — не более 1 %. Расход масла через усилитель при перепаде давлений на золотнике 10 МПа и изменении выходного давления до 2 МПа — не более 40 л/мин. Частота, соответствующая фазовому сдвигу 90° при объеме полости нагрузки (привода) 3 л, — не менее 5 Гц. Масса без плиты 2,2 кг, с плитой 4,8 кг.

Электрогидроусилители типа ПЭГ-Д применяются обычно в комплекте с предвключенными электронными усилителями типа УН-М-2.

13.3. ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ МЕХАНИЗМЫ

Гидравлические исполнительные механизмы предназначены для преобразования энергии подводимого к ним потока жидкости под давлением в соответствующие усилие и перемещение, необходимые для осуществления требуемого воздействия на регулирующий орган или непосредственно на объект автоматизации.

Наиболее широко распространены гидравлические исполнительные механизмы поршневого типа (гидроцилиндры).

Диаметры цилиндров и ходы поршневых исполнительных механизмов общепромышленного назначения относительно невелики. Гидроцилиндры же большого диаметра (150 мм и более), равно как и цилиндры с большим ходом поршня, являются, как правило, устройствами не общепромышленного, а специального назначения и обычно встраиваются в автоматизируемый агрегат, являясь его неотъемлемой частью.

Гидромоторы и другие гидравлические устройства вращательного движения (многооборотные) в качестве гидравлических исполнительных механизмов применяются относительно редко.

Механизмы исполнительные гидравлические поршневые типа МГП предназначены для управления рабочими органами возвратно-поступательного или поворотного (с углом поворота не более 90°) движения.

Исполнительные механизмы выполнены по

блочно-модульному принципу и могут быть укомплектованы следующими дополнительными блоками:

а) устройствами, реализующими пропорциональный закон перемещения выходного звена механизма, с гидравлическим, пневматическим или электрическим унифицированным входным сигналом (позиционерами с гидравлическим, пневматическим или электрическим входным сигналом);

б) датчиком положения с электрическим выходным сигналом, пропорциональным положению выходного звена механизма;

в) гидравлическим блокировочным устройством, фиксирующим положение выходного звена механизма при снятии командного сигнала или при аварийном падении давления масла в системе;

г) блоком конечных выключателей, обеспечивающими переключение электрических контактов при достижении выходным звеном механизма крайних положений;

д) гидравлическим переключающим устройством для системы ручного управления от отдельного источника маслоснабжения.

Механизмы отличаются диаметрами цилиндров, ходами поршней, способами крепления к фундаментной плите и оснащенностью дополнительными блоками.

Исполнительный механизм без дополнительных блоков состоит из гидроцилиндра и узлов крепления его к фундаментной плите и регулируемому органу. Гидроцилиндр имеет демпферное устройство, обеспечивающее дросселирование потока масла и соответственно снижение скорости движения поршня при приближении его к крайним положениям (так называемая безударная посадка поршня на упоры). Поршень и место вывода штока уплотнены резиновыми О-образными кольцами. Механизмы с первым вариантом крепления имеют на глухой крышке цилиндра и на головке штока подвижные опоры в виде шаровых подшипников, что позволяет механизму в процессе работы поворачиваться на некоторый угол (это необходимо, например, при управлении неполоповоротными регулирующими органами), механизмы со вторым вариантом крепления

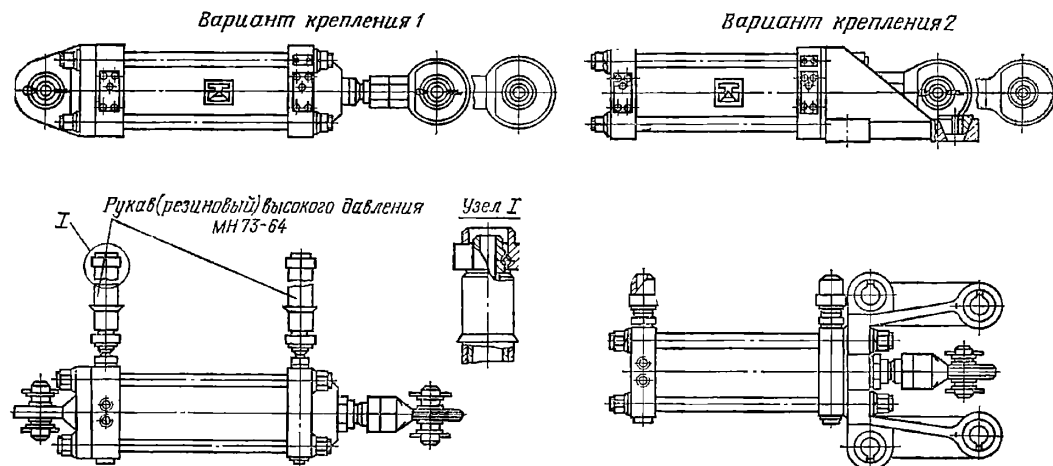
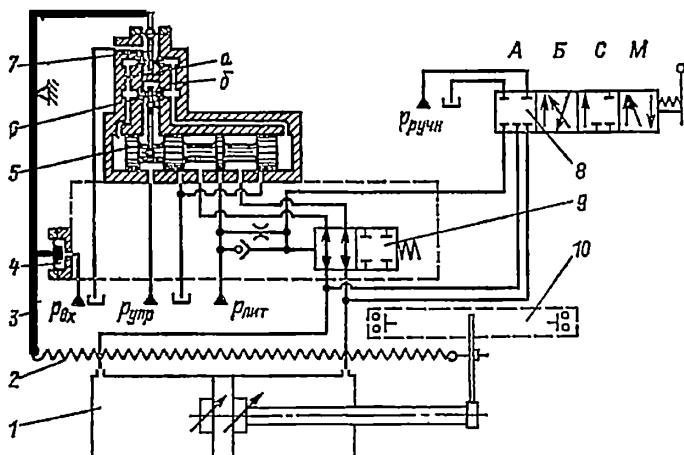


Рис. 13.9. Внешний вид исполнительных механизмов типа МГП без дополнительных блоков

Рис. 13.10. Схема исполнительного механизма тела МГП, укомплектованного гидравлическим (пневмогидравлическим) позиционером, блокировочным устройством и блоком концевых выключателей



имеют кронштейн для жесткого крепления цилиндра на фундаментной плите.

Внешний вид исполнительных механизмов без дополнительных блоков изображен на рис. 13.9.

Схема исполнительного механизма, укомплектованного гидравлическим (пневмогидравлическим) позиционером, блокировочным и переключающим устройствами, а также блоком концевых выключателей, изображена на рис. 13.10.

Управляющий гидравлический (пневматический) сигнал подается на входное устройство (мембранный чувствительный элемент) 4, нажимная игла которого передает на рычаг 3 усилие, пропорциональное входному сигналу. На рычаге производится сравнение этого усилия с усилием, развиваемым пружиной обратной связи 2, и в случае неравенства этих усилий перемещается рычаг 3 и заслонка 7 управляющей пары сопл блока управления, создавая перепад давлений в междроссельных камерах а и б. Под действием этого перепада перемещается золотник 5, соединяя одну из полостей гидроцилиндра 1 с напорной, а другую — со сливной магистралью. Одновременно смещается заслонка б сопл обратной связи, выравнивая давления в междроссельных камерах и таким образом ограничивая перемещение золотника, определяющее скорость движения поршня гидроцилиндра. При перемещении поршня гидроцилиндра изменяется натяжение пружины обратной связи 2, благодаря чему уравновешивается усилие, развиваемое чувствительным элементом. При этом заслонки 7 и б, а также золотник 5 устанавливаются в средние положения и перемещение поршня прекращается. Таким образом, поршень всегда устанавливается в положение, пропорциональное входному сигналу.

Схематически изображенное на рис. 13.10 блокировочное устройство 9 состоит из двух конусных клапанов с эластичными уплотнениями и не изображенной на схеме системы настройки падения давления в системе управления блокировочным устройством, при которой происходит закрытие этих клапанов.

Переключающее устройство 8 системы ручного управления представляет собой пять конусных клапанов, управляемых вручную кулачковым валом. При положении А рукоятки управления переключающего устройства (автоматическое управление) все клапаны этого устройства закрыты и при наличии нормального давления в напорной магистрали $P_{пит}$ это давление, поступая через постоянный дроссель в систему управления блокировочного устройства, обеспечивает открытие его клапанов и, следовательно, нормальное управление гидроцилиндром при помощи золотника 5,

т. е. работу исполнительного механизма в описанном выше автоматическом режиме.

Если в силу каких-либо причин давление в напорной магистрали $P_{пит}$ опустится ниже установленного (например, при аварийном отключении маслоснабсасоса), то упадет давление в системе управления блокировочного устройства и его клапаны плотно закроются, зафиксировав находящиеся в полостях гидроцилиндра 1 объемы масла и осуществив, таким образом, гидравлическую фиксацию его положения.

Совершенно аналогично будет обеспечена гидравлическая фиксация положения исполнительного механизма и при переводе рукоятки управления переключающего устройства в положение С (ручное управление — стоп), когда система управления блокировочного устройства соединяется через соответствующий клапан переключающего устройства со сливной магистралью. Необходимо отметить, что при этом обеспечивается фиксация положения исполнительного механизма независимо от положения золотника 5, т. е. независимо от входного сигнала.

При установке рукоятки управления переключающего устройства в положения Б (ручное управление — больше) или М (ручное управление — меньше) клапаны блокировочного устройства остаются закрытыми и одновременно обеспечивается возможность перемещения поршня исполнительного механизма в ту или другую сторону независимо от подводимого к позиционеру входного сигнала путем подвода к полостям механизма масла через соответствующие клапаны переключающего устройства. При этом источником энергии, осуществляющей перемещение исполнительного механизма, является подводимое к переключающему устройству масло под давлением $P_{ручн}$ (это давление может создаваться любым специальным насосом с ручным или механическим приводом либо отбираться от основной напорной магистрали).

Блок концевых выключателей 10 представляет собой смонтированные в одном корпусе два микропереключателя, срабатывающие от воздействия соответствующих подвижных элементов механизма при достижении его поршнем одного или другого крайних положений.

механизмов без позиционеров (предназначенных для управления органами типа открыто—закрыто). Давление питания системы управления механизмов с позиционерами — от 1 до 6,3 МПа, при этом если рабочее давление превышает 6,3 МПа, то давление питания системы управления должно быть 6,3 МПа.

Технические данные механизмов, зависящие от диаметра поршня, приведены в табл. 13.4.

Таблица 13.4. Технические данные механизмов типа МГП, зависящие от диаметра поршня

Диаметр поршня, мм	63	80	125
Ход поршня, мм	25, 40, 63, 100	63, 100, 200	200, 400
Усилие, развиваемое механизмом при перепаде давлений на поршне 15 МПа, кН, не менее	32 500	63 000	130 000
Порог чувствительности механизмов, не оснащенных позиционерами, % давления питания:			
при давлении 1 МПа	6	5	4
при давлении 16 МПа	4	3	2

У механизмов, оснащенных гидравлическими и пневмогидравлическими позиционерами, пределы изменения гидравлического входного сигнала 0,1—0,3 МПа и пневматического 0,02—0,1 МПа, порог чувствительности — не более 1 %, основная допускаемая погрешность $\pm 1,5$ %, максимальная скорость перемещения штока ненагруженного механизма (при максимальном давлении) — не менее 100 мм/с, переуправление ненагруженного механизма при 50 %-ном скачкообразном изменении входного сигнала — не более 10 %.

У механизмов, оснащенных электрогидравлическими позиционерами, пределы изменения входного токового сигнала постоянного тока минус 5—0 — плюс 5 или 0—5 мА и постоянного напряжения минус 10—0 — плюс 10 или 0—10 В при входном сопротивлении $8,2 \pm \pm 0,2$ МОм. Количество регулируемых электрических входов — два, нерегулируемых — один. Порог чувствительности — не более 0,5 %, основная допускаемая погрешность $\pm 2,5$ %, максимальная скорость перемещения штока ненагруженного механизма — не менее 100 мм/с, частота синусоидального входного сигнала с амплитудой 5 % максимальной, соответствующая сдвигу фаз на 90°, — не менее 3 Гц.

У установленного на механизме датчика положения пределы изменения выходного сигнала $1 \div 0 \div 1$ В, порог чувствительности — не более 0,5 %, основная допускаемая погрешность $\pm 1,5$ %.

У блока концевых выключателей номинальное напряжение коммутируемой цепи (при омической нагрузке) для цепей постоянного тока 3—30 В и для цепей переменного тока (частотой 50 Гц) 3—250 В, разрывная мощность контактов — соответственно не более 70 и 300 Вт.

Время срабатывания (закрытия клапанов) блокировочного устройства при снятии гидравлического управляющего сигнала — не более 0,2 с.

В отдельных случаях для систем автоматизации технологических процессов в качестве гидравлических исполнительных механизмов используют гидроцилиндры и гидромоторы, выпускаемые промышленностью для систем силового привода. Здесь эти гидроцилиндры и гидромоторы не рассматриваются, так как они подробно описаны в соответствующих справочниках и каталогах (например, в [13.3]).

13.4. ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Чисто гидравлические (полностью гидравлические) регуляторы применяются обычно в относительно простых локальных системах автоматического регулирования, использующих в качестве энергоносителя имеющееся на объекте технологическое масло (масло, используемое, например, для смазки или охлаждения технологического агрегата) и требующих высокой эксплуатационной надежности.

Гидравлические устройства системы средств ГСР применяются в системах автоматизации технологических процессов для регулирования давления, разности давлений, разрежения и других параметров, которые могут быть преобразованы в унифицированный внутрисистемный гидравлический сигнал в виде давления в диапазоне от 0,1 до 0,3 МПа, соответствующий ГОСТ 18427-73.

Устройства системы средств ГСР обеспечивают сбор информации, ее обработку, выработку командного сигнала и преобразование его в управляющее объектом воздействие.

По функциональному назначению устройства системы ГСР делятся на следующие группы:

устройства получения информации (датчики с гидравлическим выходным сигналом);

устройства обработки информации и выработки командного сигнала (регуляторы с гидравлическими входным и выходным сигналами);

усилители мощности (с гидравлическим входным сигналом);

исполнительные механизмы.

Датчики преобразуют информацию о контролируемом параметре в унифицированный гидравлический сигнал.

В состав группы датчиков входят датчики давления типа ДДГ и датчики разности давлений и разрежений типов ДРДГ и ДРДРГ. Измеряемой датчиками средой могут быть воздух и газы, а для датчиков типа ДДГ — также и жидкости, неагрессивные к сталям, медным сплавам и маслятойкой резине.

Принцип действия датчиков заключается в преобразовании чувствительным элементом измеряемого параметра (давления, разности давлений) в пропорциональное усилие и последующем преобразовании этого усилия унифицированным механогидравлическим преобразователем в пропорциональный гидравлический сигнал (давление масла $p_{вых}$).

Схема датчика типа ДДГ изображена на рис. 13.13.

Усилие, развиваемое чувствительным элементом (сильфоном) 6 от действия измеряемого параметра (давления $p_{вх}$), через рычаг 5 и иглу 3 передается на жесткий центр мембраны 2 преобразователя, где сравнивается с усилием, развиваемым этой мембраной

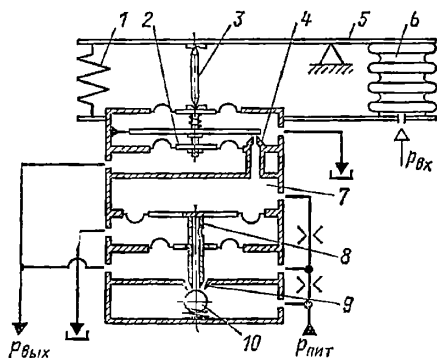


Рис. 13.13. Схема датчика давления типа ДДГ

под действием выходного давления $p_{вых}$. Если измеряемый параметр, например, увеличивается, нарушение равенства действующих на мембрану 2 сил вызывает перемещение мембраны вниз и закрытие сопла 4 первого каскада усиления преобразователя, вследствие чего увеличивается давление в камере 7, мембранный блок 8 второго каскада усиления смещает шарик 10 в сторону открытия сопла питания 9 и выходное давление датчика $p_{вых}$ возрастает до значения, при котором восстанавливается равновесное состояние преобразователя, т. е. пропорционально новому значению измеряемого параметра.

При уменьшении измеряемого параметра мембранный блок 8 перемещается вверх, обеспечивая закрытие шариком 10 сопла питания 9 и сброс части воздуха из выходной магистрали в атмосферу через пустотелый стяжной шток мембранного блока 8, что приводит к уменьшению выходного давления $p_{вых}$.

Пружина 1 предназначена для настройки пределов измерения датчика.

Датчики типов ДРДГ и ДРДРГ отличаются от описанного выше датчика типа ДДГ видом измерительного устройства (мембранный блок вместо сильфонного) и конструктивным оформлением устройства его кинематической связи с механогидравлическим преобразователем.

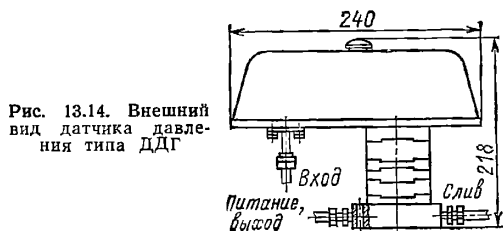


Рис. 13.14. Внешний вид датчика давления типа ДДГ

Датчики, как и все остальные устройства ГСР, работают на минеральных маслах вязкостью 7—70 мм²/с в рабочем диапазоне температур масла (20—70 °С) при тонкости фильтрации не хуже 40 мкм, давление питания 0,4 МПа и давлении в сливной магистрали (противодавлении) не более 0,04 МПа.

Остальные технические данные датчиков приведены в табл. 13.5 и 13.6, внешние виды датчиков изображены на рис. 13.14 и 13.15.

Регуляторы осуществляют алгебраическое суммирование сигналов датчиков и задатчика, умножение их на требуемые коэффициенты и интегрирование, т. е. проведение операций, необходимых для реализации П- и ПИ-законов регулирования.

По виду алгоритма управления регуляторы выпускаются двух типов — пропорциональный ГР-П и пропорционально-интегральный ГР-ПИ. Каждый из них имеет два конструктивных исполнения (для монтажа в шкафах или пультах и для открытого монтажа).

Схема пропорционально-интегрального регулятора изображена на рис. 13.16.

При изменении, например увеличении, любого из входных сигналов относительно неизменного опорного давления $p_{оп}$ (Вых 0) мембранный блок гидравлического операционного (решающего) усилителя 2 смещается в сторону прикрытия сопла питания, что вызы-

Таблица 13.5. Технические данные датчиков типа ДДГ

Показатель	ДДГ 2,5-0,6	ДДГ 2,5-1	ДДГ 2,5-2,5	ДДГ 10-2,5	ДДГ 10-4	ДДГ 10-10	ДДГ-25-6
Верхний предел настройки диапазона измерений, МПа	0,12—0,25	0,16—0,25	0,25	0,5—1,0	0,65—1,0	1,0	1,2—2,5
Диапазон измерений, МПа	0,06	0,1	0,25	0,25	0,4	1,0	0,6
Предельно допустимое давление измеряемой среды, МПа, не более		0,3			1,2		3,0
Основная допустимая погрешность, % верхнего предела измеряемой величины				±1			
Зона нечувствительности в долях абсолютной величины основной допустимой погрешности, не более				0,25			
Расход масла (на слив), см ³ /с				20			
Масса, кг				5,4			

Продолжение табл. 13.5

Показатель	ДДГ 25-10	ДДГ 25-25	ДДГ 63-16	ДДГ 63-25	ДДГ 63-63	ДДГ 100-25	ДДГ 100-40	ДДГ 100-100
Верхний предел настройки диапазона измерений, МПа	1,6—2,5	2,5	3,2—6,3	4,1—6,3	6,3	5,0—10	6,5—10	10
Диапазон измерений, МПа	1,0	2,5	1,6	2,5	6,3	2,5	4,0	10
Предельно допустимое давление измеряемой среды, МПа, не более	3,0			7,5			12	
Основная допускаемая погрешность, % верхнего предела измеряемой величины					±1			
Зона нечувствительности в долях абсолютной величины основной допускаемой погрешности, не более					0,25			
Расход масла (на слив), см³/с					20			
Масса, кг					5,4			

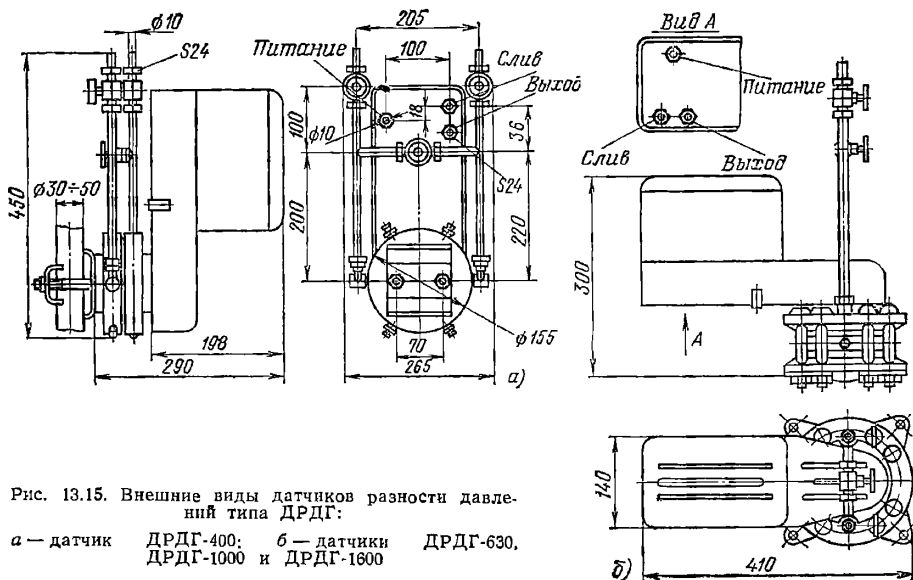


Рис. 13.15. Внешние виды датчиков разности давлений типа ДРДГ:

а — датчик ДРДГ-400; б — датчики ДРДГ-630, ДРДГ-1000 и ДРДГ-1600

вает уменьшение давления $p_{\text{вых1}}$ (Вых 1) пропорционально отношению $K = R_{00}/R_{\text{вх}}$, где $R_{\text{вх}} = R_1$, если изменился входной сигнал $p_{\text{вх1}}$ (Вх 1) и т. д. Общая зависимость выходного

давления усилителя 2, играющего роль П-блока регулятора, от входных давлений

$$\Delta p_{\text{вых1}} = -(K_1 \Delta p_{\text{вх1}} + K_2 \Delta p_{\text{вх2}} + K_3 \Delta p_{\text{вх3}})$$

где Δp — изменения соответствующего давления относительно условного нуля p_{00} ; K — коэффициенты пропорциональности по соответствующим входам.

Уменьшение подводимого к нижней камере операционного усилителя 3 давления $p_{\text{вых1}}$ вызывает смещение его мембранного блока в сторону прикрытия сопла питания и уменьшение выходного давления $p_{\text{вых2}}$. Одновременно уменьшение давления $p_{\text{вых1}}$ вызывает пропорциональное уменьшение давления на выходе дроссельного делителя, образованного постоянным R_4 и переменным R_T сопротивлениями и соединенного через дроссель R_5 с верхней камерой усилителя 3. С этой же камерой усилителя 3 (давление $p_{\text{вых2}}$), благодаря чему обеспечивается разрядка верхней полости усилителя, компенсирующая приток масла через дроссель R_5 .

Этот процесс и является процессом интегрирования, постоянная времени которого за-

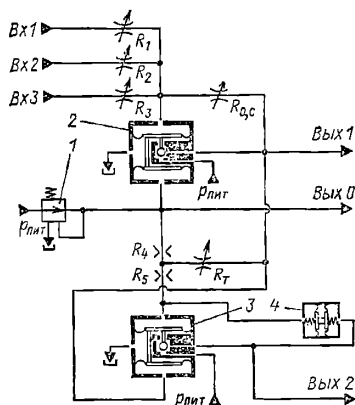


Рис. 13.16. Схема пропорционально-интегрального регулятора типа ГР-ПИ

Т а б л и ц а 13.6. Технические данные датчиков типов ДРДГ и ДРДРГ

Показатель	ДРДГ				ДРДРГ
Шифр датчика	ДРДГ-400	ДРДГ-630	ДРДГ-1000	ДРДГ-1600	ДРДРГ-100
Пределы измерения, Па	0—0,4	0—0,63	0—1,0	0—1,6	0 ÷ +1 или 0 ÷ -1
Предельно допустимое давление измеряемой среды, МПа, не более	1		10		0,25
Основная допускаемая погрешность, % верхнего предела измеряемой величины	±1,5		±1		±1,5
Зона нечувствительности в долях основной допускаемой погрешности			0,25		
Расход масла (на слив), см³/с			20		
Масса, кг	19		29		21

висит от параметров гидравлической емкости C_T , сопротивления R_5 и перепада давлений на этом сопротивлении, формируемого делителем R_4-R_T .

Настройка постоянной времени интегрирования T_{Π} осуществляется отношением R_4/R_T путем изменения сопротивления дросселя R_T .

Зависимость изменения выходного давления ПИ-блока $\Delta p_{вых2}$ от $\Delta p_{вых1}$ описывается уравнением $\Delta p_{вых2} = \Delta p_{вых1} (1 + 1/T_{\Pi}s)$, где s — оператор Лапласа, а полное уравнение пропорционально-интегрального регулятора имеет вид:

$$\Delta p_{вых2} = -(k_1 \Delta p_{вх1} + k_2 \Delta p_{вх2} + k_3 \Delta p_{вх3}) \times \left(1 + \frac{1}{T_{\Pi}s}\right).$$

Источником давления условного нуля (опорного давления $p_{оп}$) является стабилизатор давления 1, являющийся составной частью регулятора.

Такой же стабилизатор входит в комплект регуляторов ГР-П.2 и ГР-ПИ.2 для использования в качестве задатчика (выход этого стабилизатора подключается к одному из входов регулятора).

Технические данные регуляторов типа ГР: количество входов — 3; пределы настройки коэффициентов пропорциональности: нижний — не более 0,5, верхний — 50 ($\pm 30\%$); пределы настройки времени интегрирования: нижний — 1 с ($\pm 30\%$), верхний — 500 с ($\pm 30\%$); основная погрешность в процентах диапазона изменения выходного сигнала — 1; расход масла на слив — не более 70 см³/с; масса регулятора ГР-П.1 — 10 кг, ГР-П.2 — 15,5 кг, ГР-ПИ.1 — 15,5 кг; ГР-ПИ.2 — 21,5 кг.

Регуляторы выполнены по блочно-модульному принципу. Функциональный блок регулятора ГР-П является составной частью регулятора ГР-ПИ.

Усилители мощности обеспечивают управление исполнительными устройствами в соответствии с управляющим унифицированным гидравлическим сигналом.

Входящие в состав ГСР гидравлические усилители мощности типа УМГ являются двухкаскадными усилителями с одно- или четырехкромочным золотником и обратной связью по положению этого золотника, выполненной по принципу силовой компенсации (схема усилителя типа УМГ изображена на рис. 13.17).

Усилители типа УМГ изготавливаются двух модификаций:

УМГ 40/16-1 — с однокромочным распределительным золотником, обеспечивающим управление давлением в силовой (рабочей) гидролинии путем изменения проходного сечения щели, соединяющей ее с линией слива;

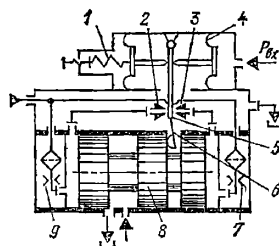


Рис. 13.17. Схема усилителя мощности типа УМГ:

1 — настроечная пружина; 2 и 3 — сопла системы управления; 4 — мембранный блок; 5 — рычаг с заслонками; 6 — пружина обратной связи; 7 и 9 — постоянные сопротивления (дроссели); 8 — золотник (однокромочный)

УМГ 40/16-2 — с четырехкромочным распределительным золотником, обеспечивающим управление движением двухполостного исполнительного механизма.

Входным устройством усилителей обеих модификаций является унифицированный мембранный блок (пневмомехано-гидравлический преобразователь).

Силовой блок усилителя УМГ 40/16-1 имеет встроенный переключатель (трехходовой кран, не изображенный на схеме рис. 13.17), позволяющий ступенчато изменять максимальное проходное сечение дросселирующей щели однокромочного золотника. Непосредственно на корпусе силового блока этого усилителя размещены штуцеры для подключения гидролиний проточного масла, а также слива и напора системы управления.

Силовой блок усилителя УМГ 40/16-2 смонтирован на специальной монтажной плите, имеющей штуцеры для подключения гидролиний питания, слива и соединения усилителя с исполнительным механизмом, а также слива и напора системы управления.

Технические данные усилителей мощности типа УМГ: максимальная площадь дросселирующей щели (только для усилителя УМГ

40/16-1) в зависимости от положения переключателя 100, 60 или 40 мм²; максимальный расход (только для усилителя УМГ 40/16-2) при перепаде давлений на усилителе 0,4 МПа — 30 ± 6 л/мин; зона нечувствительности — не более 1 %; расход на управление и внутренние утечки (суммарный) — не более 5 л/мин для УМГ 40/16-1 и 8 л/мин для УМГ 40/16-2; масса 13,5 кг для УМГ 40/16-1 и 19,5 кг для УМГ 40/16-2.

В качестве исполнительных механизмов используются либо специальные устройства, являющиеся элементами автоматизируемых агрегатов, либо описанные выше в § 13.3 гидравлические исполнительные механизмы типа МГП, укомплектованные гидравлическими позиционерами.

*
* * *

Все устройства, рассмотренные выше в § 13.2—13.4, объединяются в агрегатном комплексе средств гидравлического регулирования (АСГР) государственной системы промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП).

13.5. НЕКОТОРЫЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРИМЕНЕНИЮ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Максимальное усилие, развиваемое исполнительным механизмом, пропорционально давлению рабочей жидкости. Устанавливая давление питания гидросистемы меньшим, чем максимальное, можно пропорционально уменьшать развиваемое механизмом усилие (потребляемую гидросистемой мощность).

Скорость перемещения исполнительного механизма гидросистемы зависит от действующей на него нагрузки. Приближенная зависимость отношения скоростей нагруженного и ненагруженного механизмов (при дроссельном способе управления)

$$\frac{v_{\text{нагр}}}{v_0} = \sqrt{1 - \frac{\Delta p_{\text{нагр}}}{p_{\text{пит}}}},$$

где $v_{\text{нагр}}$ — скорость перемещения нагруженного механизма; v_0 — скорость перемещения ненагруженного механизма; $\Delta p_{\text{нагр}}$ — перепад давлений на исполнительном механизме, необходимый для перемещения регулирующего органа; $p_{\text{пит}}$ — установленное давление питания.

Внешняя характеристика гидравлического исполнительного механизма (зависимость скорости перемещения от нагрузки) изображена на рис. 13.18.

Для исключения влияния возможных в процессе управления высокочастотными объектами «просадок» давления питания на работу систем управления электрогидроусилителей и других гидравлических устройств рекомендуется питание силовых систем и систем управления выполнять от разных источников. Линии рабочего слива, особенно в системах с применением устройств, у которых рабочий слив объединен со сливом из системы управления, должны быть выполнены трубами достаточно большого сечения, исключающего возможность возникновения в сливной магистрали существенных подпоров давления.

Подача маслоагрегата, питающего системы управления гидравлических устройств, должна на 10—20 % превышать сумму номинальных расходов масла через системы управления.

Максимальный расход масла через силовую систему исполнительного механизма равен произведению площади поршня на максимальную скорость его перемещения. Подача маслоснабжающей установки должна превышать максимальный расход масла на 10—25 %. Во многих системах автоматизации технологических процессов, имеющих несколько исполнительных механизмов, последние обычно перемещаются

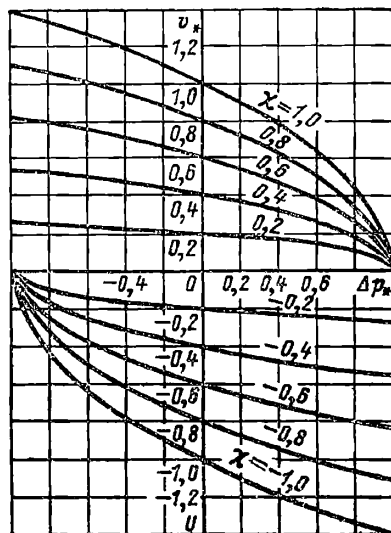


Рис. 13.18. Внешняя характеристика гидравлического исполнительного механизма; $v_* = v_{\text{нагр}}/v_0$; $\Delta p_* = \Delta p_{\text{нагр}}/p_{\text{пит}}$

с максимальной скоростью одновременно. Поэтому, если питание силовых систем этих исполнительных механизмов осуществляется от одной маслоснабжающей установки (централизованно), ее подача может быть выбрана меньшей, чем сумма максимальных расходов масла через механизмы. Во многих системах автоматизации исполнительные механизмы перемещаются с максимальной скоростью относительно редко. В этих случаях на напорных линиях гидросистемы могут быть установлены гидроаккумуляторы с соответствующим маневровым (рабочим) объемом, обеспечивающие кратковременный максимальный расход масла в системе. При этом производительность маслостанции принимается меньшей, чем максимальный расход масла через механизмы.

Параметры, характеризующие динамические свойства гидравлических устройств, обычно (если это не оговорено особо) определяются при амплитуде входного сигнала, равной 20—25 % максимальной. При больших амплитудах входных сигналов динамические характеристики многих гидравлических устройств, и в первую очередь двухкаскадных электрогидроусилителей, ухудшаются из-за ограниченной мощности их систем управления.

Интенсивность естественного износа золотниковых пар, сопл, заслонок, уплотнений и других элементов гидравлических устройств в значительной мере определяется рабочим давлением. Поэтому при давлениях питания, близких к максимальным, рекомендуется работать только в технически обоснованных случаях, когда необходимость обеспечения наилучших силовых и динамических характеристик гидросистемы является определяющей.

Важным фактором снижения интенсивности износа является также хорошая подготовка рабочей жидкости. Всегда рекомендуется стремиться очищать масло лучше, чем указано в технических данных для отдельных типов гидравлических устройств, стремиться исключать возможность растворения в масле воздуха, не допускать длительной работы устройств при температурах масла, близких к максимальным. Во избежание генерирования загрязнений элементами гидросистем рекомендуется все трубопроводы, баки и т. д. выполнять из нержавеющей материалов.

Насосы, фильтры, устройства стабилизации давления масла, а также комплексные установки масляного снабжения, различные переключающие устройства релейного действия, клапаны, дроссели и другие гидравлические устройства, выпускаемые в достаточно большой номенклатуре для систем силового (например,

станочного) гидропривода, применяются и для комплектования систем гидроавтоматики. Все эти устройства достаточно подробно описаны в соответствующей справочной литературе и каталогах (например, в [13.3]).

Гидравлические устройства работают на жидкостях, находящихся под высоким давлением. Поэтому соблюдение всех правил техники безопасности, изложенных в технических описаниях этих устройств, является строго обязательным.

Список литературы

- 13.1. Блякбори Дж., Ритхоф Г., Шерер Дж. Л. Гидравлические и пневматические силовые системы управления: Пер. с англ./Под ред. В. А. Хохлова. М.: Изд-во иностр. лит., 1962, 614 с.
- 13.2. Гидравлический следящий привод/Н. С. Гамынин, Я. А. Каменир, Б. Л. Коробочкин, И. М. Красов, В. А. Лещенко, Е. М. Хаймович. М.: Машиностроение, 1968, 563 с.
- 13.3. Гидравлическое оборудование (каталог). М.: НИИНАПИ, 1978.
- 13.4. Гийон М. Исследование и расчет гидравлических систем: Пер. с франц./Под ред. Л. Г. Подвидза. М.: Машиностроение, 1964, 388 с.
- 13.5. Гомельский Ю. С. Электрические элементы электрогидравлических устройств автоматики. М.: Энергия, 1968, 144 с.
- 13.6. Хохлов В. А. Электрогидравлический следящий привод. М.: Наука, 1966, 240 с.
- 13.7. Электрогидравлические следящие системы/В. А. Хохлов, В. Н. Прокофьев, Н. А. Борисова, В. И. Гусakov, В. М. Чуркин. М.: Машиностроение, 1971, 431 с.

Раздел 14

РЕГИСТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

14.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Регистрирующими называют устройства, обеспечивающие прием, определенную обработку, отображение и фиксацию на некоторой, как правило непрерывной, физической среде, являющейся носителем записи (носителем), например бумаге, информационных сигналов для последующего многократного пользования получаемым таким образом документом и его, при необходимости, длительного хранения. В отличие от запоминающих устройств регистрирующие устройства предназначены преимущественно для представления информации в наглядном виде, т. е. пригодны для ее визуального восприятия непосредственно с носителя. Вместе с тем получаемые при регистрации документы могут быть также использованы и для машинного восприятия (считывания) с них информации [14.1].

Информационное управление регистрацией может осуществляться непосредственно регистрируемыми параметрами, например давлением, температурой, перемещением и др. [14.2], или электрическими сигналами, соответствующими этим параметрам и вырабатываемыми датчиками давления, температуры, перемещения и др. В настоящее время электрические сигналы являются универсальными носителями информации, подаваемой на вход подавляющего числа регистрирующих устройств.

Поэтому ниже рассматриваются именно такие устройства с электрическими информационными сигналами на входе.

Источником информационных сигналов могут быть различного рода датчики регистрируемого параметра и средства ввода и первичной обработки информации, например алфавитно-цифровая клавиатура, запоминающие устройства и многие другие.

Средства передачи и приема информационных сигналов в зависимости от характера самих сигналов, требований к достоверности и скорости их передачи и приема, расстояния, на которое осуществляется передача, и др. могут состоять из каналов и линий связи, усилителей, модуляторов, демодуляторов, фильтров, шифраторов, устройств телемеханики и др.

Регистрирующее устройство обычно содержит блок управления с необходимыми дополнительными средствами преобразования поступающих на его вход информационных сигналов и блок регистрации, включающий собственно средства регистрации информации в приемлемой для пользователя форме на заданных координатах носителя. Кроме того, в состав регистрирующего устройства часто входят источники электропитания.

Отображение и в ряде случаев одновременная с ним фиксация информационных сигналов осуществляются в результате переноса вещества или воздействия на носитель энергии определенного вида. В последнем случае под-

ностью или чаще всего частично изменяется физическое или химическое состояние носителя. Такие процессы называют записью. Источник действующего на носитель возбуждения, управляемого информационными сигналами, называют органом записи.

Орган записи воздействует на носитель непосредственно, например, как пробивной механизм перфорационного устройства, или через посредника. Последний преобразует созданное органом записи возбуждение в вид, на который способен реагировать носитель. Например, посредником может быть красящая лента, ударяя по которой, выдавливают из нее краску, окрашивающую носитель.

При записи может быть образовано скрытое для зрительного восприятия изображение. Для его визуализации носитель дополнительно обрабатывают — проявляют химическими или физическими средствами. При проявлении изображение может образоваться на поверхности носителя, как, например, в электростатграфии, или внутри него, как в фототрафии.

Полученное после записи или записи и проявления изображение может быть достаточно устойчивым во времени и к действию внешних факторов в процессе хранения или использования носителя. В ряде случаев качественные показатели изображений могут ухудшаться до недопустимых значений из-за самопроизвольного изменения состояния носителя, дальнейшего воздействия практически тех же факторов, что и при записи и проявлении, или недостаточной устойчивости изображений к дополнительным, например механическим, воздействиям. Для повышения устойчивости изображений используют операцию фиксации-закрепления.

Совокупность операций и процессов, которые используются для отображения и фиксации на окончательном носителе, называется способом регистрации. Способ регистрации может состоять из одной операции записи или печати или включать другие рассмотренные операции. Запись и печать являются в общем случае частями способа регистрации информации.

Часто записанные на носитель изображения до или после их визуализации переносят на другой, поступающий к пользователю носитель, который в этом случае называют окончательным, а первичный носитель, на который производилась запись, — промежуточным. Последний, как правило, более чувствителен к действующему на него при записи фактору и имеет большую стоимость. После записи и получения изображения на окончательном носителе промежуточный носитель может быть ликвидирован, сохранен как первичный документ или переведен в исходное состояние и далее использован для операции записи. Носители последнего типа являются реверсивными. Операцию перевода носителя в исходное состояние называют стиранием. Например, при электрофотографической регистрации для стирания скрытого электрического изображения промежуточный носитель равномерно засвечивают по всей поверхности и сообщают ей постоянный электрический потенциал. Кроме того, в ряде случаев требу-

ется дополнительное механическое удаление с поверхности промежуточного носителя остатков продуктов его обработки. Такую операцию называют очисткой.

В ряде случаев необходимо получать несколько экземпляров документа с зафиксированной на них одинаковой информацией. При ударном способе печати, как правило, копии получают непосредственно в процессе записи информации. С помощью других способов регистрации дополнительные экземпляры можно получить путем копирования, используя первый экземпляр в качестве оригинала — печатной формы. В этом случае качество всех последующих экземпляров может отличаться от первого. Иногда для получения каждой копии повторяют процесс регистрации полностью или начиная с операции переноса с промежуточного на окончательный носитель. Последний процесс называют тиражированием. По качеству все получаемые экземпляры обычно равноценны.

Способ регистрации может быть однооперационным (одностадийным), как, например, термографический, при котором носитель записи изменяет цвет при его нагревании органом записи, и многооперационным (многостадийным), как, например, электростатграфический, при котором после записи носитель проявляют и полученное на нем изображение закрепляют. Увеличение числа стадий приводит к усложнению регистрирующей аппаратуры с соответствующим ростом ее стоимости, однако, как правило, увеличивает скорость регистрации и в ряде случаев снижает эксплуатационные расходы за счет меньшей стоимости окончательного носителя.

14.2. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ СПОСОБОВ РЕГИСТРАЦИИ ИНФОРМАЦИИ

Способы регистрации характеризуются качественными, физическими и эксплуатационными показателями (рис. 14.1). Качественные показатели характеризуют в количественных единицах качество изображений, получаемых в процессе регистрации. Физические показатели определяют принцип действия и особенности реализации способа регистрации. Эксплуатационные показатели характеризуют чувствительность процессов регистрации к условиям внешней среды и влияние их на окружающую среду.

Степень проработки любого способа регистрации сильно влияет на показатели соответствующих устройств. Поэтому при оценке способа регистрации необходимо учитывать как существующие, так и предельные (перспективные) показатели, которые могут быть достигнуты при дальнейшем совершенствовании способа.

Вместе с тем не все предельные показатели могут быть совместимы между собой. Например, фотопленка повышенной чувствительности имеет пониженную разрешающую способность. Увеличение разрешающей способности снижает ее чувствительность.

Оптическая плотность D характеризует способность отражать (пропускать) падающий на носитель световой поток. Она определяется

как отрицательный десятичный логарифм, взятый от коэффициента отражения

$$k_{\text{отр}} = \Phi_0 / \Phi_{\text{п}};$$

$$D = -\lg k_{\text{отр}},$$

где $\Phi_{\text{п}}$ и Φ_0 — падающий и отраженный световой поток.

Оптическая плотность изображения $D_{\text{и}}$ характеризует отражающую (пропускающую)

ляется сквозной амплитудной характеристикой способа регистрации. Для способов регистрации, допускающих достаточно простое измерение параметров подводимого непосредственно к носителю записи сигнала $A_{\text{вх,п,з}}$, используются амплитудной характеристикой $D_{\text{и}} = f(A_{\text{вх,п,з}})$. Отношение $A_{\text{вх,п,з}}/A_{\text{вх,о,з}}$ определяет коэффициент передачи или преобразования сигнала органом записи. Для способов регистрации, использующих светочувствительные носители, входное воздействие $A_{\text{вх,п,з}}$ оценивают по экспозиции H (количеству освещения). Зависимость $D_{\text{и}} = f(H)$ называют характеристикской кривой носителя.

Оттенки (полутона) между фоном и изображением создают двумя принципиально различными способами: изменением оптической плотности элемента изображения при его постоянной площади или изменением площади элемента изображения при его постоянной оптической плотности. При многих способах регистрации изменение уровня воздействующего на носитель сигнала одновременно и соответственно изменяет и оптическую плотность, и размер элемента изображения.

Разрешающая способность способа регистрации характеризует его способность получать на оконечном носителе различные один от другого элементы изображения. Ее мерой является размер элемента изображения. Величину, обратную разрешающей способности, называют плотностью записи. Ее характеризует число различимых на носителе единичной длины или площади элементов изображения. Для нормального расстояния оптического наблюдения изображения (250 мм) при освещенности 500 лк глаз различает линии и промежутки между ними, равные 0,1 мм. Повышенные плотности записи свыше 10 элементов изображения на 1 мм целесообразно только при рассматривании изображений через увеличительные приборы или при машинном считывании записанной информации. Уменьшение плотности записи до 2—3 элементов изображения на 1 мм резко ухудшает изображение, хотя в ряде случаев, например при алфавитно-цифровой регистрации, получающаяся определенная стилизация знаков вполне приемлема.

Качество изображения существенно зависит от четкости его контуров, которая для штриховых изображений определяет размер переходной зоны от наибольшей оптической плотности изображения к оптической плотности фона. Для качественных изображений длина такой зоны должна быть не больше 0,1 мм. В зависимости от конкретных задач требования к четкости изображения могут изменяться.

Многоцветность характеризует возможность способа регистрации получать на одном и том же носителе изображения несколькими разными цветами. Параметры, характеризующие цветные (многоцветные) изображения, аналогичны рассмотренным выше [14.3].

Для многих пользователей имеет большое значение сохранность изображения при длительном хранении носителя. Сохранность оценивается временным интервалом, к концу которого параметры изображения если и претерпевают изменения, то не ухудшают выше заданных пределов достоверность восприятия содержащейся на носителе информации.

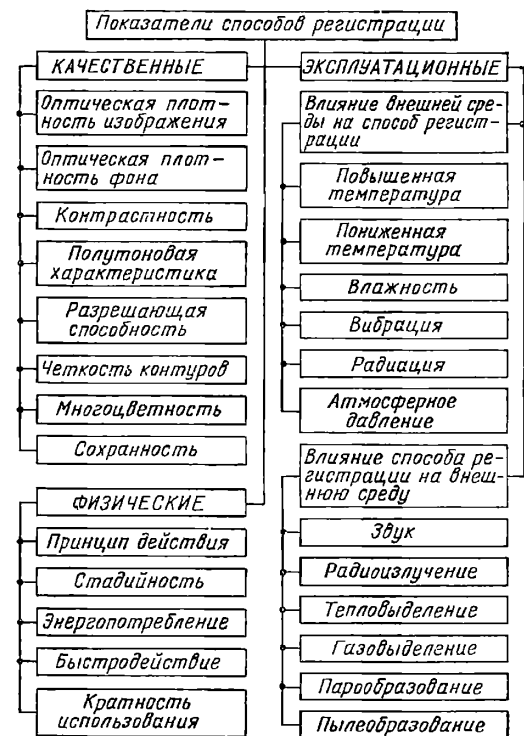


Рис. 14.1. Основные показатели способов регистрации

способности носителя на участках с записью. Максимальная оптическая плотность изображения на бумаге достигает $D_{\text{п max}} = 1,3 \div 1,6$, а на фотопленке $D_{\text{п max}} = 3 \div 3,2$.

Оптическая плотность фона $D_{\text{ф}}$ характеризует отражающую (пропускающую) способность свободных от записи участков носителя. Минимальная оптическая плотность фона (вуали) белой бумаги составляет примерно $D_{\text{ф min}} = 0,03 \div 0,04$. Во многих случаях приемлемой считается оптическая плотность фона $D_{\text{ф min}} = 0,06 \div 0,08$.

Контрастность изображения характеризует разность оптических плотностей изображения и фона $K = D_{\text{и}} - D_{\text{ф}}$. Иногда этот показатель называют интервалом оптических плотностей. Для технических целей считается приемлемой контрастность не ниже 0,6. Для высококачественных изображений требуется $K \geq 1,0$.

Полутоновая характеристика $D_{\text{и}} = f(A_{\text{вх,о,з}})$ описывает зависимость изменения оптической плотности изображения $D_{\text{и}}$ от уровня сигнала $A_{\text{вх,о,з}}$, подводимого к органу записи. Она яв-

Принцип действия является определяющим при характеристике физических и других показателей способа регистрации. Практически существо принципа действия содержится в сжатой форме в названии способа регистрации, однако во многих случаях необходимо более детальное описание особенностей используемого способа регистрации.

Сложность реализации способа регистрации зависит от его *стадийности* — количества операций, необходимых для получения документа в окончательном виде. Для одностадийных процессов закрепленные изображения образуются практически во время записи без заметного действия дополнительных внешних факторов.

Энергия, необходимая для записи, не только определяет затраты энергии в конкретном устройстве, но и в определенной степени характеризует скоростные характеристики процесса записи. При оценке ряда способов регистрации целесообразно учитывать энергию, не только необходимую для записи, но и требующую для закрепления изображения. Энергозатраты на закрепление могут существенно ограничивать скоростные характеристики аппаратуры и даже область ее применения.

Скоростные характеристики способов регистрации в основном определяются процессом записи. Вместе с тем для многостадийных процессов скорость регистрации может ограничиваться технологическими операциями проявления, закрепления, очистки (сушки) носителя и даже скоростью перемещения последнего в устройстве. Быстродействие процесса записи определяют по его амплитудно-частотной или (при импульсной записи) переходной характеристике. Быстродействие всех остальных процессов, как правило, оценивают по скорости перемещения носителя через узел, реализующий соответствующую операцию.

Быстродействие регистрирующих устройств и особенно их технологических узлов удобно оценивать также по технологической пропускной способности C_T , определяемой по площади носителя, обрабатываемой за единицу времени, так как, начиная с операции записи, обработка носителя с содержащейся на ней информацией происходит, как правило, при его механическом перемещении через соответствующие технологические узлы. Последние по характеру взаимодействия с носителем записи делятся на два вида. К первому из них относятся такие узлы и процессы, для которых взаимодействие с носителем оканчивается в пределах одного элемента изображения. В этом случае пропускная способность изменяется прямо пропорционально произведению продольной ρ_b и поперечной ρ_a разрешающих способностей, соответствующему площади элемента изображения, и обратно пропорционально длительности их взаимодействия τ_b и времени перемещения элемента изображения за пределы области взаимодействия τ_n :

$$C_{T1} = \frac{\rho_a \rho_b}{\tau_b + \tau_n}.$$

При увеличении числа элементов носителя в продольном направлении и каналов его взаимодействия с определенным технологическим узлом до значения b технологическая

пропускная способность таких процессов и узлов определяется как

$$C_{T1} = \frac{\rho_a \rho_b b}{\tau_b + b\tau_n}.$$

Ко второму виду относятся такие узлы и процессы, для которых взаимодействие с носителем продолжается в течение всего времени пребывания носителя в узле. Для таких

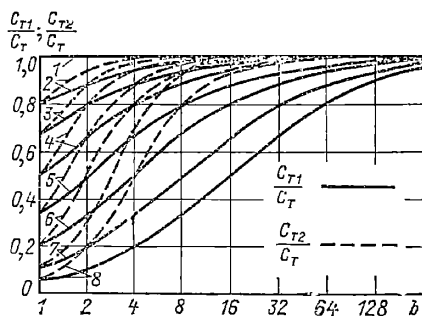


Рис. 14.2. К определению пропускной способности технологических узлов:

1 — $\tau_b/\tau_n = 0$; 2 — $\tau_b/\tau_n = 0,25$; 3 — $\tau_b/\tau_n = 0,5$; 4 — $\tau_b/\tau_n = 1$; 5 — $\tau_b/\tau_n = 2$; 6 — $\tau_b/\tau_n = 4$; 7 — $\tau_b/\tau_n = 8$; 8 — $\tau_b/\tau_n = 15$

узлов при линейных процессах обработки пропускная способность определяется как

$$C_{T2} = \frac{\rho_a \rho_b b}{\tau_b + b\tau_n}.$$

При $\tau_n \ll \tau_n$ оба выражения для пропускных способностей совпадают и не зависят от длины области взаимодействия носителя с технологическим узлом $C_T = \rho_a \rho_b / \tau_n$. Это, например, имеет место при электростатическом способе регистрации для процесса записи. Увеличение числа каналов записи в продольном направлении не увеличивает пропускной способности, а только усложняет аппаратуру. Поэтому при таком и аналогичных способах записи обычно нецелесообразно использовать многочисленные органы записи для увеличения продольной пропускной способности.

По-иному обстоит дело при соизмеримых значениях τ_b и τ_n (рис. 14.2). В этом случае увеличение в продольном направлении числа каналов взаимодействия приводит к росту пропускной способности. При этом пропускная способность C_{T2} растет значительно быстрее, чем C_{T1} .

Увеличение числа каналов a взаимодействия с носителем записи в поперечном движению направлении приводит к пропорциональному увеличению пропускной способности.

Эксплуатационные показатели способа регистрации характеризуют его взаимовлияние с внешней средой, в которой происходит регистрация. Чувствительность способов регистрации к влиянию внешних условий во многом определяет границы их применения. Она зависит от используемых материалов, режимов

работы и, главное, от особенностей конструкции устройств, основанных на этих способах.

Рассмотренные показатели являются основными для способов регистрации. Однако они не исчерпывают всего разнообразия показателей, которые в ряде случаев необходимо учитывать на практике. К числу последних относятся линейность амплитудной характеристики, копир-эффект и многие другие.

При создании регистрирующих устройств учет приведенных показателей способов регистрации является определяющим. Кроме того, устройства регистрации характеризуются дополнительными показателями, такими, например, как надежность, долговечность, стоимость устройств и эксплуатационные расходы, масса, габариты и др.

14.3. КЛАССИФИКАЦИОННЫЕ СХЕМЫ СПОСОБОВ РЕГИСТРАЦИИ ИНФОРМАЦИИ

В процессе регистрации наглядные или скрытые изображения на оконечном носителе образуются в результате прямого взаимодействия органа записи и носителя, через посредника или через промежуточный носитель. При этом орган записи и носитель могут механически соприкасаться друг с другом или быть разделенными определенным промежуточком.

Контактирование рабочей части органа записи с носителем приводит к их взаимному износу, который быстро возрастает с увеличением скорости их относительного перемещения и давления органа записи на носитель. Особенно нежелателен износ органа записи и промежуточных носителей, которые используются в аппаратуре многократно и, как правило, имеют высокую стоимость. При этом различают две основные причины износа при регистрации: абразивное действие сопрягающихся поверхностей и расход в процессе записи рабочей части органа записи. Износ многоканального органа записи по последней причине происходит неравномерно во времени, так как он зависит от интенсивности загрузки каждого из каналов записи.

Все способы регистрации по данному конструктивному признаку делят на бесконтактные, квазибесконтактные и контактные.

Бесконтактными называют способы регистрации, при которых энергия от органа записи к носителю передается через вакуум или достаточно большой газовый (воздушный) промежуток (десятые доли миллиметра и более) без ее заметного рассеяния в пространстве. К их числу относятся способы, у которых энергия передается направленными электромагнитными или ультразвуковыми волнами, а также потоком элементарных или макрочастиц или капель жидкости.

К квазибесконтактным относятся такие способы, при которых допустимо наличие промежутка между органом записи и носителем, но он не превышает нескольких десятков микрометров. При этом возможно случайное соприкосновение органа записи и носителя. Увеличение зазора приводит к сильному рассеянию энергии и как следствие — к резкой потере чувствительности и снижении разрешающей способности. К их числу относятся способы,

у которых энергия от органа записи передается статическими или квазистатическими полями (электрическими, магнитными и др.), рассеянным электромагнитным полем, свободными ионами в газовой среде или электронами.

При контактных способах энергия от органа записи к носителю может быть передана принципиально только через надежный контакт органа записи с носителем или посредником. При этом, как правило, необходимым условием стабильности качества записи является постоянство давления органа записи на носитель. К числу таких способов относятся, например, печатный ударный и электроэрозионный.

Группа контактных способов регистрации делится также на ударные и безударные способы. В первом случае на носитель воздействует кинетическая энергия движущегося элемента органа записи, которая приводит к качественным или количественным изменениям носителя. Во втором случае орган записи передает тепловую, электрическую и другие виды энергии без существенного механического воздействия на носитель.

Рассмотренный признак позволяет классифицировать системы регистрации без промежуточных носителей. При наличии промежуточного носителя информацию на оконечный носитель также переносят бесконтактным, квазибесконтактным или контактным способом.

В процессе регистрации изображение возникает либо при воздействии на носитель определенного вида энергии, либо при перемещении к носителю красящего вещества [14.4]. Оказываемое органом записи на носитель энергетическое воздействие может иметь механическую, тепловую, химическую, электрохимическую, полевую (магнитную, электрическую, электромагнитную) и другую природу. В результате изменяется (уменьшается или увеличивается) масса носителя, деформируется поверхность или происходят его качественные изменения.

Масса носителя может уменьшаться при удалении части его вещества с поверхности или по всей толщине носителя, что имеет место, например, при резцовом и перфораторном способах регистрации. Увеличение массы носителя происходит преимущественно при перемещении к носителю красящего вещества. К таким способам относятся все печатные способы регистрации, струйный и некоторые другие.

При деформации поверхности носителя, характерной для различных видов рельефографии [14.5], изменяется его поверхностный рельеф, а исходная масса практически остается без изменения.

Качественные изменения носителя происходят в результате физических, химических, физико-химических и иных изменений веществ, входящих в состав носителя.

Во многих случаях при записи носитель испытывает несколько видов воздействия и претерпевает различные изменения. По этой причине один и тот же способ регистрации может оказаться в различных классификационных группах. Например, при химическом способе регистрации к носителю перемещают химическое вещество, которое, попадая на но-

Т а б л и ц а 14.1. Классификация способов регистрации

Способ изменения состояния носителя	Изменения носителя в процессе записи			
	Увеличение массы	Уменьшение массы	Деформация	Качественные изменения
Перемещение вещества к носителю записи	Грифельный Каплярный Струйный Печатный ударный Печатный напистком Печатный электро- статический Печатный графа- ретный Магнитотрафарет- ный Лазерный плавиль- ный	—	—	Химический Струйно-химический Адгезионный Струйно-адгезионный
Механическое действие	—	Резцовый Перфоратор- ный	Печатный удар- ный	Печатный ударный
Действие электрического тока, пропускаемого через носитель	Электролитический (теллуrowый)	Электроискровой (искровой) Электроэрозионный	—	Электрохимический Электротермический
Действие тепла			Газоструйный	Тепловой (термиче- ский, терморективный) Терромагнитный Газоструйный
Действие потока заряженных частиц	Электростатогра- фический		Электропла- стический	Электронно-лучевой Тетраэолиевый Терромагнитный
Действие электрического поля				Электретный
Действие магнитного поля			Магнитопла- стический	Магнитный Магнитотермический Магнитохимический Магнитоориентацион- ный
Действие электромагнитных волн		Лазерно-пер- фораторный	Электрофото- пластический	Фотографический Голографический Тепловой Терромагнитооптиче- ский Фотоэлектретный Электрофотографи- ческий

ситель, увеличивает массу последнего и одновременно, вступая в химическую реакцию с веществом носителя, изменяет его качественные характеристики. В некоторых случаях даже незначительные изменения режима записи при сохранении всех остальных условий могут перевести способ регистрации из одной классификационной группы в другую.

Основные классификационные группы способов регистрации в зависимости от способа изменения состояния носителя записи и происходящих при этом наиболее существенных его изменений приведены в табл. 14.1. Следует иметь в виду, что эта таблица, конечно, не полностью охватывает все многообразие способов регистрации и может быть дополнена. Кроме того, существующая терминология не позволяет односложно определить тот или иной способ регистрации с учетом типа носителя записи, способа воздействия на него и

происходящих при этом изменениях носителя. Поэтому, например, печатный ударный способ оказался в трех группах: печатный ударный с перемещением вещества к носителю записи, что приводит к увеличению массы носителя из-за переноса краски на бумагу; печатный ударный с использованием капсулированного носителя, при котором механическое воздействие на носитель вызывает разрушение содержащихся в нем капсул и приводит к возникновению химической реакции, что вызывает качественное изменение носителя; печатный ударный с механическим воздействием на носитель, при котором деформируется его поверхность. Естественно, что последний способ может быть совмещен с каждым из двух предыдущих.

В рассмотренной таблице приведены либо одностадийные способы регистрации, либо первые стадии (запись) многостадийных спо-

совов регистрации. К числу последних в первую очередь относятся многочисленные разновидности фотографического, электрофотографического, электростатического и феррографического способов регистрации. Эти способы введут записью имеют, как правило, стадии проявления, переноса (печати), закрепления и т. д., в результате выполнения которых на оконечном носителе образуется визуализированное и закрепленное изображение.

14.4. СПОСОБЫ РЕГИСТРАЦИИ, ОСНОВАННЫЕ НА ПЕРЕМЕЩЕНИИ ВЕЩЕСТВА К НОСИТЕЛЮ ЗАПИСИ

Способы регистрации этой группы являются одними из наиболее распространенных.

Грифельный способ регистрации (карандашная запись) осуществляется только при контакте пишущего стержня с носителем записи, например бумагой [14.1, 14.4]. Может использоваться на стадии ручной подготовки первичных документов перед вводом информации в систему автоматической обработки данных.

Основные характеристики — средняя скорость записи 0,1 м/с; плотность записи — до 20 дв. ед./см; оптическая плотность — до 0,9. Положительным качеством способа является его простота, стабильность физико-химических свойств пишущих стержней во времени, возможность получения нескольких копий при использовании копировальных бумаг.

Грифель карандашей обычно состоит из наполнителя (глины), связующего и пишущего компонентов. Карандаши бывают графитные, цветные, магнитные, люминесцентные, свинцовые и серебряные. Основное их различие состоит в особенностях используемого пишущего компонента, который содержит соответственно графит, цветные пигменты, феррит, люминофор, свинец или серебро.

Процесс записи заключается в сошлифовывании грифеля о носитель. При этом частицы грифеля достаточно прочно связываются с поверхностью носителя. Структура грифельного штриха неоднородна — она состоит из разделенных промежутками штрихов. Более мягкие грифели создают более насыщенные изображения, так как частицы грифеля более плотно закрывают носитель.

Магнитные карандаши используют для последующего визуального восприятия и магнитного считывания записанной на документ информации. Все другие типы карандашей используют для визуального восприятия информации с документов и иногда для последующего оптического считывания.

Капиллярный способ регистрации (чернильная запись) [14.1, 14.4] также относится к числу контактных. При этом способе красящее вещество стекает по капиллярному каналу органа записи из резервуара к носителю. В качестве красящего вещества используют различные чернила и чернильные пасты. Органы записи представляют собой перья, трубки, пористые тела фломастеров и шариковые пишущие узлы. В качестве носителя обычно используют бумагу.

Капиллярный способ регистрации применяется при ручной подготовке первичных доку-

ментов, в самопишущих приборах, в графопостроителях и в факсимильных приемных аппаратах.

Достоинствами капиллярного способа являются сравнительная простота реализации, массовость применения, хорошее качество получаемых документов при высоком качестве закрепления изображений на носителе и стабильности их физико-химических свойств.

Основные параметры капиллярного способа регистрации: скорость записи при автоматическом вырисовывании графиков — более 1 м/с; плотность записи — до 20—40 линий/см; оптическая плотность изображений 0,9—1,1.

Наиболее распространенный тип носителя для капиллярной записи — бумага с достаточной степенью ее проклейки, предотвращающей распыление чернил [14.6]. При использовании чернильных паст указанное требование к бумаге снижается, так как паста обладает малой текучестью и не впитывается в нее.

Для получения хорошего качества документа чернила должны легко переходить с пера на поверхность бумаги, не распыляться на бумаге, обеспечивать оптическую плотность не ниже 0,9—1,1; иметь широкий цветовой ассортимент (черный, красный, синий и др.); не иметь в своем составе нерастворимых выпадающих в осадок частиц; не оказывать вредного воздействия на орган записи и носитель, приводящего к их необратимым физико-химическим изменениям; быть стойкими к загниванию при хранении.

Чернила обычно представляют собой водный раствор красящего вещества с загустителем и антисептиком. Ниже приводится рецепт чернил, рекомендуемых для использования в графопостроителях: эозин (органический краситель) 100 %-ный (МРТУ 6-09-6552-70) — 2 %; глюкоза (сахар) (ГОСТ 6038-74) — 1,5 %; глицерин дистиллированный (ГОСТ 6824-76) — 2 %; триэтиленгликоль (МРТУ 6-09-4965-68) — 0,25 %; фенол синтетический марки 4 (ГОСТ 6417-72) — 0,2 %; вода дистиллированная (ГОСТ 6709-72) — 94,05 %.

В магнитных чернилах должен присутствовать ферромагнитный компонент, например магнетит (Fe_3O_4), с размером частиц 1—10 нм. При таком размере частиц образуются коллоидные растворы (взвеси) мелких частиц, устойчивые во времени. Такие чернила создают на основе ферромагнитных жидкостей [14.7], добавляя в них загустители, связующее и др.

В флюоресцентных чернилах используют соединения элементов Sn, Ca, Mn и др. Их применяют, в частности, для штемпелевания почтовых отправлений.

В автоматических регистрирующих приборах, как правило, используют капиллярные перья, соприкасающиеся с бумагой торцом. Резервуар для чернил конструктивно составляет с капиллярной трубкой единое целое или отделен от нее гибкой трубкой. Капиллярные трубки изготавливают из платины, иридия, нейзильбера, пластмассы и т. п. с целью предотвращения их износа и коррозии.

Одна из удачных конструкций органа записи показана на рис. 14.3. Она состоит из корпуса 1, резервуара 2 с чернилами 3 и капиллярной трубочки 4 с введенной в нее иглой 5, на внутреннем конце которой имеется грузик 6. В отведенном от бумаги состоя-

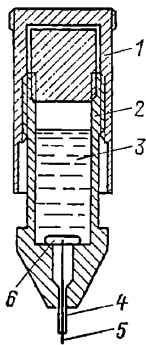


Рис. 14.3. Конструкция капиллярного пера

нии игла под действием груза занимает нижнее положение и выступает из капиллярной трубочки. Одновременно грузик выполняет роль клапана, перекрывая доступ чернил к капилляру. В рабочем состоянии при соприкосновении капилляра с бумагой игла утапливается, прочищая канал, грузик поднимается и открывает доступ чернил в капиллярный канал. Такое перо хорошо работает при скорости его движения на бумаге до 100—150 мм/с. При больших скоростях подача чернил становится нерегулярной. В ряде моделей графопостроителей резервуар пера соединяют с микронасосом, который в зависимости от скорости движения пера изменяет подачу чернил в капилляр. Перо с регулируемой подачей чернил работает при скоростях его движения до 1 м/с.

Наряду с жидкими чернилами распространены чернильные пасты, представляющие собой растворы смол и органических красителей в высококипящих органических растворителях. Для записи чернильной пастой используют шариковые пишущие устройства, основным элементом которых является размещенный в конце подающей пасту трубочки металлический шарик. Подача пасты на носитель осуществляется благодаря смачиванию шарика пастой и его провороту при вращении, вызываемом трением шарика о носитель. При использовании гладких носителей с малым коэффициентом трения подача пасты прекращается. В графических устройствах чернильные пасты с шариковыми пишущими устройствами используют при скорости движения по бумаге до 100—200 мм/с.

Струйные способы регистрации [14.1, 14.8—14.10] относятся к бесконтактным. При этих способах выбрасываемое из сопла красящее вещество попадает через воздушный промежуток на носитель, образуя изображение. Красящее вещество, как правило, находится в жидком состоянии и представляет собой чернила, аналогичные используемым при капиллярной регистрации.

В современной струйной технике чернила подают на носитель в виде капельной струи, что улучшает ее аэродинамические свойства и качество изображения. Чтобы сформировать капельную струю, соплу сообщают колебательные движения от пьезоэлемента, а в ряде случаев создают в зоне формирования струи высокую разность электрических потенциалов. Известны три основные разновидности формирования капельной струи и управления ею в процессе регистрации, нашедшие применение в серийно выпускаемых устройствах.

По первой из них регистрация осуществляется незаряженными каплями. Чернила (рис. 14.4, а) из резервуара 1 подаются к распределителю 2, из которого поступают к расположенным в ряд капиллярным трубкам, крайние из которых 3, 4 показаны на рисунке.

Каждая капиллярная трубка оканчивается соплом 7 и 8 и механически соединена с пьезоэлементом 5, 6. Сопла установлены на небольшом расстоянии от бумаги 10. При разном возбуждении каждого из пьезоэлементов из соответствующего ему сопла выбрасывается капельная струя чернил 9, которая, достигая бумаги 10, образует элемент регистрируемого изображения.

По второй разновидности (рис. 14.4, б) капли приобретают постоянный электрический заряд. Чернила из резервуара 1 насосом 2 подаются под давлением к соплу 3, на выходе из которого попадают в постоянное электрическое поле, образующееся между соплом, подключенным к источнику постоянного на-

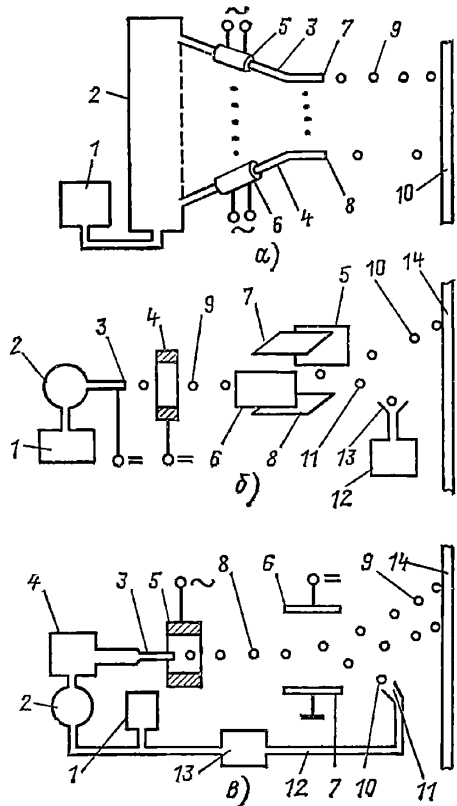


Рис. 14.4. Способы образования изображений при струйной записи:

а — многоканальный орган записи; б — многоканальный орган записи с постоянным зарядом капель; в — одноканальный орган записи с изменяющимся зарядом капель

пряжения, и заземленным электродом 4. При этом формируется капельная струя заряженных частиц 9, которая, пролетая через отверстие в электроде 4, попадает в зону действия двух пар отклоняющих пластин 5, 6 и 7, 8. В зависимости от прикладываемой между этими пластинами разности напряжений капельная струя 10 отклоняется от первоначальной

траектории (11) и образует изображение, достигая носителя 14, или через улавливатель 13 попадает в сборник 12.

По третьей разновидности (рис. 14.4, в) капли приобретают различный заряд в зависимости от формируемого изображения. Чернила из резервуара 1 насосом 2 подают к соплу 3 через форсунку 4. Сопло расположено вблизи кольцевого электрода 5, между соплом и этим электродом создают переменное электрическое поле, в котором выбрасываемые из сопла капли чернил 8 приобретают определяемый напряженностью поля электрический заряд. Далее капли пролетают между парой 6, 7 отклоняющих пластин, между которыми создано постоянное электрическое поле. В зависимости от заряда капель они или попадают на носитель 14 (капли 9), образуя изображение, или (капли 10) через улавливатель 11, канал 12 и фильтр 13 вновь подаются к насосу. Результаты исследования способов формирования и отклонения капельной струи в электрическом поле приведены в ряде работ, например в [14.8, 14.9].

При магнитоструйных способах регистрации используют магниточувствительные чернила. Для формирования и отклонения капельной струи применяют электромагнитные инжекторы и отклоняющие системы [14.1].

Помимо рассматриваемых используются и другие системы струйной регистрации, отличающиеся способами создания капельной струи и ее отклонения от исходной траектории. Сведения о некоторых из них приведены в [14.10].

Печатные способы регистрации заключаются в переносе с помощью печатной формы красящего вещества, как правило, на оконечный носитель. В зависимости от способа переноса различают печатный ударный, печатный натиск, печатный электростатический и печатный трафаретный способы. К последнему примыкает магнитно-трафаретный способ.

В технике регистрации информации наибольшее распространение получил *печатный ударный способ*, при котором печатному элементу — молоточку, пуансону и т. п. — сообщают от привода, обычно электромагнитного, поступательное движение. При этом печатный элемент перемещается по направлению к носителю — бумаге и при ударе по ней в зависимости от типа красконосителя выдавливает красящее вещество из красящей ленты, переводит его в размягченное состояние на копировальной бумаге или просто приводит в соприкосновение с бумагой слой краски, содержащейся на рабочей поверхности печатающего элемента. Во всех этих случаях красящее вещество за счет исходной или приобретенной в процессе печати липкости частично или полностью переходит с красконосителя на носитель записи.

Печатный ударный способ обеспечивает получение качественных изображений с оптической плотностью в пределах 0,8—1,2, возможность получения одновременно с первым экземпляром нескольких копий. Усилие удара лежит в пределах 1—10 Н и зависит от носителя, посредника, площади печатаемого элемента, длительности контактирования органа записи с носителем и др.

Скорость ударной печати определяется двумя основными факторами: быстротой смены печатающего элемента и скоростью смены печатной формы. При использовании матричной печати, когда каждый знак синтезируется непосредственно на носителе из элементарных фигур, например точек, быстротой определяется преимущественно первой причиной и достигает 100—200 знаков/с, время срабатывания печатающих элементов не превышает 1 мс. При литерной знаковой печати, когда определенный знак образуется благодаря срабатыванию одного печатающего элемента, быстротой определяется преимущественно скоростью перемещения требуемой литеры на печатную позицию. Поэтому длина набора знаков в алфавите в литерных печатающих устройствах влияет практически обратно пропорционально на скорость печати, которая лежит в пределах 10—50 знаков/с.

Различают два основных вида ударной печати — статический и динамический. По первому из них в процессе печати печатающий элемент — литера — не перемещается вдоль поверхности носителя, благодаря чему отпечатки получаются на носителе без какого-либо смазывания. По второму из них, называемому также печатью на лету, литера в процессе печати движется относительно носителя записи с достаточно большой (до 5 м/с) постоянной скоростью. При этом получение отпечатка без заметного смазывания однозначно зависит также и от длительности соприкосновения печатающего элемента с носителем.

В основу привода печатающих элементов большинства ударных печатающих устройств положены два принципа: электромагнитный и магнитоэлектрический. В первом случае энергия магнитного поля, создаваемого катушкой электромагнита, преобразуется в кинетическую энергию его якоря, тогда как во втором случае используется принцип взаимодействия проводника с током с внешним магнитным полем. Приводы второго типа более экономичны, надежны и имеют большее быстротействие.

Многочисленные варианты выполнения приводов печатающих элементов и шрифтоносителя для ударных печатающих устройств приведены в [14.11, 14.12].

Красконосителем при печатном ударном способе регистрации может быть печатающий элемент, непосредственно на рабочую поверхность которого наносят (накапывают) краску, или посредник в виде красящей или копирующей ленты, бумаги.

Посредники бывают однократного и многократного пользования.

Первые представляют собой, как правило, тонкую (до 50 мкм) полимерную основу — ленту с копирувальным слоем толщиной 10—30 мкм, состоящим из пигмента, однородно распределенного в тиксотропном связующем, например парафине. При ударе по такой ленте изменяются физико-химические свойства копирувального слоя, благодаря чему он практически полностью переносится на оконечный носитель, создавая высококачественное изображение с четкими контурами. К числу такого вида посредников относятся магнитные копирувальные ленты, в которых в качестве пигмента используют ферромагнетик. Один из составов такого слоя: ферромагнетик ($\gamma\text{Fe}_2\text{O}_3$

и др.) — 33 %, касторовое масло — 7 %, твердый парафин — 10 %, полиэтилен — 50 %. Полученные с помощью магнитных копировальных лент отпечатки используются для магнитного считывания записанной на бумажный носитель информации [14.1].

Ко второму типу посредников относятся преимущественно копировальные и красящие ленты на бумажной или тканевой основе толщиной 0,1—0,15 мм. Бумажные основы содержат поверхностный красящий слой, аналогичный рассмотренному выше. Тканевые основы пропитаны краской. Их краско содержание лежит в пределах 20—50 % массы основы. При печати часть краски выдавливается из основы и переходит на оконечный носитель. При многократной печати с одного и того же места контрастность отпечатка падает из-за уменьшения содержания краски в ленте. Красящая лента считается удовлетворительной по качеству, если с одного места позволяет получить до 50—75 отпечатков.

Качество отпечатков, оцениваемое по разрешающей способности, зависит от структуры основы копировальных лент. Сомкнутые синтетические основы лент однократного пользования дают наиболее высокое качество, при этом на отпечатках отсутствует растровая структура. Плотность записи достигает 8 линий/мм при четкости границ штрихового изображения не хуже 0,05 мм. Хлопчатобумажная основа обеспечивает значительно худшее качество, так как на изображении, особенно при его слабой насыщенности, заметны растровые элементы, определяемые плотностью нитей основы, которая по существующим стандартам должна быть не ниже 6 нитей/мм². Шелковая основа по сравнению с хлопчатобумажной имеет большую плотность нитей и меньшую толщину, что позволяет получать с ее помощью лучшие отпечатки.

Наряду с копировальными существуют корректирующие ленты, при печати через которые наносится белый слой, закрывающий ранее отпечатанный текст.

Печатный натиск — способ заключается в переносе краски с заранее созданной печатной формы путем ее прижима к бумаге. Он служит преимущественно для получения копий документа при высокой, глубокой, офсетной и других видах печати, широко используемых в полиграфии. Необходимое для печати давление печатной формы на бумагу лежит в пределах 2—6 МПа.

Печатный электростатический способ регистрации, так же как печатный натиск, используется для переноса изображений с печатной формы на оконечный носитель. Перенос осуществляется в электрическом поле, благодаря чему значительно (в 10—100 раз) снижается необходимое давление печатной формы на бумагу, что увеличивает тиражеустойчивость формы и облегчает конструкцию устройств. Наибольшее распространение он получил при реализации электрографических способов регистрации [14.13]. Печатную форму для него получают обычно электрофотографическим (см. § 14.8) или феррографическим (см. § 14.9) способом.

Печатный трафаретный способ основан на продавливании краски через трафарет. Необходимое давление не превышает 0,03 МПа.

В качестве печатной формы используют поливинилхлоридную пленку толщиной 10—20 мкм, насыщенную ацетиленовой сажой. Плотность записи достигает 4—10 точек/мм. Печатную форму получают часто электроискровым способом [14.14].

Магнитотрафаретный способ [14.1] заключается в управлении магнитным полем подачей краски изнутри формы на ее поверхность. Хотя способ практического применения не получил, но создание магнитных жидкостей [14.7] делает его перспективным.

Лазерный плавильный способ регистрации [14.1] позволяет переносить и закреплять на носителе записи красящее вещество без каких-либо значительных механических усилий. Этот способ основан на управляемом действии электромагнитной энергии высокой концентрации непосредственно на красящее вещество, находящееся, например, в посреднике — копировальной ленте. Модулированный по амплитуде в соответствии с регистрируемой информацией лазерный луч, сканируя поверхность носителя и соприкасающуюся с ним красящую ленту, прогревает красящее вещество, переводя его в полужидкое и даже в парообразное состояние. При этом часть вещества переходит на оконечный носитель. Достоинством такого способа является возможность достаточно быстрого нанесения красящего вещества с использованием простейших конструкций.

В рассмотренных случаях переносимое на носитель красящее вещество образует изображение. При этом масса вещества должна быть достаточной, чтобы перекрыть фон собственного носителя и создать на нем контрастное изображение.

Струйно-химический и струйно-адгезионный способы регистрации позволяют несколько сократить массу переносимого на носитель вещества.

В первом из этих способов используют носитель, предварительно обработанный химическим реагентом, например диметилглиоксинам. В процессе регистрации струйным органом записи на него избирательно осаждают водный раствор реагентов CoCl_2 или NiCl_2 , которые, вступая в химическую реакцию, образуют комплексные соединения соответственного красного или зеленого цвета [14.1].

По второму способу носитель избирательно обрабатывают паром, который изменяет его адгезионные свойства, вслед за чем приводят в контакт с красящим веществом, адсорбируемым обработанными участками носителя, в результате чего скрытое изображение визуализируется.

14.5. СПОСОБЫ РЕГИСТРАЦИИ С МЕХАНИЧЕСКИМ ДЕЙСТВИЕМ НА НОСИТЕЛЬ ЗАПИСИ

Резцовый способ регистрации заключается в снятии резцом поверхностного слоя вещества носителя записи. Такой способ регистрации обладает высокой разрешающей способностью — при использовании алмазных резцов и стеклянного носителя записи ширина дорожки записи не превышает 1—2 мкм [14.4]. Первоначально способ использовался в звукозаписи и измерительной технике. В связи с раз-

витиём техники печатных плат и микроэлектроники он начал применяться в некоторых моделях графопостроителей для изготовления фотооригиналов. При этом резцом снимается поверхностный слой эмульсии. После ее дальнейшей химической обработки получают стабильный во времени фотооригинал, используемый для изготовления печатных плат или микросхем.

При перфораторном способе подвижный металлический пуансон пробивает в носителе отверстия круглой, прямоугольной или иной формы. Перфорационные способы с механическим воздействием на носитель обеспечивают скорость 150—300 отверстий/с, которая ограничивается инерционностью органа записи и износостойкостью материалов, из которых он изготовлен. Носители с пробивками перфоленты и перфокарты используют для механического или фотоэлектрического считывания с них информации.

В качестве перфоновосителей используют перфорационную бумагу, выпускаемую в виде лент (ГОСТ 1391—70) или карт (ГОСТ 7362—72). К перфорационной бумаге предъявляют высокие требования по механической прочности, пониженной пыльности, малой электризации, пониженной прозрачности и др. [14.15]. Бумажные перфоновосители позволяют считывать с них информацию фотоэлектрическим способом не менее 100 раз. Еще более высокие показатели у синтетических перфоновосителей с поверхностной металлизацией, используемых в качестве перфолент.

Печатный ударный способ с механическим воздействием на носитель записи отличается от перфораторного пониженным значением усилия удара. При использовании матрицы с отверстием носитель деформируется и на его тыльной стороне образуются выпуклые элементы изображения. Матричное печатающее устройство позволяет получать тексты для слепых.

В случае ударной печати при использовании бумажного носителя, чувствительного к давлению, возможно получать изображения без дополнительных копировальных лент и бумаг [14.1]. Такой носитель реализуется в трех вариантах.

В первом из них носитель состоит из окрашенной основы и непрозрачного рабочего слоя. Сухой и неотмарывающийся рабочий слой состоит из связующего с поверхностно-активными веществами (моностеарт диэтиленгликоля и др.), наполненного пигментом. До удара по носителю частицы пигмента разделены. Сближаясь под давлением, они образуют в слое прозрачные участки, под которыми становится видимой поверхность основы.

Во втором варианте бумага содержит два цветообразующих капсулированных порознь соединения. При ударе по носителю капсулы разрушаются и находящиеся в них соединения вступают в химическую реакцию, образуя контрастное изображение.

В третьем варианте используют по крайней мере два типа бумаги. Например, первый тип бумаги содержит бесцветный наполнитель NaAlO_2 , а второй — бесцветное органическое вещество, например 3,3-бисфталид. При ударе по наложенным один на другой слоям бумаги

их химические вещества входят в плотный контакт и вступают в реакцию, образуя изображение. Для улучшения качества печати, по крайней мере на одном типе бумаги, реагент заключен в микрокапсулы. При ударе по бумаге микрокапсулы разрушаются и реагент вступает в химическую реакцию с веществом, нанесенным на другом типе бумаги.

14.6. СПОСОБЫ РЕГИСТРАЦИИ С ДЕЙСТВИЕМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА НА НОСИТЕЛЬ ЗАПИСИ

Через носитель записи пропускают электрический ток, который вызывает увеличение или уменьшение массы носителя или его качественные изменения. В ряде случаев происходят одновременные изменения массы и качественных характеристик носителя. Как правило, носитель или его рабочий слой должен обладать токопроводящими свойствами.

Орган записи обычно содержит один записывающий электрод в виде тонкой (до 0,2 мм) проволоки или стержня, соприкасающийся с лицевой поверхностью носителя, и второй, расположенный поперек носителя с его лицевой или тыльной стороны, — противоэлектрод. При записи под записывающим электродом в области наибольшей плотности тока носитель, как правило, необратимо изменяется. Характер изменений зависит от типа используемого носителя.

При электроискровой записи [14.1, 14.4], называемой также искровой записью, используют конденсаторную бумагу, полимерную пленку для форм ротационной печати и другие типы носителей. Записывающий и противоэлектрод располагают по разные стороны носителя. При определенной разности электрических потенциалов между электродами происходит электрический разряд, при котором в носителе образуется сквозное отверстие. В случае записи на бумагу она в месте пробоя частично обгорает и чернеет. В последнем случае для увеличения контрастности изображения основу бумаги окрашивают в черный цвет, вводя в ее состав графит, сажу и т. п., а поверхность покрывают белым слоем.

Напряжение между электродами достигает 600 В при использовании конденсаторной бумаги, 800 В при использовании полимерной пленки из поливинилхлоридного пластика толщиной 15—20 мкм, пропитанного ацетиленовой сажой, и 3—5 кВ при использовании обычной бумаги толщиной 70—100 мкм. Достижимая плотность записи на бумаге составляет 2—4 точки/мм, на полимерной пленке — свыше 10 точек/мм.

При электроэрозионной записи используют двух-, трех и более слойные носители. Простейшим видом такого носителя является бумага или пластмассовая пленка с нанесенным на ее поверхность слоем металла, например алюминия. Толщина металлизации не превышает 10 нм. Записывающий и противоэлектрод расположены со стороны металлизации. Площадь контакта противоэлектрода с бумагой должна быть много больше площади контакта записывающего электрода с бумагой. Благодаря этому при записи слой металлиза-

ции выплавляется только под записывающим электродом, обнажая основу. Носители с прозрачной пластмассовой, например лавсановой, основой могут использоваться в системах отображения информации благодаря проецированию через них записанной информации на экран. Носители, предназначенные для документирования информации, имеют окрашенную основу, контрастирующую со светлой, обычно зеркальной, лицевой поверхностью носителя. Параметры импульса записи — напряжение между электродами 30–50 В, ток 0,3—1,0 А при длительности импульса около 10 мкс. Основным недостатком металлизированной пленки, и в меньшей степени бумаги, является ее блестящая, близкая к зеркальной поверхность, затрудняющая работу с ней.

Для получения бумаги со светорассеивающей поверхностью, не образующей бликов, используют два основных метода — наносят на слой металлизации дополнительный тонкий отбеливающий диэлектрический или полупроводниковый слой, например окис цинка, или добиваются диффузного рассеяния света окрашенной основой бумаги до ее металлизации. Последний метод более технологичен. При записи на такую бумагу практически отсутствуют выделения в атмосферу продуктов сгорания. В первом же методе в атмосферу выделяются продукты сгорания органического связующего отбеливающего слоя.

При *электротермической записи* используют бумагу с токопроводящей основой, на лицевой поверхности которой имеется светлый термореактивный слой, например тиосульфит свинца. Электропроводности основы достигают, вводя в нее графит, сажу и т. п. При записи выделяющаяся под записывающим электродом теплота разлагает термореактивное соединение, изменяя ее окраску. Отечественной промышленностью выпускается бумага для электротермической записи различных типов ЭТБ-1—ЭТБ-4 и Р, различающихся чувствительностью при записи.

Для всех рассмотренных способов характерно выделение в атмосферу продуктов сгорания и разложение рабочего слоя и основы, которые при использовании бумаг с тиосульфитом свинца токсичны. Записывающие электроды из-за трения о носитель и электроэрозии их рабочей поверхности со временем изнашиваются. Достоинствами способов является простота технических средств и сухие процессы регистрации.

Электролитический способ регистрации [14.1], называемый также теллуrowым, позволяет наносить красящее вещество благодаря диффузии ионов теллура в носитель записи.

При таком способе регистрации носитель (обычно бумагу) смачивают электролитом — слабым водным раствором поваренной соли — в самом регистрирующем устройстве. Ток записи пропускают через касающиеся противоположных сторон носителя анод — записывающий электрод и катод — противоэлектрод.

Анод изготавливают из химических инертных токопроводящих материалов, катод — из теллура. Последний в процессе записи расходуются. Для увеличения срока службы катода его выполняют в форме вала и сообщают ему как вращательное, так и осевое движение. В про-

цессе записи ионы теллура перемещаются через носитель к аноду, где происходит их восстановление до металла. Получаемое изображение имеет темно-серый цвет и дает отчетливое изображение.

Недостатком такого способа является токсичность теллура, неприятный запах, выделяющийся в процессе регистрации, и необходимость просушивания бумаги после записи.

Электрохимические способы регистрации основаны на изменении цвета носителя, предварительно пропитанного электролитом, в результате электрохимической реакции, происходящей при пропускании через носитель электрического тока. Оптическая плотность и цвет получаемого изображения зависят от тока и длительности импульсов записи, интенсивности цветообразующих реакций, типа реакций, используемых электролитов и материалов электродов. Электрохимический способ позволяет получать черно-белые и цветные изображения на носителе при оптической плотности до 1,0. Отечественная промышленность выпускает электрохимическую бумагу двух типов — ЭХБ-4 и ЭХБ-И. Первая предназначена преимущественно для штриховой записи и используется в факсимильной аппаратуре, вторая — для импульсной записи. Наиболее полные сведения по процессам и аппаратуре электрохимической записи содержатся в [14.1, 14.16].

Обычно носитель для электрохимической записи не регенерируется для последующей записи. В [14.1] приведены примеры электрохимических реакций, обеспечивающих стирание с носителя ранее записанной информации.

Все рассмотренные в настоящем параграфе способы регистрации являются контактными безударными.

14.7. СПОСОБЫ РЕГИСТРАЦИИ С ТЕПЛОВЫМ ДЕЙСТВИЕМ НА НОСИТЕЛЬ ЗАПИСИ

Регистрация с тепловым действием на носитель записи осуществляется благодаря наличию в составе носителя веществ, изменяющих свои химические или физические свойства при нагревании.

При *тепловом (термическом или термореактивном) способе регистрации* [14.1] используют в качестве носителя бумагу, на лицевой поверхности или во всем объеме которой содержатся химические вещества, изменяющие необратимо свой цвет при нагревании до определенной температуры. Отечественной промышленностью выпускается бумага для термопечатающих устройств, у которой основа имеет желтый оттенок, а изображение — черный цвет. Бумага обладает достаточно большой чувствительностью — изменяет цвет в диапазоне температуры 90—120°C, но нестабильна во времени, должна храниться в упаковке, защищающей ее от попадания прямых солнечных лучей. Со временем желтый оттенок увеличивает оптическую плотность. Два других типа бумаги, называемой термохимической, ТХБ-1 и ТХБ-2 имеют белый фон и в зависимости от марки бумаги на них получа-

ются изображения синего и черного цвета соответственно. Эти марки бумаги менее чувствительны — изменяют цвет в диапазоне температур 100—150 °C, но значительно стабильнее во времени и менее притязательны к условиям хранения. Использование термочувствительных материалов с самопроизвольной релаксацией — возвратом при остывании к исходному состоянию — позволяет использовать принцип тепловой записи в устройствах не только документирования, но и отображения информации [14.1].

В качестве органа записи, обеспечивающего тепловое воздействие на носитель, используют нагретый до определенной температуры заостренный стержень, перемещаемый по поверхности носителя, как это осуществляется в ряде современных самопишущих приборов, или микроминиатюрные нагревательные элементы, температура которых является функцией записываемого сигнала. Изменяя энергию записи, получают не только штриховые, но и полутонные изображения. Орган записи последнего типа — термопечатающую головку — выполняют в виде тонкопленочного металлического, например танталового или полупроводникового, резистора, наносимого на ситалловую или керамическую подложку. Сверху резистор изолируют теплопроводным защитным слоем, например кварцевым стеклом, толщиной до нескольких десятков микрометров. Этот слой предохраняет резистор от механического износа и действия химических соединений, входящих в состав носителя.

Лучшие образцы термопечатающих головок имеют сопротивление резистора около 100 Ом и обеспечивают скорость записи до 200—500 элементов изображения в секунду при сроке службы свыше 1000 ч. Необходимая для записи энергия не превышает 100 мДж. Увеличение скорости записи сопровождается уменьшением длительности импульсов записи с одновременным увеличением импульсной мощности, что сокращает срок службы головки.

Термамагнитный способ записи основан на явлении изменения намагниченности магнитного носителя записи при его нагревании до температуры, близкой к точке Кюри T_c . Для термамагнитной записи используют однородно намагниченный магнитный носитель в нормальном к его поверхности направлении, на который действуют тепловым полем с соответствующим записываемой информацией распределением его пространственно-временной структуры. При этом участки носителя, прогретые до температуры, близкой к точке Кюри, размагничиваются или перемагничиваются собственным полем носителя в противоположном первоначальному направлению. Для увеличения чувствительности при записи в некоторых случаях носитель предварительно подогревают до температуры, несколько меньшей точки Кюри. Благодаря этому орган записи должен обеспечить лишь незначительное приращение температуры носителя.

В качестве носителя для термамагнитной записи может быть использована диэлектрическая магнитная лента, содержащая в рабочем слое двуокись хрома CrO_2 , для которой $T_c = 130$ °C. Для записи могут быть исполь-

зованы рассмотренные выше термопечатающие головки.

Рассматриваемая разновидность термамагнитной записи, как и другие приведенные в этом разделе способы с тепловым воздействием на носитель, является контактной — нагретый орган записи должен соприкасаться с поверхностью носителя. Даже незначительный (до нескольких микрометров) зазор между органом записи и носителем нарушает теплопередачу и процесс записи. Бесконтактные способы записи с тепловым воздействием на носитель рассмотрены в следующих разделах.

Определенный интерес для систем автоматики представляет *газоструйный способ записи*, при котором на теплочувствительный носитель действуют нагретой струей газа или смеси газов и воздуха, управляемой средствами газоструйной техники [14.1].

Газоструйный способ позволяет также изменять поверхностный рельеф носителя благодаря его пластической деформации. Для этой цели используют термопластический носитель с высоким электрическим сопротивлением, противоположные стороны которого заряжены до разных знаков. При локальном нагревании носителя горячей струей его рабочий слой размягчается и благодаря действию сил электрического поля деформируется. Степень деформации определяется параметрами носителя, разностью электрических потенциалов двойного электрического слоя, температурой газовой струи, длительностью ее воздействия на носитель и т. д. При остывании рабочего слоя носителя неровности его поверхности фиксируются, отображая определенным образом записанную информацию. Такой способ записи является одной из разновидностей фазовой рельефграфии [14.5].

Разрешающая способность способов регистрации с воздействием температуры на носитель записи определяется размерами нагреваемой области носителя, длительностью теплового импульса и теплопроводностью носителя. Достижимая плотность записи обычно не превышает 4—6 элементов изображения на миллиметр.

14.8. СПОСОБЫ РЕГИСТРАЦИИ С ДЕЙСТВИЕМ НА НОСИТЕЛЬ ЗАПИСИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ ИЛИ ПОТОКА ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ

К этой группе отнесены способы регистрации, при которых на носитель действуют электрическим полем или (и) потоком заряженных частиц: электронов или ионов. При этом в подавляющем числе случаев на носителе образуется скрытое электрическое изображение, которое визуализируют, обрабатывая его, например, сухим проявителем, состоящим из мелкодисперсных диэлектрических заряженных частиц [14.17].

При *электретном способе записи* на рабочий слой носителя действуют электрическим полем, которое изменяет внутреннюю электрическую поляризацию носителя, создавая тем самым скрытое электрическое изображение,

сохраняющееся длительное время. В рабочем слое могут использоваться термоэлектреты, к числу которых относятся полярные природные смолы, например пчелиный воск, синтетические полимеры, например полиэтилентерефталат [14.18], и сегнетоэлектрики, к числу которых относятся титанаты бария, кальция и некоторых других материалов.

В качестве органа записи используют заостренный металлический электрод и расположенный по противоположную сторону от носителя металлический противоэлектрод — контрэлектрод.

При *электростатографическом способе регистрации* [14.17], называемом часто электростатической записью, скрытые электрические изображения на носителе создают, осажда на его поверхность электроны в вакууме и ионы в газовой среде.

По первому из способов — электронно-лучевому — для записи используют сфокусированный поток электронов, создаваемый электронной пушкой. Для этого носитель помещают внутрь колбы электронно-лучевой трубки. Теоретическая плотность записи, достигаемая при этом, составляет $2 \cdot 10^5$ дв.ед./см, тогда как реально достигаемая плотность — $2 \cdot 10^3$ дв.ед./см. Записываемые сигналы имеют частотный спектр до 850 МГц.

Наибольшее применение получила электростатическая запись в газовой среде. Орган записи представляет собой записывающий электрод или их систему, расположенную со стороны рабочего слоя носителя, тогда как с его противоположной стороны расположен противоэлектрод [14.17]. Электроды могут располагаться целиком в воздушной среде или, будучи впаянными в экран трубки, одним торцом в вакууме, а другим в — воздухе. Плотность записи достигает 10^2 дв.ед./см при длительности импульсов записи около 1 мкс. Полученное таким путем скрытое электрическое изображение проявляют — обрабатывают мелкодисперсными диэлектрическими заряженными частицами, диспергированными в воздушной среде или в органической жидкости. Под действием сил электрического поля, создаваемого скрытым электрическим изображением носителя, заряженные частицы захватываются носителем, образуя на нем наглядное изображение, которое далее закрепляют. При использовании жидкого проявителя процесс испарения жидкой фазы сопровождается закреплением на носителе твердой фазы.

В качестве носителя используют диэлектрические рабочие слои толщиной менее 10 мкм с высоким удельным поверхностным сопротивлением ($\geq 10^{10}$ Ом), выполненные из полистирола и других природных или синтетических полимеров, которые наносят на бумажную основу с объемным сопротивлением в пределах 10^4 — 10^5 Ом·м. Основа должна иметь электронную или ионную проводимость. Первой добавляются, вводя в целлюлозную массу сажу, графит или, реже, органический электронный полупроводник. Такие основы имеют черный цвет, и лицевая сторона бумаги имеет серый оттенок. Бумаги с ионной проводимостью содержат в основе материалы, придающие ей требуемые электрические свойства. Отечественной промышленностью выпускается электростатическая бумага ЭСБ-2.

Наибольшее распространение электростатическая запись находит в аппаратуре документирования графической и алфавитно-цифровой информации и в факсимильной аппаратуре.

Определенный интерес представляет *тетразольный способ записи*, при котором используют носитель, пропитанный бесцветным тетразольным соединением. При бомбардировке электронами помещенного в вакуумную колбу трубки носителя это соединение восстанавливается благодаря присутствию ионов водорода, в результате чего образуется окрашенное соединение. При таком способе получают плотность записи 170 линий/мм при оптической плотности записи до 0,9. Длительность импульса записи 100 мкс при плотности тока записи 1 А/см².

Электретный и электростатический в газовой среде способы записи относятся к числу квазиконтактных. Способы записи в вакууме относятся к бесконтактным. К числу последних относятся также и *термомагнитный способ записи* электронным лучом на помещенный в колбу носитель, намагниченный нормально к его поверхности.

В качестве носителя могут быть использованы тонкие магнитные пленки EuO , MnBi с точкой Кюри $T_c = 70$ – 100 и 350 °С соответственно. Локальным прогревом электронным лучом добиваются местного повышения температуры носителя до точки Кюри, благодаря чему эти участки носителя размагничиваются, тогда как вся остальная поверхность остается намагниченной. При охлаждении носителя его локально прогретые зоны перемагничиваются в противоположном первоначальному направлению полем рассеяния намагниченного носителя, замыкающимся через размагниченные участки. Достигаемая плотность записи доходит до 10^3 элементов изображений на миллиметр.

14.9. СПОСОБЫ РЕГИСТРАЦИИ С ДЕЙСТВИЕМ НА НОСИТЕЛЬ ЗАПИСИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Магнитное воздействие на носитель записи для систем запоминания и хранения информации рассмотрено в § 8.11. Аналогичными техническими средствами создают на магнитном носителе скрытые магнитные изображения, которые далее переводят в наглядные изображения, пригодные для визуального восприятия с них информации. Визуализация скрытых магнитных изображений происходит благодаря действию на мелкодисперсные ферромагнитные частицы проявителя сил магнитного поля носителя записи. Способы регистрации, основанные на визуализации благодаря действию указанных сил, называют феррографическими (или магнитографическими).

Наиболее полно процессы *феррографического способа* регистрации рассмотрены в [14.19]. В основном варианте феррографического способа используют промежуточный магнитный носитель, выполненный в виде жесткого цилиндра или эластичной диэлектрической ленты с рабочим магнитным слоем на поверхности. Записанные и проявленные изобра-

жения далее переносятся с промежуточного на окончательный, обычно бумажный носитель, на котором их и закрепляют. Благодаря этому к пользователю поступает документ на бумажном носителе. Основные показатели способа регистрации: длительность импульса записи (может быть менее 1 мкс), плотность записи (10—20 элементов изображения на миллиметр), энергия записи (меньше $5 \cdot 10^{-7}$ Дж).

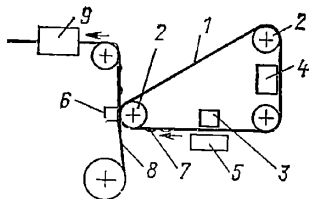


Рис. 14.5. Схема феррографического способа регистрации с ленточным магнитным носителем записи

Одна из удачных схем феррографического способа регистрации (рис. 14.5) содержит замкнутый диэлектрический магнитный носитель 1, охватывающий обводные ролики 2. Внутри петли магнитного носителя расположены органы записи 3 и стирания 4. С внешней стороны петли расположены узел проявления 5 и узел переноса 6 порошковых изображений 7 на бумагу 8. При выходе бумаги из узла переноса она поступает в узел закрепления 9, где изображение фиксируется на бумаге теплом, давлением, парами и т. д. [14,19].

Размещение органов записи и стирания на противоположной от узла проявления стороне носителя исключает необходимость в узле очистки носителя от остатков не перенесенного на бумагу порошкового изображения и снижает абразивный износ этих органов.

Такой способ регистрации нашел применение в устройствах вывода информации [14,19] и при изготовлении плат с печатным монтажом.

Скрытое магнитное изображение на носителе формируют либо с помощью магнитных записывающих головок (в квазибесконтактном режиме), либо термомагнитным (см. § 14.8), термомагнитооптическим (см. § 14.10) или магнитотермическим способами. По последнему из них носитель такого же типа, как и для термомагнитной записи, равномерно прогревают до точки Кюри и одновременно действуют на него магнитным полем записи с определенной пространственно-временной структурой. При этом после остывания носителя распределение намагниченности соответствует действующему на него магнитному полю. Снижение температуры до области необратимых процессов должно происходить быстрее, чем убывание записывающего магнитного поля. Разрешающая способность при таком способе записи определяется преимущественно структурой действующего на носитель магнитного поля. В качестве источника последнего может быть в свою очередь использован магнитный носитель со сформированными на нем с помощью магнитных записывающих головок скрытыми магнитными изображениями. Это позволяет защитить магнитные головки от попадания на них частиц проявителя.

В технике регистрации используют также самовизуализирующиеся магнитные носители. Характер процессов визуализации зависит от типа используемого носителя, в соответствии с которым различают *магнитохимический* и *магнитоориентационный* способы регистрации.

По первому из них носитель записи в рабочем слое содержит сферические капсулы диаметром до 20 мкм, заполненные химическим реагентом, и мелкодисперсные ферромагнитные частицы, покрытые тонкой и хрупкой химически нейтральной оболочкой. При записи под действием магнитного поля, создаваемого органом записи, ферромагнитные частицы вследствие магнитострикционного эффекта увеличиваются в размере, оболочка растрескивается и химический реагент вступает в реакцию с ферромагнетиком, образуя цветное соединение практически любого наперед заданного цвета.

По второму способу капсулы рабочего слоя содержат в кремнийорганической жидкости ферромагнитные частицы чешуйчатой структуры. При ориентации частиц вдоль поверхности носителя они закрывают его темную основу, благодаря чему носитель имеет светлый оттенок. При изменении ориентации записывающим магнитным полем частицы располагаются нормально к поверхности основы носителя, обнажая его темную основу.

Достижимый при двух рассмотренных способах регистрации контраст изображения составляет 0,5—1 при плотности записи 2—4 линии/мм.

Скрытые электрические и магнитные изображения могут быть выявлены помимо рассмотренных способов деформацией носителя записи благодаря действию сил поля внутри самого носителя. Для этого обычно используют носитель, обладающий дополнительным свойством термопластичности. При нагревании такого носителя под действием сил поля его поверхность деформируется, образуя поверхностный рельеф, определенным образом отображающий записанную информацию. При охлаждении носителя до исходной температуры поверхностный рельеф фиксируется. Такой способ регистрации является одной из разновидностей рельефографии [14.5].

14.10. СПОСОБЫ РЕГИСТРАЦИИ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ВОЗДЕЙСТВИЕМ НА НОСИТЕЛЬ ЗАПИСИ

Эта группа способов регистрации является одной из самых многочисленных. Входящие в нее способы хорошо отработаны и находят широкое применение для самых разнообразных целей, включая осциллографирование различных процессов, фотографию, микрофильмирование, вывод информации, дефектоскопию и т. д. Диапазон используемых для регистрации электромагнитных волн охватывает гамма- ($f > 3 \cdot 10^{19}$ Гц), рентгеновское ($3 \cdot 10^{16} < f \leq 3 \cdot 10^{19}$ Гц), ультрафиолетовое ($3 \cdot 10^{16} < f \leq 7,5 \cdot 10^{14}$ Гц), видимое ($4 \cdot 10^{14} < f \leq 7,5 \cdot 10^{14}$ Гц) и инфракрасное ($10^{12} < f \leq 4 \cdot 10^{14}$ Гц) излучения. В зависимости от диа-

пазона воздействующих на носитель электромагнитных волн выбирают носитель с соответствующей спектральной чувствительностью.

В подавляющем большинстве случаев при этих способах регистрации на носителе образуются скрытые изображения, которые требуют дальнейшего проявления, закрепления и очистки (промывки). Получаемые таким образом носители с изображениями могут использоваться как оконечные и как промежуточные с дальнейшим переносом с них информации на носители пониженной стоимости с сохранением или преобразованием масштаба изображения.

К числу рассматриваемых относится в первую очередь *фотографический способ регистрации*. Он объединяет несколько десятков разновидностей, отличающихся используемыми фотоматериалами, способами их обработки и т. п. Краткие сведения о некоторых из них содержатся в [14.1]. Наиболее распространена и исследована галогенидосеребряная фотография, при которой в качестве носителя используют чувствительные к свету соединения серебра (AgBr , AgCl и др.) [14.20]. При экспонировании образуются скрытые изображения, которые обрабатывают, как правило, жидкими химическими проявителями, в результате чего происходит восстановление ионов серебра, образовавшихся при записи. При следующей за проявлением операции фиксации из носителя удаляется не восстановленное при проявлении серебро. Скорость записи на некоторые фотографические носители превышает десятки и сотни километров в секунду [14.21], однако на обработку фотоносителя обычными способами затрачивается до 0,5 ч. Сокращения этого времени достигают, интенсифицируя процессы проявления, закрепления, промывки и сушки, например путем увеличения температуры проявителя, обрабатывая фотоноситель аэрозольно проявителем и фиксатором, вводя в состав эмульсионного слоя фотоносителя проявляющиеся вещества и т. д. Для устранения операций проявления разработаны фотобумаги непосредственного почернения, используемые в осциллографии, например осциллографическая бумага УФ, для записи на которую применяют интенсивный УФ поток. Номенклатура фотоносителей достаточно разнообразна.

Традиционная фотографическая регистрация основана на фиксации на носителе амплитудных характеристик электромагнитного излучения. В качестве его источника в технике регистрации информации используют специальные электронно-лучевые трубки [14.22], сфокусированные световые лучи постоянной интенсивности, отклоняемые различными оптическими системами [14.1], модулируемые по яркости световые лучи, создаваемые лазерами и т. п.

Разработка лазеров привела к созданию *голографического метода регистрации*, отличительной особенностью которого является регистрация на носителе не только амплитудных, но и фазовых характеристик электромагнитного излучения. При этом фазовые характеристики фиксируются в виде интерференционной картины, образующейся в результате интерференции двух волн — отраженной от объекта и поступающей непосредственно от

источника излучения, такая форма представления информации на носителе названа голограммой. При восстановлении объекта по голограмме с плоского носителя получают в пространстве объемное изображение объекта, которое можно не только измерять, но и фотографировать с различных точек. Голография значительно повышает количество информации на носителе по сравнению с обычной фотографией.

Наряду с использованием в голографии галогенидосеребряных носителей проводятся широкие исследования и разработки несеребряных и необычных сред для голографии, что связано с необходимостью получения высококачественных голограмм с высокой дифракционной эффективностью, необходимостью многократной перезаписи информации и обработки ее в реальном масштабе времени.

Результаты ряда работ в области создания таких носителей содержатся в [14.23]. К их числу относятся и носители, используемые для термомагнитооптической записи, которая аналогична термомагнитной записи (см. § 14.7), но локальный прогрев носителя до точки Кюри осуществляется электромагнитным излучением, создаваемым, в частности, лазерами. Необходимая энергия записи сильно зависит от используемых носителей и лежит в пределах $5 \cdot 10^{-5}$ — $2 \cdot 10^{-2}$ Дж/см². Увеличение температуры точки Кюри приводит к соответствующему снижению чувствительности носителя и увеличению необходимой энергии записи. Для термомагнитооптической записи используют тонкие диэлектрические пленки феррит-гранатов, EuO , MnBi , кобальтового феррита и т. п., а также металлические пленки, например FePt и CoPt [14.24]. Толщина диэлектрических пленок обычно не превышает 1 мкм, а металлических 0,1 мкм. Значение точки Кюри для всех материалов различно: 520 °C для кобальтового феррита $\text{Co}_{0.7}\text{Fe}_{2.3}$; 480 °C для FePt ; 490 °C для CoPt . Известны магнитные пленки с более низкой точки Кюри: 70–100 °C для EuO ; 45 °C для MnAs ; 100 °C для CrTe ; 350 °C для MnBi .

Плотность записи на такие носители превышает тысячи бит двоичной информации на миллиметр. Их используют преимущественно в запоминающих устройствах. [14.25].

Стремление избавиться от фотохимических процессов и упростить технологию регистрации привело к разработке *электрофотографического и фотоэлектрического способов регистрации* [14.13, 14.18]. В соответствии с этими способами перед операцией записи на фотопроводниковом или фотоэлектрическом носителе соответственно создают двойной электрический слой, который при воздействии электромагнитных волн модулируется по амплитуде, приводя к образованию на носителе скрытого электрического изображения. Обзор многочисленных разновидностей таких способов регистрации содержится в [14.13], а результаты исследований — в [14.26, 14.27]. Скрытое электрическое изображение может быть получено на оконечном или промежуточном носителе. В качестве первого из них могут использоваться серийно выпускаемые промышленностью электрофотографические бумаги ЭФП-1 (с фиолетовым оттенком) и БЭ-1 (белая). В качестве второго чаще всего используют

цилиндры, покрытые фотопроводниковым слоем, например, аморфного селена, селен-теллура и др.

Скрытые электрические изображения визуализируют благодаря действию сил электрического поля на порошкообразный мелкодисперсный диэлектрический сухой или диспергированный в жидкой среде проявитель — тонер. Частицы проявителя, притягиваясь к носителю, образуют наглядное изображение, далее закрепляемое физическими методами на фотопроводниковом или после переноса с него бумажном — окончательном носителе.

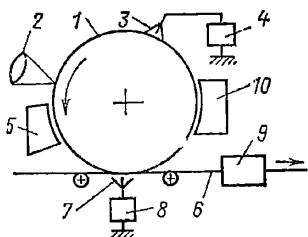


Рис. 14.6. Схема электрофотографического способа регистрации с цилиндрическим фотопроводниковым носителем

Наиболее распространена технологическая схема с промежуточным носителем (рис. 14.6), выполненным в виде цилиндра 1 с тонким фотопроводниковым покрытием. Перед записью на него с помощью оптической системы 2 поверхность цилиндра заряжается до постоянного потенциала коронным разрядником 3, подключенным к источнику высокого напряжения 4. В зависимости от экспозиции засвеченных участков изменяется их проводимость и соответственно электрический заряд, благодаря чему образуется скрытое электрическое изображение. В узле проявления 5 поверхность носителя взаимодействует с электроизолирующим проявителем, образуя порошковое изображение, которое далее переносят с промежуточного на окончательный носитель 6 в поле коронного разрядника 7, подключенного к источнику высокого напряжения 8. В узле закрепления 9 фиксируют изображения на носителе, воздействуя на него теплом, давлением и др. Для подготовки промежуточного носителя к очередному циклу печати его поверхность очищают от остатков проявителя в узле очистки 10 и перезаряжают.

Электрофотографический способ обеспечивает регистрацию со скоростью 50—100 мм/с, которая ограничивается преимущественно процессом закрепления. При использовании термосилового способа закрепления, при котором на изображение действуют не только теплотой, но и механическим усилием, скорость может быть увеличена до 1 м/с.

Методы электрофотографии наиболее широко используются в репрографии [14.28], в устройствах вывода информации [14.29] и в светолучевых осциллографах [14.30].

Определенный интерес представляет лазерно-перфораторный способ регистрации, который заключается в испарении локальных участков металлического слоя носителя когерентным излучением лазера. В качестве носи-

теля используют, например, алюминированную пластмассовую, керамическую или ситалловую основу. Толщина слоя металлизации не превосходит 10 нм. Достижимая плотность записи 100—1000 импульсов/мм. При использовании определенных трафаретов для формирования профиля луча получают знаковую запись.

14.11. УСТРОЙСТВА РЕГИСТРАЦИИ ИНФОРМАЦИИ В АНАЛОГОВОЙ И ЦИФРОВОЙ ФОРМАХ

В общем виде регистрирующее устройство может быть представлено в виде многополюсника с одной или несколькими входными информационными электрическими цепями, с выхода которого информация непрерывно или дискретно на носителе записи поступает к пользователю.

Основные требования к виду и составу информации на выходе регистрирующего устройства следующие:

1. Информация должна выходить из регистрирующего устройства в виде отображенных и фиксированных на носителе графических изображений — образов с точностью, заложенной в их описании.

2. Вывод информации из регистрирующего устройства обеспечивается механическим перемещением носителя записи.

3. Образы должны отображаться на носителе в заранее заданных входной информацией или пользователем координатах носителя, причем при многократной регистрации одной и той же информации при условии сохранения постоянными параметров регистрирующего устройства местоположение образов на носителе должно сохраняться с заданной точностью.

4. Отображение на носителе стандартных образов, например букв и цифр, должно иметь вид, по возможности мало отличающийся от общепринятого.

5. В отображениях образов должна содержаться избыточность, обеспечивающая заданную верность восприятия их пользователем.

В соответствии с требованием к входной информации определяется состав информации на входе регистрирующего устройства, которая должна содержать сведения:

- 1) об образе, подлежащем регистрации;
- 2) о координатах образа на носителе;
- 3) о возможных преобразованиях этого образа, например масштабных.

Сведения об образе задаются его описанием, которое может быть абсолютным (полным) или относительным.

Абсолютным называют такое описание, по которому предельная точность отображения образа на носителе заложена в самом описании. Абсолютное описание содержит в явном или неявном виде сведения о каждом из элементов образа, а именно о координате и оптической характеристике этого элемента на носителе. Для восстановления образа по его абсолютному описанию регистрирующее устройство должно содержать по крайней мере абсолютное описание единичного элемента изображения, которое обычно определяется

конфигурацией взаимодействующей с носителем рабочей части органа записи, аппаратные и (или) программные средства, содержащие правила восстановления (синтеза) образа на носителе по абсолютному описанию, и средства, реализующие эти правила.

Относительным называют такое описание, которое содержит только отличительные черты данного образа, позволяющие выделить его из заранее определенного конечного множества образов. Восстановить (синтезировать) образ, пользуясь относительным описанием и не имея никаких других дополнительных данных, невозможно. Для восстановления образа по его относительному описанию регистрирующее устройство должно содержать дополнительно к средствам устройства с абсолютным описанием на входе еще и технические и (или) программные средства с множеством абсолютных описаний образов и идентификации определенного образа по входной информации.

Абсолютное описание в регистрирующем устройстве обычно хранится в постоянном запоминающем устройстве в свернутой форме в виде программы обработки данных или в развернутой форме в виде матрицы разложений знаков, может быть заложено в аппаратную часть устройства, например в линейный, круговой и тому подобные интерполяторы данных, наконец, в конфигурацию взаимодействующей с носителем записи рабочей части органов записи. Например, в знакопечатающих устройствах ударного действия абсолютные описания хранятся непосредственно на знакопечатающем колесе, диске, барабане в виде множества выгравированных знаков алфавита.

По форме входной информации и методу ее отображения на носитель различаются четыре вида регистрирующих устройств: аналог-аналог; аналог-цифра; цифра-аналог и цифра-цифра. При этом имеется в виду, что на вход устройства информация может поступать в аналоговой или цифровой форме, так же как и управление отображением на носитель может быть аналоговым и цифровым. Обе формы входной информации принципиально позволяют создавать устройства с абсолютным и относительным описанием образов на входах.

Наиболее простыми являются устройства типа аналог-аналог с абсолютным описанием на входе. К их числу относятся, например, самопишущие приборы с перемещающимся поперек движения носителя органом записи, отклонение которого от исходного состояния пропорционально величине регистрируемого сигнала [14.32]. К этому же виду устройств относятся двухкоординатные графические устройства с аналоговым управлением перемещением органа записи по носителю, а также факсимильные аппараты [14.33].

Более сложными по структуре являются устройства вида аналог-цифра с абсолютным описанием на входе. К их числу относятся, например, графические регистрирующие устройства с дискретным органом записи [14.34]. Такие устройства содержат блок аналого-цифрового преобразования АЦП, необходимый для согласования аналогового описания входных сигналов с дискретно-цифровой схемой управления органом записи.

Определенное применение находят устройства вида аналог-цифра с относительным описанием регистрируемых образов. К числу таких устройств относятся цифровые регистраторы аналоговых величин. В их состав входят АЦП и ПЗУ с описанием регистрируемых на носителе знаков.

Устройства вида цифра-аналог с абсолютным описанием на входе содержат в своем составе цифро-аналоговый преобразователь АЦП. Примером такого устройства может служить двухкоординатное графическое устройство, основанное, например, на фотографическом способе регистрации с использованием в качестве бинарного органа записи электронно-лучевой трубки с аналоговым управлением отклонением луча [14.35].

Устройства вида цифра-аналог с относительным описанием на входе характеризуются наличием в его составе наряду с АЦП еще и ПЗУ с хранимыми в нем описаниями регистрируемых образов. К числу таких устройств относятся комбинированные знако-графические устройства с аналоговым управлением органом записи, например с использованием в качестве органа записи ЭЛТ.

Устройства вида цифра-цифра с абсолютным описанием на входе используются только в качестве регистраторов эпюр, гистограмм и т. п.

Устройства вида цифра-цифра с относительным описанием на входе наиболее широко используются совместно со средствами вычислительной и телеграфной техники. К числу таких устройств относятся графические устройства с временной разверткой, двухкоординатные построители, комбинированные знако-графические устройства [14.36, 14.37] и все разновидности алфавитно-цифровых печатающих устройств [14.15, 14.38]. Как следует из рассмотренного выше, наряду с другими узлами в состав этих устройств входят в том или ином виде средства памяти абсолютных описаний с адресной системой, а для графических устройств — интерполяторы.

Список литературы

- 14.1. Арутюнов М. Г., Маркович В. Д. Скоростной ввод-вывод информации. М.: Энергия, 1970. 352 с.
- 14.2. Пальм А. Регистрирующие самопишущие приборы/Под ред. Е. С. Борисевича. М.: Изд-во иностр. лит., 1955. 272 с.
- 14.3. Узиневский В. А. Передача, обработка и воспроизведение цветных изображений. М.: Радио и связь, 1981. 216 с.
- 14.4. Темников Ф. Е. Автоматические регистрирующие приборы. М.: Машгиз, 1960. 460 с.
- 14.5. Гуща Ю. П. Фазовая рельефография. М.: Энергия, 1974. 168 с.
- 14.6. Козаровицкий Л. А. Бумага и краска в процессе печатания. М.: Книга, 1965. 368 с.
- 14.7. Бибик Е. Е., Бузунов О. В. Достижения в области получения и применения ферромагнитных жидкостей. — Обзоры по электронной технике. Сер. 6. Материалы, вып. 7 (660). М.: ЦНИИ Электроники, 1979. 60 с.
- 14.8. Levanoni M. Study of fluid flow through scaled-up ink jet nozzles. — IBM Journal of research and development, 1977, vol. 21, № 1, p. 56—68.
- 14.9. Падалка В. Л., Тарасов А. М. Эмиссия капель электростатическим полем в струйных печатающих устройствах. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ЭВТ, 1978, вып. 2, с. 34—40.
- 14.10. Бриллиант М. Д., Елемелов И. М. Струйная техника в печатных и отделочных процессах. М.: Книга, 1982. 184 с.
- 14.11. Бубурин В. В. Электромеханические печатающие устройства. М.: Энергия, 1978. 96 с.

- 14.12. Печатающие устройства/Н. В. Савета, Л. М. Хохлов, Б. С. Брикман и др. М.: Машиностроение, 1977. 246 с.
- 14.13. Шафферт Р. Электрофотография: Пер. с англ./Под ред. В. М. Фридкина, А. Б. Дравина. М.: Мир, 1968. 448 с.
- 14.14. Аиферов А. В., Матили Е. М. Средства составления и размножения документации. М.: Связь, 1979. 336 с.
- 14.15. Савета Н. Н. Устройства ввода и вывода информации универсальных ЭЦВМ. М.: Машиностроение, 1971. 296 с.
- 14.16. Степанов И. М. Электрохимическая запись. М.: Энергия, 1970. 96 с.
- 14.17. Рейнберг М. Г. Электростатическая запись. М.: Энергия, 1974. 208 с.
- 14.18. Фридкин В. М., Желудев И. С. Фотоэлектреты и электрофотографический процесс. М.: Изд-во АН СССР, 1960. 208 с.
- 14.19. Арутюнов М. Г. Феррография. М.: Энергоиздат, 1982. 312 с.
- 14.20. Фризер Х. Фотографическая регистрация информации: Пер. с нем./Под ред. К. В. Виндровского. М.: Мир, 1978. 670 с.
- 14.21. Дубовик А. С. Фотографическая регистрация быстропротекающих процессов. 2-е изд. М.: Наука, 1975. 456 с.
- 14.22. Шкунов В. А., Семеник Г. И. Широкополосные осциллографические трубки и их применение. М.: Энергия, 1976. 127 с.
- 14.23. Несеребряные и необычные среды для голографии/Под ред. В. А. Барачевского. Л.: Наука. Ленингр. отд-ние, 1978. 128 с.
- 14.24. Новые магнитооптические среды для голографической и лобитовой записи информации—В кн.: Н. Н. Евтихев и др. Регистрирующие среды для изобразительной голографии и киноголографии; Под ред. Г. А. Соболева Л.: Наука, 1979. 159—178 с.

- 14.25. Ключин Л. М. Фотографирование на тонкие магнитные пленки. М.: Атомиздат, 1976. 110 с.
- 14.26. Гренишин С. Г. Электрофотографический процесс. М.: Наука, 1970. 376 с.
- 14.27. Электрофотография и магнитография. Вильнюс: Минтис, 1972. 692 с.
- 14.28. Иванов Р. Н. Репрография. М.: Советское радио, 1977. 384 с.
- 14.29. Аладагов К. П., Мельников В. В., Леонов В. И. Лазерные печатающие устройства. — Вопросы радиоэлектроники. Электронно-вычислительная техника, вып. 4, 1979, с. 42—52.
- 14.30. Аршвила С. В., Борисевич Е. С., Жилевич И. И. Электрографические светолучевые осциллографы/Под ред. Е. С. Борисевича. М.: Энергия, 1978. 144 с.
- 14.31. Средства информационной техники. Справочник/Г. Т. Артамонов и др. Под ред. Г. Т. Артамонова. М.: Энергия, 1980. 376 с.
- 14.32. Шкабардия М. С., Мартыненко Н. В. Быстродействующие самопишущие приборы. М.: Энергия, 1974. 176 с.
- 14.33. Мельник С. О. Оператор факсимильных связей. М.: Связь, 1978. 216 с.
- 14.34. Полякова Л. В., Лейн В. М. Отображение измерительной информации. Л.: Энергия, 1978. 144 с.
- 14.35. Литвак И. И., Ломов Б. Ф., Соловейчик И. Е. Основы построения аппаратуры отображения в автоматизированных системах. М.: Советское радио, 1975. 350 с.
- 14.36. Басов Е. П., Абрамов В. Н. Графические регистрирующие устройства ЕС ЭВМ/Под общ. ред. М. К. Сулима. М.: Статистика, 1977. 167 с.
- 14.37. Графические средства автоматизации проектирования РЭА/Д. И. Томашевский, Г. Г. Масютин, А. А. Явич, В. В. Преснухин. М.: Советское радио, 1980. 224 с.

Раздел 15

УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

15.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОЦЕССА ПРИЕМА ИНФОРМАЦИИ

15.1.1. Характеристики зрительного анализатора. Человек способен оценивать пространственные, яркостные и временные параметры зрительных сигналов. Основными параметрами являются контраст между объектом и фоном, угловые размеры, время предъявления сигнала.

Контраст — отношение разности яркости изображения и фона к яркости фона. Возможность выделения объекта на фоне определяется контрастной чувствительностью. Контрастная чувствительность наиболее высока к черно-белым и черно-желтым сочетаниям. Значительно ниже контрастная чувствительность в отношении цветов на рядом лежащих участках спектра.

Яркостный контраст определяется разностью между яркостями (или освещенностями) соседних участков поля зрения (одновременный контраст) или разностью между яркостями сигналов, появляющихся в одном и том же участке поля зрения последовательно. Субъективная оценка яркости воспринимаемого сигнала зависит от яркости окружающего его фона. Так, при рассмотрении объекта, имеющего умеренную яркость, на темном фоне он будет оцениваться как светлый, но с возрастанием яркости фона он будет тускнеть; если фон достигает достаточно высокого уровня яркости, объект будет оцениваться как серый. Яркост-

ный контраст, %, для объектов темнее фона (прямой контраст)

$$K_{\text{пр}} = \frac{(B_{\text{ф}} - B_{\text{о}})}{B_{\text{ф}}} 100,$$

где $B_{\text{ф}}$ — яркость фона; $B_{\text{о}}$ — яркость объекта (знака).

Для объектов светлее фона яркостный контраст (обратный контраст)

$$K_{\text{обр}} = \frac{B_{\text{о}} - B_{\text{ф}}}{B_{\text{о}}} 100.$$

Если контраст знака и фона меньше порогового, знак не виден.

Пороговый контраст для знаков с угловыми размерами 60' и яркостью 80—120 кд/м² составляет 0,015—0,020. Контраст $K \leq 0,2$ соответствует малому контрасту, $K \leq 0,5$ — среднему и $K > 0,5$ — высокому. При небольшой длительности работы, когда требуется наибольшая четкость изображения, используют контраст более 0,90. При уменьшении размеров знаков контраст необходимо увеличивать. Повысить контраст можно путем создания искусственного фона или отдельной подсветкой фона.

Степень видимости определяется отношением контраста наблюдаемого знака с фоном к пороговому контрасту:

$$V = \frac{K}{K_{\text{пор}}} = \frac{K}{(0,015 \div 0,020)} \approx (70 \div 50) K.$$

Яркость элемента экрана B и освещенность его E связаны между собой зависимостью

$$B = Er/\pi,$$

где r — коэффициент отражения поверхности.

В затемненном помещении норма яркости экранов составляет 25—65 кд/м². Для различных мелких деталей изображения яркость должна быть не менее 100 кд/м². Для опознания подвижных изображений или при ограничении времени экспозиции яркость должна быть больше или равна 300 кд/м². Длительная работа с сигналами, имеющими слишком большую яркость, вызывает утомление зрительного аппарата и подчеркивает дефекты изображения, увеличивает чувствительность глаза к мельканиям изображения.

Для наилучшего различения отображаемых сигналов применяется цветное кодирование. Оптимальным цветом является желто-зеленый, наиболее простым — белый.

В сетчатке человеческого глаза имеются две основные рецепторные системы — система колбочкового и система палочкового зрения. Палочковая система является более чувствительной, и ее чувствительность слегка сдвинута в сторону фиолетового спектра. Колбочковая система является доминирующей в условиях дневного освещения, в случае же плохого освещения преобладает палочковая чувствительность. Цветовое зрение обеспечивается работой колбочкового аппарата. Основной его характеристикой является чувствительность к длине световых волн. Глаз человека воспринимает электромагнитные волны в диапазоне 380—780 нм.

Кривая спектральной чувствительности для колбочковой системы принята в качестве стандартной видимости или функции яркости света, определяющей чувствительность человека к свету как функцию длины волны. Глаз различает семь основных цветов спектра и более сотни их оттенков (степеней цветности).

Зависимость видимого цвета от длины волны:

Длина волны, нм	Ощущаемый цвет
380—455	Фиолетовый
455—470	Синий
470—500	Голубой
500—540	Зеленый
540—590	Желтый
590—610	Оранжевый
610—780	Красный

Чувствительность зрения человека неодинакова к разным участкам спектра. Она наиболее высока к желтым и зеленым лучам и значительно ниже к красным. Однако восприятие красного сигнала имеет характерную особенность: только для красного излучения порог цветоощущения (определяемый минимальной яркостью сигнала) равен порогу светоощущения. Для других цветов, особенно для синего, порог цветоощущения значительно выше порога светоощущения. Влияние цвета в деятельности оператора очень велико. Во-первых, он может использоваться как один из способов кодирования информации, во-вторых — для эстетического оформления помещений и пультов управления операторов с точки зрения улучшения зрительного восприятия.

Уровень освещенности играет большую роль в создании оптимальных условий для работы оператора. При низком уровне освещенности человек чаще всего обрабатывает сигналы поочередно, в то время как при высоком уровне освещенности он занимается обработкой одновременно нескольких сигналов, посылая управляющие сигналы по нескольким каналам.

Временной параметр глаза человека характеризуется критической частотой мельканий (КЧМ), при которой не удастся уже больше обнаружить временные изменения интенсивности. При КЧМ прерывистый световой сигнал может казаться непрерывным. Зависимость КЧМ от яркости подчинена основному психофизическому закону:

$$f_{cp} = a \lg B + C,$$

где a и C — константы.

При определении размеров и положения экранов (если частота смены изображений близка к КЧМ) важно учитывать соотношения центральной и периферических (боковых) зон бинокулярного зрения. При обычных условиях наблюдения КЧМ лежит в пределах 15—25 Гц и возрастает с увеличением яркости площадки светящегося мелькающего поля.

Когда необходимо, чтобы мелькания не замечались (например, при проектировании изображения на экран), частота смены информации должна превышать КЧМ и составлять не менее 40 Гц. При необходимости использовать мерцание для кодирования информации (например, для привлечения внимания оператора) следует иметь в виду, что наименьшее зрительное утомление будет при частоте мельканий 3—8 Гц.

Проектировщику устройств отображения информации необходимо знать *объем зрительного восприятия*, т. е. количество объектов, которое может быть оценено непосредственно при одной зрительной фиксации. Когда воспринимаемые объекты не связаны между собой, объем восприятия составляет 4—8 единиц при времени предъявления около 200 мс. Если же объекты связаны, сгруппированы по тем или иным принципам (буквы объединены в слова, точки образуют простые конфигурации и т. п.), объем по-прежнему остается 4—8 единиц, но теперь уже нового типа (слова, конфигурации и т. д.). Кроме того, объем зрительного восприятия зависит от длительности экспозиции и освещенности объектов. При длительности экспозиции 4—75 мс число правильно определенных объектов равно примерно 7—8. Однако это достигается для разных длительностей экспозиции при разных уровнях освещенности. Чем меньше длительность, тем большей должна быть освещенность.

15.1.2. Эргонометрические характеристики устройств отображения информации (УОИ). Как уже было сказано выше, психофизиологические требования, предъявляемые к УОИ, определяются в первую очередь особенностями зрения. Эффективность восприятия информации зависит от типа символов, формы и угловых размеров их, уровня яркости, контраста между изображением и фоном, цвета воспроизводимых знаков, уровня внешней освещенности, углов обзора и расстояния до лицевых панелей.

Для оценки УОИ используют суммарную характеристику, определяемую как «читае-

мость», которая оценивается по скорости и точности различения, опознанию и интерпретации показателей. Читаемость элементов УОИ зависит от правильной разработки отдельных деталей. Так, важнейшим является выбор алфавита символов, используемых в качестве кодов: геометрических фигур, букв, цифр, знаков. Форма символов влияет на скорость и точность опознания.

Оптимальные угловые размеры знака, обеспечивающие наиболее быстрое и точное считывание, равны 35—40' (по высоте). Наименьший допустимый размер знака составляет 15—18'.

Линейный размер знаков s рассчитывается по формуле

$$s = 2r \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2},$$

где α — угловой размер знака; r — расстояние до знака.

По высоте знака можно рассчитывать и другие его размеры (ширину, толщину контура, расстояние между знаками). Наиболее выгодные соотношения между этими параметрами должны быть (для светлых знаков на темном фоне) примерно следующими:

Ширина знака $\frac{2}{3}$ высоты
Толщина знака $\frac{1}{8}$ высоты
Расстояние между знаками $\frac{1}{2}$ ширины знака

Толщина линий символов зависит от освещенности и контраста символов с фоном. При воспроизведении белых цифр на черном фоне толщину линии следует брать равной $1/10$ высоты цифр, при воспроизведении черных цифр на белом фоне толщина линий $1/6$ высоты цифр, ширина цифр должна соответствовать $2/3$ высоты.

Таблица 15.1

Линейные размеры символа, мм	Расстояние до оператора, м									
	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Высота	6	12	25	35	45	60	70	85	95	105
Ширина	4	7	15	21	27	36	42	50	57	63
Толщина контура	0,7	1,5	3	4	6	7,5	9	10,5	12	12,5

Наиболее точно опознаются высокие и узкие буквы, особенно при слабом освещении.

В табл. 15.1 приведены рекомендуемые размеры воспроизводимых знаков в зависимости от расстояния до оператора.

Легче всего опознаются простые фигуры, составленные из небольшого количества элементов: треугольник, квадрат, круг, прямоугольник. Из этого состава простейших фигур наилучшим образом опознаются фигуры, отличающиеся большой остротой структуры — наличием выступов, углов по отношению к центру. По точности опознавания они располагаются в следующей последовательности: треугольник, ромб, прямоугольник, круг, квадрат. В зависимости от количества входящих в алфавит фигур их комбинация меняется. В настоящее время разработан типовой алфавит символом.

Для оптимального опознания знаков простой сложности рекомендуется принимать угло-

вой размер $\alpha = 18 \pm 1'$, знаков средней сложности $\alpha = 21'$ и для знаков сложных $\alpha = 35'$. При использовании знаков, имеющих размеры меньше рекомендованных, время восприятия и число ошибок возрастает.

Алфавит символов, принципы его реализации рекомендуется выбирать из следующих соображений:

1) наиболее важные символы принимают больших размеров, чем остальные;

2) символы снабжают основными и дополнительными специфическими признаками;

3) рекомендуемое количество знаков в цифровом алфавите 10, в буквенном 20, в цветовом 7—8;

4) символы по возможности должны напоминать кодируемый объект;

5) символы с одинаковой формой целесообразно снабжать большим количеством дополнительных признаков;

6) в одном устройстве не применяют символы типа «негатив», «позитив».

Рекомендуется средства отображения располагать по возможности в непосредственной близости от оператора. При этом надо стремиться к тому, чтобы размеры модели не выходили за пределы центральной части поля зрения (30—40° по горизонтали, 30° вверх, 40° вниз от точки фиксации глаза). Для расчета общих размеров панели (табл. 15.2) информации и зоны размещения постоянно используемых приборов (зона А) при различных дистанциях наблюдения рекомендуется

$$l = kd,$$

где d — расстояние от центра панели до соответствующей границы панели или зоны, мм; l — расстояние от оператора до приборной панели, мм; k — коэффициент.

Таблица 15.2

Параметры панели	Вправо и влево от центра	Вверх от центра	Вниз от центра
Общие размеры панели	1,35	0,90	1,45
Зона А	0,600	0,425	0,625

15.2. КЛАССИФИКАЦИЯ УСТРОЙСТВ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Устройствами отображения информации называются специализированные элементы автоматики, обеспечивающие прием информации, преобразование ее в визуальную форму и воспроизведение на экране.

Информация может быть отображена в различной визуальной форме в виде телевизионного изображения, рисунка, графика и в виде буквенного или цифрового текста.

Для визуализации отображений информации применяют разнообразные УОИ, действие которых основано на использовании различных физических и химических принципов.

Существует несколько подходов к классификации УОИ.

По способу использования УОИ в системах управления их можно разделить на устройства коллективного, группового и инди-

видуального пользования. К устройствам коллективного пользования относятся устройства с большим экраном (различные проекционные системы) и табло-наборы с размерами экранов до 60—90 м². К устройствам группового и индивидуального пользования относятся аппаратура рабочих мест оператора: пультовые устройства на ЭЛТ, простейшие и дискретные индикаторы различных типов.

По характеру формирования изображения УОИ разделяются на устройства с плоским изображением — двумерные и устройства с объемным изображением объекта — трехмерные. Последние имеют большие перспективы для отображения информации о движущихся объектах.

По принципу действия УОИ могут быть разделены на УОИ с подвижными элементами, электролюминесцентные УОИ, УОИ на нитях накаливания, газоразрядные УОИ, УОИ на базе ЭЛТ, УОИ на новых элементах.

По виду воспроизведения информации УОИ разделяют на сигнализирующие, обзорные и знаковые. Сигнализирующие устройства представляют факт выхода контролируемого параметра за установленные границы или же возникновение аварийной ситуации. Обзорные УОИ воспроизводят большое количество информации о состоянии контролируемых объектов. В устройствах на ЭЛТ информация представляется с помощью светящихся точек, отрезков линий на экране трубки. Знаковые УОИ воспроизводят информацию в буквенно-цифровом виде. В знаковых устройствах с подвижными элементами отображение информации осуществляется изменением положения механических элементов с нанесенными знаками. Оптические знаковые устройства в качестве источников света используют, как правило, нити накаливания, с помощью которых осуществляется проецирование освещенного знака через оптическую систему на матовый экран или же подсветкой торца светопровода с выгравированным знаком и т. п. Знакосинтезирующие устройства формируют знаки путем высвечивания отрезков линии или точечных элементов.

По характеру связи и отображаемых задач УОИ можно разделить на УОИ с двусторонним обменом (см. § 15.4) и односторонние УОИ. УОИ с двусторонним обменом наиболее сложны и дороги, но по своим свойствам они включают в себя односторонние устройства.

По виду сигналов, посредством которых информация передается человеку, УОИ можно разделить на устройства, в которых информация передается в аналоговой форме; устройства, в которых информация передается в дискретной форме; устройства, в которых информация передается в аналого-дискретной форме.

15.3. УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБОК

15.3.1. Дисплей. Наиболее универсальным и сложным УОИ является устройство на электронно-лучевой трубке (ЭЛТ) — дисплей, или экранный пульт. Дисплеем производится преобразование информации, представленной в цифровых кодах, которые поступают из ЭВМ или вводятся оператором вручную, в изобра-

жения, наблюдаемые на экране ЭЛТ в виде текста, таблицы, графика и т. п.

По характеру использования данные УОИ могут быть разделены на две группы: алфавитно-цифровые и графические.

По виду используемых ЭЛТ УОИ разделяются на устройства с запоминающими ЭЛТ и со специальными ЭЛТ (характрон, тайпатрон и др.).

По цветности воспроизводимого изображения УОИ разделяются на устройства с одноцветными ЭЛТ и с многоцветными ЭЛТ.

Дисплей является наиболее сложным и дорогим инструментом среди всей гаммы УОИ, поэтому использовать их следует в тех случаях, когда имеются большой класс задач, решаемых дисплеями более эффективно; достаточно развитое программное обеспечение; ЭВМ с относительно большим объемом памяти.

Поступающая в УОИ информация состоит из двух частей: информационной, содержащей сведения об объекте, и адресной, содержащей сведения о месте воспроизведения символов на экране и ориентировании их на экране (рис. 15.1).

В любом УОИ осуществляется генерирование символов (букв, цифр, условных обозначений), под которым подразумевается процесс преобразования сигнала, описывающего символ, в реальное изображение на экране. Источник в кодированном виде выдает информацию для отображений символа в определенном месте ЭЛТ. Схема выбора символа управляет памятью и в соответствии с поступившим кодом определяет вид отображаемого символа, а генератор символов генерирует условный знак. Одновременно осуществляется управление по координатным осям электронного луча для распределения символов по местам на экране трубки. Генератор символов (знакогенератор) содержит систему управления (синхронизации), устройство выбора, память. Память генератора символов служит для хранения информации о символе. Чем сложнее символ, тем больший объем памяти требуется для хранения символа.

15.3.2. Методы и способы генерирования символов на экране ЭЛТ. По способам отклонения электронного луча и формирования изображения на экране трубки различные методы генерирования символов могут быть разделены на три основных группы: телевизионный, функциональный, с использованием знакопечатающих трубок.

К первой группе относятся УОИ, использующие телевизионный метод. Основная разновидность этого метода — метод малоформатного телевизионного раstra, при котором символ составляется из большого числа светящихся точек. Электронный луч отклоняется при этом только в плоскости малоформатного раstra, стороны которого равны высоте и ширине символа по строчной развертке. Необходимое начертание символа получается с помощью модуляции электронного луча по яркости.

Ко второй группе относятся УОИ, использующие функциональный метод. При этом способе начертание получается с помощью сформированных по определенному закону отклоняющих напряжений — электронный луч движется по контуру воспроизводимого символа,

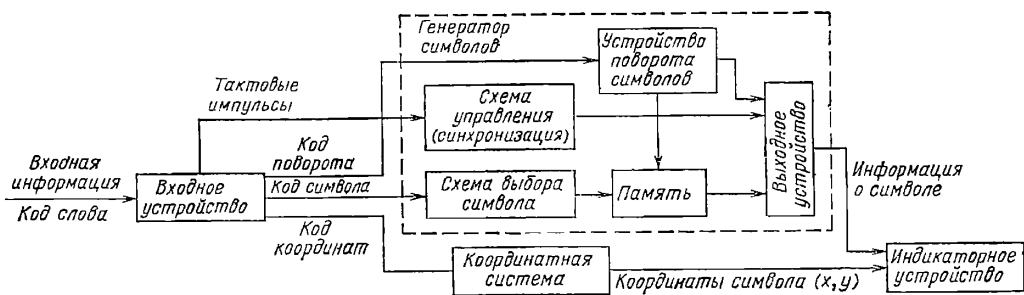


Рис. 15.1. Структурная схема УОИ

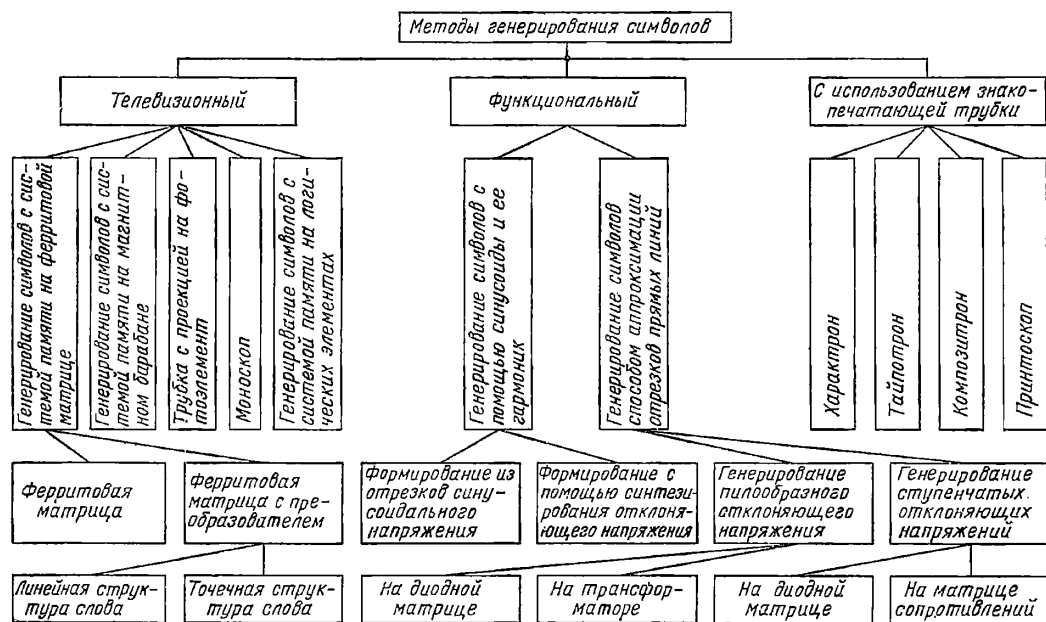


Рис. 15.2. Методы генерирования символов

который в этом случае имеет непрерывный характер, и записывает его на экране.

К третьей группе относятся УОИ, в которых применяются знакопечатающие ЭЛТ (типа характрон). На пути электронного луча устанавливают трафарет с набором необходимых символов, и профиль луча в виде формы выбранного символа проецируется на экран трубки.

Методы генерирования символов представлены на рис. 15.2.

В современных УОИ для фокусировки и отклонения электронного пучка ЭЛТ используются следующие способы: электростатический, электромагнитный, комбинированный.

В многоцветных ЭЛТ электроны ускоряются и фокусируются. Пучок направляется на экран, покрытый люминофором. Цвет свечения экрана определяется составом люминофора. В разных моделях экранов применяются следующие люминофоры: окись цинка, силикат марганца (зеленый цвет), сульфат цинка (го-

лубой цвет), вольфрамвоокислый кальций (фиолетовый цвет).

Структурная схема УОИ на ЭЛТ с электростатическим отклонением луча представлена на рис. 15.3. Устройство управления, включающее блок памяти (ЗУ) и систему такти-

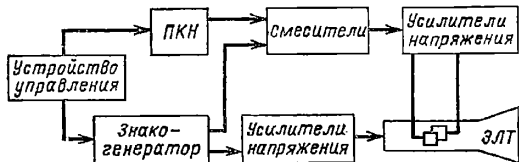


Рис. 15.3. Схема УОИ на ЭЛТ с электростатическим отклонением луча

рования, обеспечивает выдачу данных в цифровой форме об отображаемых на экране знаках и их размещении и воспроизведение этих знаков на экране с частотой, необходимой

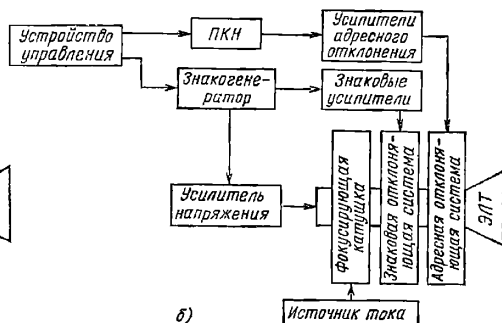
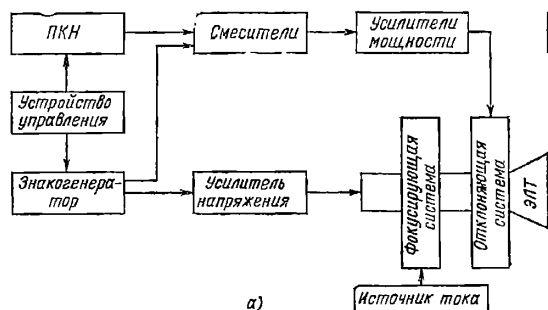


Рис. 15.4. Схемы УОИ на ЭЛТ с электромагнитным отклонением луча

для восприятия без ощущения мерцания. Устройство управления работает синхронно с частотой сети. Цифровые данные о месте знака на экране преобразуются в уровни напряжений в преобразователях код—напряжение (ПЧН).

В соответствии с данными о типе знака в знакогенераторе вырабатываются напряжения перемещения луча по экрану и сигнал управления интенсивностью электронного луча. Напряжения перемещения смешиваются с сигналами адресного положения знака, и после усиления смешанный адресно-знаковый сигнал поступает на отклоняющие пластины ЭЛТ. Одновременно между катодом ЭЛТ и модулятором создается разность потенциалов с помощью сигнала, поступившего от знакогенератора и усиленного до нескольких десятков вольт. Этот сигнал управляет интенсивностью электронного луча.

Достоинством данной схемы является ее простота, компактность и высокое быстродействие. Однако ЭЛТ с электростатическим управлением имеют, как правило, небольшой диаметр экрана. Кроме того, электростатический метод фокусировки не обеспечивает высокой разрешающей способности по всему полю экрана.

На рис. 15.4, а и б показаны схемы УОИ на основе ЭЛТ с электромагнитным отклонением луча. Так как ЭЛТ с электромагнитным отклонением требуют электромагнитной фокусировки, то применяется фокусирующая катушка и стабилизирующий источник тока для ее питания. Электромагнитная фокусировка обеспечивает высокую разрешающую способность по всему экрану ЭЛТ. Для отклонения электронного луча с помощью отклоняющей системы необходимо подать в нее сигналы тока через усилитель мощности. Недостатком схемы рис. 15.4, а является то, что она не обеспечивает достаточно высокой скорости перемещения луча из-за большой индуктивности отклоняющих катушек. Этого недостатка в известной мере лишена схема рис. 15.4, б, в которой каналы координатного и знакового отклонений луча разделены.

От устройства управления данные о местонахождении знака на экране поступают в ПЧН, усиливаются по мощности усилителями адресного отклонения и подаются на адресную отклоняющую систему ЭЛТ. Одновременно данные о знаке принимаются знакогенератором,

ром, выходные сигналы которого усиливаются по мощности знаковыми усилителями и в виде сигналов тока подаются в знаковую отклоняющую катушку. Усилитель напряжения управляет интенсивностью электронного пучка, а фокусирующая катушка, питаемая источни-

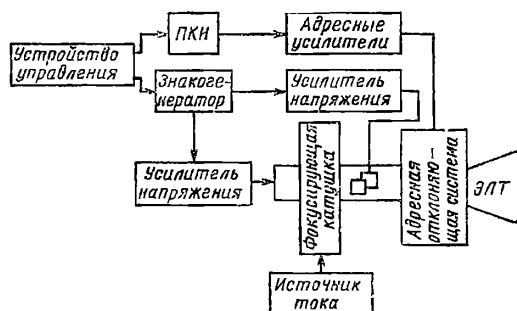


Рис. 15.5. Схема УОИ на ЭЛТ с двухканальным управлением

ком тока, фокусирует электронный пучок. При этом знаковая отклоняющая система имеет меньшее число витков по сравнению с адресной, а следовательно, меньшую индуктивность.

Информационные возможности УОИ могут быть значительно повышены, если использовать ЭЛТ с комбинированным управлением (рис. 15.5). Это устройство построено по двухканальному принципу (как и устройство на рис. 15.4, б). От устройства управления данные о месте знака проходят по адресному каналу, содержащему ПЧН, адресные усилители и электромагнитную отклоняющую систему. Информация о знаках проходит по знаковому каналу знакогенератор—усилитель напряжения—отклоняющие пластины (электростатический метод). Данное устройство является относительно сложным и дорогим.

Использование специальных приемов дает возможность строить отклоняющие системы с временем установления луча в заданную точку 10—15 мкс, что соответствует выводу за 1 с 30—50 тыс. точек.

Недостатком подобных УОИ являются аналоговый метод управления лучом, высокое напряжение, большая потребляемая мощность, необходимость периодически возобновлять ин-

формацию, а также большие габариты устройства (длина трубки). Эти недостатки частично устранены в УОИ на основе специализированных ЭЛТ, рассматриваемых ниже.

Профильно-лучевые ЭЛТ воспроизводят только буквенно-цифровые данные. Формирование знаков на экране таких ЭЛТ осуществляется методом знакопечати. В таких устройствах между прожектором (электронной пушкой) и экраном устанавливаются трафареты

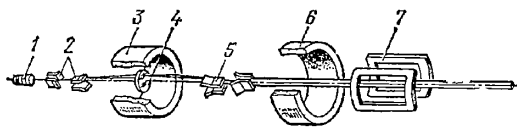


Рис. 15.6. Схема характрона

(матрица), через которые формируются символы (обычно 64 знака, но может быть и до 200). Профильно-лучевые трубки могут строиться на принципе электростатического, магнитного и комбинированного отклонения луча. В зависимости от расположения матрицы относительно электродов трубки, способа управления лучом, времени воспроизведения знака профильно-лучевые (знакопечатающие) ЭЛТ разделяются на несколько типов: характрон, тайпотрон, композитрон, принтескоп.

Наиболее широкое применение в знаковых УОИ находит характрон, в котором использованы три независимые отклоняющие системы (рис. 15.6). Первая система с электростатическим отклонением луча (горизонтальные и вертикальные пластины 2) служит для выбора символа по коду, поступившему на схему управления. На месте экрана устанавливается матрица 4. На выбранный символ матрицы проецируется электронный луч, создаваемый электронным прожектором 1. В трубке предусмотрена магнитная фокусировка луча с помощью катушки 3. Сформированный луч направляется точно вдоль оси с помощью компенсирующих пластин 5 (второй отклоняющей системы), на которые подаются те же отклоняющие напряжения, что и на изгибающие, с учетом разности в чувствительности пластин. Так как фокусирующая катушка поворачивает луч на 90°, то вертикальным изгибающим пластинам соответствуют горизонтальные компенсирующие пластины, а горизонтальным изгибающим — вертикальные компенсирующие. После централизации луча производится его коррективная сложной магнитной линзой, которая состоит из большого числа проектирующих катушек 6. Выбор места на экране, куда должен проектироваться символ, осуществляется с помощью третьей магнитной отклоняющей системы 7, создающей магнитное поле с различными углами наклона электронного луча.

Характрон обладает большой скоростью вывода информации (до 50 тыс. знаков/с), время высвечивания одного знака составляет менее 500 мкс, скорость записи 300—400 тыс. символов/с.

Тайпотрон представляет собой ЭЛТ прямого видения с накоплением заряда, имеющую запоминающее устройство. Накопительная ЭЛТ суммирует входную информацию по спе-

циальной сетке-мишеней, расположенной перед экраном трубки. Со стороны электронного прожектора на сетке нанесен слой диэлектрика, на который в виде потенциального рельефа записывается информация (динамическая память). Для воспроизведения информации на экране трубки применяется дополнительный прожектор воспроизведения, который облучает мишень потоком медленных электронов. Для снятия изображения на сетку подается отрицательный потенциал. Тайпотрон характеризуется повышенной яркостью, но сравнительно низкой разрешающей способностью. Общим недостатком характрона и тайпотрона является неизменность запаса знаков, для смены которого требуется заменять всю трубку.

Особенность композитрона состоит в том, что знаковая матрица в виде диапозитива расположена вне трубки. Символы матрицы с помощью оптической системы проецируются на фотоэмиссионный катод, пучок электронов которого приобретает в поперечном сечении вид матрицы. Горловина трубки перекрыта в поперечном сечении металлической пластиной с диафрагмой. Вибрирующие пластины отклоняют электронный пучок так, чтобы через диафрагму прошел необходимый участок луча. В композитроне применено полностью магнитное управление, что ограничивает скорость вывода на ЭВМ, но повышает качество изображения.

Наличие у ЭЛТ типа характрон, тайпотрон, композитрон внешних магнитных систем, требующих довольно точной установки и высокостабильных источников питания, ограничивает возможность их использования. В связи с этим в США была разработана ЭЛТ, получившая название «принтескоп». Эта трубка является дальнейшим развитием характрона и отличается от него тем, что не содержит никаких внешних устройств. В трубке применено электростатическое управление для выбора символов матрицы, сведения электронного луча, несущего информацию символа, к центру и широкого углового отклонения для размещения символов на экране. Все необходимые функции осуществляются с помощью специальных внутренних статических систем, являющихся аналогом магнитных отклоняющих систем — дефлектров. Применение электростатических систем позволяет увеличить быстродействие знакопечатающих трубок.

15.3.3. Знакогенераторы. Существующие методы формирования знаков на экране ЭЛТ в общем виде могут быть сведены к трем: матричному, растровому и функциональному. За исключением использования профильно-лучевых трубок все методы получения изображения знаков почти одинаковы.

Вначале электронный луч отклоняется в точку на экране ЭЛТ, где должен быть воспроизведен требуемый знак. Затем путем подачи соответствующих сигналов, отклоняющих луч по вертикали и горизонтали в пределах определенного участка и управляющих его интенсивностью, производится запись требуемого знака.

В основе методов знакогенерации лежат два основных принципа: генерирование символов с помощью метода получения знаков на микроагре и использование функциональных напряжений.

Сущность принципа функциональных напряжений состоит в следующем: любой символ может быть представлен в виде многозначной функции $y=f(x)$. Многозначность устраняется при представлении этой функции в параметрическом виде (система двух уравнений)

$$y = f_1(t); \quad x = f_2(t),$$

где t — новая независимая переменная. При этом $f_1(t)$ и $f_2(t)$ служат для задания законов

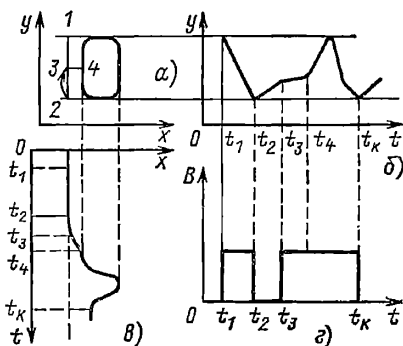


Рис. 15.7. Получение знака методом функциональных напряжений

изменения отклоняющего напряжения в ЭЛТ по горизонтали и вертикали. При использовании метода функциональных напряжений генерируются три напряжения специальной формы. Под воздействием двух из них пятно движется вдоль осей x и y , а третье управляет яркостью свечения экрана. Для иллюстрации метода получения функций f_1 и f_2 на рис. 15.7, а изображена буква Ю. Для отображения буквы Ю необходимо заставить двигаться светящееся пятно на экране ЭЛТ вдоль оси y в соответствии с законом кривой на рис. 15.7, б и одновременно вдоль оси x по закону кривой на рис. 15.7, в. При этом пятно пройдет от точки 1 к точке 2, вернется в точку 3, пройдет отрезок 3—4 и обойдет контур по часовой стрелке.

Одним из основных требований высококачественного воспроизведения знака является равномерность яркости отдельных участков знака. Если бы не использовалось управление интенсивностью луча, то участок 2—3 буквы Ю светился бы гораздо ярче, чем все остальные, так как луч проходит его дважды. Для выравнивания яркости знака по всему контуру пучок на время t_2 — t_3 гасится (рис. 15.7, в).

Метод микрорастра характеризуется тем, что независимо от вида отображаемого знака электронный пучок обегает на экране ЭЛТ одну и ту же фигуру, называемую микрорастр. Так, микрорастр может представлять собой совокупность отрезков прямых одинаковой длины, заключенных в пределах прямоугольника. Электронный пучок открывается в такие моменты, что подсвеченными оказываются лишь участки микрорастра, дающие в совокупности изображение данного знака. Методы микрорастра разделяются на точечные, штриховые, использующие замкнутую фигуру.

В генераторе точечных знаков требуемый знак образуется путем выбора соответствующих

точек внутри некоторой матрицы. Общее число точек, используемых для формирования знака, а также положение точек в матрице могут быть фиксированными (генераторы с фиксированным форматом) или переменными (генераторы с переменным форматом) в зависимости от типа применяемой схемы. Информация о положении точек, соответствующих любым знакам, может храниться либо в цифровой форме (необходимо применение цифро-

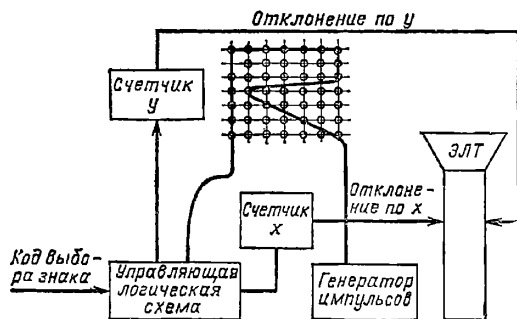


Рис. 15.8. Генератор точечных знаков с фиксированным форматом (ЗУ на магнитных сердечниках)

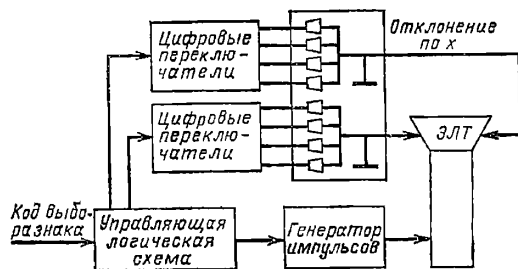


Рис. 15.9. Генератор точечных знаков с переменным форматом (ЗУ на резисторах)

аналоговых преобразователей), либо в аналоговой (необходимо использовать цифровые управляющие схемы). Для хранения информации в цифровой форме используются ЗУ ЭВМ или отдельные магнитный барабан, ЗУ на магнитных сердечниках и диодные ЗУ. Аналоговая информация хранится на резисторах, с которых с помощью управляющих схем снимаются напряжения. Два варианта генераторов точечных знаков приведены на рис. 15.8 и 15.9. На рис. 15.8 на управляющую логическую схему поступает код выбора знака, определяющий требуемую матрицу. Сигнал с выхода выбранной матрицы используется для отгираания луча ЭЛТ. В генераторе с переменным форматом (рис. 15.9) луч отклоняется только в те точки, которые образуют требуемый знак, путем последовательной коммутации цифровых переключателей, управляющих схемой на резисторах, с которой снимаются выбранные напряжения.

Генераторы штриховых знаков вырабатывают знаки, состоящие из отрезков прямых линий или штрихов, вычерчиваемых лучом ЭЛТ, причем начальные и конечные точки последовательно генерируемых отрезков разделены определенными временными интервалами. Длина

каждого штриха определяется периодом повторения тактовых импульсов. Для обеспечения плавного движения луча используются интеграторы. Знаки состоят из комбинации вертикальных, горизонтальных и диагональных штрихов. В большинстве случаев из ЗУ считываются координаты штрихов, отвечающих требуемому знаку, а сигнал управления интен-

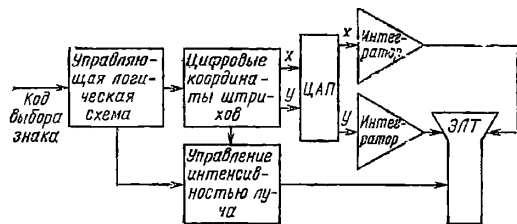


Рис. 15.10. Генератор штриховых знаков (с цифровым ЗУ)

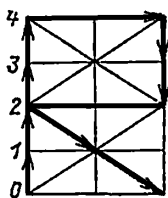


Рис. 15.11. Типичный штриховой знак

сивностью луча подается в течение всего времени записи знака за исключением лишь периодов обратного хода луча. На рис. 15.10 приведена структурная схема генератора штриховых знаков, который генерирует четыре основных штриха, направленные вверх, вниз, влево, вправо. Длина штриха равна половине знака. Диагональные штрихи получаются из разных комбинаций четырех основных штрихов. На рис. 15.11 приведен типичный штриховой знак.

Метод получения знака с криволинейными контурами основан на суммировании некоторых элементарных функций и обеспечивает начертание от простых до самых сложных знаков, приближающихся к их полиграфическому изображению.

Функциональные напряжения могут быть представлены в виде двух рядов Фурье с ограниченным рядом членов:

$$y = A_0 + A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t + A_2 \sin 2\omega t + B_2 \cos 2\omega t + \dots;$$

$$x = C_0 + C_1 \sin \omega t + D_1 \cos \omega t + C_2 \sin 2\omega t + D_2 \cos 2\omega t + \dots,$$

где $\omega = 2\pi f$.

Структурная схема должна иметь генераторы гармоник, работающие синхронно. В зависимости от требуемой формы знаков используется то или иное число гармоник. Задачей схемы является синтез гармоник, взятых для каждого знака со своими коэффициентами $A_0, A_1, A_2, B_1, B_2, C_0, C_1, C_2, D_1, D_2, \dots$ и т. д.

В генераторах растровых знаков луч ЭЛТ развертывается в пределах заданного прямоугольного участка, размеры которого равны

размерам выбранного знака. Требуемый знак записывается путем засветки выбранных участков линий развертки, которые и образуют нужный знак. Для визуальной различимости знаков минимальное число линий развертки (растра) должно быть не меньше девяти. Сигналы засветки луча, соответствующие каждому знаку, могут храниться либо в цифровой, либо в ана-

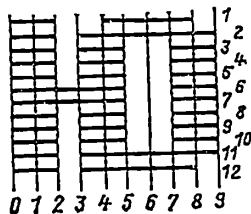


Рис. 15.12. Типичный растровый знак

логовой форме, что определяется конкретным применением схемы. Типичный растровый знак приведен на рис. 15.12.

Метод замкнутой фигуры относится к микрорастровому методу, так как под термином «микрорастр» можно понимать любую периодически повторяющуюся замкнутую фигуру, описываемую электронным пучком на экране ЭЛТ. При этом одна и та же фигура должна удовлетворять требованиям отображения всей группы знаков. В зависимости от изображаемого знака электронный луч ЭЛТ открывается, подсвечивая ту или иную часть контура фигуры.

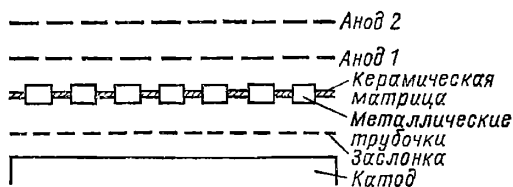


Рис. 15.13. Схема устройства многолучевой ЭЛТ

Использование многолучевых ЭЛТ. В настоящее время разработаны ЭЛТ, которые сочетают в себе элементы накопечати и знакогенерации. Особенностью этих ЭЛТ является формирование нескольких электронных пучков, каждый из которых может отпираться и гаситься независимо от других. Достигается это конструкцией электронной пушки (рис. 15.13). С помощью металлических трубочек, укрепленных на керамической матрице, создаются пучки электронов. Управление интенсивностью этих пучков осуществляется путем подачи необходимой разности потенциалов между трубочкой и электродом, который называется заслонкой.

В последних моделях УОИ такого типа ЭЛТ имеет 35 трубочек, и знак, состоящий из 7×5 точек, воспроизводится за один такт работы устройства.

Способы формирования графических изображений. Простейшее графическое УОИ строит линии по точкам. Информационные возмож-

ности устройства сравнительно низки, так как для получения доброкачественного немерцающего изображения используется частота регенерации 50 Гц. При этом время одного полного кадра равно 20 мс, а время, необходимое для установления электронного пучка в любую точку экрана ЭЛТ с помощью электромагнитной отклоняющей системы, равно 20 мкс. Таким образом, за время одного кадра может быть воспроизведено всего лишь 1000 точек. Для целей графического отображения этого недостаточно. Кроме того, в таких УОИ не остается времени для формирования знакового отображения, которое в графических УОИ играет важную роль.

В большинстве современных графических дисплеев формируются линии из сопрягаемых отрезков прямых, дуг окружностей и других кривых второго порядка, сводя последовательно сложные функции к простым. Необходимая яркость достигается путем уравнивания скоростей перемещения электронного луча по экрану ЭЛТ со скоростью его движения при отображении знаковой информации.

Существуют два основных принципа реализации графических УОИ: принцип постоянства скорости движения электронного пучка и принцип постоянства времени отображения.

При постоянной скорости движения электронного луча достигается постоянная яркость всех линий графической картины. Это основное достоинство метода. Недостатком этого принципа является то, что длина всех суммарных линий ограничена. При реализации принципа постоянства времени отображения задаются временем (20 мкс) формирования одного вектора независимо от его длины, исходя из минимально допустимой яркости самого длинного вектора. Все векторы меньшей длины при этом получаются более яркими.

Реализация метода формирования графических изображений производится средствами как аналоговой, так и цифровой техники. Для воспроизведения прямых линий аналоговым способом используются генераторы пилообразных напряжений, работающие по принципу операционных усилителей. Окружности воспроизводятся с помощью генераторов гармонических колебаний и фазосдвигающих цепей, создающих пару синусоидальных напряжений, сдвинутых по фазе на 90°. Радиусы окружностей меняются путем изменения амплитуд этих напряжений.

Аналоговый метод отображения графической информации более быстройдействующий, чем цифровой. Однако он имеет ряд недостатков, что привело к более быстрому развитию цифровых методов реализации. Основным недостатком заключается в необходимости очень строго соблюдать фазовые соотношения сигналов, следующих по каналам x и y , так как очень слабые фазовые сдвиги выявляются на экране УОИ в виде искривления линий. При этом конечная точка отрезка может не совпадать с начальной точкой следующего отрезка. Вследствие этого точность аналоговых систем ниже, чем цифровых.

Цифровые (графические) УОИ используют по 10 двоичных разрядов для каждой из координат x и y , т. е. может быть создан растр, состоящий из 1024×1024 точек. При этом линию, пересекающую весь экран ЭЛТ, можно изобразить за время 20 мкс с помощью дискретного генератора векторов (рис. 15.14).

От буферного устройства управления на реверсивные двоичные счетчики приращений x и y поступает код, определяющий начальную точку вектора, а на компараторы — код конечной его точки. Счетчики с высокой скоростью считают тактовые импульсы от тактового генератора импульсов до момента совпадения с числом, хранящимся в компараторе (так фор-

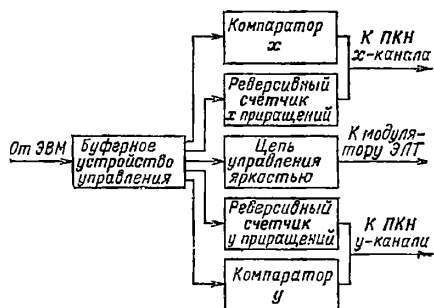


Рис. 15.14. Схема дискретного генератора векторов

мируется вектор). Время формирования вектора с помощью дискретного генератора векторов в 10 раз меньше, чем при построении линий по точкам. Цепь управления яркостью определяет характер подсвета вектора: сплошной, пунктирный и т. д.

Окружности и другие кривые второго порядка могут быть получены при использовании цифрового метода и отображаются с помощью цифровых генераторов.

15.4. ВИДЕОТЕРМИНАЛЫ КАК СРЕДСТВО ОПЕРАТИВНОГО ДИАЛОГА

Для осуществления двустороннего обмена информацией между ЭВМ и оператором в состав УОИ включаются клавиатура и (или) световое перо (или перо другого типа), которые позволяют вводить в ЭВМ нужную информацию и выводить из ЭВМ информацию, хранящуюся в ее памяти, корректировать вызванную информацию последующей посылкой ее в ЭВМ для дальнейшей обработки.

Клавиатура видеотерминала (дисплея) содержит цифро-буквенные и функциональные клавиши. Клавиатура содержит шифратор, которым формируется код определенного знака при нажатии клавиши, записываемый в память дисплея. Функциональными клавишами оператор может задавать режим работы УОИ, определенные команды.

Цвет является важным элементом при восприятии некоторых сообщений. Вопросы записываются одним цветом, а ответы на них — другим. Анализ пересекающихся кривых облегчается, если кривые выполнены разными цветами. При визуальном сигнале тревоги курсор изображается цветом, отличающимся от цвета обычных данных. На некоторых дисплеях с фоновым освещением использование двух оттенков — черного и серого — позволяет, например, различать заголовки разделов статьи. Следовательно, набор может быть одноцветным (белый цвет на темном фоне), одноцветным с оттенком или многоцветным.

Цветовой оттенок, возникающий при возбуждении пучком, зависит от свойств люминофора. Если применяются два разных состава и пучок модулируется, то можно получить излучения двух цветов.

Средства оперативного диалога видеотерминалов. Комплекс диалоговых средств, которыми снабжаются видеотерминалы, тесно связан с характером изображений, формируемых на экране ЭЛТ. Обычно выделяют три основных типа средств оперативного диалога: 1) приведение данных к заданному формату с помощью средств манипуляции; 2) операции редактирования с произвольными формами представлений изображений; 3) диалог с использованием средств прямого указания.

Элементами изображений либо текстов в порядке роста степени их организации являются точка, отрезок прямой — элементарный символ; элементы рисунка — слово; многосвязный контур — словосочетание.

Традиционный набор устройства, которыми снабжается пользователь видеотерминала, кроме экрана может включать в себя средства манипуляции (для подачи команд и т. д.), рычаг наведения, шариковую клавишу, символные, функциональные и управляющие клавиатуры, световое, лучевое, ультразвуковое перье, электронный трассер шарового или стержневого типа, планшеты ввода графической информации, средства набора.

Символьные, управляющие и функциональные клавиатуры. В их состав входят:

а) алфавитно-цифровое и символное клавишное поле, обеспечивающее бесконтактную фиксацию прикосновения руки оператора к любой из клавиш и изображение соответствующего символа;

б) функциональное клавишное поле — реализует управление позиционным маркером, смещая его в любую часть кадра, а также позволяет редактировать с его помощью символную и графическую информацию;

в) управляющее клавишное поле — осуществляет задание рабочих режимов видеотерминалов и ввод специальных кодовых признаков, обычно характеризующих как «язык пользования». Обеспечивает формирование кодовых признаков при работе с иными средствами оперативного диалога: световым пером, трассером и т. д.;

г) устройство ввода кодовых масок — обеспечивает ввод постоянной части информационного сообщения в виде заголовков таблиц, исходных форматов данных, записанных на одном из носителей: перфокарте, перфоленте, магнитной карте, магнитной ленте и т. д.;

д) шифратор — осуществляет преобразование позиционного сигнала, формируемого пользователем, в кодовый эквивалент с соответствующим заданием управляющих признаков: информация, команда, сигналы управления, операторы редактирования и т. д. В некоторых видеотерминалах каждое нажатие клавиши приводит к формированию целого слова или даже группы слов, а число клавиш в обоих регистрах соответствует словарному составу языка;

е) транслятор операторов управления и редактирования — производит декодировку редактирования и трансляцию каждого из них в последовательность команд, обеспечивающих

элементарные преобразования буферного накопителя.

Наиболее характерным элементом средств оперативного редактирования данных, используемым с управляющим клавишным полем, является специальный указатель (маркер очередного знака или курсор). В исходном состоянии он находится в левом верхнем углу рабочей части экрана. Форма указателя может быть различной, однако принципиально различают две основные разновидности: обрамление последнего или редактируемого знака в виде уголка, скобок, рисок или других элементов, позволяющих выделить его из остального текста; заполнение очередного знакомства экрана символом, резко отличающимся своей геометрической формой от всего воспроизводимого алфавита (например, ассоциация вымарывания — сплошное светящееся поле) и т. д.

Обе разновидности в основном эквивалентны, и применение той или иной из них обусловлено конкретным техническим исполнением. Определенные технические трудности, связанные с изображением маркера вне основного формата индуцируемого знака, иногда преодолеваются применением негативного изображения редактируемого символа. При наборе произвольной текстовой информации указатель сдвигается вместе с набираемым символом, индицируя очередную позицию экрана, на которой он будет воспроизведен. Дойдя до конца строчного формата, т. е. переместившись на место одного из полезных знаков строки, указатель начинает мигать с частотой 3—5 Гц, сигнализируя оператору о том, что необходимо принять решение, как лучше поступить с вводимой информацией: осуществить перенос слова или начать с новой строки.

Пользователю обеспечивается возможность произвольного перемещения маркера вдоль строки и кадра по всем четырем направлениям. Иногда вводят комплексные операции перемещения по диагональным направлениям — одновременное перемещение по строке и кадру, с тем чтобы ускорить выход в заданную точку.

Текущий адрес указателя всегда совпадает с адресом редактируемого символа буферной памяти видеотерминала.

Аналого-цифровые устройства координатного управления текущим положением электронного маркера называют *электронными трассерами*. Их основное назначение — оперативный ввод абсолютных координат маркера в ЭВМ или автономная реализация функций эскизирования. Известны два наиболее распространенных варианта конструктивного исполнения трассеров: стержневого и шарового типов, эквивалентных по удобству применения. Различие конструктивных решений в основном обусловлено конкретным применением трассера. Принято считать, что трассеры шарового типа в принципе могут обеспечивать более плавное перемещение маркера, а следовательно, и более точную установку. Хотя в принципиальном отношении, варьируя линейность шкалы, такого же эффекта можно добиться применением стержневого трассера.

Алгоритм взаимодействия абонента с трассером следующий: используя орган управления в режиме пропорционального перемещения, вводят маркер в заданную точку кадра, сопроводив эту операцию соответствующим призна-

ком, набранным на клавиатуре. К числу последних могут относиться воспроизведение траектории перемещения маркера, фиксация координат объектов в заданной окрестности, размещение необходимых элементов в узлах координатной сетки.

В конструктивном отношении электронный трассер состоит из непосредственно управляющего элемента, выполненного в виде стержня или шара, имеющего две степени свободы, соответствующие перемещению маркера вдоль координат x и y . Такая возможность обычно обеспечивается применением шарового шарнира. Используется также ряд конструктивных решений для безлюфтового перемещения управляющего элемента во всем диапазоне угловой шкалы и жесткой фиксации в выбранном положении. Момент вращения, сообщаемый управляющему элементу рукой, передается жестко сцепленному с ним устройству кодирования, преобразующему угловое перемещение в двоичный код соответствующей разрядности.

Рычагом наведения осуществляется телеуправление перемещением светового маркера и указывается некоторая позиция на экране. Сигналы с потенциометров, имеющих обратную связь с рычагом, преобразуются в цифровую форму и передаются в процессор для воздействия на отклоняющую логическую схему. Рычаг по сравнению со световым пером более точен при «нацеливании», но хуже «рисует» на экране.

Шариковая клавиша, легко и свободно управляемая движением одного пальца, выполняет те же функции, что и рычаг.

Необходимость непосредственного взаимодействия с воспроизводимыми на экране ЭЛТ дисплея элементами изображения стимулировала разработку средств прямого указания типа светового пера.

Световым пером (СП) называют прибор, позволяющий однозначно зафиксировать момент времени кадра, а следовательно, и элемент изображения, с которым манипулирует пользователь видеотерминала.

Световое перо (рис. 15.15) представляет собой приемник света, который через объектив улавливает световой поток с экрана и вырабатывает сигнал, пропорциональный этому потоку; этот сигнал усиливается усилителем фототока и далее поступает на триггер. В корпусе СП монтируются линза, фотоприемник и иногда усилитель фототока.

Электрический импульс, формируемый пером от изображения на экране, открывает триггер, в результате чего производится передача в ЭВМ координат изображаемого элемента, его адреса в буферной памяти или же другого слова.

Для повышения разрешающей способности СП, т. е. возможности различения двух близлежащих световых точек, оптическую систему проектируют так, чтобы световое пятно на экране находилось в фокусе объектива при касании пером поверхности экрана. Фотоприемниками в СП являются фотодиоды, фототранзисторы, фотоэлектронные умножители (ФЭУ). Система СП работает в двух режимах: указания ЭВМ определенных точек или участков изображения; вычерчивания изображения.

Перо не является «пишущим» органом в прямом понимании этого слова. Однако, ис-

пользуя схемные и программные методы управления разверткой изображения и сигналы с СП, можно рисовать различные изображения, координаты точек которых вводятся в ЭВМ. Задача сводится к выведению луча в заданную точку экрана, подсвету этой точки и записи ее координат в память сигналами от СП.

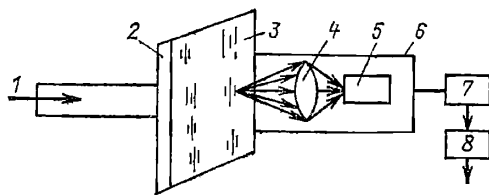


Рис. 15.15. Схема светового пера:

1 — электронный луч; 2 — слой люминофора; 3 — планшайба; 4 — объектив; 5 — фотоприемник; 6 — корпус светового пера; 7 — усилитель фототока; 8 — триггер

Для возможности записи кривой применяя различные методы слежения за СП относительно начальной точки. Для этого вокруг начальной точки создается вспомогательное изображение.

Для ввода информации с помощью СП необходимо локализовать его положение относительно координатной сетки. С этой целью осуществляется программное или аппаратное слежение за положением СП относительно экрана ЭЛТ с помощью локального растра. Параметры его должны быть выбраны таким образом, чтобы обеспечить необходимую точность отслеживания при минимальном времени, затрачиваемом на вывод растра, и наиболее благоприятный режим работы фотоприемника. Тип растра (точечный, штриховой) определяется с учетом возможностей терминала. При использовании точечного растра, наиболее распространенного и требующего в большинстве случаев меньшего времени на формирование, возможны несколько алгоритмов слежения за положением СП. Одним из таких алгоритмов является метод светящегося перекрестия, основанный на регистрации количества точек минирастра, попадающих в поле зрения пера по всем четырем направлениям, и определении приращения к предыдущей координате минирастра по выражениям

$$\Delta x = \frac{n_{\text{п}} - n_{\text{л}}}{2}; \quad \Delta y = \frac{n_{\text{в}} - n_{\text{н}}}{2},$$

где $n_{\text{п}}$, $n_{\text{л}}$, $n_{\text{в}}$, $n_{\text{н}}$ — количество регистрируемых точек минирастра соответственно по четырем направлениям: вправо, влево, вверх, вниз от центра.

Количество разновидностей минирастров достаточно велико, к их числу относятся спиральный растр, растр со сплошным светящимся полем, растр с неравномерным, например логарифмическим, расположением точек вдоль четырех направлений светящего перекрестия и т. д.

Структурная схема отслеживания текущих координат минирастра содержит узел формирования минирастра, который состоит из схемы занесения исходных координат, двух счет-

чиков x и y координат минирастра, управляемых специальным генератором. В циклически непрерывном режиме в течение каждого очередного кадра следующее перекрестие последовательно, точка за точкой воспроизводится на экране видеотерминала.

Совместив поле зрения светового пера с минирастром и перейдя в режим слежения, схема анализа с определенным периодом осуществляет вычисление алгебраической разности числа точек вдоль обеих координат, фиксируемых световым пером, воздействуя на реверсивные счетчики текущих координат центра симметрии минирастра, с тем чтобы компенсировать возникшее рассогласование. Скорость отслеживания текущих координат светового пера определяется шагом и числом точек минирастра, а также частотой кадра, поскольку процедура компенсации несоответствия положения светового пера и раstra осуществляется, как правило, один раз в течение кадра.

Площадь минирастра в двух измерениях колеблется в пределах $4 \times 4 - 10 \times 10$ мм, скорость светового пера может составлять 10—25 см/с. При необходимости, однако, ее можно увеличить по крайней мере на порядок, анализируя состояние пера 2 раза в кадре и более.

Световые клавиши. Среди операций редактирования и оперативного графического ввода данных, осуществляемых световым пером, особо выделяются операции ввода фрагментов изображений при помощи световых клавиш. К ним в основном прибегают для оперативного ввода спецсимволов, соответствующих специфическому алфавиту пользователя в данной конкретной задаче. Элементы электронных схем, условные знаки топографических карт, конструктивные элементы изделий могут явиться основой алфавита световых клавиш. Используется следующая технология взаимодействия. В определенной части кадра в фиксированный момент времени при помощи знакогенератора или программным путем воспроизводится совокупность спецсимволов. Локализовав с помощью светового пера необходимый символ, перемещают его в заданную точку основной сетки изображения. Ориентация при этом остается неизменной. Точная стыковка с необходимым узлом сетки осуществляется программным путем, причем построение интересующей исследователя модели ведется в режиме последовательного наращивания.

Ценным свойством диалоговых средств, основанных на применении световых клавиш, является простота смены алфавита. Формирование программы вычерчивания данного конкретного спецсимвола — операция, легко доступная как пользователю, так и ЭВМ. Хранение микропрограммных блоков и обращение к ним реализуются практически любой системой команд графических видеотерминалов.

Эффективность применения световых клавиш обусловлена степенью совершенства программного обеспечения дисплейного процессора.

Значительные преимущества световых клавиш состоят в том, что все они по сути являются системным алфавитом графических видеотерминалов. Следовательно, с их помощью можно не только вводить большой объем спе-

цифических команд, но и в определенной мере подсказывать пользователю необходимый порядок манипулирования ими. Иногда световые клавиши дополняются обыкновенными, с помощью которых сначала сегментируется поле рабочих команд объектов, а затем уже с помощью светового пера определяются последовательность их выполнения и занесения.

Логическим развитием возможностей световых клавиш является использование световых шкал и диаграмм. Наиболее существенное различие между ними состоит в способе использования системного алфавита и организации информации, с которой взаимодействует оператор. Суть их применения та же, что и световых кнопок. Располагая световой шкалой контролируемого системой параметра, оператор, пользуясь пером, может задать, например, численное значение уставки или текущий уровень, подлежащий регулированию. Удобство применения световых шкал и диаграмм весьма велико, так как обеспечивается графическое представление процесса совместно с точным заданием необходимого уровня, характерное для шкальных показывающих приборов. Очень просто реализуется непрерывная операция «выше—ниже» при решении игровых задач с использованием видеотерминалов. Весьма обширные возможности применения световых шкал и диаграмм могут быть реализованы при наличии эффективного программного обеспечения, дающего интегральное представление информации, с которой взаимодействует оператор в реальном масштабе времени.

Средства указания абсолютных координат кадра. К органам оперативного взаимодействия, обеспечивающим ввод координат кадров в абсолютной системе отсчета, не связанных непосредственно с элементами воспроизводимого изображения, относятся ультразвуковое и потенциальное перья. Различные физические принципы, положенных в основу определения текущих координат средствами указания обоих типов, обуславливают различие конструктивных решений и принципов построения схем восприятия.

Ультразвуковое перо (УП) обеспечивает ввод координат элементов изображения в абсолютной системе отсчета с жесткой привязкой к опорным точкам на поверхности ЭЛТ. Локализация текущих координат УП осуществляется методами ультразвуковой локации.

Три фиксированных излучателя, разнесенных на 120° в пределах контура описанной вокруг рабочего поля раstra окружности, генерируют три сдвинутых во времени серии ультразвуковых колебаний, испускаемых в плоскости экрана. Излучатель формирует направленный пакет ультразвуковых волн, регистрируемых приемником, вмонтированным в перо. Измеряя последовательно время, затраченное на прохождение сигнала между передатчиком и приемником во всех трех направлениях, определяют с помощью решающего автомата текущие координаты приемника.

К числу преимуществ УП можно отнести возможность конструктивного оформления в виде шариковой ручки ограниченных размеров, не связанной дополнительными проводами с видеотерминалом и использующей встроенную микроинициаторную батарейку питания излучающего элемента. Для коррелирования абсо-

лотной системы отсчета с информационным растром иногда прибегают к методу доопределения, при котором координата, измеряемая схемой восприятия УП, соотносится с адресом ближайших дискретных точек раstra и собственно с объектами, удаленными на минимальное расстояние от УП.

Трудности реализации УП связаны с необходимостью борьбы с переотражениями от конструктивных элементов крепления ЭЛТ и в определенной степени с реализацией достаточно простого решающего автомата, вычислятеля текущих координат.

Принцип действия *потенциального пера* основан на применении дополнительного проводящего покрытия поверхности ЭЛТ и создании в нем фиксированного распределения потенциала. Измеряя потенциал карандашом-электродом, удается локализовать его положение относительно поверхности колбы ЭЛТ. Система эквипотенциалей внутри покрытия находится в однозначной связи с геометрическими координатами потенциального пера. Определение координат x и y производится последовательно во времени путем создания двух типов взаимно ортогональных эквипотенциалей.

Недостатки потенциального пера — технологические трудности создания полностью однородного проводящего покрытия, обеспечивающего создание линейного падения напряжения вдоль обеих координат ЭЛТ и не требующего функциональной компенсации неоднородности, а также отсутствие информационной однозначности между текущим положением пера и воспроизводимыми фрагментами кадра. Последний недостаток объясняется тем, что даже при указании потенциальным пером конкретного элемента изображения нет уверенности в отсутствии погрешности, так как информационные коды координат могут не совпадать с точностью до единиц раstra с локализованными координатами пера. Причина этого состоит в том, что координаты пера определяются в абсолютной системе координат, отсчитанной относительно фиксированной точки поверхности колбы ЭЛТ, а фрагменты кадра воспроизводятся в относительной системе координат информационного раstra. Взаимная привязка этих двух систем координат требует либо периодической нормировки, либо дополнительных аппаратных затрат для локализации элемента, попавшего в заданную область, отмеченную световым пером. По этой причине потенциальное перо применяется крайне редко.

Планшеты ввода пространственных координат составляют особую группу устройств, предназначенных для оперативного ввода координат элементов изображений, выполненных на различных носителях (бумаге, фотопленке). С их помощью решают проблему подготовки и ввода данных в системах автоматизации проектирования.

Типичная конструкция дискретного планшета для ввода графических данных приведена на рис. 15.16. На обе поверхности листа из пленочного материала методом осаждения нанесена система взаимно ортогональных шин из проводящего материала. Поверх рабочей поверхности пленки нанесено стабилизирующее

покрытие, исключающее повреждение шин щупом в процессе работы.

Обычно процесс ввода произвольной графической информации осуществляется с помощью промежуточного носителя в виде бумаги небольшой толщины, на которой содержится произвольное изображение. В некоторых за-

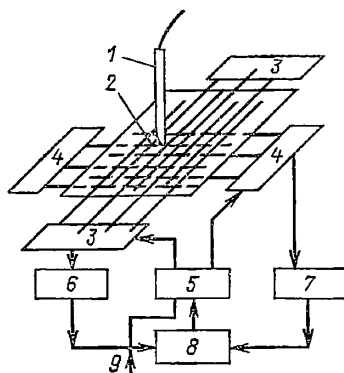


Рис. 15.16. Планшет графического ввода дискретного типа:

1 — щуп-карандаш; 2 — направленный излучатель; 3, 4 — коммутатор; 5 — устройство развертки и синхронизации; 6 — усилитель воспроизведения x -координаты; 7 — усилитель воспроизведения y -координаты; 8 — дискриминатор; 9 — код координаты щупа

дачах промежуточный носитель просто служит для фиксации траекторных перемещений щупа-карандаша в процессе интерпретации устройством управления видеотерминала графических команд.

Принцип действия дискретного планшета емкостного типа достаточно прост: направленный излучатель электромагнитной энергии, апертура которого согласована с разрешающей способностью планшета, вмонтированный в щуп-карандаш, непрерывно излучает в плоскости воспринимающих электродов. Последовательным опросом систем взаимно ортогональных шин локализуется столбец и строку, в которых высокочастотный сигнал за счет емкостей связи между щупом и электродами пропорционален значению рабочего сигнала. Преобразуя позиционные сигналы номера строки и столбца в двоичное слово соответствующей разрядности, получают кодовый эквивалент текущих координат щупа, передаваемый в устройство управления или непосредственно в ЭВМ.

Преобразователи модуляционного типа в конструктивном отношении подобны емкостным планшетам с той разницей, что щуп-карандаш используется непосредственно для внесения неоднородности в точку касания поверхности. Для значительного уменьшения сопротивления в точке касания используется токопроводящий пластик. При этом одна система шин служит источником сигнала, а вторая — приемником. Если планшет выполнен из пластика с высокой диэлектрической проницаемостью, то щуп используют для изменения емкостей между рабочими электродами.

Планшетные преобразователи модуляционного типа достаточно критичны к усилию,

что в некоторых случаях может приводить к необратимой деформации поверхности и ухудшению избирательных характеристик. В этом плане шуп с активным излучателем имеет определенные преимущества, так как позволяет не только надежно локализовать его текущие координаты, но и использовать дополнительную информацию для ввода третьей координаты. При этом решается проблема ввода координат трехмерных объектов.

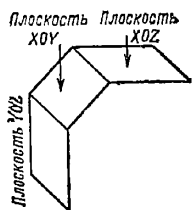


Рис. 15.17. Мультипланный планшет ввода пространственных координат

Практическое измерение амплитуды сигнала несложно осуществить путем аналогового запоминания зафиксированного значения высокочастотного сигнала с последующим кодированием его значения с использованием аналого-цифрового преобразователя. Однако для точного ввода пространственных проекций объемного изображения трехмерных объектов предпочитают использовать метод рецептивных мультиполей, предложенной Сатерлендом. Суть его состоит в том, что рабочая поверхность планшета разбивается на ряд автономных участков, на каждом из которых в принципе может использоваться свой независимый шуп-карандаш. Такой планшет с многоканальным вводом данных сразу от нескольких шупов облегчает процесс дискретизации и последовательного ввода координат нескольких проекций. Парный ввод проекций, например в плоскостях XOZ и YOZ или XOY и YOZ (рис. 15.17), решает проблему логической взаимообусловленности вводимых координат точек, тем более что в этом случае оператор может работать как последовательно, так и параллельно с обоими шупами.

При обоих способах кодирования используют так называемый метод соответственного ввода последовательных координат одноименной точки в обеих проекциях. Для крепления совокупности шупов в вертикальном положении на каждом из мультиполей используют довольно простое конструктивное решение — подставку из органического стекла, в средней части которой расположено шарнирное крепление, обеспечивающее перемещение пера по любой траектории, в том числе и вдоль окружности.

15.5. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ И ЖИДКОСТНЫЕ УОИ

15.5.1. Плазменные УОИ. Плазменная индикаторная панель управляется непосредственно с помощью цифровых схем без промежуточного преобразования цифровой информации в аналоговую. Отпадает необходимость в цифро-аналоговом преобразователе, обязательном для индикаторных устройств на ЭЛТ.

Плазменные матричные индикаторы состоят из газоразрядных элементов, способных накапывать и индцировать информацию.

На одной из сторон стеклянных пластин расположена система прозрачных электродов — горизонтальных и вертикальных, покрытых тонким изолирующим слоем стекла. Электроды представляют собой ряд параллельных полосок, отстоящих одна от другой на расстоянии 0,76 мм. Пересечение горизонтальных и вертикальных электродов и образует точечные элементы индикатора.

При работе индикаторного устройства между горизонтальными и вертикальными электродами постоянно приложено переменное напряжение. Для зажигания выбранного перекрестия к соответствующей паре проводников-электродов прикладывается импульс. Этот импульс подается в тот момент, когда переменное напряжение в данном перекрестии переходит через нуль. Чтобы возбудить разряд в газе, достаточна амплитуда импульса около 200 В. Разряд сопровождается ярким свечением, аналогичным свечению неоновой лампочки. Свечение длится около 1 мкс. В результате разряда на слоях стекла, прилегающих к электродам, возникают заряды, создающие поле, противоположное тому, которое образуется импульсами и постоянно действующими напряжениями. Это противодействующее поле приводит к гашению возникшего разряда. Гасящие разряды сохраняются настолько долго, что создаваемое ими поле суммируется с полем постоянно приложенного переменного напряжения в следующий полупериод. И в результате такого суммирования снова возникает разряд.

Возникшее импульсное свечение (мерцание) проходит с большой частотой и продолжается до тех пор, пока не будет подан стирающий сигнал. Мерцающее свечение оказывается достаточно ярким для хорошего различения отображаемой на экране информации при обычном освещении рабочего помещения. Яркость одной ячейки может меняться от сотен до нескольких тысяч кандел на квадратный метр, а потребляемая энергия во время горения разряда мала.

Наряду с выпуском относительно небольших (10×10 см) индикаторов ведутся работы по созданию плазменных индикаторов размером по диагонали 38, 51 и 63 см.

Наряду с монохромными плазменными панелями, применение которых в бортовых самолетных контрольно-измерительных приборах, оконечных устройствах ЭВМ и других устройствах отображения уже достаточно хорошо изучено, в последнее время начали разрабатывать цветные плазменные индикаторы.

В плазменных панелях с изменением цвета кроме обычного газового наполнения ячеек на их поверхность, обращенную к наблюдателю, наносят еще и люминофор.

Многочетная индикаторная панель отличается от монохроматической тем, что стенки газонаполненных ячеек имеют люминофорное покрытие, возбуждаемое ультрафиолетовым излучением; схемы управления включают источник регулируемого тока, позволяющий изменять ток ячейки; переднее стекло полупрозрачно в отличие от прозрачного стекла одноцветного индикатора; на внутреннюю поверхность

переднего стекла нанесено черное непрозрачное покрытие, причем непосредственно против разрядных ячеек оставлены свободные от покрытия окна.

15.5.2. Электрохимические УОИ. В некоторых электрохимических устройствах отображения используют способность отдельных материалов в состоянии жидкой фазы под воздействием электрического тока изменять цвет или флуоресцировать. Существует конструкция индикатора, в котором электроосаждением ионов металла на прозрачный катод получают непрозрачный индикаторный элемент с регулируемой отражательной способностью. При использовании импульсного постоянного напряжения около 10 В минимальное время записи сигнала в таком индикаторе составляет 1,5 мс, а время стирания — 9 мс.

Известен ряд химикатов (индикаторов), изменяющих свой цвет или прозрачность при изменении концентрации водородных ионов, под воздействием электричества или температуры.

15.5.3. Электролюминесцентные УОИ. Электролюминесценцией называют все виды свечения, возникающего при возбуждении твердого тела электрическим полем.

В настоящее время в связи с успехами технологии в области производства электролюминесцентных материалов созданы различные устройства отображения, основанные на этом принципе. Основной элемент таких устройств — *электролюминесцентная ячейка*. Она представляет собой плоский конденсатор с электролюминофором в качестве диэлектрика и одной или несколькими прозрачными обкладками. Прозрачный электропроводящий слой (двуокись олова или окись кадмия) наносится на стеклянную пластинку и служит электродом плоского конденсатора. На этот прозрачный электрод наносится люминофорный слой. В качестве люминофора применяют порошкообразный люминофор (на основе сернистого цинка ZnS) в смеси с пластическим диэлектриком. Второй электрод такого плоского конденсатора — это металлизированное непрозрачное покрытие. При подведении к обкладкам переменного напряжения люминофор начинает светиться, причем яркость свечения люминофора возрастает с увеличением напряжения.

При питании электролюминесцентного элемента от источника синусоидального напряжения время разгорания очень мало и составляет всего около пяти периодов напряжения возбуждения. Например, при питании от сети, имеющей частоту 50 Гц, время разгорания 0,1 с. При импульсном возбуждении время затухания электролюминесценции составляет доли миллисекунд. Электролюминесцентные элементы в процессе работы теряют свои свойства. Процесс падения яркости («старения») определяется типом применяемого электролюминофора. Яркость электролюминесцентных панелей ослабевает постепенно.

Для отображения информации в автоматизированных системах применяют электролюминесцентные цифровые и знаковые индикаторы и устройства отображения экранного типа.

Наиболее отработаны выпускаемые серийно цифровые и знаковые индикаторы. Разработка электролюминесцентных устройств экранного типа в настоящее время находится на

стадии создания опытных образцов. В перспективных устройствах отображения возможно применение электролюминесцентных панелей с матричной адресацией, в которых блоки отображения будут иметь элементы запоминания в виде интегральных схем.

Электролюминесцентный буквенно-цифровой индикатор представляет собой набор элементов, состоящих из изолированных и сгруппированных в соответствии с буквенно-цифровым алфавитом отрезков прямых (сегментов). В таком элементе цифры и буквы образуются путем селективного возбуждения определенных сегментов в соответствии с конфигурацией необходимого знака. Высвечивание происходит со стороны непрозрачного электрода при подведении возбуждающего напряжения к общему прозрачному электроду.

Удовлетворительная индикация достигается при использовании семисегментной системы. Для устранения возможных ошибок применяют восьмисегментную систему. В этом случае при ложном срабатывании или несрабатывании одного элемента разложения на индикаторе воспроизводится знак, конфигурация которого отлична от принятой для начертания любой цифры.

Электролюминесцентные индикаторы серийно выпускаются следующих 11 габаритных размеров: 13×18 ; 15×38 ; 30×30 ; 38×54 ; 40×80 ; 60×60 ; 60×90 ; 100×100 ; 120×180 ; 150×150 ; 50×230 мм. Их можно компоновать в панели с различным количеством знаковмест. Для выделения знака или группы знаков используют двухцветные электролюминофоры, меняющие цвет при изменении параметров источника возбуждения.

Электролюминесцентные знаковые (цифровые) индикаторы широко используются в автоматизированных системах управления в качестве табло коллективного и индивидуального пользования для отображения буквенно-цифровой информации.

Электролюминесцентные экраны. Электролюминесценция также находит применение при разработках индикаторных мозаичных экранов, в которых знак формируется из отдельных точек. Эти экраны могут быть использованы в качестве знаковых и обзорных индикаторов. Они позволяют создать плоские индикаторные устройства с большой рабочей площадью и высокой четкостью, надежностью и экономичностью.

Такие устройства отображения информации с электролюминесцентными экранами подразделяют на экраны проекционного типа, где управление обеспечивается оптической проекцией изображения, и экраны с электрическим управлением.

Использование оптической развертки и проекции изображения на электролюминесцентный экран позволяет решить проблему коммутации, получения достаточной яркости и контрастности изображения. Изображение от управляемого источника света или ЭЛТ проецируется на электролюминесцентный экран. Этот экран должен обладать высокой разрешающей способностью и регулируемым широким диапазоном времени послесвечения.

В настоящее время разработано устройство с экраном, использующим структуру электролюминофор-фотопроводник с накопителя-

ми на два устойчивых состояния. Устройство преобразует падающий на светочувствительную сторону экрана импульс света в длительную сохраняемое изображение, образованное множеством светящихся точек.

Экран представляет собой трехслойную электролюминесцентную панель, состоящую из слоев, обеспечивающего оперативное запоминание новой информации; промежуточного слоя для хранения ранее записанной информации и ввода новых данных; фронтального слоя для отображения информации.

Существующие в настоящее время экраны обеспечивают разрешающую способность 10—12 элементов на 1 см (для систем без обратной связи) и 4 элемента на 1 см (для оптических накопительных панелей). Для экранов размерами $1,2 \times 0,9$ м и более этого недостаточно, а для индикаторов меньших размеров серьезным ограничением становится скорость записи: 1 мс (при мощном источнике света) и 100—200 мс для малых входных сигналов, что значительно ограничивает область их применения.

Преимущество электролюминесцентных панелей матричного типа с электрическим управлением в том, что для плоского экрана удается получить широкий угол зрения при отсутствии параллакса, малую потребляемую мощность, сравнительно высокую надежность. Координатные сетки в таких устройствах наносят с плотностью до 20 проводников на 1 см. Они позволяют воспроизводить информацию без предварительного преобразования из цифровой формы в непрерывную и обеспечивают высокую точность отображения.

15.5.4. Объемные и квазиобъемные УОИ. Потребности ряда областей практики требуют наглядного представления информации в трех измерениях. Это необходимо вертолетчикам для определения высоты при вертикальной посадке, операторам радиолокаторов и операторам ЭВМ, занимающимся построением многомерных графиков, наконец, конструкторам и дизайнерам, создающим сложные объемные изделия с помощью ЭВМ.

Трехмерные индикаторы разделяются на три класса: объемные, «иллюзорные» и «изобразительные». Действительно трехмерными являются только индикаторы первого класса. В иллюзорных индикаторах используются только два измерения, но они производят впечатление объемности. Изобразительные индикаторы — это стандартные двухмерные индикаторы, в которых для обозначения третьего измерения используются символы. Например, высота указывается рядом точек. Другой пример — это радиолокационный индикатор, где для каждого объекта воспроизводятся две точки, угловое разнесение которых соответствует углу места.

Следует различать два общих типа иллюзорных индикаторов: панорамные (например, наглядные) и с двойными изображениями. В индикаторах второго типа два разных изображения могут воспроизводиться либо одновременно (по одному для каждого глаза), либо последовательно с использованием механической заслонки. Все методы индикации этого типа имеют по меньшей мере три недостатка. Во-первых, так как глаза фокусируются на действительном расстоянии до воспроизводи-

мого изображения, а конвергенция (сходимость) глаз изменяется для получения эффекта объемности, то они могут испытывать очень сильное напряжение. Во-вторых, предъявляемые к системе требования в отношении точности совмещения должны быть высокими для обеспечения указанного эффекта. И, наконец, глаз не обладает свойством определять глубину и поэтому (если последнее важно) должна предусматриваться какая-либо вспомогательная индикация.

Методы действительно трехмерной индикации, так называемые объемные методы, заключаются в использовании либо одного индикатора, либо нескольких двухмерных индикаторов, сложенных пакетом. В качестве последних могут применяться тонкие плоские УОИ.

Для трехмерного воспроизведения были изготовлены или предложены несколько специальных отдельных индикаторных устройств.

Несмотря на это, необходимо отметить отсутствие хороших индикаторов такого класса, а также трудности их создания.

15.5.5. Жидкокристаллические УОИ. Все рассматриваемые до сих пор индикаторные приборы преобразовывали поступающий электрический сигнал в видимое визуальное свечение. В настоящее время появился новый вид индикаторных устройств, не излучающих собственного свет, а преломляющих падающий или проходящий сквозь них свет. Изображение образуется за счет контраста между участками с приложенным напряжением и теми, где оно отсутствует. Основой для создания таких индикаторов послужили так называемые жидкие кристаллы (ЖК). Это некоторые классы жидкокристаллических химических веществ, которые в границах определенного температурного диапазона имеют физические свойства жидкости (текучесть, каплеобразование) и в то же время правильную геометрическую структуру решетки молекулы, т. е. обладают оптическими свойствами кристаллов. Можно создать индикаторные приборы, которые легко изменяют свои параметры под воздействием слабых управляющих полей.

ЖК подразделяются на сликотические; нематические; холестерические. Практически только последние находят применение в индикаторах.

В холестерических ЖК оси молекул каждого слоя повернуты относительно предыдущего на определенный угол, т. е. вся структура закручена вокруг оси, перпендикулярной длинным осям молекул.

При освещении белым светом ЖК кажутся окрашенными, цвет и окраска меняются в зависимости от изменения угла наблюдения. Кроме того, они позволяют непосредственно превращать ультрафиолетовое и инфракрасное излучение в видимое.

По конструкции индикатор с ЖК веществом подобен конденсатору, в котором между двумя стеклянными пластинами находится слой ЖК толщиной около 10—20 мкм. Так как толщина слоя ЖК мала, к индикаторам предъявляются очень жесткие требования к плоскостности параллельности стекол. В качестве электропроводящего покрытия (электродов), которым покрывают пластины, наносится пленка из окиси олова. Один электрод должен быть достаточно прозрачным, чтобы сквозь него на по-

верхности стекла можно было наблюдать изображение. Второй электрод может пропускать или отражать свет. Нанесенный слой никеля или алюминия используется для отражения света.

Обычно ЖК индикаторы работают по принципу пропускания света. В этом случае раствор ЖК заливается между двумя электродами. К электродам проводится напряжение 10—15 В. На электрические свойства ЖК индикаторов влияют различные загрязнения, поэтому ЖК индикаторы изготавливают герметичными. Прокладки между пластинами изготавливаются из фторопласта, лавсана и других изоляционных материалов.

Используются также индикаторы, являющиеся приборами отражательного типа. Один из двух электродов является отражающим, на другом формируются цифры или различные знаки. Изображение может состояться из отдельных сегментов.

Подвергающиеся воздействию напряжения участки раствора ЖК становятся непрозрачными и отражают внешний свет, остальные участки остаются прозрачными.

Динамическое рассеяние ЖК объясняется колебаниями значения показателя преломления. Основная часть падающего света (95 %) рассеивается вперед. Видимость показаний индикатора на ЖК зависит от условий внешней освещенности.

Для практического применения ЖК индикаторов большую роль играет долговечность ЖК. Она составляет от 10^3 до 10^6 включений.

К основным достоинствам ЖК индикаторов относятся малая потребляемая мощность; плоская конструкция (толщина 5 мм и менее);

возможность считывания показаний при высокой внешней освещенности; простота изготовления одноцветных ЖК; отсутствие механических движущих элементов, накальных и высоковольтных цепей, что обеспечивает высокую надежность; малый конструктивный объем, позволяющий значительно сократить массу и габариты индикатора; возможность автономного питания; совместимость с интегральными микросхемами ввиду низкого рабочего напряжения.

К недостаткам ЖК индикаторов относятся большое время включения и выключения, не позволяющие эффективно отображать динамическую информацию; ограниченный диапазон рабочих температур.

Выпускаемые в настоящее время ЖК индикаторы (ЦИЖ-2 и ЦИЖ-6) нашли широкое применение в электронных часах с цифровой индикацией времени.

Список литературы

- 15.1. Котик М. А. Курс инженерной психологии. Таллин: Валгус, 1975. 363 с.
- 15.2. Гилой В. Интерактивная машинная графика. М.: Мир, 1981. 380 с.
- 15.3. Томашевский Д. И., Масютин Г. Г. и др. Графические средства автоматизации проектирования РЭА. М.: Советское радио, 1980. 222 с.
- 15.4. Венда В. Ф. Видеотерминалы в информационном взаимодействии. М.: Энергия, 1980. 198 с.
- 15.5. Соловейчик И. Е. Дисплей в системах с ЭВМ. М.: Советское радио, 1979. 242 с.
- 15.6. Костюк В. И., Ходаков В. Е. Системы отображения информации и инженерная психология. Киев.: Выпн школа, 1977. 191 с.
- 15.7. Мясоедов П. Г., Соколов А. Ф. Отображение информации. М.: Военное изд-во, 1971. 261 с.
- 15.8. Диалоговые устройства отображения информации на электронно-лучевых трубках/Под ред. М. К. Сулима. М.: Статистика, 1977. 183 с.

Раздел 16

СРЕДСТВА ТЕЛЕМЕХАНИКИ И АППАРАТУРА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

16.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ФУНКЦИИ УСТРОЙСТВ ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Термин «телемеханика» был предложен в 1905 г. французским ученым Э. Брэнули для области науки и техники, занимающейся управлением на расстоянии механизмами и машинами. В настоящее время под телемеханикой понимают область науки и техники, охватывающую теорию и технические средства автоматической передачи на расстоянии информации о состоянии объектов и команд управления. Средства телемеханики обеспечивают обмен информацией между объектами контроля и оператором (диспетчером) либо между объектами и вычислительной машиной, работающей в режиме советчика диспетчера или непосредственно управляющей процессом производства.

Средства телемеханики решают две основные задачи:

1) передачи технологической известительной и командной информации (измерение текущих и интегральных значений контролируемых параметров, сигнализация состояния обо-

рудования, буквенно-цифровые сообщения о ходе процессов, команды управления и регулирования);

2) передачи производственно-статистической информации для целей планирования и управления работой промышленных и торговых предприятий, продажи авиационных и железнодорожных билетов, бронирования мест в гостиницах и т. п.

Вторая задача решается также специальной аппаратурой передачи данных, изучение и разработка которой в настоящее время выделялись в самостоятельную дисциплину.

Устройство телемеханики представляет собой совокупность аппаратов (приборов) и блоков пункта управления или контролируемого пункта, выполняющих характерную для средств телемеханики функцию. Совокупность устройств, предназначенных для обмена через канал связи информацией между пунктом управления и контролируемыми пунктами, образует комплекс устройств телемеханики.

Телемеханическая система — объединение комплекса устройств телемеханики, датчиков,

средств обработки информации, диспетчерского оборудования и каналов связи, выполняющие законченную задачу телемеханизации производственного процесса.

Для представления информации в удобном для оператора (диспетчера) виде в телемеханическую систему включаются также средства обработки информации: устройства масштабирования, сравнения с уставками, регистрации и т. п. или малые вычислительные машины (мини- или микро-ЭВМ). Применение последних позволяет обрабатывать информацию по более сложным программам: осуществлять усреднение параметров за определенный интервал времени со скользящим началом отсчета; сравнивать значения параметров с уставками, изменяющимися во времени и зависящими от других параметров; выполнять математические операции для определения обобщенных параметров (например, расхода при известном перепаде давления, температуре и давлении); воспроизводить буквенно-цифровую и графическую информацию на дисплеях.

Разновидностью телемеханических систем является *телеавтоматическая система* — совокупность устройств телемеханики, каналов связи и устройств автоматики, обеспечивающих управление объектом на расстоянии без воздействия человека. В телеавтоматической системе функции управления на расстоянии обычно возлагаются на управляющую вычислительную машину.

Телемеханические системы классифицируются по выполняемым функциям, виду и расположению объектов управления и контроля, характеру и способу передачи сообщений, структуре линий связи, методам образования каналов связи по этим линиям, дальности действия.

Ниже перечисляются функции телемеханических систем.

Телесигнализация (ТС) — передача дискретной информации о положении или состоянии контролируемых объектов.

Телеизмерение текущих значений параметров (ТИТ) — передача непрерывных или дискретных значений измеряемого параметра с целью восстановления на приемной стороне хода изменения его во времени. Под измеряемым параметром понимается определенная количественная характеристика измеряемой величины (мгновенное значение, амплитуда, действующее значение за период, текущее среднее за некоторый интервал времени).

Телеизмерение интегральных значений параметров (ТИИ) — передача дискретных значений энергии или расхода продукта за определенные временные интервалы.

Телеуправление (ТУ) — передача дискретных команд, воздействующих на исполнительные органы контролируемых объектов с дискретными состояниями.

Телерегулирование (ТР) — передача дискретных или непрерывных команд, воздействующих на уставки регуляторов или непосредственно на исполнительные механизмы регуляторов производственных процессов.

Передача производственно-статистической информации (ПСИ) — передача буквенно-цифровой информации о состоянии производственного процесса или рекомендуемых режимах работы.

По виду объекты управления и контроля могут быть разделены на подвижные (краны, локомотивы и т. п.) и стационарные. По расположению стационарные объекты подразделяются на сосредоточенные и рассредоточенные. В первом случае технически и экономически целесообразна установка одного устройства контролируемого пункта для значительной группы объектов, во втором — установка отдельных устройств контролируемых пунктов для небольших групп и даже одиночных объектов.

Телемеханические устройства передают сообщения — данные о каком-либо процессе или объекте. По характеру сообщения делятся на дискретные и непрерывные. Возможна спорадическая и циклическая передача сообщений. В первом случае сообщения передаются по мере их возникновения в случайные моменты времени, во втором — повторяющимися через заданные интервалы времени циклами.

Телемеханические системы подразделяются на одноканальные и многоканальные. В первом сигнал соответствует одному сообщению об определенном объекте управления или контроля, во втором — ряду сообщений, относящихся к различным объектам управления и контроля. Разделение каналов может быть гальваническим (многопроводные системы), частотным, временным и комбинированным.

16.2. ЛИНИИ И КАНАЛЫ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ТЕЛЕМЕХАНИКЕ

Телемеханические сигналы образуются на выходе модулирующего или кодирующего устройства и служат для передачи сообщений по линиям и каналам связи.

Линия связи — это физическое тело (среда), соединяющее передатчик и приемник сигналов. В системах телемеханики используются проводные линии связи, радиолинии, линии электропередачи. На одной линии связи может быть организован ряд каналов связи любым из известных методов разделения.

Канал связи — совокупность средств, включающих в себя как устройства, так и физическую среду и обеспечивающих передачу предварительно сформированных элементарных сигналов (например, сигналов постоянного или переменного тока, видеоимпульсов). В процессе передачи указанные элементарные сигналы могут осуществлять вторичную модуляцию несущего сигнала, однако на выходе канала связи должен восстанавливаться исходный элементарный сигнал.

Каналы связи, по которым сигналы передаются только в одном направлении, называются симплексными. Каналы, по которым сигналы могут передаваться в обоих направлениях одновременно, называются дуплексными. Каналы, обеспечивающие передачу сигналов в обоих направлениях, но с разделением во времени (попеременно), называются полудуплексными.

Вторичная модуляция нескольких несущих сигналов, различных по частоте, позволяет образовать несколько независимых каналов связи на одной двухпроводной линии. Термин «вторичная» применяется в данном случае потому, что сигнал на входе канала связи, об-

разованный телемеханическим устройством, сам по себе представляет результат первичной модуляции несущего синусоидального или импульсного колебания под действием источников различных сообщений (ТИТ, ТИИ, ТС, ТУ и т. д.).

копосных каналов, подключив к входу $Bx1$ комплект аппаратуры, аналогичный тому, который обозначен на схеме $Пд$ (передатчик), а к выходу $Вых1$ — комплект аппаратуры, аналогичный тому, который обозначен на схеме $Пр$ (приемник). Разумеется, частоты гене-

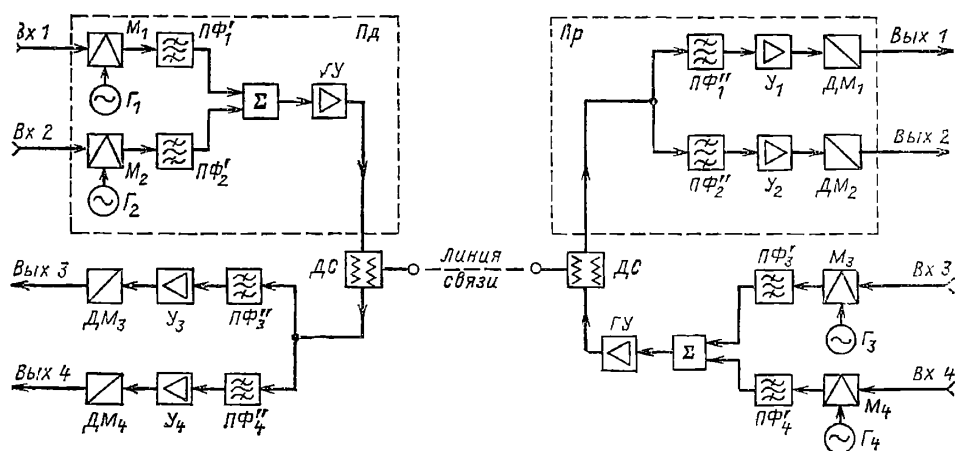


Рис. 16.1. Схема построения каналов связи с помощью вторичной модуляции

На рис. 16.1 приведена упрощенная схема построения нескольких каналов связи на одной двухпроводной линии с помощью вторичной модуляции. Показана схема на четыре симплексных канала, из которых два первых направлены слева направо, а два остальных — встречно. Объединяя пару встречных каналов, получают один дуплексный. Проследим для примера тракт первого канала — от входа $Bx1$ до выхода $Вых1$. Вторичная модуляция осуществляется модулятором M_1 , несущее колебание на который поступает от генератора G_1 . Полосовой фильтр $ПФ_1'$ ограничивает частотный спектр модулированного сигнала с целью исключения перекрытия его со спектрами сигналов по другим каналам. Схема суммирования Σ объединяет сигналы первого и второго каналов. Далее эта сумма сигналов через групповой усилитель $ГУ$ и дифференциальную схему $ДС$ поступает в линию связи. На другом конце линии связи суммарный сигнал через аналогичную дифференциальную схему поступает на полосовые фильтры. Фильтр $ПФ_1$, аналогичный фильтру $ПФ_1'$, выделяет из суммарного сигнала ту его составляющую, которая принадлежит первому каналу. Далее она проходит через усилитель $У_1$ и поступает на демодулятор $ДМ_1$, который восстанавливает первоначальный входной сигнал, подавая его на выход $Вых1$.

Аналогично построен тракт канала, направленного встречно. Назначение $ДС$ на концах линии состоит в разделении встречно направленных сигналов.

В случае надобности любой из рассмотренных каналов можно подвергнуть дальнейшему уплотнению, разделив занимаемый им частотный диапазон на несколько более узких диапазонов с помощью еще одной ступени модуляции. Так, первый канал на схеме рис. 16.1 можно разделить на несколько более уз-

каторов и характеристики полосовых фильтров при этом должны быть иными: все они должны уместиться внутри того диапазона частот, на который рассчитан первый канал в схеме рис. 16.1.

В рассмотренных схемах могут применяться разнообразные сочетания видов модуляции. Так, в устройстве телемеханики может применяться кодо-импульсная модуляция (КИМ), а в аппаратуре вторичного уплотнения линии связи, показанной на рис. 16.1, — амплитудная модуляция (АМ) или частотная модуляция (ЧМ). Тогда сигнал в линии связи есть результат двукратной модуляции — КИМ — АМ или КИМ — ЧМ соответственно. Если же, например, первый канал в схеме рис. 16.1 подвергнут дальнейшему разбиению, то имеет место трехкратная модуляция. Предположим, что в схеме рис. 16.1 применена АМ, а разбиение первого канала на несколько более узкополосных проведено с помощью ЧМ. Тогда при сигнале КИМ на выходе телемеханического устройства входом первого канала в схеме рис. 16.1 является уже результат двукратной модуляции — сигнал КИМ — ЧМ. А в линии связи в этом случае имеет место результат трехкратной модуляции — сигнал КИМ — ЧМ — АМ.

Рассмотренные методы вторичной или многократной модуляции используются и при построении каналов в линиях электропередачи, и при образовании радиоканалов — обычных и радиорелейных. Следует отметить, что в технике связи под «радиорелейной линией» подразумевают совокупность множества каналов связи, для которых общей линией служит среда распространения радиосигнала. В этом случае все каналы объединяет общий несущий сигнал.

По характеру эксплуатации каналы связи разделяются на выделенные и коммутируемые. Выделенные каналы постоянно включены, коммутируемые выделяются по вызову. Они

собираются из разных составных каналов и распадаются автоматически после окончания передачи. Для систем телемеханики используются, как правило, некоммутируемые каналы связи — физические цепи и некоммутируемые телефонные и телеграфные каналы. Коммутируемые каналы применяются при передаче буквенно-цифровой информации.

Дальность действия — максимальное расстояние, на которое комплекс устройств телемеханики способен с заданной достоверностью передавать информацию по каналам связи выбранного типа при заданной конфигурации линии связи. Очевидно, увеличение дальности связано с отказом от использования физических цепей и усложнением телемеханических устройств.

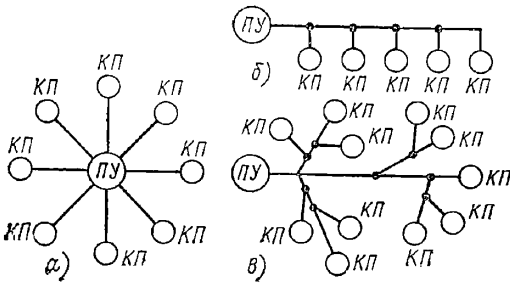


Рис. 16.2. Структуры систем телемеханики: а — радиальная; б — цепочечная; в — древовидная

Под структурой линии связи понимается конфигурация линий, соединяющих пункт управления с контролируемыми пунктами (рис. 16.2).

При радиальной структуре каждый контролируемый пункт *КП* соединен с пунктом управления *ПУ* непосредственно отдельными линиями связи. При цепочечной структуре линия связи по *ПУ* проходит через все *КП*, подключенные к ней либо последовательно, либо параллельно. При древовидной структуре *ПУ* соединяется с *КП* произвольно разветвленной совокупностью линий связи.

Для передачи телемеханических сигналов используются двухпроводные воздушные и кабельные цепи связи, линии электропередачи, силовые сети 0,2—10 кВ промышленных предприятий, радиорелейные линии, радиоканал.

На промышленных предприятиях для передачи сообщений используются в основном каналы связи, образованные по кабельным и воздушным линиям. Кабельные линии, несмотря на их более высокую стоимость по сравнению с воздушными линиями, получили наибольшее распространение. Это объясняется возможностью использования выделенных пар в кабелях телефонной сети предприятия. Кабельные линии выгодно отличаются от воздушных высокой механической прочностью и помехоустойчивостью. Кроме того, в условиях промышленного предприятия во многих случаях вообще невозможно прокладывать воздушные линии. Воздушные линии используются, как правило, для связи со значительно удаленными от пункта управления промышлен-

Таблица 16.1. Предельно допустимые токи и напряжения в линиях связи

Параметры	Переменный ток частотой 50 Гц	Импульсные послылки с частотой, имп/с		
		1—2	до 11	12—50
Максимально допустимое напряжение, В	80	80	80	60
Максимально допустимый ток, мА	20	50	50	30

ными объектами и в особых условиях (вечная мерзлота, скальный грунт и т. п.). Для сооружения воздушных линий применяются стальные, медные и биметаллические провода диаметром 3—4 мм.

При использовании выделенных двухпроводных цепей в телефонных кабелях передаваемые от телемеханических устройств напряжения и токи не должны превышать значений, указанных в табл. 16.1. Эти ограничения введены, чтобы свести к минимуму влияние телемеханических сигналов на телефонную связь.

На сигналы, передающие по каналу связи сообщения, воздействуют искажающие их помехи. Исследования помех показали, что они имеют флуктуационный либо импульсный характер. При этом возникающие из-за помех ошибки имеют тенденцию к группированию во времени.

На вход передающего устройства телемеханической системы поступает ряд сообщений. Задача системы — передача и воспроизведение информации, содержащейся в этих сообщениях, с минимальными искажениями. На передаваемое сообщение *А* (рис. 16.3) накладываются помехи. В общем виде сигнал на выходе передающего устройства не полностью соответствует сообщению *А* из-за влияния аппаратурных помех передатчика (например, погрешности передающего устройства телеизмерения или сбоя в работе отдельных блоков).

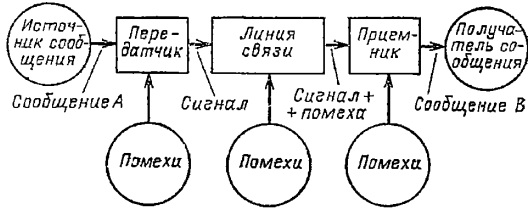


Рис. 16.3. Схема передачи информации

При передаче по каналу связи на сигнал воздействуют помехи, возникающие в линии связи, а также помехи, вызванные аппаратурой вторичного уплотнения, образующей канал связи. Таким образом, на вход приемного устройства поступает искаженный сигнал. В приемном устройстве на него также воздействуют помехи (погрешности при телеизмерении и сбой в работе блоков).

При этом телемеханическая система должна обеспечивать заданную достоверность и точность передачи информации.

16.3. ПОКАЗАТЕЛИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Качество телемеханической системы и устройств телемеханики определяется степенью искажения информации. С этой точки зрения нормируются работоспособность и надежность телемеханических устройств, а также погрешности системы и устройств телеизмерения.

Для нормального флуктуационного шума (с заданной вероятностью искажения элементарной посылки 10^{-4}) нормируются следующие характеристики телемеханических устройств: вероятности трансформации и отказа от исполнения команды ТУ, вероятности трансформации или потери переданного телесигнала или телеизмерения при спорадической передаче, вероятность необнаружения ошибки при передаче буквенно-цифровой информации (на знак) и вероятность возникновения одного ложного телесигнала в год при отсутствии передачи. Нормы устанавливаются в зависимости от категории устройства. Кроме того, нормируется отношение амплитуды напряжения сигнала к эффективному значению напряжения помехи на входе приемника.

Надежность функционирования телемеханических устройств обычно задается нижним значением наработки на отказ (средним временем безотказной работы) для одного канала по каждой функции при доверительной вероятности $P=0,8$.

Точность телеизмерения для удобства ее аттестации определяется отдельно для телеизмерительных устройств (точность телепередачи) и для телеизмерительной системы в целом. За погрешность устройств телеизмерения принимают максимальную разность между значением сигнала на выходе приемника, пересчитанным ко входу передатчика, и значением сигнала на входе передатчика при работе устройств по каналу связи. За погрешность системы телеизмерения принимают максимальную разность между показанием воспроизводящего прибора на приемной стороне и действительным значением измеряемой величины, отсчитываемым по образцовому прибору.

Для обеспечения требуемых помехоустойчивости и надежности телемеханических устройств необходимо обнаруживать (а иногда и исправлять) искаженные помехой в канале связи кодовые комбинации, а также вовремя обнаруживать искажения информации из-за сбоев и отказов аппаратуры. Применение избыточных кодов с повышенной помехозащищенностью позволяет выполнить обе задачи.

16.4. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Как указывалось выше, необходимость обеспечения должной помехоустойчивости телемеханической системы связана с использованием избыточных кодов. Кроме помехоустойчивости, т. е. способности безошибочной передачи сообщений по каналу с помехами, коды должны обеспечивать эффективность передачи — передачу наибольшего количества

информации через канал с ограниченной полосой частот, возможность наиболее полного контроля аппаратурных помех и отказов элементов схемы на ПУ и КП при простоте устройств шифрации и дешифрации. Эти требования в известной мере противоречивы, что затрудняет выдачу общих на все случаи жизни рекомендаций.

Одной из употребительных характеристик помехозащищенного кода является *кодовое расстояние* — наименьшее расстояние между кодовыми комбинациями, т. е. минимальное число элементов, в которых одна комбинация отличается от другой. В незащищенном (без избыточном) коде кодовое расстояние $d=1$. В помехозащищенных (избыточных) кодах $d>1$. Имеются разрешенные комбинации, составленные по определенному правилу, и есть запрещенные комбинации, не соответствующие этому правилу.

Для обнаружения всех одиночных ошибок требуется соблюсти условие $d \geq 2$, а для обнаружения всех ошибок кратности r нужно $d=r+1$.

Исправление ошибок возможно, если содержащая ошибку комбинация ближе к исходной, чем к любой разрешенной комбинации. Для исправления ошибок кратности r необходимо, чтобы $d=2r+1$.

Для обнаружения всех ошибок кратности r_1 и исправления ошибок кратности r_2 необходимо, чтобы $d=r_1+r_2+1$, причем $r_1>r_2$.

На приемной стороне искаженный помехами код будет не принят (подавлен), если под воздействием помех он будет трансформирован в запрещенные кодовые комбинации, или воспринят ложно, если будет трансформирован в одну из разрешенных комбинаций. С этой точки зрения коды характеризуются вероятностью подавления сообщения $P_{\text{под}}$ и вероятностью появления ложного сообщения (необнаруженной ошибки) $P_{\text{л}}$. Очевидно, эти вероятности зависят от характера и интенсивности помех в канале.

Выбор вида кода определяется интенсивностью и характером помех в канале связи. Ниже рассматриваются наиболее часто используемые в современных устройствах телемеханики помехозащищенные систематические коды, т. е. коды, которые строятся путем добавления к информационным символам определенного числа проверочных символов.

Коды с контролем по четности или четности (контроль по паритету) образуются добавлением к исходным $n-1$ двоичным разрядам одного контрольного разряда, значение которого дополняет до четного (или четного) значения сумму по модулю 2 значений разрядов основной кодовой комбинации. Для этого кода $d=2$, и обнаруживаются все одиночные ошибки и ошибки четной кратности. Вероятность ложного приема равна сумме вероятностей появления четного числа ошибок.

Циклический n -разрядный код содержит n разрядов, из которых m являются информационными, а $k=n-m$ — проверочными. Основное свойство циклического кода заключается в том, что при циклической перестановке символов образуются комбинации, принадлежащие этому же коду. Если кодовая комбинация $v_i = (a_0, a_1, \dots, a_{n-1})$ принадлежит коду V , то и кодовая комбинация $v_j = (a_{n-1}, a_0, a_1, \dots, a_{n-2})$,

полученная циклической перестановкой составляющих его символов, также принадлежит коду V . При образовании циклических кодов необходимо обеспечить четкое разделение информационных и проверочных разрядов, т. е. получение систематического кода.

Для объяснения принципа образования циклического кода удобно представлять кодовые комбинации в виде многочленов степени $n-1$. Например, комбинация 1101001 записывается как многочлен $X^6 + X^5 + X^3 + 1$.

Построение циклического кода определяется так называемым образующим, или порождающим, многочленом (полиномом), от выбора которого зависит обнаруживающая и исправляющая способность циклического кода.

Если обозначить $G(X)$ многочлен сообщения степени m , $P(X)$ — образующий многочлен степени k , то для образования многочлена циклического кода $F(X)$ следует умножить $G(X)$ на X^k и разделить полученный многочлен на образующий многочлен $P(X)$. Результаты деления можно записать следующим образом:

$$X^k G(X) = Q(X) P(X) + R(X),$$

где $Q(X)$ — частное, а $R(X)$ — остаток. Перенос остаток $R(X)$ в другую часть равенства (по правилам алгебры конечного поля), получаем:

$$F(X) = Q(X) P(X) = X^k G(X) + R(X).$$

Таким образом, циклический код образуется умножением заданной кодовой комбинации на X^k , где k — степень образующего многочлена $P(X)$, и добавлением к этому произведению остатка от деления $X^k G(X)$ на образующий многочлен.

Так как умножение многочлена на X^k соответствует добавлению к кодовой комбинации справа k нулей, то для выполнения этой операции не требуется специальных устройств. Деление же многочлена на многочлен может быть выполнено с помощью регистров сдвига с обратными связями и встроенными сумматорами по модулю 2. При этом деление сводится к сложению по модулю 2 делителя вначале со старшими членами делимого, затем со старшими членами (начиная с первого значащего члена) получившегося остатка. Этот процесс продолжается до тех пор, пока степень остатка не станет меньше степени делителя.

Для деления любого полинома на полином $P(X)$ степени k требуется регистр с числом ячеек k . Количество встроенных сумматоров равно числу отличных от нуля членов $P(X)$ без учета старшего разряда. Это связано с тем, что сумма старших разрядов полинома $P(X)$ и полинома сообщения $G(X)$ всегда равна нулю.

Число корректирующих разрядов для циклического кода равно степени образующего полинома и выбирается по следующим приближенным формулам:

$$k = b \frac{d-1}{2} \text{ для } d \text{ нечетного}$$

и

$$k = b \frac{d-2}{2} \text{ для } d \text{ четного,}$$

где $b = E' \log_2(n+1)$; E' — знак округления до целого большего числа, а n — число разрядов в кодовой комбинации.

Количество ненулевых членов полинома должно быть не меньше d . Образующий полином является произведением неприводимых полиномов, степень которых должна являться делителем b . При четном d в это произведение обязательно входит полином $X+1$, обеспечивающий выявление всех ошибок нечетной кратности.

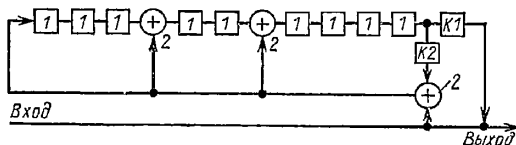


Рис. 16.4. Структурная схема кодирующего устройства для циклического кодирования:

1 — ячейки регистра сдвига; 2 — сумматоры по модулю 2; K1 и K2 — ключи

Места включения сумматоров по модулю 2 определяются структурой полинома $P(X)$. На рис. 16.4 приведена структурная схема кодирующего устройства при образующем полиноме $P(X) = X^6 + X^5 + X^3 + 1$. В течение первых m тактов передается сообщение $G(X)$ — ключ K1 закрыт, ключ K2 открыт. В это время на выход кодирующего устройства поступают m информационных разрядов и производится деление $X^k G(X)$ на $P(X)$. Деление происходит следующим образом. На вход регистра поступает последовательность разрядов $X^k G(X)$. При появлении первого разряда этой последовательности на выходе регистра происходит суммирование по модулю 2 делителя и первых разрядов делимого и в регистре записывается остаток. Затем при появлении на выходе регистра первой единицы остатка происходит суммирование делителя с этим остатком и т. д. После записи в регистр последнего информационного разряда в нем получается окончательный остаток. При этом K2 закрывается и открывается K1. В течение последующих девяти тактов на вход ничего не подается и на выход поступает остаток от деления из регистра, т. е. проверочные разряды. По окончании передачи регистр очищается, ключи K1 и K2 возвращаются в исходное состояние. Схема готова для передачи следующего сообщения.

На приемной стороне на вход декодирующего устройства поступает сигнал, который может быть искажен помехой. Если принимаемая кодовая комбинация делится на образующий полином $P(X)$ без остатка, то это может означать либо отсутствие ошибок, либо наличие необнаруженных ошибок. Остаток при делении свидетельствует о наличии ошибки. Необходимо отметить, что при рассинхронизации приемного и передающего устройств может произойти сдвиг принимаемого кода, который не будет обнаружен на приемной стороне, так как полученный код будет также принадлежать к разрешенным комбинациям циклического кода. Сдвиг на 1 разряд не обнаруживается с вероятностью 0,5.

Схема декодера циклического кода с обнаружением ошибки (рис. 16.5) напоминает схему кодера. Она состоит из делителя принимаемой кодовой комбинации на образующий полином и узла обнаружения ошибки УОО. В течение первых m тактов ключ $K1$ закрыт, а ключи $K2$ и $K3$ открыты. При этом на выход декодирующего устройства и на вход регистра-делителя поступают m информационных разрядов. Процесс деления полностью аналогичен рассмотренному выше. Затем закрывает-

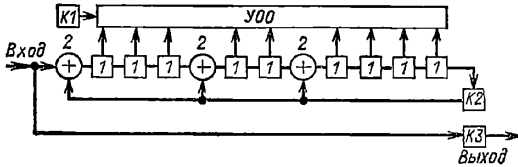


Рис. 16.5. Структурная схема устройства декодирования циклического кода:

1 — ячейки регистра сдвига; 2 — сумматоры по модулю 2; $K1-K3$ — ключи; УОО — узел обнаружения ошибки

ся ключ $K3$ и в течение последующих девяти тактов на регистр поступают проверочные разряды. После поступления последнего проверочного разряда открывается ключ $K1$ и при правильном приеме кода УОО, представляющий собой схему И—НЕ на девять входов, т.е. деление без остатка. После этого ключи возвращаются в исходное состояние, и схема готова для приема следующего кода.

Для того чтобы декодер не только обнаруживал ошибки, но и исправлял их, требуются дополнительно запоминающий регистр на всю кодовую комбинацию и специальные схемы для дешифрации и исправления ошибок. Номер разряда, в котором произошла ошибка, определяется по виду остатка, полученного при делении.

Из анализа построения циклических кодов вытекает также, что рассмотренный выше код с контролем по паритету является частным случаем циклического кода с образующим полиномом $P(X) = X + 1$.

Итеративный код строится следующим образом: информационные символы записываются в виде таблицы с l строками и m столбцами (табл. 16.2), затем к каждой строке и к каждому столбцу дописываются проверочные символы, представляющие собой сумму по модулю 2 информационных символов данной строки или столбца соответственно. Проверка проверок находится как сумма по модулю 2 символов последней строки или последнего столбца.

Приведенный в табл. 16.2 код является простейшим двухступенчатым итеративным кодом с $d=4$. Передача кодовых комбинаций осуществляется последовательно: сначала передаются символы первой строки, затем второй и т. д. Каждая строка защищается отдельно по паритету. В конце сообщения передается последняя строка с проверкой по столбцам и проверкой проверок. На рис. 16.6 и 16.7 приведены соответственно структурные схемы

Таблица 16.2

Информационные символы	Проверка по строкам
$X_{11}X_{12} \dots X_{1j} \dots X_{1m}$	$\sum_{j=1}^m X_{1j}$
$X_{21}X_{22} \dots X_{2j} \dots X_{2m}$	$\sum_{j=1}^m X_{2j}$
$\dots \dots \dots$	$\dots \dots \dots$
$X_{l1}X_{l2} \dots X_{lj} \dots X_{lm}$	$\sum_{j=1}^m X_{lj}$
$\sum_{i=1}^l X_{i1} \sum_{i=1}^l X_{i2} \dots \sum_{i=1}^l X_{ij} \dots$	$\sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^l X_{ij}$
$\dots \sum_{i=1}^l X_{im}$	
Проверка по столбцам	Проверка проверок

Примечание. Σ^* — сумма по модулю 2.

кодирующего и декодирующего устройств для простейшего итеративного кода.

Последовательный информационный код поступает одновременно на вход кодирующего устройства и на его выход (в канал связи). Кодирующее устройство состоит из сумматора по модулю 2, регистра сдвига на одну строку (один знак) и ключей $K1$ и $K2$. При поступлении информационного кода ключ $K1$ замкнут, а $K2$ разомкнут. После занесения 1-го знака в регистр сумматор на входе регистра начинает суммировать первые разряды 1-го и 2-го знаков и заносит сумму в регистр. Таким образом, после ввода второго знака в регистре будет находиться сумма по модулю 2

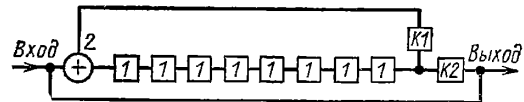


Рис. 16.6. Структурная схема кодирующего устройства для итеративного кода:

1 — ячейки регистра сдвига; 2 — сумматор по модулю 2; $K1$ и $K2$ — ключи

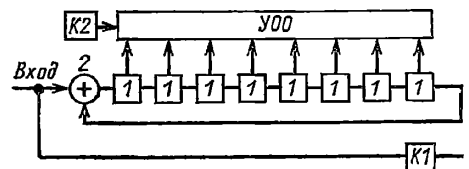


Рис. 16.7. Структурная схема декодирующего устройства для итеративного кода:

1 — ячейки регистра сдвига; 2 — сумматор по модулю 2; $K1$ и $K2$ — ключи; УОО — узел обнаружения ошибки

разрядов первых двух знаков. Далее эта сумма складывается со следующим знаком и т. д. В результате, когда в кодирующее устройство будет введен последний знак, в регистре будут записаны корректирующие разряды итеративного кода. Ключ $K1$ при этом размыкается, а $K2$ замыкается и корректирующие разряды поступают из регистра в канал связи. Защита каждой строки по паритету осуществляется сумматором по модулю 2 в выходной цепи кодирующего устройства, который на рис. 16.6 не показан.

Декодирующее устройство состоит из сумматора по модулю 2, регистра сдвига на одну строку, ключей $K1$ и $K2$, узла обнаружения ошибки УОО, анализирующего правильность приема информации. Ключ $K1$ замкнут при приеме информационных разрядов, при поступлении корректирующих разрядов ключ $K1$ размыкается. Так же, как в кодирующем устройстве, после занесения 1-го знака в регистр сдвига сумматор начинает складывать разряды 1-го и 2-го знаков и вводит сумму в регистр. После ввода в декодирующее устройство последнего информационного знака в регистре будет записан код, который при правильном приеме информации должен соответствовать корректирующим разрядам итеративного кода, сформированным на передающей стороне. Проверка проводится при разомкнутом ключе $K1$ и сводится к суммированию по модулю 2 этих двух кодов. При правильном приеме на выходе УОО должен быть нулевой сигнал. На время анализа результата проверки подается строб от ключа $K2$. Проверка каждой строки по паритету на рис. 16.7 не показана.

Простейший итеративный код позволяет чрезвычайно просто корректировать ошибки. Если не выполняется проверка на четность для i -й строки и j -го столбца, то символ a_{ij} должен быть заменен на обратный.

В итеративных кодах, отличных от простейших, проверка по строкам и столбцам осуществляется более сложными помехоустойчивыми кодами, в частности циклическими. В этом случае кодовое расстояние итеративного кода

$$d = d_1 d_2,$$

где d_1 — кодовое расстояние комбинаций по строкам; d_2 — кодовое расстояние комбинаций по столбцам.

Применение простейшего итеративного кода целесообразно при использовании электронных вычислительных машин для кодирования, так как в этом случае требуется малое число операций. Программа такого кодирования и декодирования очень проста. Это объясняется тем, что при итеративном коде используются только операции суммирования по модулю 2, тогда как при циклическом коде требуется деление (или умножение) на образующий полином.

Код с защитой повторением. Исходная кодовая комбинация повторяется, число элементов увеличивается вдвое. Помехозащищенность такого кода определяется тем, что появление необнаруживаемой ошибки возможно только в том случае, когда будут искажены элементы одних и тех же разрядов кода в основной и прозерочной кодовых комбинациях.

Для кода с защитой повторением образующий полином может быть представлен в виде $X^{n/2} + 1$.

Код с защитой повторением очень удобен тем, что проверку правильности его приема можно осуществлять не в декодирующем устройстве, а непосредственно на выходе устройства телемеханики, проверяя при этом не только искажение кода помехами в канале связи, но и правильность функционирования телемеханического устройства.

Корреляционный код идентичен по помехозащищенности коду с защитой повторением. Он относится к несистематическим кодам. В корреляционном коде 1 передается символами 10, а 0 — символами 01. Однако использование этого кода для контроля аппаратных искажений связано с некоторым усложнением контрольных устройств.

Код с защитой повторением с инверсией. В основу построения этого кода также положено повторение кодовой комбинации. Однако в зависимости от четности или нечетности числа единиц в исходной комбинации она повторяется либо без изменения, либо в инвертированном виде, т. е. единицы заменяются на нули, а нули — на единицы. На приемной стороне вначале суммируются по модулю 2 единицы в исходной комбинации. При четном числе единиц защитные разряды принимаются без изменения знака, при нечетном числе единиц — с изменением знака. Затем так же, как в коде с защитой повторением, сравниваются обе полученные комбинации. Этот метод защиты сочетает в себе одновременно защиту повторением и защиту по паритету.

В табл. 16.3 приведены основные характеристики рассмотренных выше помехозащищенных кодов. Для циклических кодов приведены предпочтительные образующие полиномы. В таблице даны максимальные длины кодов и формулы для определения вероятности ложного приема $P_{\text{л}}$ в зависимости от вероятности искажения элементарного сигнала P_0 и длины кодовой комбинации n . Для итеративного кода n_1 — число строк, а n_2 — число столбцов. Выражение $E'(x)$ в формулах для подсчета $P_{\text{л}}$ означает округление x до ближайшего большего целого числа.

Вероятность подавления сообщений для всех кодов, перечисленных в табл. 16.3, определяется по формуле

$$P_{\text{под}} = 1 - (1 - P_0)^n.$$

Применение обратной связи для повышения достоверности телемеханической передачи. Одним из действенных методов повышения достоверности передачи сообщений по каналу связи является использование обратного канала, по которому передаются сведения о фактически поступающих в приемник сообщениях, т. е. обратной связи с приемника на передатчик. Обратной связью целесообразно контролировать кроме передачи информации по каналу работу большей части аппаратуры на передающей и приемной сторонах.

Различают системы с решающей обратной связью, или переспросом, и системы с информационной обратной связью. В первых кодовые комбинации, несущие сообщение, или их элементы наделяются определенной избыточностью, по которой приемник устанавливает,

Т а б л и ц а 16.3. Характеристики помехозащищенных кодов

Наименование кода	Максимальное число разрядов n	Число информа- ционных разря- дов m	Кодовое рассто- яние d_{min}	Образующий полином	Вероятность ложного приема $P_{\text{л}}$
С защитой по па- риту	n	$n-1$	2	$X+1$	$\sum_{i=1}^{E'(n/2)} C_n^{2i} P_0^{2i} (1-P_0)^{n-2i}$
Циклический (при обнаружении оши- бок)	$n = 2^s - 1$ $n = 2^s - 1$ $n = 2^s - 1$	$n-6$ $n-9$ $n-16$	4 4 4	$X^6 + X^5 + X^4 + 1$ $X^9 + X^5 + X^3 + 1$ $X^{16} + X^{12} + X^6 + 1$	$\frac{1}{2^{n-m}} \sum_{i=1}^n C_n^i P_0^i (1-P_0)^{n-i}$
Простейший итера- тивный	$n = n_1 n_2$	$n - n_1 -$ $- n_2$	4	По строкам $X+1$, По столбцам $X^n + 1$	$\sim C_{n_1}^2 C_{n_2}^2 P_0^4 (1-P_0)^{n-4}$, учитываются ошибки только четвертой кратности
С защитой повторе- нием	n	$n/2$	2	$X^{n/2} + 1$	$\sum_{i=1}^{n/2} C_{n/2}^i P_0^{2i} (1-P_0)^{n-2i}$
С защитой повторе- нием с инверсией	n	$n/2$	4	$X^{n/2} + 1$ при $\sum_{i=1}^{n/2} X_i = 0$; $X^{n/2} + 1 + 1$ при $\sum_{i=1}^{n/2} X_i = 1$	$\sum_{i=1}^{E'(n/4)} C_{n/2}^{2i} P_0^{4i} (1-P_0)^{n-4i}$

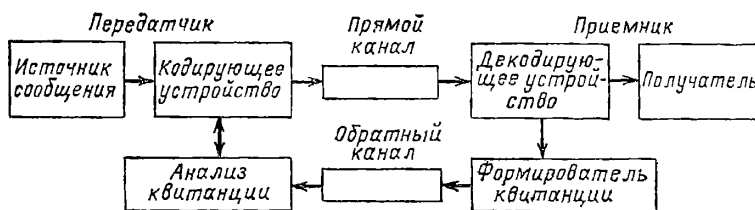
Примечание. Σ^* — сумма по модулю 2.

Рис. 16.8. Структурная схема системы с информационной обратной связью

относятся ли они к разрешенным комбинациям. Для этой цели, в частности, могут использоваться помехозащищенные коды, рассмотренные выше. Если комбинация разрешенная, приемник ее исполняет и уведомляет об этом передатчик определенным сигналом по обратному каналу. Если комбинация неразрешенная, сообщение приемником не исполняется и по обратному каналу посылается сигнал переспроса, по которому передатчик повторяет сообщение.

При информационной обратной связи приемник, приняв сообщение, информирует, какое сообщение принято (обычно путем передачи его же по обратному каналу). Передатчик сравнивает переданное им сообщение с информацией, полученной по обратному каналу связи, и извещает приемник о результатах сравнения. При совпадении результатов сравнения

подается сигнал, разрешающий исполнение, при несовпадении — запрещающий. При использовании информационной обратной связи не требуется кодировать сообщение с избыточностью.

Структурная схема системы с информационной обратной связью приведена на рис. 16.8. На приемной стороне после приема сообщения декодирующим устройством формируется квитанция, которая обычно представляет собой ретрансляцию полученной кодовой комбинации. Квитанция передается по обратному каналу. После проверки квитанции передатчик должен подтвердить ее правильность. Для этого используются специальные знаки ДА—НЕТ. В качестве знака ДА может использоваться повторная передача сообщения.

При получении искаженной квитанции передатчик повторяет сообщение. Обычно уста-

навивается предельное число искаженных сообщений, после которых передача по данному направлению прекращается.

Решающая обратная связь позволяет строить высокоэффективные системы с автоматической адаптацией степени избыточности сигналов к состоянию канала.

Достижение заданной достоверности передачи требует различной степени избыточности сигналов при различных уровнях интенсивности помех. При нестационарных помехах в канале простейшим решением является выбор степени избыточности сигналов в соответствии с максимальным возможным уровнем интенсивности помех. Однако эффективность системы будет повышена, если с уменьшением интенсивности помех будет автоматически снижаться степень избыточности сигналов — до того минимального значения, которое необходимо для получения заданных характеристик достоверности при данном уровне помех. Здесь имеется в виду избыточность как по энергии элементов, так и по числу разрядов кодированных сигналов.

Например, в системе с информационной обратной связью возможна адаптация длительности (и, следовательно, энергии) элементарного сигнала, выражающего значение одного разряда кода. Может быть установлено несколько фиксированных ступеней длительности сигнала и, следовательно, скорости передачи. При этом передающее устройство непрерывно анализирует состояние канала связи по отношению к числу получаемых искаженных обратных посылок и задает такую скорость передачи, при которой достигается требуемая достоверность. В системе должны быть предусмотрены служебные сигналы, которыми передающее устройство сообщает номер заданной ступени скорости. В приемном устройстве должны в соответствии с этим перестраиваться входной фильтр, тактовый генератор, узел полементного приема.

В системе с решающей обратной связью анализ состояния канала связи может выполнять приемное устройство. Оно же может по обратному каналу задавать передающему устройству номер ступени избыточности энергии элементарных сигналов или номер помехозащитного кода (из некоторой фиксированной группы кодов с различными степенями избыточности, установленной заранее при построении данной системы). Выбранным номером кода задается номер кодера и декодера, включаемых в работу на данном отрезке времени.

16.5. БЛОКИ И УЗЛЫ, ХАРАКТЕРНЫЕ ДЛЯ УСТРОЙСТВ ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Здесь рассматриваются те блоки и узлы, которые применяются в основном в телемеханике. К ним относятся кодеры-декодеры, обеспечивающие повышение достоверности передачи информации; узлы синхронизации; блоки обнаружения изменения состояния объектов телесигнализации. Наряду с перечисленными блоками в данный параграф включены блоки, которые имеют более широкое применение, но при использовании в телемеханике должны

отвечать ряду специфических требований. К ним принадлежат аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи для передачи и приема телеизмерений, распределители импульсов, блоки воспроизведения телесигналов.

В приводимых ниже примерах построения блоков используется единый интерфейс ЕИ-1, устанавливающий номенклатуру сигналов и алгоритмы обмена информацией между блоками. Этот интерфейс принят в нескольких агрегатных комплексах Государственной системы приборов и средств автоматизации (ГСП), в том числе в агрегатном комплексе средств телемеханической техники (АСТТ). Он регламентируется отраслевым стандартом ОСТ 25190-73. Для понимания работы блоков необходимо предварительно ознакомиться с интерфейсом ЕИ-1.

Номенклатура сигналов сопряжения интерфейса ЕИ-1 для источников и приемников.

Входные сигналы источника:

вызов источника (ВИ) — сигнал, определяющий начало работы источника, поступает по одной шине;

адрес источника (АИ) — сигнал выбора конкретного источника, поступает по одной шине;

команда источнику (КИ) — сигнал задания режима работы источника (например, опрос состояния источника, выдача последовательного или параллельного кода, выдача одного из нескольких возможных видов информации и т. п.), для передачи сигналов используется до четырех шин;

ответ приемника (ОП) — сигнал, поступающий на источник при установлении связи с приемником, поступает по одной шине;

установка источника (УИ) — сигнал приведения источника в исходное состояние (после включения питания, устранения неисправности и т. п.), поступает по одной шине.

Выходные сигналы источника:

запрос связи (ЗИ) — заявка на связь от инициативного источника, выдается по одной шине;

ответ источника (ОИ) — сигнал, подтверждающий установление связи с источником, в ряде случаев используется для вызова приемника, выдается по одной шине;

состояние источника (СИ) — сигналы, фиксирующие состояние источника (готовность или неготовность к выдаче данных, ошибка в данных и др.), для передачи сигналов используется до четырех шин;

информация источника (ИИ) — сигналы данных, выдаются по одной, четырем, восьми или шестнадцати шинам (каждый байт может дополнительно сопровождаться защитой по паритету);

неисправность источника (НИ) — инициативный сигнал, фиксирующий неисправность источника, выдается по одной шине;

контроль источника (ОКИ) — сигнал, фиксирующий наличие или отсутствие контроля данных, выдается по одной шине.

Входные сигналы приемника:

вызов приемника (ВП) — сигнал, определяющий начало работы приемника, поступает по одной шине;

адрес приемника (АП) — сигнал выбора конкретного приемника, поступает по одной шине;

команда приемнику (КП) — сигнал задания режима работы приемника (например, опрос состояния приемников, указание вида информации и т. п.), для передачи сигналов используется до четырех шин;

информация приемнику (ИП) — сигналы данных, поступают по одной, четырем, восьми или шестнадцати шинам (каждый байт может дополнительно сопровождаться защитой по паритету);

установка приемника (УП) — сигнал приведения приемника в исходное состояние, поступает по одной шине.

Выходные сигналы приемника:

ответ приемника (ОП) — сигнал, подтверждающий установление связи с приемником, выдается по одной шине;

состояние приемника (СП) — сигналы, фиксирующие состояние приемника (готовность или неготовность к приему данных, защитный отказ и другие состояния приемника), для передачи сигналов используется до четырех шин; запрос связи (ЗП) — заявка на связь от инициативного приемника, выдается по одной шине;

неисправность приемника (НП) — инициативный сигнал, фиксирующий неисправность приемника, выдается по одной шине.

Единый интерфейс устанавливает номенклатуру сигналов, относящихся только к обмену информацией между блоками и устройствами. На функциональные блоки могут поступать сигналы от датчиков, тактирующие и стробирующие сигналы для подготовки информации к ее передаче, проверки состояния различных узлов блоков преобразования информации. Допускается выдача из функциональных блоков сигналов на индикаторы, регистраторы и указывающие приборы. Эти сигналы не должны влиять на процесс обмена информацией с другими блоками по стандартному алгоритму. Не допускается применение в блоках дополнительных сигналов, требующих изменения алгоритма работы других связанных с ними блоков и ограничивающих возможности их применения в различных телемеханических устройствах.

Приведенная выше номенклатура сигналов сопряжения для различных блоков является максимальной. Обязательными для блоков-приемников являются сигналы ВП, ОП, ИП, для блоков-источников ВИ, ОИ, ИИ, для централей ВИ, ОИ, ОП. Сигналы АИ и АП обязательны только при магистральной структуре линий связи, а при радиальной или цепочечной структуре они не используются. Сигнал АП формируется либо самим блоком-источником, либо блоком задания режимов работы. Сигналы запроса связи вырабатываются только инициативными блоками. Для блоков, работающих только в одном режиме, могут не использоваться сигналы КИ (КП). Сигналы СИ и СП выдаются блоками только при необходимости расшифровки их состояния. Инициативные сигналы ИИ и НП формируются блоками, содержащими узлы контроля.

Последовательность сигналов. При работе неинициативного источника (см. временную диаграмму на рис. 16.9) в начале работы на вход источника поступает сигнал УИ, производящий установку необходимых элементов блока в исходное состояние. Установка блока

также производится при включении питающего напряжения. Сигналы КИ, АИ и ВИ могут поступать на вход источника только при отсутствии сигнала ОИ. Если это условие выполнено, то на вход источника подаются сигналы КИ и АИ, а затем сигнал ВИ, по поступлении которого источник воспринимает сигналы КИ и АИ. Затем, если источник готов к

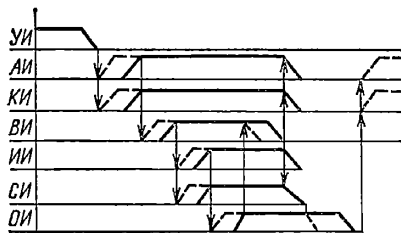


Рис. 16.9. Временная диаграмма работы неинициативного источника параллельного кода

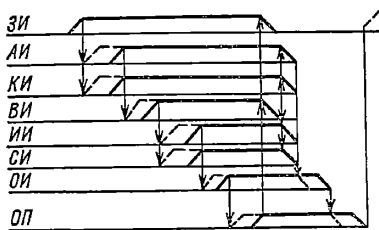


Рис. 16.10. Временная диаграмма работы инициативного источника параллельного кода без выдачи сигнала неисправности

выдаче информации, он выставляет сигналы ИИ и СИ. После этого источник выдает сигнал ОИ. При поступлении сигнала ОИ управляющий блок снимает сигнал ВИ, а затем КИ и АИ. После снятия указанных сигналов и завершения рабочего цикла источник должен снять сигналы ИИ, СИ, а затем ОИ.

На рис. 16.10 приведена временная диаграмма сигналов для инициативного источника. Последний в случае необходимости установления связи с другими блоками выдает сигнал ЗИ. Сигнал ЗИ выдается при отсутствии сигнала ВИ. Сигнал ЗИ должен быть снят при поступлении сигнала ОП, если к данному блоку было обращение, или при исчезновении необходимости в связи. После сигнала ЗИ выставляются сигналы КИ и АИ, а вслед за ними ВИ. При готовности информации выставляются сигналы ИИ и СИ, а затем сигнал ОИ. Когда информация принята приемником, он выставляет сигнал ОП. При получении последнего блок управления снимает сигнал ВИ, а источник ЗИ.

Временная диаграмма для неинициативного источника последовательного кода, работающего на приемник с состоянием неготовности, приведена на рис. 16.11. После выдачи сигнала АИ, как обычно, выставляется сигнал ВИ, появление которого разрешает источнику выдать по информационной шине стартовый сигнал, а затем сигнал ОИ. Если приемник готов принять информацию, то он выдает сигнал ОП. Появление последнего разрешает снять

сигнал ВИ. Когда сигнал ВИ снят, то блок управления снимает, как обычно, сигнал АИ и одновременно источник перестает выдавать стартовый импульс. Затем в соответствии с тактовыми импульсами по информационной шине последовательно выдается информация. После выдачи последнего бита информации источник снимает сигнал ОИ. Затем снимается сигнал ОП. Если приемник не готов принимать информацию (правая часть рис. 16.11), то, получив сигнал вызова (в данном случае

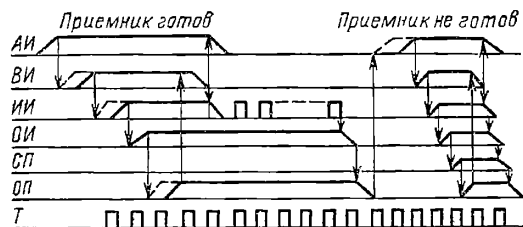


Рис. 16.11. Временная диаграмма работы неинициативного источника последовательного кода, работающего на приемник с состоянием неготовности

ОИ), он выставляет сигнал состояния неготовности СП, а затем сигнал ОП. Приняв сигнал неготовности, блок управления снимает сигнал ВИ. Затем в указанной выше последовательности снимаются другие сигналы.

На рис. 16.12 приведена временная диаграмма работы приемника параллельного кода в режиме приема информации по инициативе централи 1, в режиме поиска неисправного приемника 2 и в режиме поиска инициативного приемника 3.

Блок повышения достоверности — кодер-декодер — предназначен для формирования защитных разрядов циклического и итеративного кодов в режиме кодирования и для обнаружения ошибок в кодовых комбинациях

указанных кодов в режиме декодирования. Кроме того, кодер-декодер обеспечивает формирование контрольных разрядов защиты по паритету (нечетности) для каждого байта при кодировании и контроль по паритету при декодировании. Образующий полином циклического кода $X^9 + X^5 + X^3 + 1$.

Принципы действия и структурные схемы кодеров-декодеров циклического и итеративного кодов рассмотрены в § 16.4. Блок совмещает в себе функции приемника и источника.

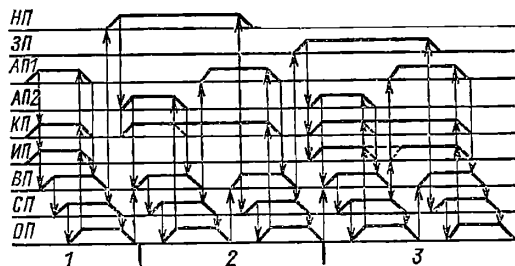
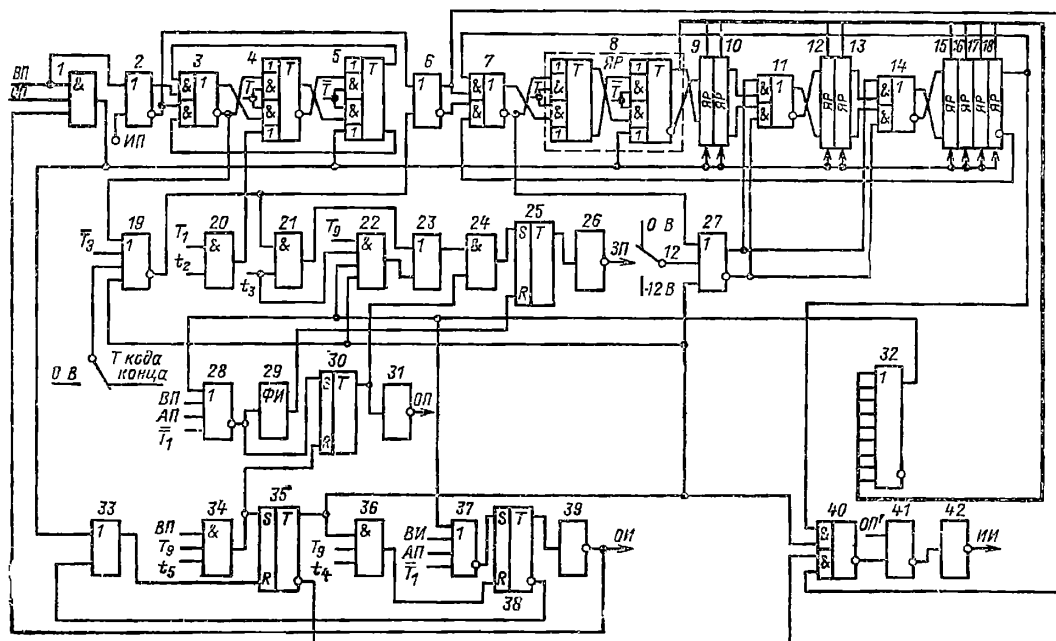


Рис. 16.12. Временная диаграмма работы приемника параллельного кода в режимах:

1 — приема информации по инициативе централи; 2 — поиска неисправного приемника; 3 — поиска инициативного приемника

В режиме кодирования блок часть цикла принимает и выдает информацию, а при выдаче разрядов защиты циклического или итеративного кода работает только как источник информации. В режиме декодирования блок все время работает только в режиме приема.

При работе в режиме приема информации на вход блока согласно интерфейсу ЕИ-1 поступают сигналы АП, ВП и ИП, а на его выход ОП и ЗП (при приеме искаженного кода). Как источник блок получает сигналы ВИ и ОИ и выдает ИИ и ОИ. В режиме источника для выбора блока используется тот же



адресный сигнал АП, что и при приеме информации.

Блок размещается на одном субблоке УТК и содержит следующие схемы (рис. 16.13): установки блока в исходное состояние 1, 33; приема сигнала ИП 2; выдачи сигналов ОП 28, 30, 31, 34, ЗП 23—26; 29, ОИ 35—39, ИИ 40—42; защиты по паритету 3—6, 19—21; девятиразрядного регистра с обратными связями 7—18; коммутации обратных связей регистра 27; выделения байта защиты 33—38; обнаружения ошибок при защите циклическим или итеративным кодом 22, 32.

На рис. 16.14 приведена схема алгоритма функционирования блока. Работа начинается с установки элементов схемы в исходное состояние. Установка осуществляется схемой 1 (рис. 16.13) при отсутствии сигналов ВП и ОП на входе и сигнала ОИ на выходе блока. Для установки Т 35 дополнительно используется схема ИЛИ 33.

При вызове блока сигналы ВП и АП на первом такте и при нулевом положении триггера регистра сдвига выдают сигнал ОП и сбрасывают в нуль триггер 25 с помощью импульса, сформированного ФИ 29. При этом снимается сигнал ЗП, если он был установлен в предыдущем цикле. При работе в режиме кодирования на вход блока кроме сигнала ВП поступает сигнал ВИ. Это вызывает появление на выходе (при условиях, аналогичных образованию ОП) сигнала ОИ. Сигнал ОИ снимается после выдачи защитных разрядов циклического (или итеративного) кода.

Работа с циклическими кодами обеспечивается подключением одного из входов схемы ИЛИ 27 к шине нулевого потенциала 0 В. Если при этом на другой вход схемы поступает сигнал 0 от Т 35 (в регистр вводится информация), то сумматоры по модулю 2 И—ИЛИ 14 включены в обратные связи регистра. В режиме кодирования после приема и выдачи информационных разрядов снимается сигнал ВП. При этом схема И 34 на 9-м такте и 5-м стробирующем импульсе сбрасывает Т 30 и взводит Т 35, снимая этим сигнал ОП и подавая на вход ИЛИ 27 сигнал 1. Работа сумматоров блокируется. Регистр начинает работать по традиционной схеме и выдает через схему И—ИЛИ 40 полученные в нем при приеме информации защитные разряды. После выдачи защитных разрядов на 4-м стробирующем импульсе 9-го такта схемой И 36 сбрасывается Т 38. При этом снимается сигнал ОИ и триггер Т 35 возвращается в исходное состояние.

В режиме декодирования на схему ИЛИ 27 поступает сигнал 0 от схемы Т 35 в течение приема информационных и защитных разрядов. Сумматоры все время включены в цепи обратных связей регистра. Если в циклическом коде искажения отсутствуют, то во всех разрядах регистра будет 0. В противном случае в одном или нескольких разрядах будут записаны 1. Это выявляется схемой ИЛИ 32. При наличии сигнала 1 на выходе последней через схемы И 22, ИЛИ 23, И 24 взводится Т 25 и выдается признак ошибки — сигнал ЗП.

Режим итеративного кода задается подключением входа ИЛИ 27 к шине — 12 В. Сумматоры сразу же блокируются, и регистр как во время приема информационных разря-

дов, так и при выдаче защитных разрядов работает по традиционной схеме. Выдача защитных разрядов, так же как при циклическом коде, производится после снятия сигнала ВП.

В начале приема каждого байта (такт Т₁, стробирующий импульс I₂) схема И 20 уста-

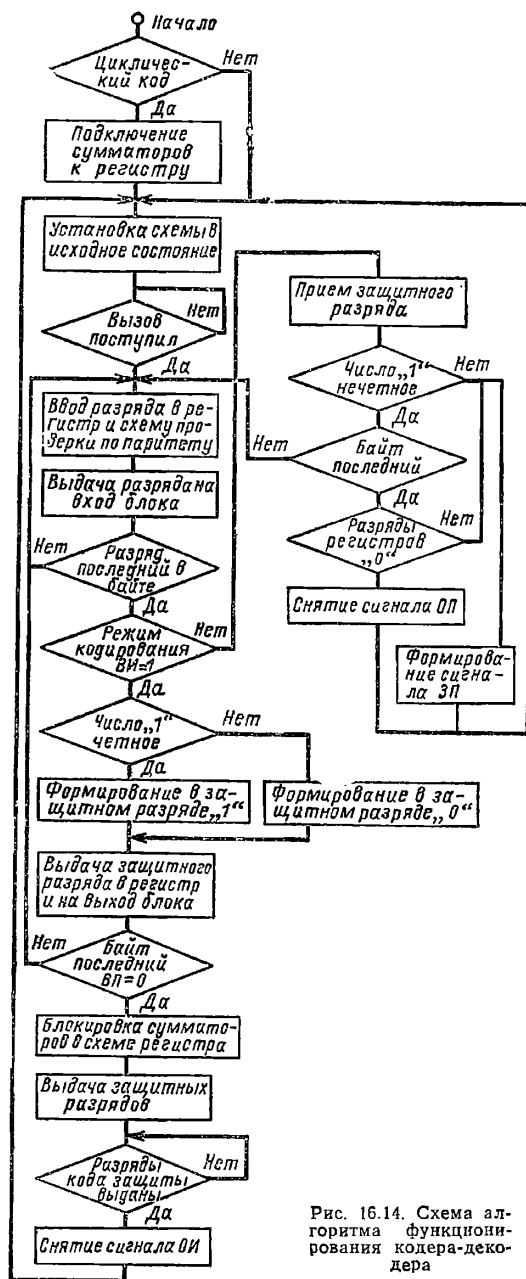


Рис. 16.14. Схема алгоритма функционирования кодера-декодера

навливает триггер контроля по паритету Т 4 в исходное состояние. После приема байта на 9-м такте, за исключением кода конца, через схему ИЛИ—НЕ 19 состояние сумматора по модулю 2 И—ИЛИ 3 поступает на вход схе-

мы ИЛИ 6. С выхода ИЛИ 6 информация и защитные разряды поступают на вход регистра сдвига И—ИЛИ 7, а в режиме кодирования (при наличии разрешающего сигнала ОП) — на выход блока через схемы И—ИЛИ 40, ИЛИ—НЕ 41 и усилитель 42.

При отсутствии искажений результат проверки по паритету на выходе схемы И—ИЛИ 3 должен быть равен 1. В противном случае сигнал 0 с выхода И—ИЛИ 3 через ИЛИ 19, И 21, ИЛИ 23, И 24 взводит Т 25, выдавая сигнал ЗП. Для исключения выдачи ошибок при работе с некомплектными кодами на один из входов схемы ИЛИ—НЕ 19 во время передачи кода конца подается сигнал 1. Это исключает контроль по паритету кода конца, который обычно защищается на четность. При работе с комплектными кодами указанный вход схемы ИЛИ—НЕ 19 подключается к шине 0 В.

Узел тактовой синхронизации с инерционным управлением осуществляет подстройку фазы тактовых импульсов приемника в соответствии с фазой принимаемых из канала связи импульсов. Регулирование фазы выполняется без непосредственного воздействия на генератор тактовых импульсов, для чего в состав формирователя тактовых импульсов включается кольцевой десятитактный регистр сдвига, разделяющий тактовый период на десять неперекрывающихся интервалов. Фаза тактовых импульсов приемника изменяется искусственным укорочением регистра сдвига при отставании тактовых импульсов приемника от поступающих из канала связи импульсов или удлинением регистра сдвига в противном случае.

В узле имеется схема фиксации моментов перехода через ноль сигналов, приходящих из канала связи, схема выделения фронтов. Фазовый дискриминатор определяет положение принятого импульса по отношению к такто-

му импульсу приемника. Для характеристики фазовых соотношений импульсов различают зону отставания, зону опережения и зону синхронного приема. Последняя расположена по середине тактового импульса приемной части. Коррекция фазы тактовых импульсов приемника необходима, если фронты принимаемых импульсов попадают в зону опережения или отставания. Для обеспечения достаточной помехоустойчивости синхронизации фазовое рассогласование интегрируется реверсивным счетчиком. Коррекция фазы производится только в том случае, если счетчиком зафиксировано определенное число импульсов рассогласования.

Кроме коррекции фазы в узле осуществляется поэлементный прием информационных сигналов методом стробирования.

Функциональная схема узла синхронизации приведена на рис. 16.15. Узел состоит из следующих элементов: регистра Рг 2, схемы регулировки цикла регистра (Т 12, Т 13, И 14, И 15), схемы ввода 1 в регистр (ИЛИ—НЕ 3), фазового дискриминатора (ИЛИ 16, И 4, И 5, И 17, Т 6, Т 7); интегратора (Сч 8, ИЛИ—НЕ 9), схемы фиксации перехода через ноль информационных сигналов (ФП 0 19), схемы стробирования импульсов (И 22, Т 20, Т 21, Т 23).

От генератора тактовых сигналов постоянно поступают тактовые импульсы T_1 со скважностью два и частотой $f_1 = 20\nu$ (ν — частота модуляции). Счетным триггером 1 формируются тактовые сигналы T_2 и \bar{T}_2 с частотой $f_1 = 10\nu$. Сигналы T_2 продвигают 1 в регистре сдвига 2. Запись 1 в первую ячейку регистра сдвига осуществляется от схемы ИЛИ—НЕ 3. Сигнал на выходе этой схемы возникает при отсутствии 1 на всех ее входах. Изменение цикла регистра производится с помощью Т 12 и Т 13 и схем И 14, И 15. В исходном состоянии (при отсутствии расхождения фаз) на

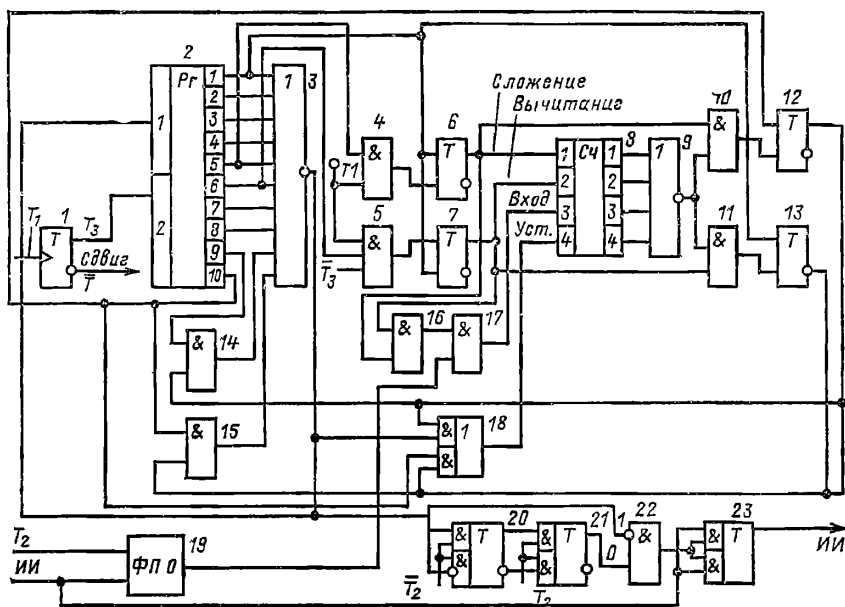


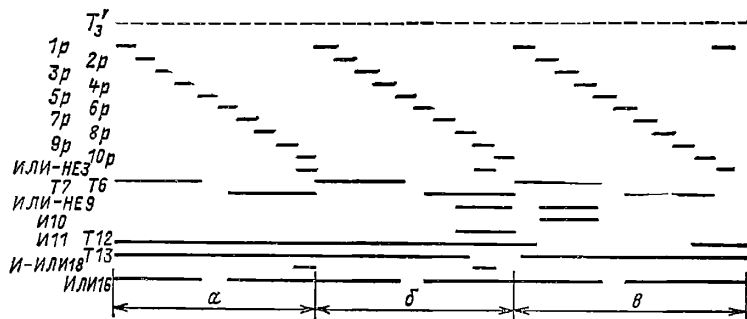
Рис. 16.15. Функциональная схема узла тактовой синхронизации

схему И 15 от Т 13 поступает сигнал 0, исключая влияние десятой ячейки распределителя на работу схемы ИЛИ—НЕ 3, а на схему И 14 поступает сигнал 1 от Т 12, в результате чего выход девятой ячейки регистра оказывается подключенным к входу схемы ИЛИ—НЕ 3.

сбывается триггер Т 12. Сигнал 0 с этого триггера поступает на схему И 14, и при этом записывается поступление сигнала с 9-й ячейки регистра на схему ИЛИ—НЕ 3. Схема ИЛИ—НЕ 3 срабатывает одновременно с 9-й ячейкой регистра, т. е. цикл регистра уменьшается на один такт T_3 (рис. 16.16, б).

Рис. 16.16. Временная диаграмма работы узла синхронизации:

а — коррекция отсутствует; б — коррекция при отставании; в — коррекция при опережении



Таким образом, если коррекция фазы не производится, сигнал на выходе схемы ИЛИ—НЕ 3 появляется одновременно с сигналом от десятой ячейки регистра, а запись 1 в первую ячейку производится следующим сигналом T_3 . В этом случае цикл регистра равен десяти тактам T_3 . Временная диаграмма для этого случая приведена на рис. 16.16, а.

Из информационных импульсов ИИ с помощью тактовых импульсов высокой частоты (96 кГц) T_2 схема ФП формирует короткие импульсы длительностью от одного до двух периодов сигнала T_2 , совпадающие по фронту с моментом перехода через нуль информационных посылок.

Фазовый дискриминатор постоянно контролирует попадание этих сигналов в одну из трех зон. В зоне отставания триггер Т 6 находится в состоянии 1. Он взводится по сигналу первой ячейки Рг 2 и сбрасывается от схемы И 4 по совпадению сигнала T_1 и импульса от 5-й ячейки регистра. В зоне опережения триггер Т 7 находится в состоянии 1. Он взводится от схемы И 5 по совпадению тактовых сигналов T_1 , T_3 и импульса от 6-й ячейки регистра. Таким образом, ширина зоны синхронного приема составляет $1,5 T_3$, а зоны отставания и опережения — по $4,25 T_3$. Выходные сигналы ИЛИ—НЕ 3 по частоте соответствуют частоте модуляции сигналов в линии связи 2.

Сигналы от триггеров Т 6 и Т 7 через схему ИЛИ 16 поступают на схему И 17, разрешая прохождение импульсов от ФПО на четырехразрядный двойный счетчик Сч 8. Если 1 поступает от триггера Т 6, то Сч 8 работает на сложение. Если же 1 поступает от Т 7, то Сч 8 работает на вычитание. При этом за один цикл регистра в счетчик может быть введен только один импульс.

Предварительно в Сч 8 записывается число 8. Схема ИЛИ—НЕ 9 срабатывает при нулевом состоянии счетчика, т. е. когда разность числа «отстающих» и «опережающих» импульсов будет равна 8. Если зафиксировано отставание, то сигнал на выходе схемы ИЛИ—НЕ 9 совпадает с сигналом 1 на выходе триггера Т 6, в результате чего сигналом от И 10 сбрасывается

Если зафиксировано опережение, то сигнал на выходе схемы ИЛИ—НЕ 9 совпадает с сигналом 1 от триггера 7 и через схему И 11 сбрасывается триггер Т 13. Схемой И 15 подключается к входу ИЛИ—НЕ 3 выход 10-й ячейки регистра. Цикл регистра удлинится на один такт T_3 (рис. 16.16, в).

Выходной сигнал ИЛИ—НЕ 3 через И—ИЛИ 18 вводит число 8 в реверсивный счетчик. Установка триггера Т 12 в исходное состояние производится от 10-й ячейки регистра, а триггера Т 13 — по сигналу 1-й ячейки регистра (см. рис. 16.15).

Поэлементный прием методом стробирования осуществляется с помощью триггера Т 23, на вход которого поступают информационные сигналы ИИ и короткие стробирующие импульсы длительностью полупериода T_2 . Стробирующие импульсы формируются с помощью триггеров Т 20 и Т 21 и схемы И 22.

На рис. 16.17 приведена схема алгоритма, поясняющая функционирование узла.

Блок обнаружения изменения состояния объектов — управления передачей телесигналов предназначен для обнаружения изменения положения контролируемых объектов, выдачи заявки на передачу информации и передачи по команде от блока задания режима работы последовательного кода положения объектов и их адреса (номера группы).

Блок является инициативным источником последовательного кода, содержащим узел обнаружения неисправностей. На вход блока поступают интерфейсные сигналы АИ, ВИ, ОП, ЗП, а на выход — ЗИ, ОИ, ИИ, СИ (готовность и неисправность).

Блок выполняется как сочетание общей части, включающей в себя аппаратуру для управления передачей состояния восьми объектов ТС и обмена сигналами по интерфейсу ЕИ-1 с другими блоками, и индивидуальных частей, содержащих только аппаратуру для управления передачей состояния восьми объектов.

Важнейшей функцией блока является обнаружение изменения положения контролируемых объектов. В ряде устройств задача обнаружения изменения положения объектов реша-

ется установкой динамических элементов, формирующих сигнал в момент переключения. Ненадежность таких элементов, зависимость их работы от динамических (практически неконтролируемых) параметров датчиков положения исключает возможность их применения в системах с повышенными требованиями к надежности работы. В некоторых узлах запуска для устранения влияния динамических параметров датчиков устанавливаются промежуточные реле — по одному для каждого объекта. Кроме того, для проверки работоспособности самого узла запуска по специальной команде имитируется изменение положения объектов. По появлению при этом сигнала запроса свя-

зи определяют работоспособность общих блоков. Однако и описанный узел не обеспечивает контроль работоспособности индивидуальных элементов, установленных в цепи преобразования сигналов от отдельных датчиков положения.

Важным преимуществом рассматриваемого блока по сравнению с его аналогами, применяемыми в телемеханических системах первого и второго поколений, является наличие в нем аппаратного контроля индивидуальных узлов.

Структурная схема блока приведена на рис. 16.18, а схема алгоритма работы — на

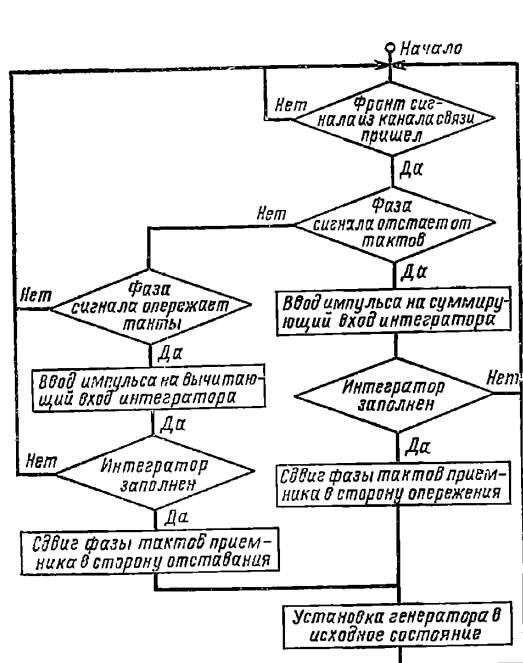


Рис. 16.17. Схема алгоритма функционирования узла синхронизации

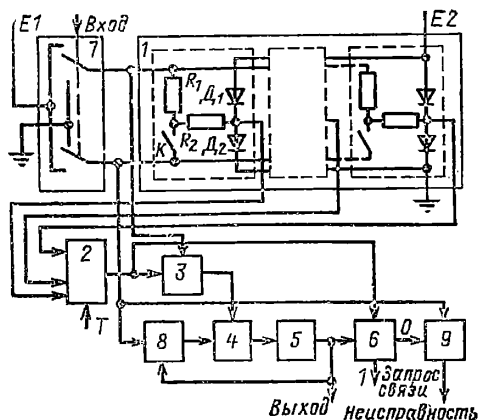


Рис. 16.18. Структурная схема блока управления передачей телесигналов

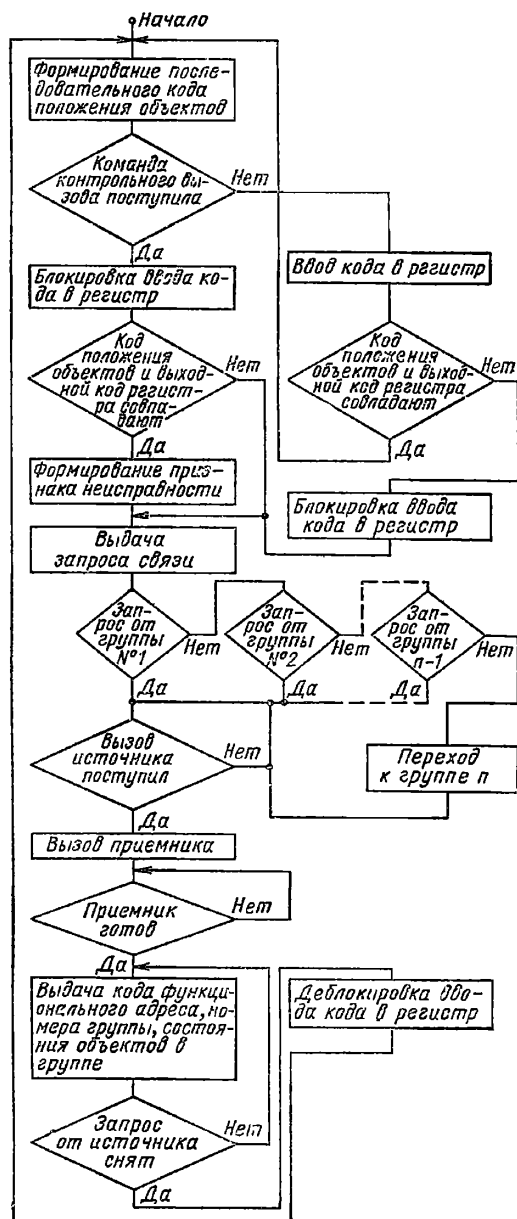


Рис. 16.19. Схема алгоритма функционирования блока управления передачей телесигналов

рис. 16.19. На выходах цепочек узла 1 образуются сигналы, отображающие положения датчиков. Если контакт датчика замкнут, выходной сигнал соответствующей цепочки равен 0, в противном случае 1. Дiodы D_1 и D_2 ограничивают сверху и снизу уровни сигналов, поступающих на входы преобразователя 2 параллельного кода в последовательный. Указанное ограничение весьма важно для защиты микросхем от помех, наводимых в цепях связи устройства КП с контактами датчиков. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбираются так, чтобы обеспечить достаточно большую разность потенциалов на контактах K , необхо-

дуются противоположными тем, которые поступали на преобразователь 2 до коммутации ключа 7. В рассматриваемом режиме поступление кода от преобразователя 2 на вход регистра 5 блокируется, одновременно разрешается поступление кода с выхода регистра 5 на его вход через схему И 8. Таким образом, в регистре сдвига циркулирует код, зафиксированный до коммутации ключа 7. Этот код сравнивается с кодом от преобразователя 2. При нормальной работе элементов блока на каждом такте распределителя, выделенном для опроса положения датчиков, должно быть зафиксировано несовпадение всех

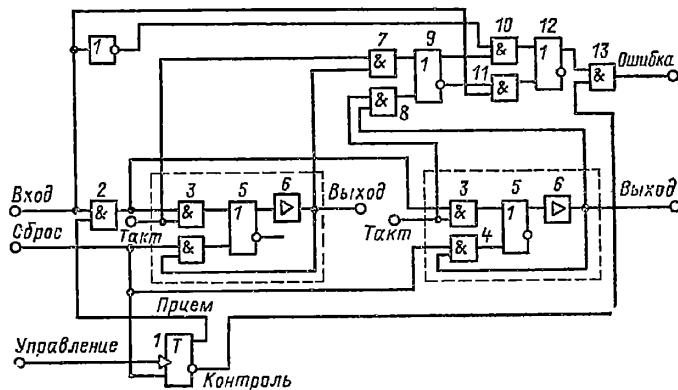


Рис. 16.20. Схема приема и контроля информации.

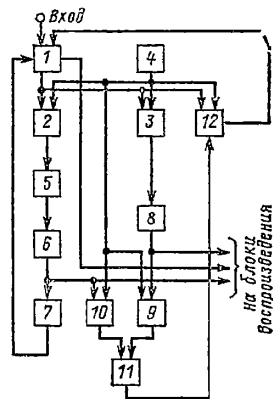


Рис. 16.21. Структурная схема блока управления приемом телесигналов.

димую для их надежной работы. На входы преобразователя 2 также поступают тактовые сигналы от распределителя. Последовательный код с выхода 2 через схему И 3 и схему ИЛИ 4 поступает на регистр сдвига 5. Число разрядов в регистре равно числу контролируемых объектов в одной группе. Выходной код регистра отображает положение объектов, считанное в предшествующем цикле работы распределителя. Этот код сравнивается компаратором 6 с кодом от преобразователя 2, отображающим текущее положение объектов. Невпадение кодов хотя бы в одном разряде свидетельствует об изменении положения контролируемого объекта в интервале между смежными циклами распределителя. Сигнал от компаратора поступает на выход блока и используется как запрос связи. Код состояния объектов считывается с выхода регистра 5, вход которого на все время передачи отключен от выхода преобразователя 2, благодаря чему все изменения положения объектов, происшедшие во время передачи информации по предыдущему запросу, будут зафиксированы после завершения передачи.

Очевидно, что неисправности цепочек узла 1, преобразователя 2 и регистра сдвига 5 могут привести к пропуску изменения положения объектов. Для предотвращения этого и обеспечения контроля работоспособности элементов узла запуска по команде от блока задания режима работы переключается управляющий ключ 7. При этом полярность напряжения на цепочках 1 реверсируется, благодаря чему выходные сигналы цепочек ста-

разрядов сравниваемых кодов. Совпадение кодов хотя бы в одном разряде является признаком неисправности какого-либо элемента блока. Сигнал неисправности через схему И 9 поступает на выход блока. После завершения контроля ключ 7 возвращается в исходное состояние.

Следует указать на принципиальную возможность появления сигнала неисправности, когда в режиме контроля изменяется положение какого-либо контролируемого объекта. Для выявления точной причины возникновения сигнала неисправности достаточно повторно передать команду контроля. Так как вероятность того, что какой-либо объект изменит положение и при повторении цикла контроля, практически равна нулю, повторное появление сигнала неисправности является признаком аппаратной неисправности.

Блок управления приемом и воспроизведением телесигналов предназначен для приема последовательного двоичного кода номера группы и позиционного кода положения объектов группы, преобразования последовательных кодов в параллельные, проверки достоверности приема по методу повторения и выдачи параллельного кода положения объектов и позиционного кода номера группы. Блок может использоваться для приема кодовых команд задания уставок регуляторам, служебных команд-рекомендаций и для решения других задач, когда требуется преобразование последовательного кода в параллельный с дешифровкой адресной части поступившего кода.

Блок совмещает в себе функции приемника и источника. На приемную часть блока по интерфейсу ЕИ-1 поступают сигналы ВП, АП и ИП, а с ее выхода — ОП и ЗП. Как источник блок выдает сигналы ВП и ИИ и получает сигнал ОП.

Блок выполняется на одном или двух субблоках. Второй субблок устанавливается, если число групп более семи. Максимальное число групп объектов равно пятнадцати.

Важной особенностью блока является совмещение проверки искажений из-за помех в линии связи и неисправностей аппаратуры. Этот принцип используется и в других блоках АСТТ, поэтому целесообразно более подробно рассмотреть схемную реализацию такого контроля. На рис. 16.20 для примера показана схема для приема и контроля двух разрядов информационного кода. С помощью счетного триггера 1 по сигналу «управление» производится разделение циклов приема и контроля. В цикле приема входной код через схему И 2 проходит на управление триггерами памяти.

Каждый триггер памяти выполнен на схемах И 3, И 4 и ИЛИ 5. Усиленный усилителем 6 сигнал с выхода ИЛИ 5 поступает на выход блока и по цепи обратной связи — на схему И 4 вместе с сигналом «сброс». Если на вход ИЛИ 5 от И 3 поступает сигнал 1, этот сигнал запоминается до поступления по шине «сброс» сигнала нулевого уровня. Сигнал 1 поступает на ИЛИ 5, если во входном коде в момент формирования соответствующего сигнала от генератора тактовых импульсов зафиксирован сигнал 1. Таким образом, по мере поступления входного кода производится его запоминание и преобразование в параллельный код.

В цикле контроля производится сравнение принятого в предыдущем цикле кода, хранящегося в триггерах памяти, с поступающим кодом. Для этого зафиксированный в триггерах код с помощью схем И 7 (первый разряд), И 8 (второй разряд) и схемы ИЛИ 9 с числом входов, равным числу контролируемых разрядов, преобразуется в последовательный код и сравнивается с контрольным кодом схемой сравнения, реализованной на элементах И 10, И 11 и ИЛИ 12. Синхронность кодов обеспечивается использованием одних и тех же тактов для приема и контроля. Несовпадение кодов приводит к образованию на выходе ИЛИ 12 сигнала 1, который через схему И 13 поступает на выход «ошибка» и блокирует выдачу принятого кода. Компаратор фиксирует искажение кода как помехами в линии связи, так и при неработоспособности элементов самого блока приема.

Если в цепи выдачи принятого кода устанавливается промежуточный преобразователь, например дешифратор двоичного кода номера группы в позиционный код, последовательный код, поступающий на компаратор, формируется из параллельного выходного кода дешифратора. Благодаря этому аппаратура дешифратора включается в цепь контроля.

Рассмотрим работу блока по его структурной схеме, приведенной на рис. 16.21, и схеме алгоритма работы (рис. 16.22). При поступлении от блока задания режима работы сигнала ВП схема управления 1 начинает прием

последовательного кода, содержащего двоичный код номера группы объектов и позиционный код положения восьми объектов группы. Прием разделяется на циклы записи информации в память и контроля. В первом цикле схема управления выдает сигнал, разрешающий запись кода в узлы памяти номера группы 2 и положения объектов 3. Прием кодов синхро-

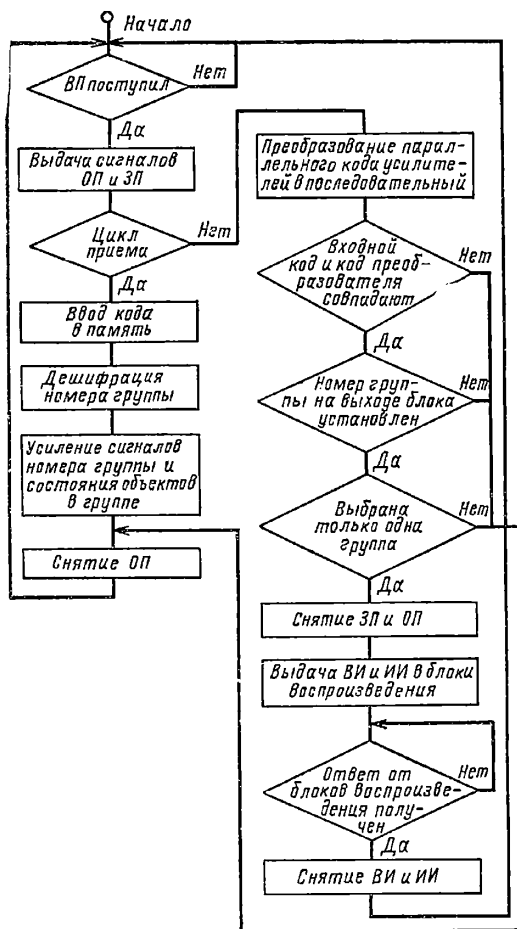


Рис. 16.22. Схема алгоритма функционирования блока управления приемом телесигналов

низируется распределителем импульсов 4 (последний в состав блока не входит). Дешифратором 5 двоичный код номера группы преобразуется в позиционный и усиливается усилителями 6. Для обнаружения ошибок при дешифрации и усилении в блок вводится схема контроля 7. Ею определяется наличие на выходе усилителей 6 только одного сигнала 1. При обнаружении более одного сигнала, а также в случае, когда на выходах усилителей нет ни одного сигнала 1, на выходе схемы 7 формируется сигнал ошибки, поступающий в схему управления 1 и блокирующий выдачу информации. Код положения объектов в группе усиливается усилителями 8 и преобразуется в последовательный схемой 9. Параллельный код от усилителей 6 преобразуется в двоичный последовательный схемой 10. Коды

от преобразователей 9 и 10 через схему ИЛИ 11 поступают на компаратор 12. Компаратором 12 сравниваются коды, принятые в предшествующем цикле, с кодами, поступающими в цикле контроля. Если компаратором не обнаружено искажение принятого кода, информация выдается в нагрузку параллельным кодом.

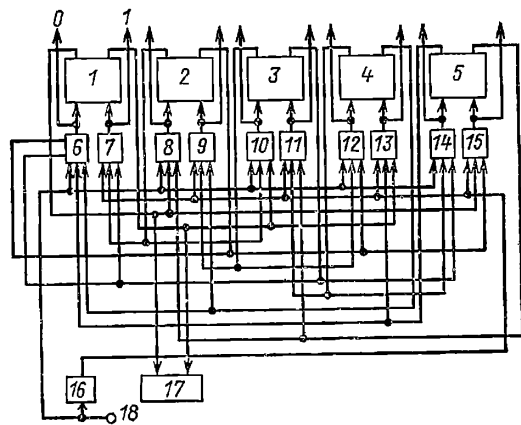


Рис. 16.23. Структурная схема распределителя импульсов

Распределитель импульсов для устройств телемеханики с временным разделением сигналов обеспечивает формирование разделенных во времени сигналов, используемых при приеме, передаче и обработке информации. Распределитель работает циклически. Один цикл состоит из 22 тактов, причем на каждом такте формируются два одинаковых по длительности сдвинутых во времени сигнала. Особенностью распределителя является возможность контроля работоспособности элементов и межэлементных связей при незначительных аппаратных затратах.

На рис. 16.23 приведена структурная схема распределителя. Для большей наглядности на рисунке показано только пять из двадцати двух ячеек. Каждая ячейка включает в себя триггер 1—5 и две логические схемы И 6—15. Инвертор 16 преобразует однофазный входной сигнал 18 в паразитный. Выходы триггера 1 подключаются ко входам схемы контроля 17, установленной вне узла. Выходные сигналы снимаются со схем И.

На рис. 16.24 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие работу распределителя. Цифровые обозначения при диаграммах соответствуют номерам элементов схемы рис. 16.23, являющихся источниками этих сигналов. Диаграмма 18 изображает входные тактовые импульсы; диаграммы 1—5 — сигналы на выходах триггеров; диаграммы 15, 7, 9, 11, 13 — сигналы на нечетных выходах распределителя; диаграммы 8, 10, 12, 14, 6 — сигналы на четных выходах.

Рассмотрим работу узла. Пусть вначале триггер 1 находится в состоянии 1, а остальные триггеры — в состоянии 0. Тогда на все входы схемы 15 подаются сигналы 1, а с ее выхода снимается сигнал, фиксирующий исход-

ное состояние распределителя. При поступлении на вход 18 импульса от генератора тактовых импульсов (рис. 16.24, 18) сигнал на выходе схемы 15 (рис. 16.24, 15) исчезает. На все входы схемы 8 подаются сигналы 1, и ее выходной сигнал (рис. 16.24, 8) переводит триггер 2 в состояние 1 (рис. 16.24, 2). После исчезновения тактового сигнала на все входы

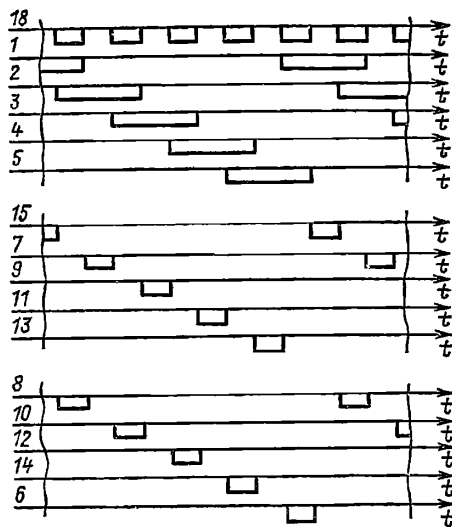


Рис. 16.24. Временная диаграмма работы распределителя импульсов

схемы 7 подаются сигналы 1. Выходной сигнал схемы 7 (рис. 16.24, 7) устанавливает триггер 1 в состояние 0. При поступлении следующего тактового импульса (рис. 16.24, 10) выходным импульсом схемы 10 триггер 3 переводится в состояние 1 (рис. 16.24, 3), а после исчезновения тактового сигнала выходной сигнал схемы 9 (рис. 16.24, 12) возвращает триггер 2 в состояние 0. Аналогично работают остальные ячейки распределителя.

На схему И 6 поступают сигналы от всех триггеров, кроме первого, что обеспечивает циркуляцию в распределителе только одной 1. Это важно для первоначальной установки нормального режима работы и для блокировки работы распределителя при обнаружении неисправности. Если в состоянии 1 оказывается несколько триггеров, перевод триггера 1 в состояние 1 запрещается и новый цикл работы распределителя не начинается.

При нормальной работе распределителя каждый из триггеров вначале устанавливается в состояние 1, а затем — в 0. На этом основан контроль его работоспособности. Действительно, любая неисправность элементов распределителя и межэлементных связей приводит к блокировке изменения сигналов на выходе одного или нескольких триггеров и циклическая работа распределителя запрещается. По изменению выходных сигналов от триггера 1 судят о работоспособности распределителя. Контроль осуществляется схемой, фиксирующей переключение триггера за определенное время.

Блок передачи телеизмерений текущих значений параметров ТИТ устанавливается на КП и предназначен для преобразования аналоговых сигналов от датчиков (в виде постоянного тока или напряжения) в двоичный восьмиразрядный код.

Блок может работать в режиме циклической передачи информации от ряда датчиков или в режиме передачи ТИТ только от вызванного датчика — в одноканальном варианте. Для уменьшения загрузки линии связи и обеспече-

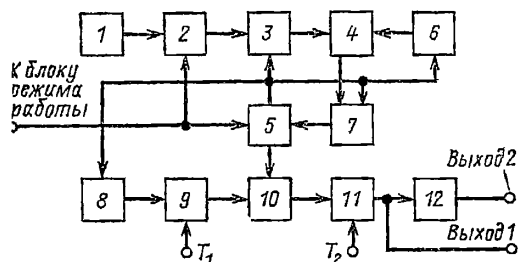


Рис. 16.25. Структурная схема блока передачи ТИТ

ния возможности ее использования для передачи телефонных разговоров в одноканальном варианте блока передача ТИТ в линию связи производится спорадически, только при изменении измеряемого параметра по сравнению с уже переданным на значение, превышающее установленный порог, например вес младшего разряда отображающего кода.

Блок выполняется в виде общего узла — аналого-цифрового преобразователя, устанавливаемого при любом числе датчиков и при любом способе передачи информации, индивидуальных узлов — коммутаторов, предназначенных для периодического подключения к общему узлу сигналов от различных датчиков, и детектора величины расхождения кодов, устанавливаемого при использовании блока в режиме спорадической передачи ТИТ. Каждый коммутатор может подключать сигналы от 16 датчиков.

При циклической передаче информации от различных датчиков блок является неинициативным источником последовательного кода и принимает по интерфейсу ЕИ-1 сигналы АИ, ВИ, ОП и ЗП, а выдает сигналы ОИ, ИИ. При спорадической передаче ТИТ блок является инициативным источником и выдает дополнительно сигнал ЗИ.

Структурная схема блока приведена на рис. 16.25. Работа аналого-цифрового преобразователя основана на промежуточном преобразовании входного сигнала в длительность импульса и последующем преобразовании длительности импульса в код.

Сигналы от датчиков 1 поступают на преобразователь через коммутатор 2. Коммутация измерительных цепей осуществляется ключами на МОП интегральных микросхемах. В режиме циклической передачи ТИТ коммутатор с помощью ключа 3 последовательно подключает к запоминающему конденсатору 4 выходные сигналы датчиков. Ключ 3 выделяет интервал времени, достаточный для неискаженной пере-

дачи входного сигнала на конденсатор 4. Управление ключом 3 производится схемой формирования тактовых сигналов 5. После завершения передачи сигнала на конденсатор схема 5 включает генератор постоянного тока 6, которым разряжается конденсатор 4. Благодаря тому, что ток разряда конденсатора неизменный, напряжение на нем изменяется линейно и время разряда пропорционально входному сигналу. Нуль-орган 7 формирует сигнал при завершении разряда конденсатора. Интервал времени от начала разряда конденсатора до срабатывания нуль-органа, пропорциональный сигналу от датчика, выделяется формирователем 8. В указанном интервале через ключ 9 на счетчик 10 проходят тактовые импульсы T_1 от высокочастотного генератора. С помощью сигналов T_2 от распределителя параллельный код счетчика преобразуется в последовательный схемой 11. Этот код поступает на выход 1 и через линейный узел передается в линию связи.

Основная погрешность преобразователя $\pm 0,4\%$, время преобразования 2 мс.

В режиме спорадической передачи ТИТ коммутатор не используется. Код, передаваемый в линию связи, образуется на выходе 2 и формируется детектором расхождения 12.

Принципиальная схема преобразователя постоянного напряжения в длительность импульса, являющегося основным узлом блока, приведена на рис. 16.26. При поступлении тактового сигнала T_1 , формируемого схемой 5 (рис. 16.25), напряжением $U_{вх}$ от коммутатора заряжается конденсатор C_1 . После этого при поступлении тактового сигнала T_2 отпирается ключ $Kл2$, подключая конденсатор к генератору тока, выполненному на операционном усилителе $У1$, полевом транзисторе $ПТ$. Выходной ток генератора не зависит от напряжения на конденсаторе C_1 и определяется напряжением смещения затвора $ПТ$ и сопротивлением резистора R_6 . Смещение затвора задается цепочкой из кремниевого стабилизатора $KC1$ и резисторов R_1-R_4 . Кремниевым стабилизатором $KC2$ и резистором R_5 создается дополнительное смещение $ПТ$, благодаря которому обеспечивается поддержание рабочего режима генератора тока при напряжении на конденсаторе, близком к нулевому.

Момент равенства нулю напряжения на конденсаторе фиксируется нуль-органом, выполненным на операционных усилителях $У2$ и $У3$. Первый из них выполняет функцию срав-

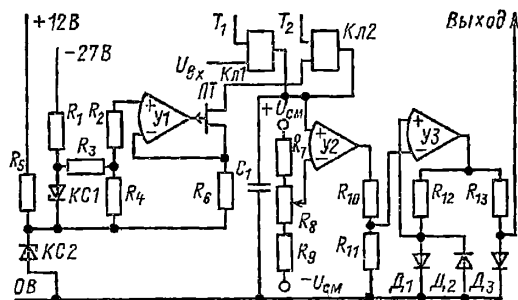


Рис. 16.26. Принципиальная схема преобразователя постоянного напряжения в длительность импульса

нения, а второй обеспечивает релейную характеристику нуля-органа. С помощью делителя R_7-R_9 компенсируется начальный разбаланс нуля операционного усилителя У2. Диоды D_1 и D_2 задают уровень напряжения, при котором скачкообразно изменяется выходной сигнал. Диод D_3 предотвращает поступление на выход сигналов положительной полярности.

Рассмотрим работу детектора расхождения кодов, структурная схема которого приведена на рис. 16.27.

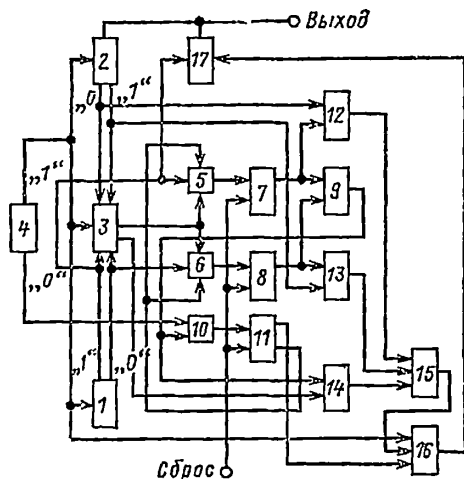


Рис. 16.27. Структурная схема детектора расхождения кодов

При определении расхождения кодов руководствуются следующими свойствами двоичных кодов. Смежные двоичные коды, т. е. коды, различающиеся на значение, не большее веса младшего разряда, при расхождении в разряде i должны иметь противоположные значения во всех разрядах от $i+1$ до n (n — младший разряд кода). В этом случае совпадение кодов в любом разряде от $i+1$ до n является признаком несмежности кодов. Однако указанное свойство является необходимым, но не достаточным для определения смежности кодов. Оно должно быть дополнено условием соответствия значений сигналов в разрядах от $i+1$ до n на выходе одного источника сигналу в разряде i на выходе другого источника. Например, коды 11010000 и 11001111 различаются в разряде $i=4$. Условием их смежности является, во-первых, расхождение во всех разрядах от $i+1=5$ до $n=8$ и, во-вторых, совпадение сигнала в разряде $i=4$ первого (второго) кода со значениями сигналов во всех разрядах от $i+1$ до n второго (первого) кода. Для приведенных кодов оба условия выполняются. Для кодов 11010010 и 11001101 первое условие выполняется, но они не являются смежными, так как не выполняется второе условие. При необходимости фиксации больших расхождений кодов достаточно не производить сравнение в одном или нескольких младших разрядах кода.

В соответствии с указанным выше устанавливается следующий алгоритм работы детектора: коды, начиная со старших разрядов,

поразрядно сравниваются; при обнаружении несоответствия в каком-либо разряде фиксируется значение этого разряда на выходе первого источника, а для следующих разрядов обнаруживается либо совпадение сигналов на выходах обоих источников, либо несоответствие зафиксированного значения и сигналов на выходе второго источника. В любом из этих случаев формируется заявка на спорадическую передачу ТИТ — сигнал ЗИ.

В качестве одного источника кода в детекторе используется аналого-цифровой преобразователь 1, а в качестве второго — регистр сдвига 2, в котором хранится переданное ранее значение кода. Парафазные сигналы разрядов кода от преобразователя и регистра поступают на компаратор 3. Синхронность работы 1 и 2 обеспечивается подачей на них сигналов от общего генератора тактовых импульсов 4, не входящего в состав блока. Компаратор образует на выходе сигнал 1, если зафиксировано несовпадение сравниваемых кодов в каком-либо разряде, и 0 при совпадении кодов. При обнаружении несовпадения формируется сигнал на выходе схемы И 5 при поступлении от преобразователя 1 сигнала 1 в данном разряде или на выходе схемы И 6 при поступлении от преобразователя 1 сигнала 0. Сигналами от схем 5 и 6 переводится в состояние 1 соответственно триггер 7 или 8. Схема ИЛИ 9 фиксирует перевод триггера 7 или 8 в состояние 1. В паузе между импульсами генератора 4 сигналом от схемы И 10 переводится в состояние 1 триггер 11. Этим блокируется последующее изменение состояния триггеров 7 и 8. Таким образом, запоминается значение сигнала на выходе преобразователя 1 в момент, когда впервые обнаружено несовпадение кодов. После этого анализируется совпадение кодов от преобразователя 1 и регистра 2 или несовпадение значения, зафиксированного триггерами 7 или 8, с сигналом на выходе 2. В указанных случаях сигналы формируются одной из схем И 12, 13, 14. От этих схем сигналы поступают через схему ИЛИ 15 на схему И 16. Сигнал на выходе 16 образуется, если триггер 11 находится в состоянии 1. Выходной сигнал 16 поступает на формирователь 17, который образует сигнал ЗИ, а после поступления разрешения — выходной код. Одновременно с выдачей ЗИ производится запись кода преобразователя в регистр 2. Таким образом, в регистре автоматически оказывается записанным код, поступающий с выхода блока. Последующая передача кода в линию связи произойдет только тогда, когда модуль разности между кодом, поступающим от аналого-цифрового преобразователя, и кодом, хранимым в регистре, будет больше веса младшего разряда.

Многоканальный преобразователь код-аналог. Блок предназначен для преобразования восьмипоразрядных двоичных кодов в постоянный пульсирующий ток со средним значением от 0 до 5 мА при сопротивлении нагрузки до 2,5 кОм. Преобразователь содержит общую и индивидуальные части. Количество последних определяется числом выходных каналов. Число выходных каналов может изменяться от одного до десяти.

Блок является приемником параллельного кода, всегда готовым к приему информа-

ции и не имеющим узлов обнаружения неисправности. На вход блока по интерфейсу ЕИ-1 поступают сигналы ВП, АП и ИП, а на выход — сигнал ОП.

На рис. 16.28 приведена структурная схема преобразователя. Работа его основана на промежуточном преобразовании входного кода во временной интервал и коммутации цепи

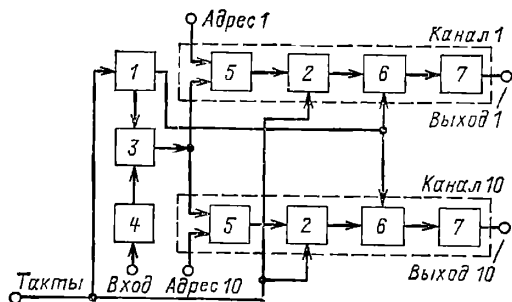


Рис. 16.28. Структурная схема многоканального преобразователя код-аналог

источника постоянного тока широтно-модулированными импульсами. Для образования временного интервала фиксируется сдвиг между моментами заполнения общего (1) и индивидуальных (2) счетчиков. Счетчики содержат одинаковое число разрядов и управляются тактовыми сигналами от одного генератора. Общий счетчик работает непрерывно, независимо от состояния остальных узлов блока. Параллельный выходной код счетчика 1 сравнивается компаратором 3 с входным кодом, зафиксированным регистром 4. Код на выходе регистра отображает значение измеряемого параметра. В момент равенства кодов на выходе 3 образуется импульс, поступающий на один из узлов управления 5, соответствующий номеру выбранного канала, задаваемого сигналом АП. Выходным сигналом узла 5 приводится в нулевое состояние индивидуальный счетчик 2. Начиная с этого момента, устанавливается однозначное соответствие между сдвигом во времени моментов заполнения общего и индивидуального счетчиков и входным кодом, отображающим значение измеряемого параметра.

Если обозначить емкость счетчиков через N , а значение входного кода — через X , то при частоте тактовых импульсов f сдвиг между моментами заполнения счетчиков 1 и 2 равен:

$$\Delta t = \frac{N}{f} - \frac{N-X}{f} = \frac{X}{f}.$$

После установления требуемого временного сдвига допускается занесение в регистр нового кода. Время от момента занесения кода в регистр до появления импульса управления на выходе 3 равно времени преобразования. Максимальная величина этого времени соответствует одному циклу работы счетчика

и равна $T = N/f$. При $f = 48$ кГц эта величина составляет примерно 5,2 мс.

Триггерный формирователь импульсов 6 управляется периодическими сигналами, поступающими на него в моменты заполнения общего и индивидуального счетчиков. Образованные импульсы управляют выходным узлом 7, принципиальная схема которого приведена

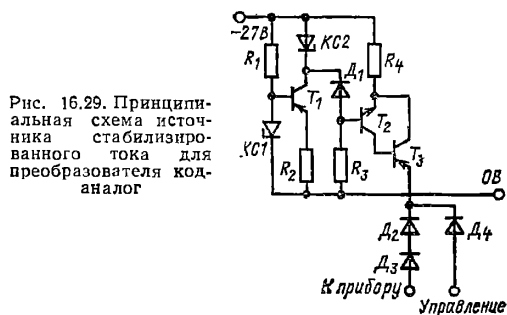


Рис. 16.29. Принципиальная схема источника стабилизированного тока для преобразователя код-аналог

на рис. 16.29. Выходной узел состоит из стабилизатора тока (T_1-T_3) и диодного переключателя тока (D_2-D_4). Выходной ток стабилизатора определяется напряжением на кремниевом стабилитроне $КС2$ и сопротивлением резистора R_4 . Импульсы тока поступают в прибор, когда диод D_4 заперт сигналом управления. В цепи прибора установлены последовательно включенные диоды D_2 и D_3 для полного отключения измерительной цепи в интервале между сигналами управления.

Показание прибора определяется средним значением тока

$$I_{cp} = I \Delta t / T,$$

где I — ток стабилизатора; T — период повторения импульсов, т. е. цикл работы счетчика.

С учетом записанных выше выражений для Δt и T получаем:

$$I_{cp} = IX/N.$$

Таким образом, для точной работы преобразователя необходима лишь стабильность тока I . Значение же частоты тактовых импульсов может быть нестабильным.

Погрешность преобразования не превышает 0,4 % и определяется стабилизатором тока. Дополнительная погрешность от изменения сопротивления нагрузки от 0 до 2,5 кОм не превышает 0,1 %.

Список литературы

- 16.1. Пшеничников А. М., Портнов М. Л. Телемеханические системы на интегральных микросхемах. М.: Энергия, 1977. 297 с.
- 16.2. Малов В. С., Купершмидт Я. А. Телензмерение. М.: Энергия, 1975. 351 с.
- 16.3. Тутевич В. Н. Телемеханика. М.: Энергия, 1973. 383 с.
- 16.4. Ильин В. А. Телеуправление и телензмерение. М.: Энергониздат, 1982. 569 с.
- 16.5. Митюшкин К. Г. Телемеханика в энергосистемах. М.: Энергия, 1975. 351 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автогенераторы стабильной частоты 93
Автоматизированные системы управления (АСУ) 5
Автоматические компенсаторы 114, 119, 121
— мосты 114, 116, 120
Агрегирование средств автоматизации 22, 28
Агрегатные комплексы технических средств автоматизации 27, 34
Адаптивные магнитные элементы 299
Адиабатический процесс 385
Адсорбция 57
Активные фильтры 166
Акустические измерительные преобразователи 90
Акустооптические модуляторы света 373
АКЭСР 38
Амплитудная модуляция 474
— характеристика 46
Амплитудное управление 348
Амплитудно-импульсная модуляция 44
Амплитудно-фазовая характеристика 46
Амплитудно-фазовое управление 348
Амплитудно-частотная характеристика 50
Амплитудные модуляторы 156
Анализаторы рентгеноспектральные 169
Аналитической техники средства 36
Аналоговые ключи и коммутаторы 168
— мосты и компенсаторы 114
— оптические устройства 382
— сигналы 10, 44
— устройства регистрации 457
Аналоговых сигналов преобразователи 141
Аналого-дискретные преобразователи 142
Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) 142, 182
— устройства регистрации 455
Антиферромагнетизм 261
Аппаратура передачи данных 473
Арифметико-логические устройства 190
Архимеда закон 59
АСАТ 36
АСВТ 36
АСГР 38, 437
АСИБ 36
Асинхронные гидродвигатели 365
— исполнительные двигатели 348
— логические элементы 186
— моментные двигатели 366
— счетчики 225
— тахогенераторы 353
АСКР-П 38
АСКР-ЭУ 37
Ассемблер 259, 260
Ассоциативные запоминающие устройства 233
АСТТ 37
АСЭР 38
АСЭТ 35
Аэрозоль наличия датчики 105
Аэрозольные анализаторы 112
Аэростатика 58
Барабанные запоминающие устройства 318
Безгистерезисная кривая намагничивания 265
Безреохордные автоматические мосты и компенсаторы 119
Бернулли уравнение 59, 64, 385
Бесколлекторные двигатели постоянного тока 359
Бесконтактные сельсины 346
— способы регистрации 442
— электролитические преобразователи 81
Биаксы 309
Биметаллические датчики 56
Большие интегральные микросхемы 231
Буйковые датчики 62
Бурдоа трубки 51
Быстродействующие регистрирующих устройств 441
Быстродействующие исполнительные двигатели постоянного тока 357
— магнитные усилители 289
Вакуумметры 90, 119
Валы упругие 51
Ван-дер-Ваальса уравнение 57
Варисторы 129
Ввода-вывода устройства 249
Вентильные двигатели 359
Ветви ГСП 24
Вибрации измерения средства 36
Вибрационные преобразователи 50
Виброметры 109
Видеомана эффект 14, 77
Видеотермисты 465
Видимости степень 456
Визуализация 439, 458
Винтовые трубки 51
Вихревые датчики 67
— движения 59
— токи 276
Влагомеры 109
Влажности датчики 93, 115
Внутренние эффекты 11
Водородные электроды 83
Возведения в квадрат устройства 142, 160
Возврата коэффициент 43
Возмущения 45
«Волга» — комплекс струйных элементов 397
Волноводы тонкопленочные 383
Вращающееся поле для управления доменами 314
Вращающиеся трансформаторы 339
Временные характеристики 46
Время-импульсные магнитные устройства 294
— преобразователи 142
— сигналы 44
Выборки-хранения устройства 142, 164
Включатели пневматические 399
Выходные параметры датчиков 43
— сигналы датчиков 43
— усилители 146
Вычислительной техники средства 36
Вычитание сигналов 142, 153
Вязкости датчики 61
Вязкость 58
— газов 384
— магнитная 276
Вялые мембраны 51
Газоанализаторы 90
Газов свойства 57
Газовые лазеры 371
Газоструйный способ записи 443, 450
Галетные переключатели 329
Гальваническая изоляция цепей 151, 281
Гальванические преобразователи 82
Гальваномагнитные эффекты 14, 266
Гальваномерные компенсаторы 119
Гамма-излучения источники 105
Гамма-резонансные характеристики 104
Гамма-реле 105
Генераторные чувствительные элементы 138
Генераторы 175
— гармонических колебаний 91
— колебаний прямоугольной формы 175
— треугольной формы 176
— полупроводниковые 142
— релаксационные 91
Герконы 335
Гибкие диски 319
Гидравлическая ветвь ГСП 26
Гидравлические устройства 423
Гидравлический мост 424
Гидростатика 58
Гидроцилиндры 430
Гирскопические двигатели 365
Гирскопы 56
Гистерезис 43, 167
— датчики 43
— ферромагнетиков 263
Гистерезисные гидродвигатели 366
— двигатели 352
Гладкий якорь 357
Головки магнитные 316
Голографический способ регистрации 443, 453
Гофрированные мембраны 53
Графических изображений формирование 464
Графы 215
Грифельный способ регистрации 443, 444
ГСП 22, 43
Давления датчики 60, 63, 281
— гидравлические 433
— пневматические 406
— измерение 51
Дальность действия телемеханики 476
Датчики 8, 11, 43
— ГСП 39
— использующие свойства газов 56
— жидкостей
— магнитные 279
— пневматические 399
— с гидравлическим выходом 433
— пневматическим выходом 406
Датчиков с приемными устройствами схемы соединения 39, 116
Двигатели исполнительные 348
— с гладким якорем 357
— печатными обмотками 357
— полым немагнитным ротором 351
— ферромагнитным ротором 353
Двойного интегрирования аналого-цифровые преобразователи 185
Двухотсчетные системы передачи угла 344
— вращающиеся трансформаторы 340
Декодеры 8, 479

- Деление сигналов 160
 Деления устройства 142
 Делители пневматические 394
 Дерево целей ГСП 23
 Десорбции процесс 58
 Дефектоскопы ультразвуковые 99
 Дешифраторы, демодуляторы 8, 190, 225
 Диагностики технической системы 5
 Диалог между ЭВМ и оператором 465
 Диафрагмы 64, 373
 Дилатометрический эффект 56
 Динамические аналоговые преобразователи 142
 — потери в магнитопроводах 276
 — функциональные преобразователи 163
 — характеристики звеньев 46
 «Динамический клапан» 410, 415
 Динамометры 119
 Диодно-резистивные логические элементы 187, 193
 Диодно-транзисторные логические элементы (ДТЛ) 187, 197
 Диодные чувствительные элементы 132
 Диоды излучающие 369
 Дисковые запоминающие устройства 318, 319
 Дискретные пневмоэлектрические преобразователи 415, 416
 — по времени сигналы 44
 — электропневматические преобразователи 415
 — элементы пневматические 395
 Диспен 459
 Дистанционные передачи угла 343, 345
 Дифманометрические датчики 64
 Дифференциал реле 43
 Дифференциально-трансформаторная схема компенсатора 119
 Дифференциальные конденсаторы 92
 — операционные усилители 144, 145
 — сельсинны 345
 — схемы преобразователей 45
 — электромагнитные преобразователи 79
 Дифференциаторы 142, 165
 Дифференцирующие звенья 47
 — магнитные усилители 294
 Диэлектрической проницаемости измерение 91
 Домены 261, 270, 305, 310
 Доплера эффект 92, 96
 Дрейф 45
 Дрейфа нуля компенсация 149
 Дроссели пневматические переменные 393
 Дросселирующие органы 387
 Дроссельный способ управления гидравлическими механизмами 423
 Дыма наличия датчики 105, 111
 Единица логическая 195
 Емкости пневматические 397
 Емкостные датчики 73
 — пневматические элементы 389
 Железо-никелевые стали 267
 Жесткий центр 52
 Жидкие кристаллы 373, 472
 Жидкости свойства 57
 — рабочие 423
 Жидкостные лазеры 371
 Задатчики пневматические 395
 Задержки схемы 229
 Запоздывания звеньев 47
 Запись 438
 — магнитная 316
 Запоминающие устройства 164, 190, 231
 — — магнитные 296, 306
 — — магнитооптические 315
 — — оптические 382
 — — с использованием магнитной записи 316
 Зарядовая характеристика магнитопровода 277
 Звенья преобразовательные 43
 Зеебека эффект 12, 13, 127
 Знаков изображение 458
 Знакогенераторы 460, 462
 Золотники 424
 Зрение человека 457
 Идеальные звенья 46
 Иерархические структуры ветвей ГСП 25
 Извещатели дыма 111
 Извлечения корня устройства 142, 161
 Излучения источники 369
 Измерение магнитных характеристик 277
 Измерения методы 6
 — процесс 5
 Измерительно-вычислительные комплексы 5
 Измерительные информационные системы 5
 — преобразователи 32
 Измерительных систем погрешности 15
 Изобарический процесс 385
 Изотермический процесс 385
 Изохорический процесс 385
 ИЛИ схемы 188
 Импульс 10
 Импульсная переходная функция 50
 — характеристика 46
 Импульсные сигналы 44
 — усилители мощности 172
 — элементы магнитные 302
 Инвертирующие операционные усилители 144
 Инверторы 191
 — лазерные 379
 — магнитные 302
 Индикаторная синхронная передача 346
 Индикаторные сельсинны 345
 Индикаторы давления 400
 Индикации и сигнализации приборы 8
 Индуктивные датчики 76
 Индуктивности 344
 Индукционные фазовращатели 342
 Инерционные преобразователи 55, 78
 Инжекционные транзисторы 206
 Интегральная оптика 383
 Интегральные магнитные элементы 310
 — микросхемы 187
 — с инжекционным питанием (ИЗЛ) 187, 205
 Интеграторы 142, 163
 Интегрирующие звенья 47
 — магнитные усилители 293
 Интерфейсы 31, 32, 249, 462
 Информационных сетей унификация 31
 Ионизационные камеры 111
 — чувствительные элементы 102
 Ионизирующих излучений влияние на магнитные материалы 274
 Исполнение средств автоматики 27
 Исполнительные двигатели 348
 — механизмы гидравлические 430
 И-схемы 188
 Итеративные коды 479
 Кабели пневматические 422
 Камерные диафрагмы 64
 Камеры пневматические 389
 Каммерлинг — Оннеса уравнение 57
 Каналы связи 474
 — — пневматические 418
 Каплярный способ регистрации 443, 444
 Карандашная запись 443, 444
 Кармана дорожка 59
 Карты Карно 216
 Каскады логических элементов 191
 Квантовые генераторы 63
 Квадраторы магнитные 295
 Квадратурные генераторы 178
 Квазиуравновешенные мосты 121
 Кватование 10
 Келдыша — Франца эффект 14, 372
 Керамика пьезоэлектрические 71
 Керра эффект 12, 13, 266, 314, 372
 — ячейки 372
 Кирхгофа уравнение 57
 Клапаны пневматические 396
 Классификация магнитных элементов 278
 — носителей сигналов 31
 — элементов автоматических по видам энергии 10
 — — — типам сигналов 8
 — — — функциональной роли 7
 Клинь оптический 373
 Ключи аналоговые 168
 — оптические 382
 — транзисторные 195
 Кнопки 329
 — пневматические 397, 400
 Коанда эффект 392, 393
 Кодер 8
 Колер-декодер 484
 Кодов преобразователи 223
 Кодо-импульсная модуляция 474
 Кодовое расстояние 477
 Коды избыточные 471
 — цифровые 44
 Колебательные звенья 46
 Коллекторные исполнительные двигатели постоянного тока 353
 Коммутаторы аналоговые 168, 171
 Коммутационные элементы 329
 Компараторы 142, 167, 283
 Компенсаторы цифровые 122
 — электрические 113, 119
 Компенсационные преобразователи 47, 112, 410
 Комплексы изделий 27
 — пневматических модулей 400
 Комплементарные транзисторы (КМДП) 211
 Композитроны 462
 Комптон-эффект 103

- Конвейерного типа аналого-цифровые преобразователи 183
- Конечные выключатели пневматические 397, 399
- Концентрационные датчики 60
- Конденсаторные датчики 74, 92
- Конденсаторы пневматические 389
- Конструктивные принципы агрегатирования 28
- Конструктивы типовые 29
- Контакты резистивные преобразователи 68
- способы регистрации 442
- термометры 60
- элементы 321
- Контраст яркости 456
- Контрастность изображения 440
- Контроль по четности 477
- Контроля и регулирования пневматические средства 38
- — — электрические средства 37
- системы 5
- Концевые выключатели гидравлические 432
- Концентрации датчики 60, 62, 81, 105
- Копирование 439
- Корреляционные датчики расхода 68
- Коттона — Мутона эффект 13, 373
- Коэрцитивная сила 263
- Коэффициент возврата 43
- преобразования 50
- Критическая частота мельканий 457
- Крутящего момента датчики 78
- Кулачковые переключатели 329
- Курсор 465
- Лазерно-перфораторный способ регистрации 454
- Лазерные логические элементы 379
- Лазерный способ регистрации 447
- Лазеры 370
- Лампы накаливания 369
- Ленгмюра уравнение 58
- Ленты магнитные 319
- Линейные вращающиеся трансформаторы 340
- датчики 45
- полупроводниковые преобразователи 141
- статические преобразователи 153
- Линии связи 474
- фотоной связи 375
- ЛИУС 39
- Логарифмирование сигналов 163
- Логарифмирования устройства 142
- Логические вентильные матрицы 235
- модули пневматические 400
- нуль и единица 195
- преобразователи 142
- схемы нейристорные 380
- — оптические 379
- — оптоэлектронные 378
- устройства аналоговые 167
- элементы 186, 188
- — магнитные 300
- — пневматические 396, 398
- сравнение типов 212
- — электрооптические 379
- Логических сигналов полупроводниковые преобразователи 186
- Логометрические преобразователи 46
- Локальные информационно-управляющие системы (ЛИУС) 39
- Локаторы ультразвуковые 100
- Магнетометры 280
- Магнитно-диодные элементы 300
- Магнитно-магнитные элементы 304
- цифровые элементы 305
- Магнитно-мягкие и магнитно-твердые материалы 264, 266
- Магнитно-полупроводниковые элементы 261
- Магнитно-транзисторные элементы 303
- Магнитотрафаретный способ регистрации 447
- Магнитные проницаемости 263
- усилители 284
- чернила 444
- элементы 261
- Магнитных характеристик измерение 277
- Магнитографический способ регистрации 451
- Магнитоцентрирующие эффекты 14
- Магнитомодуляционные головки 319
- золды 279
- Магнитооптические устройства 314
- Магнитооптический эффект 266, 372
- Магнитоориентационный способ регистрации 443, 452
- Магнитопроводы 275
- Магниторезисторы 131
- Магнитосопротивления эффект 266
- Магнитострикция 13, 77, 281
- Магнитоструйные способы регистрации 446
- Магнитоуправляемые контакты 334
- Магнитоупругие датчики 76
- Магнитоупругий эффект 12, 281
- Магнитохимический способ регистрации 443, 452
- Магнитоэлектрические пневматические преобразователи 411
- преобразователи 418
- Манометрические термометры 60
- Маркеры 466
- Материалы упругие 52
- Матрицы запоминающих устройств 307, 308
- Мелькание изображений 457
- Мембранные элементы 404
- Мембраны 51, 389
- Метрология 15
- Механотроны 140
- Механические измерительные преобразователи 50
- Механических воздействий влияние на магнитные материалы 273
- Механоопневматические преобразователи 409
- МДП-транзисторные логические элементы 208
- Микродвигатели 348
- Микропереключатели 329
- Микропрограммное управление 247
- Микропроцессоры и микро-ЭВМ 235
- Микросины 367
- Микросхемы оптоэлектронные 374
- Миниатюрные элементы и модули пневматические 406
- Миниатюры 467
- Многокристалльные микропроцессоры 240
- Многолучевые электронно-лучевые трубки 464
- Многоотверстные магнитопроводы 309
- Многоцветность изображения 440
- Множительные и делительные магнитные устройства 294
- Модификация 27
- Мозли эффект 104
- Модули 29
- пневматические 400
- Модуля выделения 161
- Модулятор-демодулятор 147
- Модуляторы 8, 43, 156
- магнитные 295
- Модуляторы светового излучения 372
- сигнала 44
- Моментные электродвигатели 366
- Мосты цифровые 122
- электрические 113
- Мошности датчики 282
- Мультипроцессорные системы 257
- Мультивibrаторы 230
- Муфты скольжения 367
- электромагнитные 367
- Надежность телемеханических устройств 477
- Накопители на магнитных лентах 319
- Накопительные магнитные элементы 299
- Намагничивание ферромагнетиков 262
- Напряжения сигналы 44
- Негисторы 129
- Нейристоры 380
- Нейтронов источники 104
- рассеяние 104
- Нелинейные датчики 45
- полупроводниковые аналоговые преобразователи 142
- функциональные преобразователи 160
- Непрерывные сигналы 10, 44
- Неразрывности уравнение 59
- Неуразновешенные мосты 119
- Нормирующие преобразователи 8, 43
- усилители 149
- Носители магнитные 316
- сигнала 31
- Нуль логический 195
- Обратимые и необратимые звенья 45
- Обратные связи 47
- Обтюраторы 373
- Объемное управление гидравлическими механизмами 423
- Ограничение сигналов 161
- Однокристалльные микропроцессоры 237
- Оперативные запоминающие устройства 306
- Операторная чувствительность 47
- Операционные усилители 142
- гидравлические 435
- Оптическая плотность 12, 13, 439
- Оптические средства преобразования информации 368
- Оптопары 373
- с управляемым каналом 376
- Оптопрерыватели 373
- Оптроны 373
- Ординальная шкала измерений 7
- Ортоферриты 270
- Остаточная магнитная индукция 263
- Отражения информации устройства 456, 458
- Отражательный оптрон 375
- Памяти элементы пневматические 402
- ячейки пневматические 396

- Память 248
— внутренняя 244
Параллельного типа аналого-цифровой преобразователь 182
- Параметрические модуляторы 157
— ряды изделий ГСП 28
Параметроны 305
Параметры логических элементов 192
— срабатывания и отгласкивания 43
Пасты чернильные 445
Пе-аш (рН)-метры 82, 119
Пельтье эффект 12, 127
Первичные преобразователи 11, 42
Передающая функция 47
Передача производственно-статистической информации 474
- Переключатели пневматические 397, 400
Переменения датчики 79, 80, 92, 108, 280
Перепада давления датчики 60, 64
Переходная функция 50
— характеристика 46
Переходные процессы тепловые 85
Периферийные элементы пневматические 398
Перфораторный способ регистрации 443, 448
Печатные обмотки 357
— способы регистрации 443, 446, 448
- Печатный монтаж 321, 327
Пирозлектрики 69
Плазменные устройства отображения информации 470
Планишеты ввода пространственных координат 469
Пленки магнитные 305
— ферромагнитные 269
- Пленочные тензорезисторы 69
Плоские магнитные домены 305, 310
Плотномеры 108
Плотности датчики 60, 105
— смесей 57
Плотность средняя 59
Пневматическая ветвь ГСП 25
Пневматические кабели 422
— сигналы 32, 44
— устройства автоматики 384
- Пневмомеханические преобразователи 409
Пневмоэлектрические преобразователи 409, 413
Поворот плоскости поляризации 12
Поворотные переключатели 329
— трансформаторы 339
- Повторители 191
— магнитные 301
— пневматические 394
- Погрешности 14
— датчиков 45
— магнитных усилителей 291
— преобразования 150
- Подвесы упругие 51
Позиционеры 432
Позисторы 130
Поккельса эффект 12, 372
Политропический процесс 385
Полупроводники 126
Полупроводниковые лазеры 371
— пневмоэлектрические преобразователи 413
— приборы 126
- Полусумматоры 189
Полутоновая характеристика 440
Поляризованное реле 333
Помехоустойчивость 17, 101, 477
— логических элементов 190
- Поплавковые датчики 62
Порог чувствительности 43, 45
Порошковые муфты 368
Последовательно-параллельные аналого-цифровые преобразователи 183
- Последовательного типа аналого-цифровые преобразователи 184
Последовательные схемы (логические элементы) 213
- Постоянная времени 50
— — тепловая 85
Потенциальное перо 469
Потенциально-импульсные логические элементы 186
Потенциальные логические элементы 186
Потенциометры 116
- Предомлиения коэффициента измерение 91
Преобразование сопротивления в унифицированный сигнал 152
Преобразования погрешности 15
Преобразователи измерительные первичные 11, 32, 42
— кодов 223
— координат 341
- Преобразователи рода энергии сигналов 409
— — — пневматические 390
Прерывания устройства 250
Прерывистый сигнал 10, 44
Приборы регистрационные 444
Приемопередатчики 251
Прилипание струи к стенке 393
Приоритет прерывания 242
Проволочные резисторы 70
Программное обеспечение ЭВМ 259
Программные устройства 8
Процессоры 235
Проявление изображения 439
Пружины 51, 53
Прямоугольная петля гистерезиса 264, 267, 268, 306
Прямоугольности коэффициент 264, 277
Пуазейля формула 387
Пьезорезисторы 71
Пьезоэлектрические электропневматические преобразователи 412
- Пьезоэлектрические пневмоэлектрические преобразователи 414
— преобразователи 70
— электромеханические преобразователи 410
- Радиоизотопные датчики 111
— чувствительные элементы 102
Радиочастотные измерительные преобразователи 90
Разветвления коэффициенты 192
Разности Давления датчики — см. Перепада давления датчики
— — — гидравлические 433
- Разрежений датчики гидравлические 433
Разрешающая способность 440
Разъемы 321
Распределители 424
— импульсов 491
Растровые знаки 464
Растяжки упругие 51
Расхода воздуха расчет 385, 388
— датчики 60, 64, 106
— — ультразвуковые 100
- Расходомеры 64, 89
Расширители 188, 201, 245
Реактивные синхронные двигатели 352
Ревизионные магнитные усилители 289
— регистры 228
— счетчики 226
- Регенеративный оптрон 374
Регистраторы 8
Регистрирующие устройства 438
Регистры 189, 227, 244, 248
— магнитные 302
- Регулирование гидравлические средства 38
— электрические средства 38
Регулярные логические структуры 233
Регуляторы гидравлические 433
Редуктоины 345
- Резистивно-транзисторные элементы (РТЛ) 187, 196
Резистивные преобразователи 68
Резонансное ядерное поглощение 103
Резонаторы объемные 91
Резцовый способ регистрации 443, 447
Реле-датчики 43
— пневматические 408
Реле пневматические 395
— электроконтактные 331
- Рельефография 442
Рентгеновского излучения источники 102
Реоэстатные преобразователи 68
Решающие усилители гидравлические 434
— магнитные усилители 290
- Ротаметры 66
Ротационные датчики 61
Ротор полый 351
Ртутные магнитоуправляемые контакты 337
Световоды волоконные 375
Световое перо 467
Световые нелинейности 368
— клавиши 468
- Светоизлучающие диоды 369
Связи датчиков с приемными устройствами 39
Сегнетоэлектрики 69, 127
Сейсмические датчики 55
Сенсорные датчики 377
Сельсины 345
Сдвиговые регистры 229
Сжатого воздуха параметры 384
Сигналы измерительные 43
Сигнальные устройства пневматические 417
Сильфоны 51, 54, 389
Символов генерирование 459
Синусо-косинусные вращающиеся трансформаторы 340

- Синусоидальных колебаний генераторы 177
 Синхронные двигатели 352
 — логические элементы 186
 — счетчики 226
 Систематические коды 477
 Скорости датчики 55, 60, 109
 — звука измерение 96
 — потоков измерение 100
 — распространения колебаний измерение 91
 — ультразвука измерение 97
 Следящего типа аналого-цифровые преобразователи 185
 Сложение по модулю 2 188
 Сложные внутренние эффекты 13
 Соединители электрические 321
 Сопла 64
 Сопло-заслонка 388, 390
 — гидравлическое 424
 Сплошности датчики 105
 Сопротивления гидравлические 424
 — пневматические 388, 393
 Сорбции явления 61
 Сорбционные датчики 61
 — термометры 60
 Сорбция 12
 Состав датчики 60, 61, 105
 — определение 109
 Соударение струй 392
 Спектрометры рентгеновские 111
 Спиральные трубки 51
 Сравнения аналоговых сигналов схемы 167
 — элементы пневматические 395
 — ячейки пневматические 402
 Сравнивающие устройства пневматические 402
 Стабилизаторы давления жидкости 436
 Стабилизация параметров 45
 — частоты 63
 Стабильность частоты автогенераторы 63
 Стабильность и старение магнитных материалов 271
 Стандарты ГСП 33
 Статические полупроводниковые аналоговые преобразователи 141
 Стекляные электроды 83
 Стержни упругие 50
 Стирание записи 439
 Струйно-мембранные элементы 404
 Струйные модули 400
 — преобразователи 392
 — реле-датчики 409
 — способы регистрации 445, 447
 — элементы 396
 Структуры систем 9
 Струнные датчики 54
 Сужающее устройство 64
 Сумматоры 189, 230
 Суммирование сигналов 142
 Суммирование устройств 153
 Суммирующие усилители 154
 Счетчики 190
 — импульсов 225
 Считывание информации 298, 303
 Считывающие устройства фотоэлектрические 361
 Таблицы состояний 215
 Таймеры 230
 — программируемые 256
 Тайпотроны 462
 Тактирование логических элементов 187
 Тактовая синхронизация 466
 Тахометры 78
 Тахогенераторы асинхронные 353
 — постоянного тока 364
 Твердотельные лазеры 371
 Текстура 262, 264, 267, 268
 Телеавтоматическая система 474
 Телевизионные методы генерирования символов 459
 Телеизмерение 474, 492
 Телемеханической техники средства 37
 Телерегулирование 474
 Телесигнализация 474
 Телеуправление 474
 Температурная зависимость магнитных свойств 272
 — характеристика диода 133
 Температуры датчики 60
 — — пневматические 408
 — — ультразвуковые 97
 — измерение 97
 Тензодиоды 135
 Тензометрические манометры 119
 — электропневматические преобразователи 411
 Тензорезисторные мосты 119
 — пневмоэлектропреобразователи 414
 Тензорезисторы 51, 69
 — полупроводниковые 130
 — электролитические 80
 Тензочувствительность материалов 69
 Теплового баланса уравнение 84
 — расширения датчики 56
 Тепловой (термический, терморезистивный) способ регистрации 443, 449
 Тепловые чувствительные элементы 84
 Теплоемкость газа 384
 Теплопроводности измерение 90
 Термоанемометры 88
 Термобатареи 138
 Термодинамическая поверхность 57
 Термодинамические процессы в газах 385
 Термодиоды 133
 Термомагнитный способ записи 443, 450
 Термометры сопротивления 87
 Термонеры 85, 119, 151
 — неметаллические 87
 — полупроводниковые 138
 Термопреобразователи сопротивления 119
 Терморезисторы 87
 — полупроводниковые 127
 Термотеристоры 137
 Термотранзисторы 136
 Термозлектрические преобразователи 85, 151
 — эффекты 14
 — явления в полупроводниках 127
 Термозлектричество 85
 Тетразолиевый способ записи 443, 451
 Тип изделия ГСП 27
 Типоразмер 27
 Тиражирование 439
 Тиристорные усилители 173
 — — с широтно-импульсным управлением 175
 Токовые ключи 204
 — сигналы 44
 Толщины датчики 105
 — измерение 99
 Томсона эффект 13, 127
 Тонкопленочные полупроводники 383
 Транзисторно-транзисторные логические элементы (ТТЛ) 187, 198
 Транзисторные логические элементы 195
 Транзисторы биполярные, супер- β , полевые, МОП 144
 Трансфлюксоры 369
 Трансформаторная синхронная передача 347
 Трансформаторные датчики 76
 — сельсины 345
 Трассеры электронные 466
 Трафаретный печатный способ регистрации 447
 Грехпроводная схема включения датчика 39, 116
 Триггеры 189, 213
 — лазерные 379
 — пневматические 402
 Трубки скоростного напора 66
 Тумблеры 329
 — пневматические 396, 400
 Турбинные расходомеры 66
 Турбулентное течение газа 387
 Турбулентные преобразователи 393
 Турбулизация струй 392
 Тягомеры и тягонапоромеры 64
 Угла датчики 339
 — — гироскопические 366
 — отклонения от вертикали датчики 80
 — поворота датчики 280
 Ультразвуковое перо 468
 Ультразвуковые измерительные преобразователи 96
 Умножение на постоянный коэффициент 142
 — сигналов 160
 Умножения на коэффициент устройства 153
 — устройства 142
 Умножители 246
 — оптические 383
 Универсальные комплексы пневматических элементов 393
 Унификация средств автоматизации 22
 Унифицированная базовая конструкция 29
 Унифицированные комплексы 27
 — типовые конструкции 29
 Управляющие устройства 8
 Управляемые двигатели 348
 Упругие пневматические элементы 389
 — преобразователи 50
 Уравнение состояния газа 384
 Уравновешенные мосты 116
 Уравновешивание мостов и компенсаторов 114, 115
 — — — переменного тока 121, 124
 Уровнемеры 64
 Уровня датчики 60, 62, 92, 105, 107
 — — пневматические 408
 — — ультразвуковые 98
 — измерение 89
 Усилители магнитные 284
 — мощности 172
 — — гидравлические 436
 — пневматические 394, 398, 405

- Усилители электрогидравлические 423
 — МДМ 147
 Ускоренный датчики 55
 Устойчивость логических элементов 190
 Устройства хранения информации 8
 УСЭППА 393
 Фазовая характеристика 46
 Фазовое управление 348
 Фазовращатели индукционные 342
 Фазо-импульсная модуляция 44
 Фазо-импульсные (ФИМ) преобразователи 142
 Фазо-частотная характеристика 50
 Фарадея эффект 13, 266, 314, 372
 Ферромагнетики 261
 Ферритовые магнитопроводы 306
 — пленки 270
 Ферриты 267
 Феррогранаты 271
 Феррографический способ регистрации 443, 451
 Феррография 447
 Ферродинамические преобразователи 119, 120
 Феррозоны 279
 Ферромагнетики 261
 Ферромагнитные пленки 269
 Фиксация сигналов 438
 Фильтры 142, 166
 — пневматические 397
 Флюоресцентные чернила 444
 Флюоресцентный рентгеновский анализ 111
 Фолговые тензорезисторы 70
 Фотогальванический эффект 139
 Фотогальванические усилители 119, 377
 Фотографический способ регистрации 443, 452
 Фотодиоды 134
 Фотомагнитодиоды 135
 Фотониметрические устройства 379
 Фоторезисторы 132
 Фотореле 377
 Фототристоры 137
 Фототранзисторы 136
 Фотохимические реакции 12
 — считывающие устройства 381
 Фотоэлектрический способ регистрации 443, 453
 Фотоэлектронные умножители 140
 Фотоэлементы вакуумные 139
 — кремниевые 138
 Фотоэффект 12, 14, 103
 Франца — Келдыша эффект 14, 372
 Функциональная устойчивость логических элементов 190
 Характеристики датчиков статические 43
 Хактроны 462
 Холла датчики 139
 — эффект 13, 127, 266, 281
 Хромографические датчики 61
 Целевая функция ГСП 23
 «Цикл» — комплекс пневматический 404
 Циклические коды 478
 Цилиндрические домены 270
 — магнитные пленки 310
 Цифро-аналоговые преобразователи 142, 178
 — устройства регистрации 455
 Цифровой код 44
 Цифровые магнитно-полупроводниковые элементы 300
 — мосты и потенциометры 122
 — сигналы 44, 80
 — устройства отображения информации 465
 — регистрации 455
 Цифровых сигналов полупроводниковые преобразователи 186
 Частные циклы перематывания 265
 Частотная модуляция 474
 Частотно-импульсные модуляторы (ЧИМ) 159
 — преобразователи 142
 Частотные датчики 54, 92
 — сигналы 44
 Частотные характеристики 46
 Частоты датчики 109, 281
 Чернила 444
 Четкость контура изображения 440
 Число-импульсная модуляция 44
 Читаемость 458
 Чувствительность статическая и операторная 47
 Чувствительные элементы магнитные 279
 Шаговые двигатели 360
 Широко-импульсная модуляция 44
 Широко-импульсные модуляторы (ШИМ) 158
 — — магнитные 294
 — преобразователи 142
 Шифраторы 8, 190, 225
 Шкалы измерений 6, 7
 Шумы собственные 132
 Щелевые расходомеры 64
 Щеточные переключатели 329
 Эжекторы 391
 Экранировка датчика 75
 Эластичные мембраны 51
 — тензорезисторы 69
 Электретный способ записи 443, 450
 Электреты 74
 Электрическая ветвь ГСП 25
 Электрические измерительные преобразователи 68
 — линии связи 32
 — — — в пневматике 421
 — сигналы унифицированные 32
 Электрических цепей контроля датчики 283
 Электровакуумные чувствительные элементы 139
 Электрогидравлические позиционеры 432
 — усилители 423
 Электрографические способы регистрации 447
 Электроизмерительной техники средства 35
 Электронскровая запись 443, 448
 Электрокинетические преобразователи 416
 Электрокинетический эффект 12
 Электролитический способ регистрации 443, 449
 Электролюминесцентные устройства отображения информации 471
 Электромагнитные преобразователи 76
 — реле 331
 — элементы 339
 Электромеханические преобразователи 423
 — частотные датчики 54
 Электронно-дырочный переход 127, 133
 Электронно-лучевой способ регистрации 443, 451
 Электронно-лучевые трубки 459
 Электронно-позитронных пар образование 103
 Электронная вычислительная машина 235
 Электронные компенсаторы 119
 — чувствительные элементы 126
 Электрооптический эффект 372
 Электропневматические преобразователи 409
 Электростатическая запись в газовой среде 451
 Электростатические преобразователи 73
 Электростатический печатный способ регистрации 447
 Электростатический способ регистрации 443, 451
 Электротермическая запись 443, 448
 Электротехнические стали 266
 Электрофотографический способ регистрации 443, 453
 Электрофотография 447
 Электрохимические преобразователи 79
 — способы регистрации 449
 — устройства отображения информации 471
 Электроэрозсионная запись 443, 448
 Энского уравнение 58
 Эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ) 187, 204
 Эргонометрические характеристики устройств отображения 457
 Эрли эффект 12
 Ядерный гамма-резонанс 109
 Языки машинные 259
 Ячейки электролитические 79

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
-----------------------	---

Раздел 3

Раздел 1

Основные понятия

1.1. Общие определения	5
1.2. Задачи и методы измерения в автоматике	6
1.2.1. Методы измерения	6
1.2.2. Классификация элементов по их функциональной роли	7
1.2.3. Классификация элементов по типам сигналов и характеристикам преобразования	8
1.2.4. Классификация элементов по видам энергии и преобразований	10
1.2.5. Первичные преобразователи	11
1.3. Погрешности систем (управления, измерительных, вычислительных) и их элементов	14
1.3.1. Общие замечания	14
1.3.2. Погрешности измерительных систем	15
1.3.3. Погрешности систем обработки информации и вычислительной техники	15
1.3.4. Погрешности систем управления	17
1.3.5. Погрешности частей систем	20
Список литературы	21

Раздел 2

Агрегатирование и унификация средств автоматизации

2.1. Краткий очерк истории вопроса	22
2.2. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации — техническая база автоматизации промышленности	23
2.2.1. Целевые функции и принципы построения системы	23
2.2.2. Структура ГСП	24
2.2.3. Параметрические ряды приборов	28
2.2.4. Конструктивные принципы агрегатирования	29
2.2.5. Унификация информационных связей	31
2.2.6. Система стандартов	33
2.3. Агрегатные комплексы средств автоматизации, применяемые в народном хозяйстве	33
2.3.1. Системное описание агрегатных комплексов технических средств автоматизации	34
2.3.2. Краткое описание агрегатных комплексов	35
2.4. Схемы связи датчиков с приемными устройствами ГСП	39
Список литературы	42

Первичные измерительные преобразователи

3.1. Измерение важнейших физических величин	42
3.2. Механические измерительные преобразователи	50
3.2.1. Упругие преобразователи	50
3.2.2. Инерционные преобразователи	55
3.2.3. Датчики теплового расширения	56
3.3. Измерительные преобразователи, основанные на свойствах жидкостей и газов	56
3.4. Электрические измерительные преобразователи	68
3.4.1. Резистивные преобразователи	68
3.4.2. Пьезоэлектрические преобразователи	70
3.4.3. Электростатические преобразователи	73
3.4.4. Электромагнитные преобразователи	76
3.4.5. Электрохимические преобразователи	79
3.5. Тепловые измерительные преобразователи	84
3.6. Радиочастотные и акустические измерительные преобразователи	90
3.6.1. Радиочастотные измерительные преобразователи	90
3.6.2. Ультразвуковые измерительные преобразователи	96
3.7. Радионуклидные и ионизационные чувствительные элементы, источники излучения	102
Список литературы	113

Раздел 4

Электрические мосты и компенсаторы

4.1. Общие сведения	113
4.2. Аналоговые автоматические мосты и компенсаторы	114
4.3. Цифровые мосты и компенсаторы	122
Список литературы	126

Раздел 5

Электронные чувствительные элементы

5.1. Основы действия полупроводниковых приборов	126
5.2. Полупроводниковые резистивные чувствительные элементы	127
5.3. Полупроводниковые диодные чувствительные элементы	132
5.4. Полупроводниковые многослойные чувствительные элементы	136

5.5. Полупроводниковые генераторные чувствительные элементы	138
5.6. Электровакuumные чувствительные элементы	139
Список литературы	141

Раздел 6

Полупроводниковые преобразователи аналоговых сигналов

6.1. Классификация аналоговых преобразователей	141
6.2. Операционные усилители	143
6.3. Нормирующие усилители	149
6.4. Линейные статические преобразователи	153
6.5. Модуляторы	156
6.6. Нелинейные функциональные преобразователи	160
6.7. Динамические функциональные преобразователи	163
6.8. Устройства для логических преобразований	167
6.9. Аналоговые коммутаторы и ключи	168
6.10. Усилители мощности	172
6.11. Генераторы периодических сигналов	175
6.12. Цифро-аналоговые преобразователи	178
6.13. Аналого-цифровые преобразователи	182
Список литературы	186

Раздел 7

Полупроводниковые преобразователи логических и цифровых сигналов

7.1. Общая характеристика и классификация	186
7.2. Характеристики и параметры	190
7.2.1. Основные понятия о функциональной устойчивости и помехоустойчивости логических элементов	190
7.2.2. Основные параметры логических элементов	192
7.3. Логические элементы на полупроводниковых диодах и резисторах	193
7.4. Логические элементы на транзисторах	195
7.4.1. Особенности работы биполярного транзистора в ключевом режиме	195
7.4.2. Резистивно-транзисторный логический элемент (РТЛ)	196
7.4.3. Диодно-транзисторные логические элементы (ДТЛ)	197
7.4.4. Транзисторно-транзисторные интегральные микросхемы (ТТЛ ИС)	199
7.4.5. Биполярные транзисторные логические элементы с повышенным запасом помехоустойчивости	203
7.4.6. Логические элементы на токовых ключах (эмиттерно-связанная логика — ЭСЛ)	204
7.4.7. Интегральные микросхемы с инжекционным питанием (И ² Л)	205
7.4.8. Логические элементы на МДП транзисторах	208

7.4.9. Сравнение различных типов интегральных логических элементов и выбор элементной базы	212
7.5. Последовательностные схемы (триггеры)	213
7.5.1. Особенности работы логических элементов в замкнутых цепях	213
7.5.2. Способы описания триггеров	215
7.5.3. Классификация триггеров	216
7.6. Преобразователи кодов	223
7.7. Счетчики импульсов	225
7.8. Регистры	227
7.9. Схемы задержки	229
7.10. Сумматоры	230
7.11. Большие интегральные микросхемы	231
7.11.1. Запоминающие устройства в интегральном исполнении	231
7.11.2. Регулярные логические структуры	233
7.12. Микропроцессоры и микро-ЭВМ	235
7.12.1. Основные понятия	235
7.12.2. Однокристалльные микропроцессоры и микро-ЭВМ	238
7.12.3. Многокристалльные секционированные микропроцессоры	242
7.12.4. Устройства микропрограммного управления	247
7.12.5. Запоминание информации в микропроцессорах	248
7.12.6. Интерфейсы микропроцессорных средств	249
7.12.7. Многомашинные и мультипроцессорные системы	257
7.12.8. Программное обеспечение микро-ЭВМ	259
Список литературы	260

Раздел 8

Магнитные

и магнитно-полупроводниковые элементы

8.1. Физические основы использования ферромагнетиков для построения устройств обработки и хранения информации	261
8.2. Ферромагнитные материалы и магнитопроводы для магнитных элементов	266
8.3. Классификация магнитных элементов	278
8.4. Магнитные чувствительные элементы, датчики, компараторы	279
8.5. Устройства усиления и преобразования аналоговых сигналов	284
8.6. Аналоговые запоминающие устройства, накопительные и адаптивные элементы	296
8.7. Магнитно-полупроводниковые цифровые элементы	300
8.8. Магнитные цифровые запоминающие устройства (оперативные ЗУ)	306
8.9. Устройства памяти на подвижных магнитных доменах (магнитные интегральные ЗУ)	310
8.10. Магнитооптические устройства и ЗУ	314
8.11. Запоминающие устройства с использованием магнитной записи	316
Список литературы	320

Раздел 9

Контактные элементы

9.1. Общие сведения	321
9.2. Электрические соединители . . .	321
9.3. Коммутационные элементы . . .	329
9.4. Реле	331
9.4. Магнитоуправляемые контакты . . .	334
Список литературы	338

Раздел 10

Электромашинные элементы

10.1. Электромашинные датчики угла . . .	339
10.1.1. Вращающиеся трансформаторы	339
10.1.2. Индуктосины	344
10.1.3. Редуктосины	345
10.1.4. Сельсины	345
10.2. Микродвигатели	348
10.2.1. Асинхронные исполнительные двигатели	348
10.2.2. Коллекторные исполнительные двигатели постоянного тока	353
10.2.3. Бесколлекторные двигатели постоянного тока	359
10.2.4. Шаговые двигатели	360
10.2.5. Синхронные двигатели	361
10.3. Тахогенераторы	363
10.4. Электрические машины гироскопических систем	364
10.4.1. Гиродвигатели	365
10.4.2. Моментные электродвигатели	366
10.4.3. Датчики угла	367
10.5. Электромагнитные муфты	367
10.5.1. Электромагнитные муфты скольжения с массивным якорем	367
10.5.2. Электромагнитные порошковые муфты	368
Список литературы	368

Раздел 11

Оптические и оптоэлектронные средства преобразования информации

11.1. Световые величины	368
11.2. Генерирование оптического излучения	369
11.3. Методы модуляции светового излучения	372
11.4. Оптроны	373
11.5. Фотореле и фотогальванические усилители	377
11.6. Оптоэлектронные логические схемы	378
11.7. Оптические логические схемы	379
11.8. Электрооптические логические элементы	379
11.9. Нейристорные логические схемы	380
11.10. Фотоэлектрические считывающие устройства	381
11.11. Аналоговые оптические устройства	382
11.12. Интегральная оптика	383
Список литературы	383

Раздел 12

Пневматические устройства автоматики

12.1. Основы использования сжатого воздуха в автоматике	384
12.2. Узлы пневматических устройств автоматики	387
12.3. Пневматические преобразователи сигналов	390
12.3.1. Преобразователи типа сопло—заслонка	390
12.3.2. Струйные преобразователи	392
12.4. Универсальные комплексы элементов	393
12.4.1. Элементы непрерывной техники	393
12.4.2. Элементы дискретной техники	395
12.4.3. Вспомогательные элементы	396
12.4.4. Комплекс струйных элементов «Волга»	397
12.5. Комплексы модулей	400
12.6. Датчики с пневматическим выходом	406
12.7. Преобразователи рода энергии сигналов	409
12.7.1. Общие сведения	409
12.7.2. Аналоговые электропневматические преобразователи	410
12.7.3. Аналоговые пневмоэлектрические преобразователи	413
12.7.4. Электропневматические и пневмоэлектрические преобразователи дискретного действия	415
12.8. Пневматические каналы связи	418
Список литературы	422

Раздел 13

Гидравлические устройства автоматики

13.1. Общие вопросы	423
13.2. Электрогидравлические усилители	423
13.3. Гидравлические исполнительные механизмы	430
13.4. Гидравлические регуляторы	433
13.5. Некоторые рекомендации по применению гидравлических устройств	437
Список литературы	438

Раздел 14

Регистрирующие устройства

14.1. Основные понятия и определения	438
14.2. Основные показатели способов регистрации информации	439
14.3. Классификационные схемы способов регистрации информации	442
14.4. Способы регистрации, основанные на перемещении вещества к носителю записи	444
14.5. Способы регистрации с механическим действием на носитель записи	447
14.6. Способы регистрации с действием электрического тока на носитель записи	448
14.7. Способы регистрации с тепловым действием на носитель записи	449

14.8. Способы регистрации с действием на носитель записи электрического поля или потока заряженных частиц	450
14.9. Способы регистрации с действием на носитель записи магнитного поля	451
14.10. Способы регистрации с электромагнитным воздействием на носитель записи	452
14.11. Устройства регистрации информации в аналоговой и цифровой формах	454
Список литературы	455

Раздел 15

Устройства отображения информации

15.1. Характеристики процесса приема информации	456
15.1.1. Характеристики зрительного анализатора	456
15.1.2. Эргонометрические характеристики устройств отображения информации (УОИ)	457
15.2. Классификация устройств отображения информации	458
15.3. Устройства отображения информации на основе электронно-лучевых трубок	459
15.3.1. Дисплей	459

15.3.2. Методы и способы генерирования символов на экране ЭЛТ	459
15.3.3. Знакогенераторы	462
15.4. Видеотерминалы как средство оперативного диалога	465
15.5. Газоразрядные и жидкостные УОИ	470
15.5.1. Плазменные УОИ	470
15.5.2. Электрохимические УОИ	471
15.5.3. Электролюминесцентные УОИ	471
15.5.4. Объемные и квазиобъемные УОИ	472
15.5.5. Жидкокристаллические УОИ	472
Список литературы	473

Раздел 16

Средства телемеханики и аппаратура передачи данных

16.1. Назначение и функции устройств телемеханики	473
16.2. Линии и каналы связи, используемые в телемеханике	474
16.3. Показатели функционирования устройств телемеханики	477
16.4. Методы повышения достоверности передачи информации	477
16.5. Блоки и узлы, характерные для устройств телемеханики	482
Список литературы	494
Предметный указатель	495