

*Е. А. Коломбет*

Микроэлектронные  
средства  
обработки

**АНАЛОГОВЫХ  
СИГНАЛОВ**

*Е. А. Коломбет*

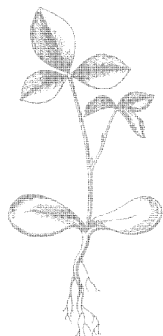


*Е. А. Коломбет*

*Микроэлектронные  
средства  
обработки  
**АНАЛОГОВЫХ  
СИГНАЛОВ***



*Москва  
«Радио и связь»  
1991*



Scan AAW

ББК 32.852  
К61  
УДК 621.3.049.17.0

Рецензенты: д-р техн. наук Д. Е. Полонников, д-р техн. наук П. А. Арутюнов

**Редакция литературы по электронике**

**Коломбет Е. А.**

**К61** Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов.— М.: Радио и связь, 1991.—376 с.: ил.

**ISBN 5-256-00375-5**

Рассматриваются особенности схемотехники и применения микроэлектронных средств обработки аналоговых сигналов: операционных усилителей, перемножителей, компараторов напряжения, аналоговых таймеров, схем дискретизации, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, однокристальных систем сбора-обработки сигналов, аналоговых микропроцессоров, выпускаемых отечественной промышленностью. Значительное внимание уделяется цифровой обработке аналоговых сигналов с применением микропроцессоров. Описываются конкретные примеры построения аналого-цифровых систем, ориентированных на программно-управляемую обработку аналоговых сигналов в аппаратуре различного функционального назначения.

Для инженерно-технических работников, связанных с разработкой и применением аналоговых и аналого-цифровых микросхем.

**К 2302030700-112**  
**046(01)-91 74-91**

**ББК 32.852**

Производственное издание

**Коломбет Евгений Александрович**

**МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА ОБРАБОТКИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ**

Заведующий редакцией Ю Н Рысев Редактор М. М Лисина Переплет художника В Е. Самохина Художественный редактор Н С Шенн Технический редактор А Н Золотарева Корректор А К Акменкова

**ИБ № 2019**

Сдано в набор 20.07.90. Подписано в печать 31.07.91. Формат 60×88<sup>1</sup>/<sub>16</sub> Бумага газетная Гарнитура литературная Печать офсетная. Усл печ л. 23,03 Усл. кр.-отт. 23,03 Уч.-изд. л. 26,10. Тираж 20 000 экз. Изд № 22780 Зак № 1047. Цена 4 р

Издательство «Радио и связь» 101000, Москва, Почтамт, а/я 693

Печать и изготовление тиража в Московской типографии № 4 Государственной ассоциации предприятий, организаций и объединений полиграфической промышленности «АСПОЛЬ» зак. 1396 Москва, И-41, Б.-Переславская, 46

**ISBN 5-256-00375-5**

© Коломбет Е. А., 1991

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Создание нового поколения миниатюрных информационно-измерительных систем стало возможным вследствие ряда взаимосвязанных особенностей развития современной электронной аппаратуры.

К числу наиболее важных особенностей можно отнести: переход от централизованной структуры информационно-измерительной системы к распределенной; расширение требований к функциональным возможностям этой системы; создание микроэлектронных средств обработки аналоговых сигналов на базе микросхем с различной степенью интеграции схемных функций. В соединении с непрерывным совершенствованием системотехнических принципов построения информационно-измерительных систем, опирающихся на применение цифровых ЭВМ, указанные особенности обуславливают возможность перехода на новый уровень в технике обработки аналоговых сигналов.

В начале 80-х годов в основном завершилось совершенствование параметров отечественных аналоговых микросхем средней степени интеграции и создана достаточно широкая номенклатура операционных усилителей, перемножителей, компараторов, таймеров и др. Превалирующей тенденцией в развитии аналоговых микросхем является увеличение степени интеграции схемных компонентов и функций в одной конструктивной единице — микросхеме — в первую очередь за счет размещения на одном кристалле аналоговых и цифровых микросхем. Этого требует широкое использование в информационно-измерительных системах микропроцессорных наборов цифровых микросхем для обработки информации и управления различными процессами. Очевидна все большая потребность в этих системах, которые позволяют организовать программное управление операций над аналоговым сигналом или выполнить преобразование аналоговых сигналов в цифровые либо цифровых в аналоговые. В результате успешных работ в этом направлении в последние годы были созданы однокристалльные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи, подсистемы сбора и обработки данных и процессоры для обработки аналоговых сигналов — цифровые процессоры сигналов.



Функции, выполняемые аналоговыми электронными узлами на базе аналоговых микросхем, весьма многообразны. Сюда относятся усиление, формирование, сравнение, интегрирование, дифференцирование и др. Соответственно этому разнообразна и номенклатура аналоговых микросхем: операционные усилители, стабилизаторы, компараторы, фазовые детекторы, перемножители, модуляторы, активные фильтры и др. В зависимости от планируемых областей использования аналоговые микросхемы делятся на специализированные и общего применения. В частности, операционные усилители, компараторы, перемножители и таймеры являются аналоговыми микросхемами общего применения. При этом подразумевается, что на их основе можно построить схемные узлы, выполняющие различные операции над аналоговыми сигналами.

Благодаря тому, что аналоговые микросхемы выполняют операции в реальном масштабе времени, они оказались исключительно полезными при построении быстродействующих информационно-измерительных систем, реализующих какой-либо один алгоритм обработки аналоговых сигналов. При этом системы, построенные на аналоговых микросхемах, не позволяют достичь высокой точности обработки аналоговых сигналов, которая обычно требуется от современных систем управления объектами. Чтобы информационно-измерительная система на базе аналоговых микросхем выполнила другой алгоритм обработки аналоговых сигналов, требуется ее перепроектирование, т. е. изменение структуры связей схемных узлов.

С увеличением степени сложности и многообразия создаваемых технических и технологических электронных систем управления объектами, их нормальное функционирование становится невозможным без применения ЭВМ. Это обусловлено в первую очередь ростом различной и быстроменяющейся информации о поведении управляемых объектов. Причем сами объекты могут существенно различаться по своим параметрам. Решением проблемы стало использование для обработки аналоговых сигналов электронных систем на основе цифровых процессоров.

Принципиальная особенность цифровой системы обработки аналоговых сигналов заключается в том, что содержащаяся в ней ЭВМ входит в состав измерительной цепи и участвует в получении результатов обработки. Создание и применение цифровых процессоров сигналов для цифровой обработки аналоговых сигналов — следствие компьютеризации измерений (как части обработки), проявляющейся не только в применении вычислительной техники для автоматизации управления функционированием и обработки результатов измерения, но и, это главное, для реализации части процедуры обработки аналоговых сигналов в цифровой форме на программной основе.

Указанная трансформация структуры системы обработки аналоговых сигналов существенно меняет как функциональные и предель-

ные возможности информационно-измерительных систем, так и методы их анализа и синтеза. При этом можно выделить два аспекта проблемы создания этих систем на базе ЭВМ — системотехнический и метрологический. К первому относятся обеспечение совместимости аналоговых и цифровых узлов, организация управления их работой, выбор и применение стандартных интерфейсов, развитие программного системного обеспечения и разработка принципов системной унификации функциональных узлов. Ко второму аспекту проблем следует отнести обеспечение соответствия аппаратных и программных средств требованиям к информационно-измерительным системам, рациональное распределение функций между аналоговой и цифровой частями систем, а также развитие метрологии цифровых процессоров сигналов и информационно-измерительных систем в целом.

В книге сосредоточено внимание на первом аспекте — схемотехническом обеспечении внедрения цифровой обработки аналоговых сигналов. Приведенные схемы являются примерами сопряжения аналоговых узлов с цифровыми цепями управления либо примерами цифровой обработки аналоговых сигналов. Основой универсальности применения современных информационно-измерительных систем является создание и массовое использование многофункциональных больших и сверхбольших микросхем (БИС и СБИС), причем не только преобразователей, но и нового класса средств обработки — однокристалльных систем сбора и обработки данных и цифровых процессоров сигналов. В этих условиях проектирование функциональных узлов информационно-измерительных систем должно быть основано на системном подходе, в частности, они должны удовлетворять требованиям системной совместимости, проблемной ориентации на задачи обработки аналоговых сигналов, решаемые измерительными системами, а их качество должно описываться одинаковыми параметрами. В книге предпринята попытка такой системный подход построить на базе информационно-энергетической теории информационно-измерительных систем.

Основной упор в книге, как и в предыдущих публикациях автора, делается на практические аспекты применения аналоговых и аналого-цифровых микросхем различной степени интеграции, выпускаемых отечественной промышленностью. В части аналоговых микросхем средней степени интеграции дается общее представление о типовых структурах (это необходимо для их успешного применения) и обобщается опыт построения на их основе различных функциональных узлов. В части же аналого-цифровых БИС и СБИС делается попытка раскрыть основные аспекты аппаратурной реализации цифровой обработки аналоговых сигналов, вплоть до описания выпускаемых серийно однокристалльных информационно-измерительных систем.

Насколько все это удалось — судить читателям, критические замечания и пожелания которых будут с благодарностью приняты.

## ГЛАВА I

### МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ОБРАБОТКИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Практически все реально существующие физические явления можно представить в виде аналоговых сигналов. В любой момент времени в них содержится отличная от нуля информация, поскольку сигнал непрерывен во времени. Кроме того, аналоговый сигнал обладает непрерывно изменяющейся амплитудой, которая во времени может иметь бесконечно большое число значений. Обычно изменения аналоговых сигналов, какова бы ни была их исходная физическая природа, преобразуются первичными датчиками в изменения напряжения или тока. Это необходимо, чтобы воспользоваться развитым аппаратом электронного приборостроения, воспринимающим, как правило, для дальнейшей обработки только информацию, выраженную в изменениях напряжения или тока. Для этих электрических величин, получаемых на выходах первичных датчиков в результате прямых измерений физических явлений, переменными параметрами являются не только изменения амплитуды напряжения и тока, но также частота и скважность этих изменений. Описанию основных понятий и подходов к обработке информации, представленной изменениями амплитудных и временных параметров аналоговых сигналов, и посвящена эта глава. Аналоговые сигналы могут обрабатываться непосредственно или требовать промежуточного преобразования с помощью описываемых в остальных главах узлов электронной аппаратуры.

#### 1.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Информация может быть представлена не только в непрерывной, но и в дискретной форме. Дискретная форма представления информации положена в основу цифровых систем обработки сигналов. *Цифровые сигналы* характеризуются наличием (отсутствием) высокого (низкого) уровня напряжения на выходе (входе) логической схемы. В современной аппаратуре цифровой обработки информации практически все используемые цифровые сигналы являются двоичными. Любой двоичный сигнал представляет собой единицу (бит)

информации, поскольку имеет одно из двух состояний. При ответе на двоичный вопрос «да» или «нет» формируется дискретный сигнал ответа — лог. 1 или лог. 0, соответствующий высокому или низкому уровню напряжения. Цифровые сигналы могут объединяться в группы, называемые словами и формируемые одновременно (параллельно) или последовательно сигнал за сигналом.

Переход от непрерывного сигнала к дискретному всегда происходит с потерей некоторого количества информации. Процесс перехода от непрерывного по амплитуде или временным параметрам аналогового сигнала к дискретному называется *дискретизацией*, или *квантованием*. Минимальное значение разности между двумя уровнями дискретизации называется *квантом*. Наряду с квантованием по амплитуде можно выполнить *квантование по времени*, под которым подразумевается замена непрерывного во времени сигнала его дискретным эквивалентом. В этом случае сведения о значении непрерывного сигнала поступают не постоянно, а в определенные моменты времени. Например, два цифровых слова 10000000 и 01111111 при значении кванта дискретизации, равном 10 мВ, соответствуют напряжениям двух ближайших значений аналогового сигнала 1280 и 1270 мВ.

В последнее десятилетие центральным узлом систем обработки информации стали цифровые электронные вычислительные машины (ЭВМ), у которых входные, промежуточные и выходные сигналы представлены в цифровой форме. Поэтому для перехода от аналоговых сигналов к цифровым стали широко использоваться различные *аналого-цифровые преобразователи* (АЦП), которые обеспечивают сопряжение датчика аналогового сигнала с цифровой ЭВМ. Прежде чем аналоговый сигнал попадет на АЦП, может потребоваться его предварительная обработка. Разнообразные операции над аналоговыми сигналами осуществляются с помощью аналоговых микросхем — усилителей (ОУ), перемножителей напряжений, компараторов, таймеров и др. Эти микросхемы позволяют выполнить любые математические операции над аналоговым сигналом. Однако при обработке аналоговых сигналов с помощью аналоговых микросхем вносится погрешность. Другими словами, на выходе любого аналогового узла уменьшается количество информации о входном сигнале. Вместе с тем с помощью аналоговых микросхем можно обрабатывать сигналы в реальном масштабе времени, т. е. с минимальной задержкой между моментом подачи входного сигнала и получением результата обработки на выходе. Современные аналоговые микросхемы позволяют выполнить любую математическую операцию над аналоговым сигналом за время, примерно равное 1 мкс, с погрешностью 1 мВ. АЦП обеспечивают квантование непрерывного сигнала как по уровню, так и по времени. Необходимость квантования по уровню обусловлена самой природой представления сигналов в цифровой форме. Объясняется это тем, что при любом большом, но конечном числе градаций, принятом

для представления непрерывного сигнала, неизбежна приближенность. Одной из причин необходимости квантования по времени в АЦП является то, что для осуществления заданного цикла вычислений требуется определенное время, так как только после получения результата вычислений можно делать новую выборку входного сигнала [1].

Введенная в ЭВМ с помощью АЦП информация обрабатывается обычно в нереальном масштабе времени из-за сравнительно низкого быстродействия при выполнении математических операций над сигналами. Задержки между моментами ввода информации в ЭВМ и получения результата обработки могут лежать в диапазоне от сотен микросекунд до сотен часов. Это зависит от типа ЭВМ и математической операции. При цифровой обработке информации аппаратные и энергетические затраты существенно больше, чем при аналоговой. Вместе с тем цифровой метод обработки информации обладает принципиальным преимуществом перед аналоговым, которое состоит в том, что от операции к операции происходит значительно меньшее увеличение погрешности обработки информации. Потери информации минимальны при одинаковой разрядности всех узлов ЭВМ и обусловлены в основном воздействием помех и переполнением регистров [2, 3].

После выполнения в ЭВМ требуемого объема операций по обработке информации получается результирующее цифровое слово. Это слово определяет величину воздействия на исполнительные устройства. Поскольку органы управления объектом обычно воспринимают не цифровые, а аналоговые сигналы, то необходимо преобразовать выходной код ЭВМ в непрерывный сигнал. Эту задачу выполняют *цифро-аналоговые преобразователи* (ЦАП). Прежде чем попасть на исполнительные устройства, аналоговые сигналы после ЦАП, как правило, обрабатываются с помощью аналоговых устройств (например, активных фильтров, усилителей мощности и др.) [4]. Таким образом, для решения большинства задач, возникающих при создании современной микроэлектронной аппаратуры, необходимо совместное использование аналоговых и цифровых методов обработки сигналов. К таким задачам относятся не только управление объектами, но и математическое моделирование сложных динамических систем, обработка результатов экспериментов в реальном масштабе времени, обработка сигналов в замкнутой петле систем автоматического контроля и управления процессами, вывод данных из ЭВМ на графопостроители и т. д. В перечисленных случаях такие математические операции, как усиление, логарифмирование, суммирование, вычитание, дифференцирование, интегрирование, можно выполнить и с помощью аналоговых микросхем, и с помощью цифровой ЭВМ. Достоинством аналоговых методов обработки сигналов является высокое быстродействие вычислений, осуществляемых в реальном масштабе време-

ни, а цифровых методов — точность. Следовательно, в каждом конкретном случае есть компромиссное соотношение между объемами цифровой и аналоговой обработки сигналов.

## **1.2. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ОБРАБОТКИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ**

Непрерывное повышение и разнообразие требований, предъявляемых к точности, быстродействию и энергопотреблению операций обработки аналоговых сигналов, уже не может обеспечиваться только за счет применения микросхем и расширения их номенклатуры. Чтобы с максимальной эффективностью проектировать и применять микроэлектронные системы обработки аналоговых сигналов, необходимо уметь выбирать из всего многообразия типов и структур таких систем лучшие и достигать в них предельного сочетания точности, быстродействия и потребляемой мощности для данного уровня развития электроники. Решение подобных задач не представляет большого труда для разработчиков систем цифровой обработки сигналов, обеспеченных развитым аппаратом логического проектирования и обобщенными морфологическими показателями качества [5]. В то же время разработчики аналоговых систем обработки непрерывных сигналов хотя и обладают элементной базой, но не имеют обобщенных критериев ее качества и способов оптимизации параметров аналого-цифровых систем, позволяющих выявить и реализовать резервы их совершенствования.

Объясняется это тем, что в классической технике обработки аналоговых сигналов, в том виде, в каком она существовала до конца 60-х годов, преобладали точностные показатели качества. Прогресс определялся в основном достижениями в части повышения точности выполнения операций над аналоговыми сигналами. С массовым выпуском аналоговых и аналого-цифровых микросхем общего применения (ОУ, компараторов напряжения, аналоговых перемножителей, устройств выборки-хранения (УВХ), ЦАП и АЦП) точностные показатели систем обработки сигналов на их основе резко улучшились до значений, близких к предельным для современного уровня развития электроники. Эти пределы определяются уровнем развития технологии микросхем. Благодаря высоким показателям точности, быстродействия, надежности и энергопотребления аналоговые и аналого-цифровые микросхемы получили настолько широкое распространение, что сейчас нет области электронной техники, где бы они не применялись. Аналоговые и аналого-цифровые микросхемы развиваются в двух направлениях: совершенствование их параметров и повышение степени интеграции функций на кристалле кремния. Сейчас в микроэлектронике превалирует второе направление, в ходе развития которого созданы большие и сверхбольшие микросхемы, объединяющие аналоговые и цифровые структуры в многофункциональные однокристалльные

системы (системы сбора и обработки аналоговых сигналов, согласованные с микропроцессорами; аналоговые микропроцессоры, выполняющие программно управляемую цифровую обработку аналоговых сигналов, модемы, кодеки и т. д.).

Постоянное повышение требований к параметрам аналоговых и аналого-цифровых микросхем привело к резкой дифференциации теоретических и практических аспектов их проектирования. Эта дифференциация, с одной стороны, позволила создать более полную теорию по проектированию элементов каждого типа, а с другой — углубила разобщенность принципов их проектирования и характеристик качества. Например, при идентичных характеристиках точности в ОУ, компараторах, УВХ у этих элементов абсолютно различные динамические характеристики. Более того, эти характеристики измеряются обычно при некотором одном значении входного сигнала. Существенно упростить задачу проектирования систем из различных функциональных элементов позволило бы введение обобщенных точностных и динамических характеристик качества. Введение таких характеристик дает возможность не только выбирать из числа известных лучшие архитектуры систем обработки аналоговых сигналов, но также использовать обобщенные характеристики в качестве целевых функций при оптимизации электрических схем; усовершенствовать методику расчета систем обработки аналоговых сигналов; унифицировать современную аналоговую и аналого-цифровую элементную базу; производить количественную оценку предельно достижимых соотношений между параметрами аналого-цифровых систем и элементов на каждом этапе развития технологии и схемотехники.

Решение поставленной цели должно основываться на области науки, позволяющей представить в едином виде функционирование любой аналоговой и аналого-цифровой микросхемы. В настоящее время такой обобщающей наукой стала кибернетика и ее теоретические основы в виде теории информации. Поэтому очевидна целесообразность попытки использования и развития законов преобразования информации применительно к специфике аналоговых и аналого-цифровых систем. Для этого необходимо представить эти системы и их части в виде преобразователей информации, сведя параметры каждой части к единым показателям, принятым в теории информации. Одновременно с этим следует в неразрывной связи с информационным рассматривать энергетический аспект работы систем обработки аналоговых сигналов. Введенный для цифровых элементных средств энергетический показатель качества — энергия переключения — стал обобщенным показателем их технического уровня. Из сказанного следует, что решение проблемы проектирования предельных по сочетанию параметров схем обработки аналоговых сигналов целесообразно искать на пути представления их в виде преобразователей информации, затрачивающих на ее прием и обработку энергию. Сведение, таким образом, частных

параметров элементов и узлов в системах обработки аналоговых сигналов к единым информационно-энергетическим позволит применять развитый математический аппарат оптимизации параметров электронной аппаратуры.

**Обобщенная информационно-энергетическая модель узла обработки аналогового сигнала (УОАС).** Представим УОАС общего применения в виде преобразователя информации, а его частные параметры сведем к единым, принятым для информационно-измерительных систем [6].

Часть информации  $\Delta X$ , поступающей на вход УОАС, теряется из-за его погрешности  $\Delta_X$ . В качестве меры количества информации, содержащейся в сообщении  $X$ , в теории информации используют понятие *энтропии*  $H(X)$ .

*Количество информации*  $Q$  об  $X$ , содержащееся в выходном сообщении, равно разности энтропий входного сообщения и погрешности  $Q = H(X) - H(\Delta_X)$ . Для сигнала, ограниченного по амплитуде значениями  $X_1$  и  $X_2$ , энтропия максимальна при равномерном ее распределении, а количество информации, получаемой на выходе УОАС,  $Q = \log_2[(X_2 - X_1)/2\Delta_X]$ .

Количество информации о входном сообщении, переданное на выход УОАС, является его точностной характеристикой. По аналогии с информационно-измерительными системами: для оценки совокупности динамико-точностных характеристик УОАС воспользуемся понятием *пропускной способности*  $C_t$ . Это максимальное количество информации  $Q_{max}$ , передаваемой на вход УОАС в единицу времени,

$$C_t = Q_{max}/t_n, \quad (1.1)$$

где  $t_n$  — время, необходимое для преобразования  $X$  с погрешностью  $\Delta_X$ .

Энергетический аспект преобразования информации в дополнение к информационному был впервые исследован Бриллюэном [7]. Введено понятие «энергетическая цена измерения», определяемая как наименьшее количество энергии, которую необходимо затратить на входе измерительного устройства для получения ответа на один двоичный вопрос (да — нет) с вероятностью правильного ответа 0,5. Для идеального прибора, у которого устранены все погрешности, за исключением термодинамических флуктуаций, энергетический порог чувствительности достигает своего предельного значения, равного  $A_{\text{в}0} = 3,5 \cdot 10^{-20}$  Дж.

Применительно к специфике УОАС введена *входная пороговая энергия*  $A_{\text{в}}$ , определяющая минимальную удельную (на 1 бит) полезную энергию, которую необходимо затратить на входе УОАС для получения на его выходе максимального количества информации  $Q_{max}X$ . Величина  $A_{\text{в}}$  имеет размерность джоуль на бит (Дж/бит) и рассчитывается из выражения

$$A_{\text{в}} = I_{\text{вх}} U_{\text{вх м}} t_n / Q_{max}, \quad (1.2)$$



где  $I_{вх}$  — входной ток УОАС;  $U_{вх.м}$  — входное напряжение, при котором  $Q$  достигает максимума.

Очевидно, что реальные затраты энергии  $A_{в.р}$  на входе УОАС будут всегда больше  $A_v$  из-за действия паразитных входных емкостей УОАС. Поэтому для оценки эффективности использования затрачиваемой на входе УОАС энергии можно применить коэффициент полезного действия входной цепи  $\eta = A_v/A_{в.р}$ . Очевидно, что  $\eta$  будет зависеть от структуры входной цепи УОАС и технологии его изготовления.

Для трансляции входного сигнала на выход УОАС потребляет мощность  $P$  от источников питания. По аналогии с  $A_v$  для характеристики этого процесса воспользуемся энергией

$$A_n = Pt_n/Q_{max}, \quad (1.3)$$

где  $P = U_{п1}^+ I_{п1} + U_{п2}^- I_{п2}$  определяется токами  $I_{п1}$  и  $I_{п2}$ , отбираемыми УОАС от источников питания с напряжениями  $U_{п1}^+$  и  $U_{п2}^-$ . Величина  $A_n$  называется *удельным энергопотреблением УОАС* и имеет размерность джоуль на бит (Дж/бит). Она определяет минимальное значение энергии, которую необходимо затратить, чтобы УОАС передало на выход 1 бит входной информации.

Значения  $A_v$  и  $A_n$  определяются всей совокупностью показателей точности, быстродействия и потребляемой мощности (обычно 15...20), характеризующих УОАС любого типа, и, следовательно, могут быть обобщенными показателями их технического уровня. Параметры  $A_v$  и  $A_n$  имеют понятный физический смысл, что выгодно отличает их от используемых показателей УОАС некоторых типов, определяемых отношением или произведением только частных параметров.

**Информационно-энергетические показатели ОУ.** Результат преобразования входной информации передается на выход ОУ с погрешностью

$$\Delta X = K_U E_{ош}, \quad (1.4)$$

где  $K_U$  — коэффициент передачи ОУ с обратной связью,  $E_{ош}$  — суммарная погрешность передачи ОУ, характеризующая всеми показателями его неидеальности (см. гл. 2).

Время преобразования информации в ОУ до требуемой относительной погрешности  $\delta = \Delta X/U_{вх}$ , определяемой суммой времени нарастания  $U_{вых}$  и времени установления, находится из следующего выражения [6]:

$$t_{п.у} = (U_{вх} - U_d) K_U / v + (K_U / 2\pi f_T) \ln \{ [U_d / (\delta - \delta_c K_U) U_{вх}]^2 + 1 \}, \quad (1.5)$$

где  $\delta_c = E_{ош}/U_{вх}$  — относительная статическая погрешность,  $U_d$  — диапазон входных сигналов, в котором обеспечивается квазилинейный режим работы входного каскада ОУ,  $f_T$  — частота единичного усиления,  $v$  — скорость нарастания выходного напряжения ОУ (см. гл. 2).

С учетом действия  $\delta_c$  количество информации, получаемой на выходе ОУ в результате измерения входного сообщения  $U_{вх}$  при

равномерном законе его распределения,

$$Q = -\log_2(\delta + \delta_c). \quad (1.6)$$

Подставляя (1.5) и (1.6) в (1.1), получаем выражение для пропускной способности ОУ с ОС

$$C_{iy} = -\log_2(\delta + \delta_c)/t_{п.у}. \quad (1.7)$$

Максимальное значение  $C_{iy}$  достигается при  $K_t=1$  и  $U_{см}=0$  (повторитель с отрегулированным напряжением смещения нуля). Величины  $A_v$ ,  $A_n$  и  $C_i$ , вычисленные для современных ОУ (см. табл. П.1), определялись при  $\delta=10^{-3}$ , где значения  $C_i$  для всех ОУ близки к своим максимальным. Значения  $A_v$  рассчитывались при  $U_{вх.м}=10$  В и при использовании всего диапазона допустимых входных сигналов большинства ОУ (для К153УД1, К140УД1 и К140УД5  $U_{вх.м}=5$  В). Увеличение входного напряжения пропорционально увеличивает  $A_v$  и, следовательно, для сравнения ОУ достаточно определить их энергии  $A_v$  при каком-либо одном значении.

**Устройства выборки и хранения.** Этот тип УОАС можно рассматривать как модификацию ОУ на более высоком уровне функциональной интеграции. Обладая всеми функциональными возможностями ОУ (УВХ в режиме выборки), УВХ выполняют дополнительную функцию — хранение аналогового сигнала. Полезным результатом работы УВХ является количество информации о входном сообщении, которое содержится в выходном сигнале к моменту хранения. Относительно конечного результата работы режим выборки (установление с заданной точностью однозначной связи между входным и выходным сигналами) является «паразитным», однако неизбежным вследствие несовершенства элементов и схемотехники УВХ. Именно поэтому основные параметры УВХ характеризуют режим выборки, а хранение описывают обычно только скоростью изменения хранимого сигнала, т. е. скоростью потери полученной информации (см. гл. 8).

Статическую погрешность  $\Delta_v$  выборки УВХ можно определить из выражения (1.4), а количество информации о входном сигнале, получаемой на выходе УВХ в режиме выборки, из выражения (1.6) при  $\delta_c = \Delta_v/U_{вх} = \delta_v$  и  $t_{п.у} = t_v$ .

В режиме хранения за время  $t_x$  часть выбранной информации  $Q_v$  теряется из-за действия ошибки хранения  $\Delta_x = dt_x$ . Следовательно, суммарное количество информации, получаемой за один цикл работы УВХ (выборка и хранение), равно  $Q = Q_v - \Delta Q(\Delta_x) = -\log_2(\delta + \delta_v + \delta_x)$ , где  $\delta_x = \Delta_x/U_{вх}$ . При работе УВХ обычно выбирают  $t_x$  с таким расчетом, чтобы  $\Delta_x \ll \Delta_v$ . Поэтому предельные возможности УВХ полностью определяются его параметрами в режиме выборки. Поскольку характеристики ОУ и УВХ в режиме выборки совпадают, то для расчета времени выборки  $t_v$  и пропу-

ской способности  $C_t$  УВХ можно воспользоваться выражениями (1.5) и (1.7), заменив  $\delta_c$  на  $\delta_b$ . Рассчитанные при аналогичных, принятых для ОУ, исходных данных значения  $C_t$ ,  $A_b$  и  $A_n$  для микросхем УВХ приведены в табл. П1.

**Компараторы напряжения.** Любое количество входной информации компаратор преобразует за время  $t_{п.к}$  в одно бинарное сообщение, определяемое на его выходе уровнями напряжений лог. 0 или лог. 1 в зависимости от того, больше или меньше входной сигнал  $U_{вх}$  опорного  $U_{оп}$  (см. гл. 6). Погрешность преобразования входной информации компаратора определяется напряжением ошибки  $\Delta_x$ , выражение для которой аналогично (1.4) при  $K_U = 1$  и использованием замены  $U_{вых} = U^1 - U^0$ . При  $|U_{вх} - U_{оп}| = E_{ош}$  выходное напряжение равно логическому пороговому  $U^n \approx (U^1 - U^0)/2$ . Если разность  $U_b = U_{вх} - U_{оп}$  лежит в диапазоне  $U_b < < |E_{ош}|$ , то равновероятны оба состояния на выходе компаратора.

Пусть бинарным элементам  $x_1$ ,  $x_2$  входного сообщения  $X$  соответствуют элементы  $y_1$ ,  $y_2$  выходного сообщения  $Y$ . Если уровни напряжений  $x_1$ ,  $x_2$  попадают в диапазон  $\pm E_{ош}$  или на вход компаратора воздействуют помехи, то однозначная связь между  $X$  и  $Y$  нарушается. Наибольшая скорость передачи информации в бинарном канале достигается при равенстве вероятностей  $p(y_1/x_2) = p(y_2/x_1) = p_l$  ошибочного приема входного сообщения  $X$ . В этом случае пропускную способность компаратора как бинарного канала можно определить из выражения  $C_{тк} = [(1 - p_l) \log_2 p_l + (1 - p_l) \log_2 (1 - p_l)] / t_{п.к.}$ , где числитель определяет количество информации  $Q$ , получаемой от компаратора. При  $p_l \rightarrow 0$   $C_{тк} \rightarrow 1/t_{п.к.}$ , при  $p_l \rightarrow 0,5$   $C_{тк} \rightarrow 0$ .

Величины  $A_b$  и  $A_n$  для компараторов рассчитаны в гл. 6, где показано, что в диапазоне  $U_b = 2 \dots 15$  мВ величина  $A_b$  слабо зависит от  $U_b$ . Поэтому при расчетах  $A_b$  для компараторов, у которых значение  $t_{п.к}$  нормируется при  $U_b = 5$  мВ, можно воспользоваться выражением  $A_b = I_{вх}(5 \text{ мВ} + U_{см})t_{п.к.}$ . Рассчитанные величины  $A_b$ ,  $A_n$  и  $C_t$  при  $\Delta T_{нн} = 100^\circ \text{С}$  для основных типов компараторов приведены в табл. П1.

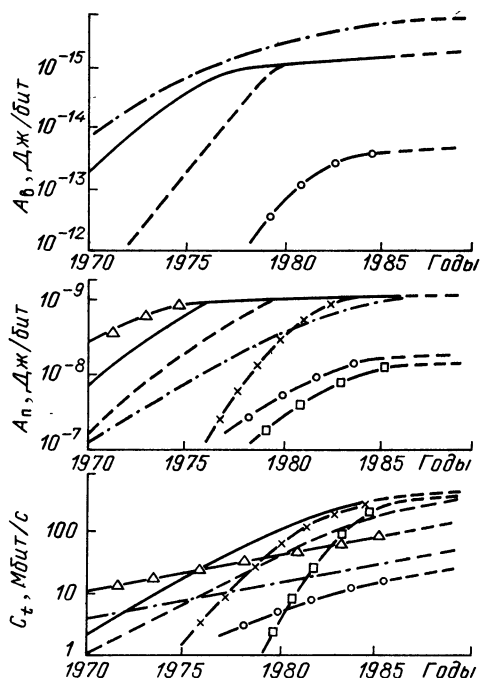
**Информационно-энергетические показатели ЦАП и АЦП.** Количество информации, получаемой от ЦАП (АЦП) при равномерном законе распределения входной информации, равно их разрядности  $N$ . Величина  $N$  и время преобразования  $t_n$  входной информации в выходную у любого ЦАП (АЦП) являются нормированными параметрами (см. гл. 9 и 11). Поэтому величины  $C_t$  и  $A_n$  получаются непосредственной подстановкой в (1.1), (1.3) значений  $t_n$ ,  $N$  и  $U_n$ ,  $I_n$  для ЦАП (АЦП) без промежуточных (как в ОУ, компараторах и УВХ) вычислений. Что касается  $A_b$ , то в ЦАП этот показатель вырождается в суммарную энергию, затрачиваемую источником информации на переключение входных логических элементов (энергия переключения) ЦАП. В АЦП величина  $A_b$  определяется соответствующим типом входного узла (обычно ОУ, УВХ или компаратор), т. е. показателем качества

Рис. 1.1. Динамика улучшения информационно-энергетических показателей УОАС:

— компараторы; — — — ОУ на биполярных транзисторах; — · — ОУ с полевыми транзисторами на входе; — о — устройства выборки-хранения, — Δ — ЦАП, выполненные по КМОП технологии, — x — ЦАП, выполненные по биполярной технологии, — □ — АЦП использованной на входе аналоговой микросхемы, а не АЦП. Значения  $C_t$  и  $A_n$ , вычисленные для наиболее перспективных типов отечественных и зарубежных полупроводниковых ЦАП и АЦП, приведены в табл. П1.

Для совместного рассмотрения данные этой таблицы на все типы аналоговых и аналого-цифровых микросхем размещены по времени их разработки и представлены в виде графиков (рис. 1.1). Последние демонстрируют динамику совершенствования качества микросхем, выраженную в уменьшении их входной пороговой энергии и удельного энергопотребления. Из анализа рис. 1.1 можно сделать следующее заключение. С момента начала разработок аналоговых микросхем увеличилась в  $10^3$  раз их чувствительность ко входной информации и уменьшились в  $10^2$  раз затраты энергии на ее получение. В различных типах аналоговых микросхем в разное время достигаются одни и те же предельные значения пороговой энергии  $A_{в.п} = 10^{-15}$  Дж/бит и удельной энергоёмкости  $A_{п.п} = 10^{-9}$  Дж/бит. Лучшие типы компараторов и ОУ достигли этих значений соответственно в 1973 и 1975 гг., и в последующих разработках наблюдались в основном вариации между потребляемой мощностью и быстродействием при неизменных  $A_v$  и  $A_n$ . Несмотря на непрерывные усилия разработчиков ОУ и компараторов их последующие успехи сводились к некоторому уменьшению погрешности преобразования  $\Delta_x$  в основном за счет совершенствования технологии.

Наибольшее отставание значений  $A_v$  и  $A_n$  от их пределов, обеспечиваемых современным уровнем развития технологии УОАС, наблюдается в УВХ. По-видимому, это объясняется несовершенством традиционной схемотехники УВХ. Имея значения  $A_v$  и  $A_n$  значительно больше предельных, УВХ должны быть усовершенствованы (в основном схемотехнически), пока запас, обеспечиваемый технологией, не будет использован полностью.



Значительный прогресс был достигнут в области разработок ЦАП и АЦП, у которых величины  $C_t$  и  $A_n$  за 10 лет были улучшены более чем на порядок. В последних разработках преобразователей предельные значения  $A_n$  уже практически достигнуты.

Что касается одновременного значительного (более чем на порядок) уменьшения достигнутых значений  $A_{в.п}$  и  $A_{п.п}$  в аналоговых микросхемах общего применения, то для этого пока нет видимых технологических и схемотехнических предпосылок. Вместе с тем предельно достижимое значение  $A_{в.}$ , определяемое уровнем термодинамических флуктуаций, равно  $3,5 \cdot 10^{-20}$  Дж/бит, и следовательно, проблема значительного уменьшения  $A_{в.п}$  ждет своего решения. По-видимому, это относится и к  $A_{п.п}$ .

Из сказанного можно сделать вывод, что основные типы аналоговых и аналого-цифровых микросхем общего применения к настоящему времени достигли предела совершенствования их параметров, определенного в основном возможностями базовой технологии их изготовления на основе кремния при традиционной схемотехнике. Вследствие этого, а также благодаря массовому применению этих микросхем в аппаратуре интенсифицировалось второе направление их развития — создание многофункциональных аналого-цифровых БИС (системы сбора данных К572ПВ4, аналоговые процессоры КМ1813ВЕ1). Именно в области проектирования и применения этих структур целесообразно видеть наиболее плодотворные перспективы развития УОАС. Переход к обобщенным информационно-энергетическим показателям качества УОАС, аналогичным принятым для цифровых микросхем и систем на их основе, позволяет перейти к синтезу оптимальных структур многофункциональных блоков из однотипных по параметрам аналоговых и цифровых микросхем, отличающихся только выполняемой функцией. То, что энергии  $A_{в.}$  и  $A_{п.}$  определяются всей совокупностью показателей точности, быстродействия и потребляемой мощности, позволяет использовать  $A_{в.}$  и  $A_{п.}$  в качестве целевых функций при оптимизации структурных схем УОАС с целью достижения в них предельных сочетаний точности, быстродействия и потребляемой мощности для современного уровня развития микроэлектроники.

## ГЛАВА 2.

### ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционные усилители относятся к универсальным усилительным элементам, которые в первые годы их создания предназначались для выполнения математических операций над аналоговыми сигналами в аналоговых вычислительных машинах. Первые ОУ представляли собой громоздкие блоки электронной аппаратуры, построенные на лампах. В настоящее время ОУ — это микросхема, параметры которой значительно лучше, чем лампо-

вого аналога, а цена значительно меньше. Благодаря этому из специализированных блоков ОУ превратились в универсальный компонент, занимающий доминирующее положение в аналоговых микросистемных системах.

Под ОУ в настоящее время понимается усилитель с дифференциальным высокоомным входом, одним низкоомным выходом и бесконечно большим коэффициентом усиления. Современные ОУ работают в диапазоне частот от нуля до десятков мегагерц. Направление прохождения сигнала со входа на выход ОУ видно из его символического обозначения, имеющего форму треугольника. Вход, обозначенный плюсом, называется неинвертирующим, минусом — инвертирующим. Обычно на ОУ подают положительное и отрицательное напряжения питания, а общий провод схемы гальванически соединен внутри ОУ с одним из его входов. В дополнение к пяти перечисленным выводам в некоторых типах ОУ предусмотрены выводы для подключения цепей коррекции частотной характеристики и установки нуля выходного напряжения. ОУ чрезвычайно чувствителен к разности напряжений, подаваемых между его инвертирующим и неинвертирующим входами (дифференциальное входное напряжение), и нечувствителен к изменениям напряжений, подаваемых на оба входа и одинаковых по абсолютной величине и полярности (синфазное входное напряжение).

Современные ОУ имеют сравнительно сложную схемотехнику, основанную на достижениях полупроводниковой технологии [8]. Однако, как показывает опыт, разработчику электронной аппаратуры не обязательно знать все тонкости схемотехники и технологии изготовления ОУ. Вместе с тем, не зная общих принципов их построения и современной номенклатуры, трудно ожидать создания надежной электронной аппаратуры с предельным сочетанием точности, быстроты действия и потребляемой мощности. Поэтому в этой главе дается общее представление о структуре основных типов ОУ, их основных параметрах и особенностях применения.

## **2.1. МИКРОСХЕМОТЕХНИКА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ**

Особенности схемотехнических решений, используемых для построения ОУ, обусловлены следующими ограничениями в технологии изготовления микросхем: большими разбросами абсолютных значений параметров элементов, микронными размерами элементов, трудностью технологической совместимости различных активных элементов, отсутствием индуктивности среди элементов микросхем. В микросхемах выгодно применять активные элементы вместо пассивных, занимающих большую площадь кристаллов. Элементы, расположенные на кристалле рядом, имеют практически одинаковые параметры. Разработчики ОУ проектируют их таким образом, чтобы в максимальной степени использовать

преимущества полупроводниковой технологии и свести к минимуму влияние ограничений, накладываемых этой технологией.

Основным схемотехническим узлом аналоговых микросхем является дифференциальный усилитель (ДУ). Симметрия ДУ (рис. 2.1, а) относительно генератора постоянного тока  $I_r$  делает его схему идеальной для применения в ОУ, так как ДУ усиливает рассогласование между параметрами элементов плеч  $VT1$ ,  $R1$  и  $VT2$ ,  $R1$ . Вследствие этого ДУ часто называют балансным или разностным (усилитель разницы между двумя сигналами, поданными на вход ДУ). Если  $U_{вх1} = U_{вх2}$ , т. е. изменения входных сигналов совпадают по фазе и одинаковы по амплитуде, то токи в плечах ДУ постоянны, равны и  $U_{вх1} = U_{вх2} = U_n^+ - I_r R_1 / 2$ . ДУ тем лучше, чем меньшее изменение  $\Delta U_{вх.с} = U_{вх1} - U_{вх2}$  вызывает изменение  $U_{вх1}$  ( $U_{вх1} = U_{вх2}$ ). В реальном ДУ из-за разбаланса плеч, т. е. разброса параметров резисторов и транзисторов, а также конечного значения выходного сопротивления генератора тока  $I_r$ , при  $U_{вх.с} = U_{вх1} = U_{вх2}$  имеем  $\Delta U_{вх.с} \neq 0$ . Отношение  $\Delta U_{вх.с} / U_{вх.с}$  называется коэффициентом усиления синфазного сигнала.

Если  $U_{вх1} - U_{вх2} = U_{вх.д} \neq 0$ , т. е. на вход ДУ подано дифференциальное напряжение  $U_{вх.д}$ , то происходит перераспределение токов между плечами каскада, но сумма токов  $I_1 + I_2 = I_r$  остается постоянной. Учитывая, что  $I_1 = I_{К.О} \exp(U_{Э.Б1} / \varphi_T)$ , а  $I_2 = I_{К.О} \exp(U_{Э.Б2} / \varphi_T)$ , где  $I_{К.О}$  — тепловой ток обратносмещенного эмиттерно-базового перехода;  $\varphi_T \approx TK / 11600$  В — температурный потенциал, получаем  $I_1 = I_r / [1 + \exp(-U_{вх.д} / \varphi_T)]$  и  $I_2 = I_r / [1 + \exp(U_{вх.д} / \varphi_T)]$ . Здесь  $U_{вх.д} = U_{Э.Б1} - U_{Э.Б2}$ . Зависимости токов  $I_1$  и  $I_2$  от  $U_{вх.д}$  показаны на рис. 2.1, б.

Крутизна ДУ, а следовательно, и его коэффициент усиления достигают максимального значения при  $U_{вх.д} \neq 0$ , т. е. при очень малых входных сигналах. В этом нетрудно убедиться, определив производную  $dI_r / dU_{вх.д}$  и приравняв ее нулю.

Максимальное значение крутизны ДУ  $S = dI_r / dU_{вх.д}$  для дифференциального выхода равно  $I_r / 2\varphi_T$ . Следовательно,  $K_U = SR_1 = I_r R_1 / 2\varphi_T$ . Из рис. 2.1, б видно, что в ДУ значение  $S$  близко к максимальному при  $|U_{вх.д}| = U_d \leq 2\varphi_T$ , а уже при  $|U_{вх.д}| \geq 4\varphi_T$  усиление  $U_{вх.д}$  практически отсутствует, так как в этом случае перераспределения токов в плечах практически не происходит. Как видно из выражения для  $K_U$ , его можно увеличить, увеличив ток  $I_r$  и сопротивление нагрузки. Однако в первом случае увеличивается входной ток ДУ  $I_{вх} = I_r / 2h_{21Э}$ , где  $h_{21Э}$  — коэффициент передачи базового тока транзистора, что нежелательно, так как уменьшается

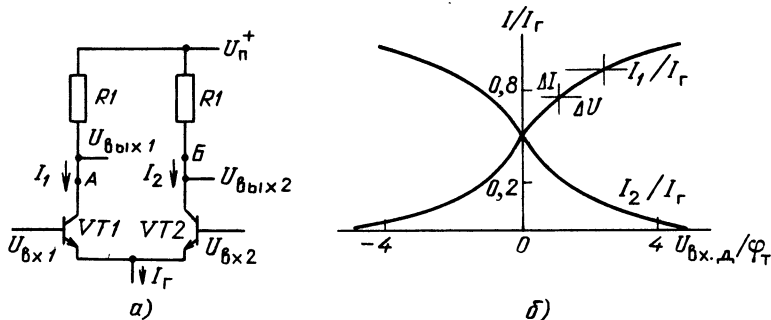


Рис. 2.1. Схема дифференциального усилителя (а) и его вольт-амперная характеристика (б)

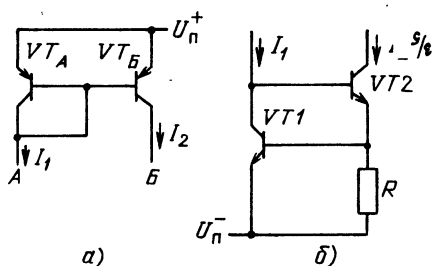


Рис. 2.2. Схемы отражателя (а) и генератора (б) тока

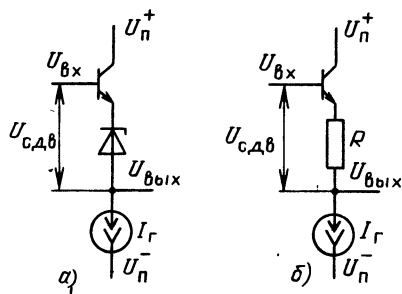


Рис. 2.3. Схемы смещения постоянного напряжения на стабилитроне (а) и резисторе (б)

входное сопротивление ДУ. Во втором случае увеличивается площадь резисторов на кристалле и возрастает требуемое напряжение питания  $U_n^+$  для сохранения активного режима работы транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$ , что также недопустимо. Решением проблемы является замена резисторной нагрузки транзисторной. Простейшая схема транзисторной нагрузки показана на рис. 2.2, а. Эту схему называют отражателем тока, или токовым зеркалом. Ток в отражателе задается по цепи транзистора  $VT_A$ . Если транзисторы идентичны, а  $h_{21Э} \rightarrow \infty$ , то справедливо равенство  $U_{ЭБА} = \varphi_T \ln(I_1/I_{K.O}) = U_{ЭББ} = \varphi_T \ln(I_2/I_{K.O})$ , где  $U_{ЭБА}$  и  $U_{ЭББ}$  — соответственно падения напряжения на эмиттерно-базовых переходах транзисторов  $VT_A$  и  $VT_B$ . Очевидно, что записанное равенство справедливо при  $I_1 = I_2$ . Структура ДУ с активной транзисторной нагрузкой, подключаемой в точках А и Б схемы на рис. 2.2, а вместо резисторов, является основой в ОУ.

Для задания тока  $I_T$  в ДУ используются транзисторные генераторы тока (ГТ). Одна из наиболее распространенных в аналоговых микросхемах структура ГТ показана на рис. 2.2, б. По существу, это модифицированная схема отражателя тока, в которой транзистор  $VT_A$  заменен резистором  $R$ , а  $VT2$  включен в цепь ОС. Выходом ГТ является коллектор транзистора  $VT2$ , ток через который  $I_2 = U_{ЭБ1}/R$ , где  $U_{ЭБ1} = \varphi_T \ln(I_1/I_{K.O})$ . Выходное сопротивление такого ГТ изменяется от  $5 \cdot 10^2$  до  $10^3$  кОм в зависимости от значения  $I_2$  и параметров транзисторов.

Дифференциальные усилители используют на входе ОУ. В качестве промежуточных усилительных каскадов применяют либо ДУ, либо усилители, выполненные на транзисторе с общим эмиттером. Нагрузкой такого транзисторного усилителя, как правило, является ГТ с большим выходным сопротивлением.

Для согласования уровней выходных сигналов ДУ с напряжениями смещения на входах промежуточного усилителя в аналоговых микросхемах используют схемы сдвига уровня, выполненные на базе эмиттерных повторителей (рис. 2.3). Схема на рис. 2.3, а обеспечивает сдвиг уровня  $U_{вх}$ , равный  $U_{сдв} = U_{ЭБ} + U_{CT}$ , где  $U_{CT}$  — падение напряжения на стабилитроне. В схеме на рис. 2.3, б  $U_{сдв} = U_{ЭБ} + I_T R$  и может регулироваться изменением  $R$  или  $I_T$ . Недостатками этой схемы являются большее, чем у первой, выходное сопротивление, равное  $R$ , и меньшее быстродействие. Первая схема сдвига уровня обеспечивает низкое выходное сопротивление,



равное примерно  $2\varphi_T/I_T$ , и часто применяется в качестве промежуточного каскада.

Успехи полупроводниковой технологии заметно ослабили действие инерционности носителей заряда на быстродействие транзисторов микросхем. Это позволяет при оценке предельного быстродействия интегральных ДУ пренебрегать процессами, связанными с перераспределением неосновных носителей в транзисторах, и рассматривать процесс их переключения в виде перезаряда паразитных емкостей (включая барьерные емкости  $p$ - $n$  переходов, диффузионных резисторов и др.). В некоторых типах аналоговых микросхем (компараторах) стремятся технологическими или схемотехническими средствами устранить влияние насыщения транзисторов на быстродействие ДУ. Тогда при оценке предельного быстродействия ДУ целесообразно считать, что транзисторы ДУ не выходят из активного режима работы. При таких исходных данных ниже определены соотношения между параметрами элементов, током и входным сигналом ДУ, обеспечивающие получение минимумов энергий  $A_v$  и  $A_n$  (см. гл. 1) в ДУ на биполярных транзисторах и полевых с  $p$ - $n$  переходом.

После подачи на вход ДУ (рис. 2.1, а) идеального перепада дифференциального напряжения  $U_1$  изменение коллекторных (стоковых) токов вначале будем считать также идеальным перепадом, действующим в нагрузку ДУ. Инерционность транзистора, обусловленную конечным значением постоянной времени эмиттерной (стоковой) цепи  $\tau_\alpha$  ( $\tau_\alpha = 1 \dots 3$  нс для транзисторов, используемых в современных микросхемах), учтем далее при расчетах полного времени переключения ДУ. Тогда быстродействие ДУ как время  $t_n$  переключения дифференциального выходного напряжения от исходного значения до требуемого  $U_2$  можно рассчитать из уравнения [31]

$$[U_0 + KI_T R_1 / 2 - KI_T R_1 (1 - \exp(-t_n / R_1 C_1))] - [U_0 - KI_T R_1 / 2 + KI_T R_1 (1 - \exp(-t_n / R_1 C_1))] = -U_2, \quad (2.1)$$

где  $U_0$  — исходное дифференциальное напряжение на выходе ДУ,  $C_1$  — емкость конденсатора, действующего на каждом выходе ДУ,  $U_n = 2\varphi_T$  для ДУ на биполярных транзисторах,  $U_n = 0,2 - 1$  В для ДУ на полевых транзисторах,  $K = \tanh(U_1 / U_n)$  — в ДУ на биполярных транзисторах,  $K = U_n U_1 / [U_n^2 - (U_1 / 2)^2]$  — в ДУ на полевых транзисторах.

Из (2.1) получим значение  $t_n$ , справедливое для безынерционных транзисторов, работающих в активной области (без насыщения):  $t_n = R_1 C_1 \ln [0,5 (1 - U_2 / KI_T R_1)]^{-1}$ .

Полезная мощность  $P_{вх.п.}$ , затрачиваемая источником дифференциального входного сигнала для обеспечения только тока входной цепи ДУ,  $P_{вх.п.} = (I_{вх} + \Delta I_{вх}) \times (U_1 + U_{см})$ , где  $I_{вх}$  — суммарный ток, протекающий во входных цепях ДУ,  $\Delta I_{вх}$  — приращение  $I_{вх}$  при воздействии  $U_1$ .

Учитывая, что для ДУ на биполярных транзисторах  $\Delta I_{вх} = KI_T / h_{21Э}$ , получаем  $P_{вх.п.} = I_1 (1 + K) (U_1 + U_{см}) / h_{21Э}$ . Полная мощность  $P_{вх}$  сигнала на входе ДУ в течение его переключения всегда больше  $P_{вх.п.}$  вследствие действия входной емкости ДУ. Однако целью является оптимизация параметров ДУ, принятых для характеристики его качества, в число которых не входит динамическая составляющая входного тока. Вместе с тем полная энергия входного сигнала ДУ могла бы стать важной характеристикой при его применении. Полезная энергия  $A_v$ , затрачиваемая

на входе ДУ в течение переключения его выходного напряжения от исходного значения  $U_0$  до требуемого для управления нагрузкой (например, вторым ДУ),

$$A_b = P_{вх\ n} t_n = (P_{вх\ n} / I_1) \{R_1 I_r C_1 \ln [0,5(1 - U_2 / K I_r R_1)]^{-1}\}. \quad (2.2)$$

Заменив  $K I_r R_1 / U_2 = N$ , нетрудно рассчитать, что выражение в фигурных скобках, равное  $I_r t_n$ , имеет минимум при  $N=1,7$ . Значение этого минимума

$$(I_r t_n)_{min} \approx 2,7 U_2 C_1 / K. \quad (2.3)$$

Существование минимума можно объяснить тем, что при заданном  $U_1$  и некотором малом  $K_U$  не достигается требуемое  $U_2$ , т. е. можно считать, что требуемое  $t_n \rightarrow \infty$ . При увеличении  $K_U$  растет исходное дифференциальное выходное напряжение  $U_0$  и  $t_n \rightarrow \infty$ . Следовательно, при  $N=1,7$  время  $t_n$  и энергия  $A_b$  достигают своих минимумов, равных соответственно  $t_{n\ min} = 2,7 U_2 C_1 / K I_r$ ,  $A_{b\ min} = P_{вх\ n} t_{n\ min}$ .

Подставляя в  $A_b$  значения  $P_{вх\ n}$ , в которых  $U_{вх}$  выражено через  $K$ , а  $K$  через коэффициент усиления ДУ ( $K_U = I_r R_1 / U_n$ ), и учитывая, что  $N=1,7$ , получаем

$$A_{b\ min} = \begin{cases} \frac{2,7 C_1}{h_{21Э}} (U_2 + 1,2 K_U U_n) (U_{см} + U_n \ln \frac{1,2 K_U U_n + U_2}{1,2 K_U U_n - U_2}), & (2.4) \end{cases}$$

$$\frac{6,3 K_U U_n I_{вх} C_1}{I_r} \left[ U_{см} + \frac{2,3 U_n^2 K_U}{U_2} \left( 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{U_2}{1,2 K_U U_n} \right)^2} \right) \right]. \quad (2.5)$$

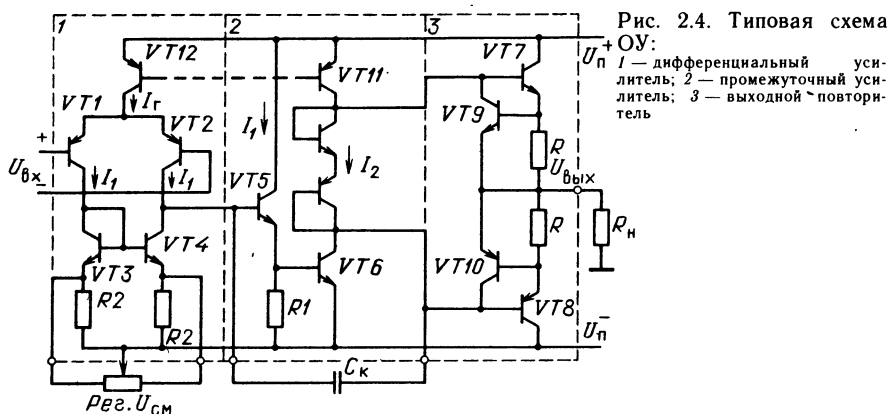
Здесь первое выражение справедливо для ДУ на биполярных транзисторах, а второе — на полевых. Эти выражения определяют минимально допустимые значения произведения  $I_{вх} (U_1 + U_{см}) t_n$ , где  $U_1 = 2U_n$  при  $U_1 \geq 2U_n$ , так как  $K \approx 1$  при  $U_1 > 2U_n$  для ДУ, изготовленных по технологии, обеспечивающей определенные значения  $C_1$ ,  $U_{см}$ ,  $U_n$  и  $h_{21Э}$  при заданных  $K_U$ ,  $U_2$  и  $I_r$ .

Например, пусть ДУ на биполярных транзисторах изготавливается по обычной технологии, использующей изоляцию элементов  $p$ - $n$  переходом, т. е.  $h_{21Э} = 100$ ,  $C_1 = 5$  пФ,  $U_{см} = 5$  мВ, и предназначен для работы на аналогичный ДУ, т. е.  $U_2 = 2\varphi_T$ . Если потребовать, чтобы такой ДУ имел  $K_U = 10$  (подставив эти значения в выражение (2.4), получим  $A_{b\ min} \approx 6 \cdot 10^{-16}$  Дж) и  $I_{вх} = 2$  мкА, то независимо от  $U_{вх\ n} > 2\varphi_T$  время  $t_{n\ min} \approx A_{b\ min} / I_{вх} (U_1 + U_{см}) \approx 4$  нс (полное время переключения  $t_{n\ min} + \tau_a = 5 \dots 7$  нс) и увеличивается при  $U_1 < 2\varphi_T$ . Следовательно,  $A_{b\ min}$  определяет границы правомерности исходных требований к параметрам ДУ при известной технологии изготовления.

Возвращаясь к (2.2), видим, что выражение в фигурных скобках, умноженное на напряжение питания ДУ, определяет энергию  $A_n$ , отбираемую ДУ от источника питания за время  $t_n$ . Следовательно, равенство  $N=1,7$  является и условием минимума  $A_n$ . Выражение (2.3), умноженное на  $U_n$ , определяет минимально достижимую величину  $A_n = U_n I_r t_n$  в ДУ обоих типов, равную

$$A_{n\ min} = U_n I_r t_n \approx 5,4 U_n K_U C_1 U_n. \quad (2.6)$$

Поскольку в ДУ на биполярных транзисторах величина  $U_n$  на порядок меньше, чем в современных ДУ на полевых транзисторах, то из (2.6) следует, что во столько же раз большее быстродействие могут обеспечить первые ДУ при равных значениях потребляемой мощности.



В основу современных ОУ положена трехкаскадная структура (рис. 2.4) с ДУ на входе. Для увеличения входного сопротивления промежуточного каскада (транзисторы VT6, VT11) на его входе включен эмиттерный повторитель на транзисторе VT5. Выходной каскад с низким выходным сопротивлением и защитой от короткого замыкания образуют транзисторы VT7 — VT10. На рис. 2.4 приведена упрощенная схема ОУ. Реальные схемы усилителя отличаются друг от друга схемами каскадов, технологией их изготовления и вследствие этого параметрами. В большинстве случаев для понимания особенностей применения ОУ в аппаратуре достаточно иметь представление о работе приведенной схемы.

Коэффициент усиления ОУ равен произведению коэффициентов усиления ДУ и промежуточного усилителя. Коэффициент усиления входного ДУ равен произведению его крутизны  $S = I_1 / \varphi_T$  на сопротивление нагрузки  $R_{н1} = R_{вых1} \parallel R_{вх2}$ , где  $R_{вых1} = r_{к2} \parallel r_{к4}$  — выходное сопротивление ДУ;  $R_{вх2} = h_{213}(r_{э5} + h_{213}r_{э6})$  — входное сопротивление промежуточного усилителя. Здесь через  $r_k$  обозначено сопротивление обратносмещенного перехода коллектор — база соответствующего транзистора, а через  $r_э$  — сопротивление открытого перехода эмиттер — база.

Коэффициент усиления промежуточного усилителя равен произведению его крутизны  $1/(r_{э6} + r_{э5}/h_{213})$  на сопротивление его нагрузки  $h_{213}R_n$ , где  $R_n$  — сопротивление нагрузки на выходе ОУ. Таким образом, коэффициент усиления ОУ при низкочастотном входном сигнале  $K'_U = I_1 h_{213} R_n / \varphi_T (1 + R_{вх2}/R_{вых1})$ . При выводе этой формулы предполагалось, что  $R_1 > h_{213}r_{э6}$ ,  $h_{213}R_n \ll r_{к6} \parallel r_{к11}$  и токи через VT3 и VT4 одинаковы. При типовых для ОУ К153УД6 или К140УД7 значениях  $I_1 = 10$  мкА,  $I_2 = 300$  мкА,  $h_{213} = 100$ ,  $r_k = 1$  МОм и  $R_n = 2$  кОм получим  $K_U \approx 5 \cdot 10^5$ . Фактическое же  $K_U$  в этой схеме ОУ в 2 ... 3 раза меньше из-за действия внутренней цепи температурной ОС.

<sup>1</sup> Для получения однополюсной передаточной характеристики между выходами ДУ и промежуточного усилителя включается внешний или внутренний корректирующий конденсатор  $C_k$ . Чтобы упростить получение выражения для  $K'_U(\omega)$ , предположим, что ДУ является идеальным генератором тока перезаряда конденсатора  $C_k$ , управляемым входным сигналом. Более того, будем считать, что промежуточный усилитель тока и выходной усилитель мощности не вносят фазовых искажений. Тогда изменение выходного напряжения промежуточного усилителя равно произведению входного напряжения на крутизну ДУ и на сопротивление конденсатора  $C_k$ , равное  $1/pC_k$ , т. е.  $K'_U(p) = S/pC_k$ . Следовательно,  $K'_U(\omega) = I_1/\varphi_T \omega C_k$ . Это выражение, справедливое для участка амплитудно-частотной характеристики с частотой входного сигнала, большей частоты первого полюса, позволяет рассчитать частоту единичного усиления  $f_T$  для ОУ. Эта частота, при которой  $K'_U(\omega) = 1$ , определяется из выражения  $f_T = I_1/2\pi\varphi_T C_k$ . Например, в ОУ К153УД6 или К140УД7  $I_1 = 10$  мкА,  $C_k = 30$  пФ и, следовательно,  $f_T \approx 1$  МГц. Частота  $f_T$  является мало-сигнальным динамическим параметром ОУ, который определяется при разомкнутой внешней ОС и малом входном напряжении  $U_{вх}(f) \leq \varphi_T \approx 25$  мВ.

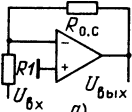
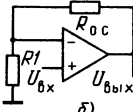
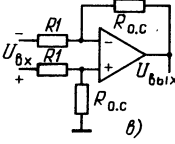
Если на вход ОУ подан дифференциальный прямоугольный сигнал  $U_{п.с}$  идеальной формы, полностью переключающий ток  $I_T = 2I_1$  из одного плеча входного ДУ в другое, то выходное напряжение нарастает не мгновенно, а с конечной скоростью  $v$ . Минимальное значение  $U_{п.с}$  зависит от структуры и типа активных элементов на входе ДУ. Например, в ОУ на рис. 2.4 отношение токов в плечах ДУ равно 9 при  $U_{п.с} = 50$  мВ, а при  $U_{п.с} = 100$  мВ это отношение примерно равно 70. В ОУ с полевыми транзисторами на входе для полного переключения токов в ДУ необходимо на его вход подать дифференциальное напряжение  $U_{п.с} = 1 \dots 3$  В. Для ОУ, у которого  $I_2 > 2I_1$ , скорость нарастания выходного напряжения будет определяться скоростью заряда  $C_k$  током  $2I_1$ , т. е.  $v = 2I_1/C_k$ , и при  $2I_1 = 20$  мкА,  $C_k = 30$  пФ получим  $v \approx 0,67$  В/мкс. Выразив  $C_k$  через  $f_T$ , можно для показанной на рис. 2.4 схемы ОУ записать соотношение  $v = 4\pi f_T I_1/S$ , связывающее скорость нарастания выходного напряжения ОУ с его частотой единичного усиления.

Важной динамической характеристикой ОУ является *мощностная полоса пропускания*  $f_p$  — частота, до которой сохраняется максимальный (обычно  $\pm 10$  В) размах выходного напряжения ОУ. При  $f < f_p$  выходной сигнал синусоидален и равен  $U_{вых}(t) = \Delta U_m \sin 2\pi f t$  при синусоидальном входном сигнале. Скорость нарастания выходного сигнала  $dU_{вых}(t)/dt = \Delta U_m 2\pi f \cos 2\pi f t$ . Максимальное для ОУ значение  $dU_{вых}/dt = v$  достигается при  $t = 0$  на частоте  $f_p = v/2\pi \Delta U_m$ . Подставляя в последнее выражение  $v = 0,67$  В/мкс и  $\Delta U_m = 10$  В, получаем  $f_p \approx 11$  кГц.

В зависимости от вида цепи ОС различают инвертирующее, неинвертирующее и дифференциальное включения ОУ. Упрощенные

Таблица 2.1

## Основные схемы включения ОУ

Параметр	Неинвертирующая	Инвертирующая	Дифференциальная
			
Коэффициент передачи $K_U$	$1 + R_{о.с}/R_1$	$-R_{о.с}/R_1$	$R_{о.с}/R_1$
Входное сопротивление $R_{вх}$	$\frac{R'_{вх} K_U}{1 + R_{о.с}/R_1}$	$R_1 + \frac{(R_{о.с} + R'_{вых}) R'_{вх}}{R_{о.с} + R'_{вых} + R'_{вх} + K_U R'_{вх}}$	
Выходное сопротивление $R_{вых}$	$\frac{R'_{вых}(1 + R_{о.с}/R_1)}{K_U}$	$R'_{вых} + \frac{1 + R_{о.с}/R_1}{K_U}$	

формулы для расчета параметров усилителя с ОС приведены в табл. 2.1. Точные выражения для расчета входного и выходного сопротивлений и коэффициента передачи ОУ с ОС достаточно громоздки и применяются при расчетах только специализированных прецизионных схем.

## 2.2. ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Параметры, описывающие качество ОУ, можно разделить на три большие группы: точностные, динамические и эксплуатационные [10].

К точностным параметрам ОУ относятся: коэффициент усиления  $K_U$ , коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{о.с.с.}$ , напряжение смещения нуля  $U_{см}$ , входной ток  $I_{вх}$ , разность токов  $I_p$  по инвертирующему и неинвертирующему входам, коэффициент влияния источников питания  $K_{в.ип}$  и коэффициенты температурных дрейфов перечисленных параметров.

Действие точностных параметров ОУ проявляется в том, что при равных потенциалах на входах выходное напряжение ОУ отличается от нуля. Для совместного их рассмотрения погрешности приводят ко входу ОУ и общую ошибку определяют следующим выражением:

$$E_{ош} = E_{см} + \Delta U_{вых}/K_U + U_c/K_{о.с.с.} + \Delta U_n K_{в.ип} + U_{ш} + I_{ш} R_{г}, \quad (2.7)$$

где  $E_{см} = U_{см} + I_{вх} \Delta R_{г} + I_p (R_{г1} + R_{г2})/2 + d[U_{см} + \Delta R_{г} I_{вх} + (R_{г1} + R_{г2}) \times I_p]/dT$ ,  $\Delta U_{вых}$  — динамический диапазон выходного напряжения,

$U_c$  — синфазное входное напряжение,  $\Delta U_n$  — нестабильность напряжения питания,  $R_{r1}$ ,  $R_{r2}$  — сопротивления источников входных сигналов,  $\Delta R_r = R_{r1} - R_{r2}$ .

Вследствие большого коэффициента усиления ОУ является высокочувствительным элементом, усиливающим как очень малые полезные сигналы (десятки микровольт), так и собственные шумы и наводки на внешние выводы. Несимметрия монтажа электрических схем, разброс и нестабильность параметров элементов микросхем и компонентов внешних цепей усиливают действие помех. Основной причиной, по которой коэффициент усиления ОУ делают большим, является обеспечение высокой стабильности его параметров при использовании глубокой отрицательной ОС.

Суммарную статическую ошибку чаще всего определяет слагаемое  $E_{cm}$ , по величине которого можно судить о качестве входного каскада ОУ. Известные схемотехнические методы уменьшения  $E_{cm}$  сводятся к разовой или периодической компенсации  $U_{cm}$  и входных токов в диапазоне рабочих температур аппаратуры.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала определяется выражением  $K_{o.c.c} = 20 \lg K_v / K_{uc}$ , где  $K_{uc}$  — коэффициент усиления синфазного сигнала. Для идеального ОУ  $K_{uc} = 0$ . Однако в реальном ОУ  $K_{uc} \neq 0$  вследствие неидеального согласования параметров парных компонентов и в первую очередь во входном ДК.

Коэффициент влияния источников питания обычно определяют как приведенное ко входу ОУ (т. е.  $\Delta U_{вых} / K_v$ ) изменение выходного напряжения  $\Delta U_{вых}$ , обусловленное изменением напряжения одного из источников питания ОУ на 1 В.

Таблица 2.2

Параметры ОУ в различных схемах включения

Инвертирующая	$R_{вх1} = 0,1 \text{ Ом}$	$L_{вх} = 1 \text{ мГн}$	$f_{срн} = 0,25 \text{ МГц}$	$L_{вых} = 125 \text{ мкГн}$
Неинвертирующая	$R_{вхн} = 2 \text{ ГОм}$	$C_{вх} = 6 \text{ пф}$	$f_{срн} = 0,3 \text{ МГц}$	$L_{вых} = 100 \text{ мкГн}$

Напряжение смещения нуля в ОУ на биполярных транзисторах  $U_{cm}$  определяется в основном разбросом напряжений  $\Delta U_{э.б}$  эмиттерно-базовых переходов входных транзисторов  $U_{cm} = U_{э.б2} - U_{э.б1} = \Delta U_{э.б}$ , а температурный дрейф  $U_{cm}$  равен  $dU_{cm}/dT \approx \Delta U_{э.б}/T$ , где  $T$  измеряется в К. На точность ОУ может оказать существенное влияние дрейф прогрева, который проявляется при быстром изменении температуры. При этом приращение  $U_{cm}$  может быть выше значения, получаемого при медленном изменении температуры. Это явление связано с возникновением термических градиентов внутри подложки микросхем при включении источника питания ОУ или переключении нагрузки. В первом случае мощность, рассеиваемая на выходе ОУ, быстро передается на

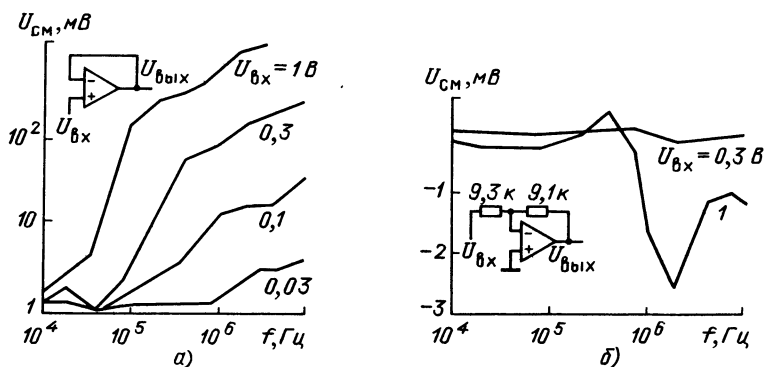


Рис. 2.5. Зависимости напряжения смещения нуля от частоты и амплитуды  $U_{вх}$  в неинвертирующем (а) и инвертирующем (б) включениях ОУ

его вход. Наибольшее влияние разницы температур проявляется в парных транзисторах ДУ, где она нарушает баланс дрейфов их эмиттерно-базовых напряжений. При разности температур транзисторов, равной доле градуса, значительно превышает обычное значение дрейфа  $U_{см}$  ДУ, равное 5 мкВ/°С. Кроме дополнительного увеличения  $U_{см}$  это может создать иллюзию бесконечного коэффициента усиления ОУ или эффект отрицательного выходного сопротивления. Кристаллы полупроводниковых ОУ имеют достаточно малые размеры и высокую однородность структур, обеспечивая в зависимости от конструкции схемы тепловые переходные процессы длительностью 1...500 мкс. Тем не менее при быстром прогреве аппаратуры возможны ошибки, существенно большие ожидаемых значений, обусловленных дрейфом  $U_{см}$ . В этом случае длительность процесса установления  $U_{см}$  может достигать десятков секунд в зависимости от типа ОУ и схемы его включения в аппаратуру.

На рис. 2.5 приведены экспериментальные зависимости  $U_{см}$  от частоты сигнала при различных среднеквадратических значениях амплитуды сигнала на входе ОУ типа К140УД7. При увеличении входного сигнала его влияние на  $U_{см}$  проявляется при меньших частотах. В инвертирующем включении входной сигнал оказывает значительно меньшее влияние на  $U_{см}$ , чем в неинвертирующем. Эти зависимости объясняются различной скоростью нарастания выходного напряжения для разнополярных входных сигналов и детектирующими свойствами  $p-n$  переходов при наличии паразитных емкостей во входном каскаде. Действие этих факторов на преобразование переменного напряжения в постоянное иллюстрируется изменением напряжения  $U_э$  на объединенных эмиттерах транзисторов дифференциального каскада. Среди паразитных емкостей входного каскада наибольшее влияние на эффективность преобра-

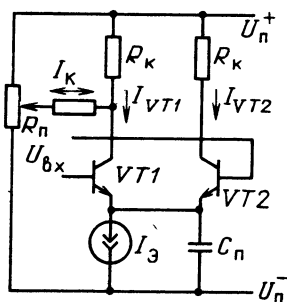


Рис. 2.6. Схема регулировки напряжения смещения нуля дифференциального усилителя по цепи его нагрузки

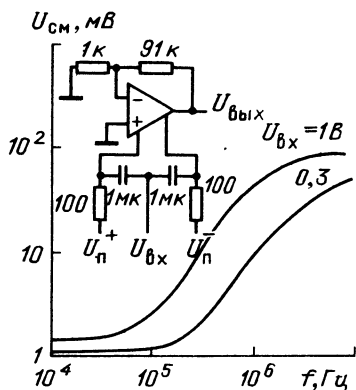


Рис. 2.7. Зависимости напряжения смещения нуля от частоты и амплитуды пульсаций напряжения питания ОУ

зования переменного напряжения оказывает конденсатор  $C_n$ , шунтирующий в ДУ генератор тока (рис. 2.6).

При положительной полуволне напряжения на одном из входов каскада и заземленном другом ток через транзистор VT1 может превысить ток  $I_3$  и достичь величины  $I_{K1} = I_3 + C_n dU_3/dt$ . При отрицательной полуволне напряжения изменение тока через транзистор VT2 определяется скоростью изменения напряжения  $U_3$  и не превышает  $I_3$ . Эта разница максимальных значений токов, протекающих через транзисторы входного каскада, является основной причиной изменения напряжения смещения нуля от частоты и амплитуды входного сигнала.

Экспериментальные зависимости  $U_{cm}$  от частоты флуктуаций напряжения питания приведены на рис. 2.7. Из этих зависимостей вытекает целесообразность шунтирования выводов питания ОУ конденсаторами для уменьшения амплитуд высокочастотных составляющих помех от источников питания. Анализ показывает, что увеличение  $U_{cm}$  вследствие изменений параметров входного сигнала и питающих напряжений устранить полностью нельзя, но можно увеличить частоту, на которой начинает проявляться описанный эффект. Для этого в ОУ с внешней коррекцией уменьшают емкость корректирующего конденсатора. Наиболее эффективным средством для устранения высокочастотных гармоник является применение полосовых RC-фильтров на входе ОУ и в цепи его питания.

**Входные токи ОУ**, протекая через цепи источников входных сигналов, создают разницу  $\Delta U$  падений напряжений на их внутренних сопротивлениях  $R_{r1}$  и  $R_{r2}$ , равную  $\Delta U = I_{bx1}R_{r1} - I_{bx2}R_{r2}$ . Обозначим  $I_{bx1} = I_{bx} - I_p/2$ ;  $I_{bx2} = I_{bx} + I_p/2$ . Тогда  $\Delta U = I_{bx}(R_{r2} - R_{r1}) + I_p(R_{r2} + R_{r1})/2$ .



В современных ОУ во входном ДУ применяются чаще всего биполярные транзисторы, работающие в микрорежиме. Полевые транзисторы используются реже, так как они имеют значительно большие значения  $U_{см}$  и его дрейфа по сравнению с ДУ на биполярных транзисторах. Это объясняется в первую очередь большим разбросом напряжений исток — затвор в полевых транзисторах, который достигает десятых долей вольта. Однако в ОУ на полевых транзисторах входной ток значительно меньше, чем в ОУ на биполярных транзисторах.

Входные токи ОУ на биполярных транзисторах и их температурные зависимости в основном определяются коэффициентом передачи базового тока и его температурным дрейфом:  $I_{вх} \approx I_T/2h_{21э}$ ;  $I_p \approx I_{вх}(\Delta h_{21э}/h_{21э})$ ;  $dI_{вх}/dT \approx -(dh_{21э}/dT)I_{вх}h_{21э}$ ;  $dI_p/dT = (dh_{21э}/dT)I_p/h_{21э}$ , где  $\Delta h_{21э}$  — технологический разброс  $h_{21э}$ . Температурная зависимость обусловлена изменением времени жизни неосновных носителей в базе. Зависимость  $h_{21э}$  от температуры можно аппроксимировать двумя прямыми в диапазоне отрицательных и положительных температур. Благодаря этому запись и расчет температурных дрейфов входных токов упрощаются:  $dI_{вх}/dT = CI_{вх} \times (T=25^\circ \text{C})$ ;  $dI_p/dT = CI_p(T=25^\circ \text{C})$ , где

$$C = \begin{cases} -0,005\%/^\circ\text{C} & \text{при } T > 25^\circ \text{C}; \\ -0,15\%/^\circ\text{C} & \text{при } T < 25^\circ \text{C}. \end{cases}$$

В ОУ с полевыми транзисторами на входе токи на несколько порядков меньше, однако их зависимость от температуры гораздо сильнее. В ОУ используются обычно полевые транзисторы с  $p$ - $n$  переходом, ток затвора которых определяется в основном токами утечки через обратносмещенные переходы. Этот ток для кремниевых транзисторов обусловлен термогенерацией в зоне пространственного заряда, пропорционального объему этой зоны, который, в свою очередь, пропорционален корню квадратному от запирающего напряжения. Входной ток определяется из выражения

$I_{вх} = I_{с.и0} \sqrt{(U_{зс} + U_{з.и})/2U_{с.и}}$ , где  $I_{с.и0}$  — ток затвора, измеряемый в режиме короткого замыкания между стоком и истоком при некотором напряжении  $U_{с.и}$ . Для идентичных полевых транзисторов в ДУ разностный входной ток будет определяться рассогласованием величин  $I_{с.и0}$ , а входные токи ОУ с полевыми транзисторами на входе удваиваются на каждые  $6^\circ \text{C}$ , реально же на каждые  $10^\circ \text{C}$   $I_{вх}(T) = I_{вх}(T - 25^\circ \text{C}) 2^{(T - 25^\circ \text{C})/10}$ .

Подобную зависимость от температуры имеет и разностный ток. Уменьшение входного тока при низкой температуре обычно меньше ожидаемого из-за тока утечки по корпусу микросхемы. Несмотря на то, что при высоких температурах входные токи в ОУ с полевыми транзисторами на входе достигают значительной величины, они все же меньше, чем у большинства ОУ на биполярных транзисторах. Некоторые преимущества имеют только ОУ

(например, К140УД6 и К140УД14) с супербета транзисторами на входе (биполярные транзисторы с  $h_{21э} \approx 10^3$ ), когда требуется высокая стабильность выходного тока в широком диапазоне температуры.

Предел чувствительности к малым сигналам определяют *шумовые параметры* ОУ. Шумы относятся к самым сложным и трудноуправляемым явлениям, и можно считать, что достижимое уменьшение уровня шумов демонстрирует инженерное мастерство разработчика электронной аппаратуры, подобно тому как относительный уровень собственных шумов ОУ характеризует совершенство технологии их производства.

Снижение влияния шумов ОУ требует не только применения специальных малошумящих приборов, но и знания характера шумовых процессов, так как уровень шумов ОУ сильно зависит от сопротивления источника сигнала, частоты, напряжения, входного тока, температуры.

В ОУ, как и в любом другом электронном приборе, генерируются внутренние электрические шумы, которые в отличие от различного рода помех и наводок не могут быть устранены полностью. Шумы возникают вследствие теплового движения электронов и дискретной природы электричества; они отличаются полным отсутствием регулярности во времени, т. е. являются хаотическими. Однако средняя мощность шумов и средняя плотность распределения мощности по спектру частот (спектральная плотность) обычно являются вполне определенными величинами.

При проектировании усилителей низких частот одним из наиболее важных параметров ОУ является приведенное ко входу значение шумового напряжения. В общем случае шумовые свойства ОУ могут быть отображены входными генераторами напряжения  $e_{ш}$  и тока  $i_{ш}$ , действие которых эквивалентно ЭДС шума  $e_{ш,э} = \sqrt{e_{ш}^2 + \bar{i}_{ш}^2 R_r^2}$ , где  $R_r$  — внутреннее сопротивление источника сигналов.

Среднеквадратическое значение приведенного ко входу усилителя шумового напряжения  $e_{ш,вх}$  в единичной полосе частот равно  $e_{ш,вх} = \sqrt{e_{ш}^2 + \bar{i}_{ш}^2 + 4kTR_r}$ , где последнее слагаемое представляет собой спектральную плотность теплового шума резистора  $R_r$ ;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура. Из этого выражения видно, что для определения спектральной плотности  $e_{ш}$  ОУ достаточно произвести измерения при  $R_r = 0$ . Спектральную плотность  $i_{ш}$  усилителя можно определить, измерив напряжение  $e_{ш,вх}$  при большом значении  $R_r$  (как правило, при  $R_r \geq 100$  кОм).

Низкочастотный шум (типа  $1/f$ ) преобладает у всех ОУ в области частот до 1 кГц. Исключение составляет лишь усилитель типа К140УД7, шумовое напряжение которого слабо зависит от частоты, что указывает на низкий уровень избыточного шума. Это можно объяснить тем, что основная доля низкочастотных шумов опреде-

ляется флуктуациями носителей заряда, вызываемыми захватом носителей ловушками, которые обусловлены дефектами кристалла в объеме и на поверхности. Применяемая обычно в усилителе этого типа пассивация кристалла нитридом кремния, стабилизирующая поверхность и понижающая активность поверхностных ловушек, значительно уменьшает составляющую низкочастотного шума, обусловленную флуктуационными явлениями на поверхности полупроводника. Это снижает шум такого вида и делает его преобладающим в области более низких частот (менее 10 Гц).

Обычно для сравнения шумовых свойств усилителей различных типов используется коэффициент шума  $F_{\text{ш}}$ , определяемый как отношение измеренной в полосе частот 1 Гц суммарной мощности шума, приведенного ко входу исследуемого усилителя, к мощности, полученной за счет теплового шума резистора  $R_r$ , в той же полосе частот, т. е.  $F_{\text{ш}} = 10 \log (e_{\text{ш}}^2 / 4kTR_r) = 10 \log [1 + (\bar{e}_{\text{ш}}^2 + \bar{i}_{\text{ш}}^2 R_r^2) / 4kTR_r]$ .

На самом деле это выражение определяет логарифмический коэффициент шума  $F_{\text{ш}} = 10 \lg F$  (в децибелах), часто называемый в литературе просто коэффициентом шума. Величина  $F_{\text{ш}}$  каждого усилителя имеет минимум при определенном значении  $R_r = R_{r \text{ опт}}$ , которое легко определить, продифференцировав выражение для  $F_{\text{ш}}$  и приравняв производную нулю.

Однако величину  $F_{\text{ш}}$  недопустимо минимизировать введением дополнительного резистора для увеличения эквивалентного сопротивления источника сигнала, поскольку при этом увеличится значение приведенного ко входу полного шумового напряжения ОУ из-за наличия входного шумового тока.

Экспериментальные исследования показали, что шумовые характеристики ОУ практически не зависят от напряжения источника питания  $U_{\text{п}}$ . Так, при изменении  $U_{\text{п}}$  от  $\pm 5$  до  $\pm 20$  В значения  $e_{\text{ш}}$  и  $i_{\text{ш}}$  всех типов ОУ на любой частоте отличаются от приведенных в [4] не более чем на 20%. Это можно объяснить тем, что ток, задаваемый внутренними генераторами тока во входные каскады усилителей, мало изменяется с изменением питающего напряжения, а значение этого тока в значительной мере определяет уровень шумовых напряжений и токов усилителя.

Параметры, характеризующие быстродействие ОУ, можно разделить на параметры для малого и большого сигналов. К первой группе динамических параметров относятся *частота среза  $f_{\text{ср}}$ , частота единичного усиления  $f_t$  и время установления  $t_y$* . Эти параметры называются малосигнальными, так как они измеряются в линейном режиме работы каскадов ОУ ( $U_{\text{вх д}} \leq 50$  мВ,  $\Delta U_{\text{вых}} \approx 1$  В). Ко второй группе относятся скорость нарастания выходного напряжения  $v$  и мощностная полоса пропускания  $f_p$ . Эти параметры измеряются при большом дифференциальном входном сигнале ( $U_{\text{вх д}} \gg 50$  мВ для ОУ на биполярных транзисторах и  $U_{\text{вх д}} \geq 1$  В для ОУ с полевыми транзисторами на входе).

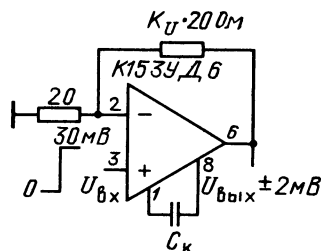
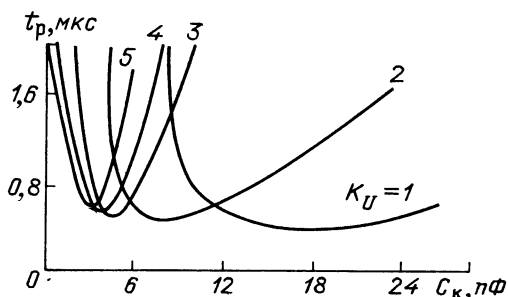
Для устранения самовозбуждения при любой глубине ОС амплитудно-частотную характеристику ОУ делают однополюсной в диапазоне частот  $0 < f < f_T$ , подключая внешние или внутренние резистивно-емкостные корректирующие цепи. Динамические показатели ОУ зависят от метода коррекции и параметров элементов корректирующих цепей. Однако разработчики ОУ всегда оговаривают рекомендуемые параметры корректирующих элементов, а следовательно, и способы улучшения динамических показателей ОУ с внешними цепями коррекции. Поэтому обычно справедливо соотношение  $f_{cp} \approx f_T / K_U$ . Если используется классическая структура ОУ, то, как показано в предыдущем параграфе, существует прямо пропорциональная зависимость между частотой единичного усиления и скоростью нарастания выходного напряжения ОУ.

Во многих применениях ОУ основной характеристикой является не скорость нарастания, а время установления выходного напряжения. Время установления  $t_y$  отсчитывается от момента подачи на вход ОУ большого перепада входного напряжения до момента, когда станет справедливым равенство  $|U_{вых}(t \rightarrow \infty) - U_{вых}(t)| = \delta$ , где  $\delta$  — допустимая ошибка регулирования. Из-за ограниченной скорости нарастания выходного напряжения ОУ время  $t_y$  определяется двумя составляющими. Первая составляющая — *время нарастания*  $t_n$  выходного напряжения до величины, соответствующей линейному режиму работы ОУ (т. е. при  $|U_{вх} - U_{вых}(t)/K_U| = U_n$ ) — определяется величиной скорости нарастания  $v$  и равна  $t_n = K_U(U_{вх} - U_n)/v$ , где  $K_U$  — коэффициент передачи ОУ с ОС  $U_n = 50$  мВ для входного ДУ на биполярных транзисторах и  $U_n \approx 0,3$  В для входного ДУ на полевых транзисторах.

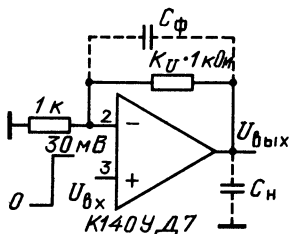
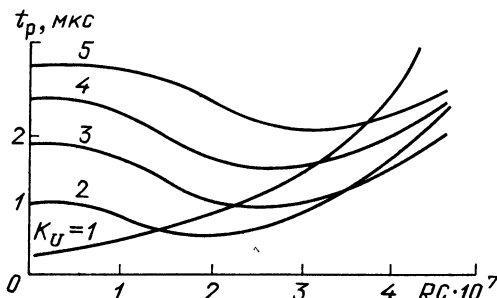
Вторая составляющая — *время регулирования*  $t_p$  выходного напряжения в линейном режиме работы ОУ. Время регулирования трудно предсказать из других динамических показателей из-за существенной нелинейности передаточных характеристик каскадов во время переходного процесса. ОУ с высокой скоростью нарастания и широкой полосой могут иметь большое время регулирования. Теоретический анализ дает следующие ограничения, необходимые, но недостаточные для получения минимального  $t_p$ . Во-первых, должно быть  $K_U \gg 1/\delta$ . Во-вторых, АЧХ ОУ с разомкнутой ОС должна быть однополюсной. Второй полюс в большинстве ОУ обусловлен боковыми  $p$ - $p$  транзисторами и появляется на частоте  $f_2 = 2...3$  МГц. Процесс установления выходного напряжения ОУ аналогичен тому, который имел бы место после отключения от его входа источника напряжения величиной  $U_n$ . Рассчитывая  $t_p$  как для колебательного звена, получаем [9]

$$t_p = \begin{cases} (1/\pi f_2) \ln(K_U U_n / \delta U_{вх}) & \text{при } K_U f_2 / 4 K_U' f_{cp} < 1, \\ (K_U / 2\pi f_{cp} K_U') \ln(K_U U_n / \delta U_{вх}) & \text{при } K_U f_2 / 4 f_{cp} K_U' > 1. \end{cases}$$

Из сравнения этих выражений видно, что в первом случае получается меньшее  $t_p$ , когда справедливо неравенство  $2 < K_U f_2 /$



а)



б)

Рис. 2.8. Зависимости времени регулирования от параметров корректирующих цепей и коэффициента усиления для ОУ с внешней (а) и внутренней (б) корректирующими цепями

$K_U f_{cp} < 4$ . Следовательно, если скорректировать ОУ так, чтобы выполнить последнее неравенство, то будет достигнуто минимальное  $t_p$  с экстремумом при  $f_2 \approx 4K_U f_{cp} / K_U$ . Однако в зависимости от того, внешняя или внутренняя коррекция в ОУ, неравенство целесообразно выполнять по-разному.

В ОУ с внешней коррекцией можно минимизировать  $t_p$ , изменяя емкость корректирующего конденсатора  $C_k$ . Поскольку частота  $f_{cp}$  изменяется обратно пропорционально этой емкости, а частота  $f_2$  слабо зависит от нее, то  $t_p$  будет минимальным, если выполняется неравенство  $4K_U f_{cp} > f_2 K_U$ . Это видно из экспериментальных зависимостей  $t_p$  от  $C_k$  при  $K_U \geq 1$ , полученных на примере ОУ K153УД2 (рис. 2.8,а). Время регулирования резко возрастает при малых  $C_k$ , так как ОУ приближается к границе устойчивости. Минимумы  $t_p$  получаются, если  $C_k$  выбирается не из обычно рекомендуемого равенства  $C_k = 30 \text{ пФ} / K_U$  (см. рис. П.1 — П.3), а при  $C_k = 40 \text{ пФ} / 2K_U$ , если  $K_U \geq 5$  и  $C_k = 3 \text{ пФ}$  при  $K_U < 5$ . Такой выбор  $C_k$  одновременно с минимизацией  $t_p$  позволяет существенно увеличить  $v$ , т. е. уменьшить  $t_n$ , и тогда  $t_y$  можно вычислить из следующих формул:

$$t_y = \frac{1}{\pi f_2} \ln \frac{K_U U_n}{\delta U_{вх}} + \begin{cases} \frac{U_{вх} - U_n}{2v} & \text{при } K_U \geq 5 \text{ и } C_k = C_{k0}/2K_U, \\ \frac{U_{вх} - U_n}{10v/K_U} & \text{при } K_U < 5 \text{ и } C_k = C_{kmin}, \end{cases}$$

где  $C_{k0} = C_k$ , рекомендуемой при  $K_U = 1$ , а  $C_{kmin} = 3$  пФ.

В ОУ с внутренней коррекцией целесообразно включить в схему один из конденсаторов, как показано на рис. 2.8, б. Последние образуют RC-цепи ( $R_{вых}C_n$  или  $R_{о.с}C_\Phi$ ), уменьшающие частоту второго полюса до требуемой величины. Поскольку АЧХ узла уже имеет «свой» второй полюс на частоте  $f_2 = 3$  МГц, то условие минимума  $t_p$  не всегда выполнимо для любого  $K_U$ . Например, для ОУ К140УД7 условие минимальности  $t_p$  удастся выполнить только при  $K_U \geq 2$ . Этим объясняется отсутствие экстремума на рис. 2.8, б при  $K_U = 1$ . Подобные зависимости получаются и для других ОУ. Как показали эксперименты, минимум  $t_p$  достигается в этих ОУ при  $K_U \geq 2$ , если параметры RC-цепей выбираются из равенства  $1/RC = 6\pi K_U f_{cp}/K_U$ , т. е. когда полюс, обусловленный этой цепью, лежит приблизительно в середине диапазона, определяемого из условия минимальности  $t_p$ . Обычно при  $K_U \leq 2$  включение конденсаторов только увеличивает  $t_p$ , так как достаточно велико влияние собственного второго полюса ОУ. Время установления узла при использовании ОУ с внутренней коррекцией можно вычислить из следующих формул:

$$t_y = \frac{K_U (U_{вх} - U_n)}{v} + \begin{cases} \frac{1}{\pi f_2} \ln \frac{K_U U_n}{\delta U_{вх}} & \text{при } K_U < 2 \text{ и } C = 0, \\ \frac{K_U}{3\pi K_U f_{cp}} \ln \frac{K_U U_n}{\delta U_{вх}} & \text{при } K_U \geq 2 \text{ и} \\ \frac{1}{RC} = 6\pi K_U f_{cp}/K_U. \end{cases}$$

Из сравнения выражений для  $t_y$  и соответствующих им экспериментальных зависимостей, полученных специально для ОУ с близкими параметрами, но отличающимися способом коррекции, видно, что ОУ с внешней коррекцией обеспечивает при  $K_U > 1$  существенно меньшее время установления, чем ОУ с внутренней коррекцией. Например, если  $U_{вх} = 2$  В, а  $K_U = 5$ , то  $t_y$  для К153УД2 может быть почти в 10 раз меньше, чем для К140УД7. Независимо от способа коррекции минимальное время установления при использовании большинства ОУ достигается, если второй полюс появляется через две октавы после первого, источники питания шунтируются конденсаторами, а в цепи ОС применяются низкоомные высокочастотные резисторы. При подаче на вход неинвертирующего усилителя сигнала по экранированному кабелю оплетку экрана необходимо соединить с инвертирующим входом ОУ. Благодаря тому, что напряжение на распределенной емкости кабеля практи-

чески постоянно при любом значении  $U_{вх}$ , эта емкость слабо влияет на  $t_p$ .

Эксплуатационные параметры ОУ определяют допустимые режимы работы его входных и выходных цепей и требования к напряжению питания. Ограничения эксплуатационных параметров обусловлены конечными значениями пробивных напряжений и допустимыми токами через транзисторы ОУ. Сравнительно низкие допустимые значения напряжений на входах и в цепях питания сдерживают применение ОУ в электротехнической аппаратуре. Небольшие максимальные значения выходного тока и напряжения ограничивают использование ОУ в электромеханических приборах, цепях сервопривода и управления электродвигателями, схемах дистанционного управления, звуковоспроизводящей аппаратуре и т. д. Ограничены и допустимые емкость и сопротивление нагрузки подключаемых к выходу ОУ.

Каждый из нескольких десятков типов ОУ (см. табл. П2), выпускаемых отечественной промышленностью, обладает определенным сочетанием точностных, динамических и эксплуатационных параметров. Операционные усилители, обеспечивающие высокую точность, имеют низкое быстродействие и наоборот. Поэтому при их применении в аппаратуре часто возникает задача повысить либо быстродействие прецизионного ОУ, либо точность работы быстродействующего ОУ, или обеспечить работу в более широком диапазоне эксплуатационных параметров и т. д. Ниже приведены некоторые рекомендации, позволяющие достичь требуемых сочетаний параметров, используя выпускаемые серийно микросхемы ОУ.

### 2.3. СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ СПОСОБЫ УЛУЧШЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

**Уменьшение напряжения смещения нуля** обычно достигается подачей дополнительного тока в цепь коллекторов транзисторов входного ДУ по специальным внешним выводам либо по входу ОУ. В первом случае (см. рис. 2.6) дополнительный ток  $I_K$  вызывает изменение  $U_{см}$  на величину  $\Delta U_{см} = 2I_K r_{э} / h_{21Б} = 2I_K r_{ФТ} / I_{э}$ . При некотором значении  $I_K$  результирующее  $U_{см}$  уменьшается практически до нуля. Однако величина  $U_{см}$  будет малой только при температуре, на которой осуществлялась регулировка. Изменение температуры вызывает изменение  $U_{см}$ . Для ОУ без дополнительных резисторов в эмиттерных цепях транзисторов входного ДУ на каждый 1 мВ отрегулированного  $U_{см}$  к исходному дрейфу добавляется дрейф, равный 3,3 мкВ/°С. Знак последнего с равной вероятностью может совпадать или нет со знаком исходного дрейфа. В ОУ на полевых транзисторах каждый 1 мВ отрегулированного  $U_{см}$  приводит к дрейфу, равному 3,5 мкВ/°С, что сопоставимо с ОУ на биполярных транзисторах. Однако исходное напряжение  $U_{см}$  в ОУ на полевых транзисторах значительно больше. Добавлением в эмиттерные

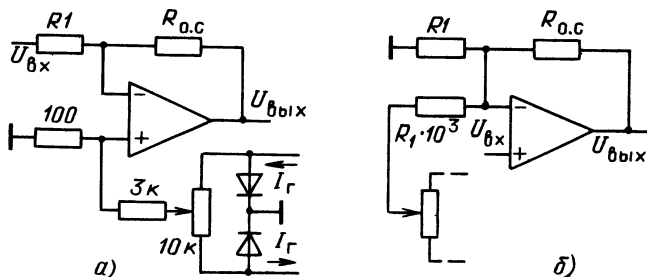


Рис. 2.9. Схемы регулировки напряжения смещения нуля в инвертирующем (а) и неинвертирующем (б) включениях ОУ

(истоковые) цепи транзисторов ДУ равных по величине резисторов  $R_s$  уменьшают изменение исходного разброса напряжений эмиттерно-базовых переходов в  $(1 + R_s/r_s)$  раз. Благодаря этому приращение дрейфа на  $1\text{ мВ}$  отрегулированного  $U_{\text{см}}$  будет равно  $(3\text{ мкВ}/^\circ\text{C}) / (1 + R_s/r_s)$ . Однако исходная величина  $U_{\text{см}}$  в таких ОУ обычно значительно больше, чем без  $R_s$ , из-за разброса сопротивлений последних.

Схемы регулировки  $U_{\text{см}}$  по входам ОУ показаны на рис. 2.9, 2.10. Недостатком схемы на рис. 2.9 является сильное влияние цепей регулировки на коэффициент усиления. Простое увеличение сопротивлений регулировочных резисторов для уменьшения такого влияния нецелесообразно, поскольку возрастают ошибки, обусловленные входными токами. Поэтому целесообразно включать на входе ОУ регулируемый источник двухполярного тока вместо подстроечного резистора.

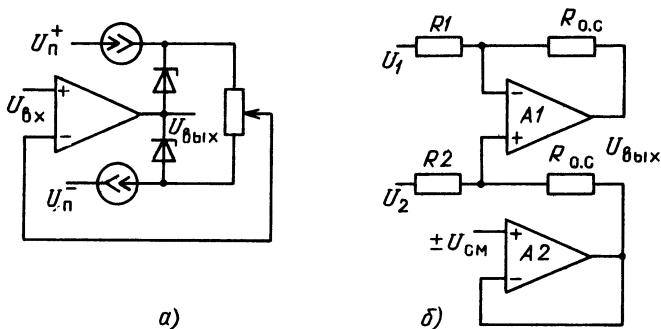


Рис. 2.10. Схемы регулировки напряжения смещения нуля в повторителе (а) и дифференциальном усилителе (б)



Возможный метод регулировки неинвертирующего повторителя при большом  $U_{см}$  показан на рис. 2.10, а. Между выходом ОУ и цепью питания включены стабилитроны, ток через которые задается с помощью транзисторных генераторов тока. Благодаря тому, что ток генераторов постоянный, падение напряжения на стабилитронах также постоянно, а изменения напряжения на выходе ОУ и неинвертирующем входе равны и не зависят от входного сигнала. Нестабильность коэффициента передачи такого повторителя не превышает 0,2% при частоте входного сигнала меньше 1 кГц.

Благодаря своей простоте регулировка  $U_{см}$  постоянным входным напряжением применяется и в ДУ. Однако шунтирование цепью регулировки сказывается на коэффициенте ослабления синфазного сигнала  $K_{о.с.с.}$ . Небольшое рассогласование делителей, соединенных со входами усилителя, приводит к значительному ухудшению  $K_{о.с.с.}$ . Чтобы обеспечить значение  $K_{о.с.с.}$ , близкое к значению, которое имеет ОУ, для регулировки  $U_{см}$  используется дополнительный ОУ (А2, рис. 2.10, б). Очень низкое выходное сопротивление повторителя А2 исключает влияние схемы регулировки на  $K_{о.с.с.}$ .

Широкополосные ОУ (К154УДЗ, К154УД4, К574УД2 и др.) имеют большие значения напряжения смещения нуля и его температурного дрейфа, что является следствием компромисса между их точностью и быстродействием. Взаимосвязь между точностными и динамическими характеристиками ОУ приводит к тому, что у прецизионных ОУ (К140УД14, К140УД17, К153УД5 и др.) сравнительно плохие динамические характеристики. Объясняется это тем, что известные схемотехнические и технологические способы улучшения точностных характеристик ОУ, как правило, приводят к уменьшению либо частоты единичного усиления ОУ, либо скорости нарастания его выходного напряжения, либо каждого из этих параметров одновременно. Подключив ко входу широкополосного ОУ прецизионный предусилитель (например, К140УД13), как показано на рис. 2.11, можно существенно улучшить точностные характеристики широкополосного ОУ. В приведенной схеме результирующий усилитель обладает динамическими параметрами широкополосного ОУ А2, а его напряжение смещения нуля и его дрейф такие же, как у прецизионного предусилителя А1. В схеме инвертирующего усилителя прецизионный предусилитель включен по схеме интегратора (см. гл. 4), управляющего напряжением неинвертирующего входа широкополосного ОУ. На вход интегратора воздействует напряжение смещения нуля широкополосного усилителя А2, а на его

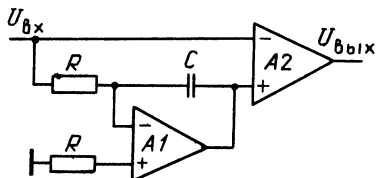


Рис. 2.11. Схема с уменьшенным напряжением смещения нуля инвертирующего усилителя включением интегратора на входе

выходе появляется напряжение, стремящееся скомпенсировать действие этого напряжения смещения. Благодаря этому на входе широкополосного ОУ действующее значение напряжения смещения  $U_{см д}$  будет определяться точностными характеристиками прецизионного предусилителя. АИ в соответствии с выражением  $U_{см д} = RI_{см1} + U_{см1}$ , где  $U_{см1}$  и  $I_{см1}$  — напряжение смещения нуля и входной ток прецизионного предусилителя соответственно.

Температурный дрейф действующего напряжения смещения нуля можно рассчитать следующим образом:  $\Delta U_{см д}/\Delta T = (\Delta U_{см1} + R\Delta I_{см1})/\Delta T$ . В этой схеме высокочастотный входной сигнал гасится предусилитель АИ и попадает непосредственно на широкополосный ОУ. Благодаря этому предусилитель АИ не ухудшает динамические характеристики показанной схемы инвертирующего усилителя. Требования к коэффициентам усиления широкополосного ОУ и предусилителя, а также вид АЧХ каждого ОУ определяются исходя из требований устойчивости схемы инвертирующего усилителя к самовозбуждению. Эти требования зависят от диапазона изменения глубины обратной связи инвертирующего усилителя. При низкой частоте обобщенное значение коэффициента усиления  $K'_{\omega 0} = K'_{\omega 2}(1 + K'_{\omega 1})$ , где  $K'_{\omega 1}$  и  $K'_{\omega 2}$  — коэффициенты усиления предусилителя и широкополосного усилителя соответственно. Таким образом, результирующая АЧХ будет однополюсной, если частота полюса  $f_{п ш}$  широкополосного усилителя будет соответствовать равенству  $f_{п ш} \approx f_{п п} K'_{\omega 0}$  [9]. В этом случае спад результирующей АЧХ будет происходить со скоростью 20 дБ на декаду и, следовательно, инвертирующий усилитель будет устойчив при любой глубине отрицательной ОС. Поскольку прецизионный предусилитель включен по схеме интегратора, то должно быть выполнено еще одно дополнительное требование, а именно частота единичного усиления интегратора должна быть равна частоте первого полюса широкополосного усилителя. Если АЧХ предусилителя формируется RC-цепью ОС, то должно выполняться равенство  $K'_{\omega 2}(1/RC) = 2\pi f_{т ш}$ , где  $f_{т ш}$  — частота единичного усиления широкополосного ОУ.

Если необходимо дифференциальное включение широкополосного ОУ или неинвертирующее включение, то можно воспользоваться другой схемой (рис. 2.12), которая требует большего числа пассивных элементов. Принцип компенсации напряжения смещения нуля

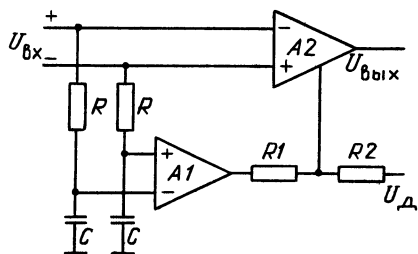


Рис. 2.12. Схема с уменьшенным напряжением смещения нуля дифференциального усилителя включением интегратора в цепь регулировки  $U_{см}$

и его температурного дрейфа и в этой схеме аналогичен описанному выше. Однако в отличие от предыдущей схемы, в показанной входы прецизионного предусилителя подключены к обоим входам широкополосного ОУ. Выход же прецизионного предусилителя соединен со специальными выводами регулировки напряжения смещения нуля, которые предусмотрены у всех быстродействующих ОУ. Любые изменения напряжения смещения нуля  $U_{см2}$  в широкополосном ОУ приводят к возникновению соответствующего сигнала коррекции на выходе предусилителя. Благодаря этому компенсируются напряжение смещения нуля и его температурный дрейф, свойственные широкополосному ОУ, которые определяются аналогичными приведенным выше выражениями.

Для согласования уровней напряжения на выходе предусилителя и в цепи балансировки напряжения смещения нуля широкополосного ОУ в схему на рис. 2.12 введены резисторы  $R1$ ,  $R2$  и дополнительный источник напряжения  $U_d$ . Необходимость в такой цепи объясняется тем, что рабочая точка цепи регулировки напряжения смещения нуля в широкополосных ОУ находится вблизи источников положительного или отрицательного напряжения его питания, а для предусилителя рабочая точка его выходного напряжения находится вблизи нуля. Чтобы согласовать эти рабочие точки, необходима дополнительная цепь сдвига уровня. Эта цепь вместо резисторов может содержать стабилитроны. Как и схема на рис. 2.11, последняя схема обеспечивает увеличение коэффициента усиления и повышение коэффициента ослабления синфазного сигнала. Однако поскольку выход предусилителя подключается обычно после первого каскада усиления в широкополосном ОУ, то суммарное усиление на низкой частоте определяется как произведение  $K_{U1}$  на усиление каскадов предусилителя, расположенных между цепью регулировки его напряжения смещения нуля и выходом.

Влияние  $U_{см}$  в широкополосном ОУ можно практически исключить с помощью дополнительной цепи низкочастотной отрицательной ОС. Например, в широкополосном усилителе К171УВ2 из-за сравнительно большого  $U_{см}$  возникает существенный сдвиг выходного напряжения. Действие  $U_{см}$  можно устранить, включив в цепь ОС видеоусилителя интегратор на ОУ с малым напряжением  $U_{см}$  (рис. 2.13). В показанной схеме к выходу К171УВ2 подключена цепь, сдвигающая постоянное выходное напряжение примерно до нуля. Сигнал поступает на вход интегратора К140УД14 через регулируемый делитель  $R1R2$ . Потенциометром производится изменение коэффициента передачи цепи ОС таким образом, чтобы сигнал на входе интеграторов был пропорционален входному напряжению видеоусилителя. Благодаря действию цепи ОС напряжение  $U_{см}$  на выходе К171УВ2 стремится к собственному напряжению смещения нуля ОУ К140УД14 [11].

Применение структуры модулятор-демодулятор является радикальным методом уменьшения  $U_{см}$  до десятков микровольт, а

Рис. 2.13. Схема с уменьшенным напряжением смещения нуля широкополосного усилителя включением интегратора в цепь обратной связи

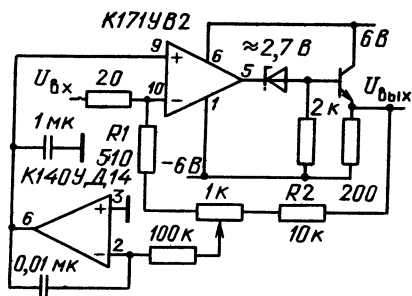
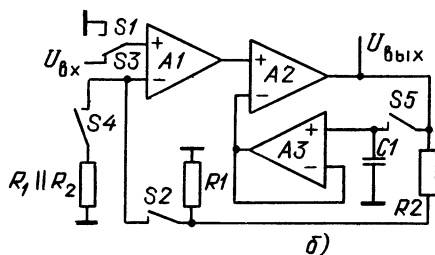
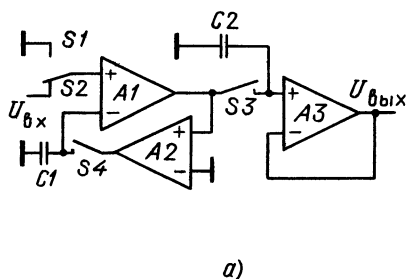


Рис. 2.14. Схема с уменьшенным напряжением смещения нуля усилителя включением УВХ в цепь обратной связи входного (а) и выходного (б) ОУ



дрейфа — до  $0,1 \text{ мкВ/}^\circ \text{С}$ . Модулятор преобразует низкочастотную составляющую входного напряжения в переменное напряжение с амплитудой, пропорциональной входному сигналу. Модулированный сигнал затем усиливается усилителем переменного тока. Демодулятор восстанавливает усиленную низкочастотную составляющую входного сигнала, а затем сигнал проходит через  $RC$ -фильтр и подается на суммирующий вход основного усилителя. Недостатком схемы модулятор-демодулятор является то, что при работе транзисторных ключей возникает сигнал помехи, для подавления которого требуются сложные фильтры. Кроме того, такой усилитель обычно очень медленно возвращается в нормальное рабочее состояние после воздействия большого дифференциального напряжения на входе. Подобная описанной структура усилителя была реализована в виде полупроводниковой микросхемы К140УД13. В дополнение к перечисленным выше недостаткам этот ОУ имеет  $K'_U \approx 10$ , что существенно ограничивает его возможности.

Другим схемотехническим способом уменьшения  $U_{см}$  является применение импульсной стабилизации напряжения смещения нуля (рис. 2.14), которая заключается в периодической регулировке  $U_{см}$ . Подстройка  $U_{см}$  усилителя А1 (рис. 2.14, а) осуществляется вспомогательным усилителем А2. Когда переключатели S2 и S3 замкнуты, а S1, S4 разомкнуты, схема работает как усилитель постоянного тока. При переключении S1 — S4 вход усилителя заземляется и усилитель А2 устанавливает выходное напряжение А1

равным нулю. Переключатель  $S2$  и конденсатор  $C1$  образуют устройство выборки и хранения (УВХ) (см. гл. 8). Корректирующий сигнал, устанавливающий нулевое смещение  $A1$ , запоминается на  $C1$ , после чего  $S4$  размыкается. Элементы  $S3$ ,  $C2$  и  $A3$  образуют второе УВХ, функция которого заключается в том, чтобы запомнить предыдущее значение выходного сигнала  $A1$  на время подстройки  $U_{см}$ .

Несмотря на то, что описанная схема сложнее, чем с использованием модулятора-демодулятора, она удобнее для реализации в виде полупроводниковой микросхемы, так как не требует резисторов больших номиналов и использует лишь два внешних конденсатора. Отсутствие емкостных связей обеспечивает гораздо более быстрое, чем в схеме модулятор-демодулятор, восстановление нормальной работы после воздействия большого дифференциального напряжения на входе. В быстродействующих ОУ с импульсной стабилизацией, требующих и быстродействующих УВХ, качество регулировки ограничивается ошибками УВХ. Эти ошибки можно уменьшить, включив между  $A1$  и  $A3$  вспомогательный усилитель  $A2$  (рис. 2.14, б). Цикл запоминания ошибки в этом усилителе начинается с того, что переключатели  $C2$  и  $C3$  размыкаются, а  $S1$ ,  $S4$  и  $S5$  замыкаются. В результате этого выходное напряжение  $A2$  становится равным нулю. В противоположном положении переключателей происходит усиление входного сигнала с коэффициентом  $1 + R_2/R_1$ . Компенсирующее напряжение прикладывается ко входу  $A2$ , поэтому результирующее напряжение смещения нуля уменьшается в  $K'_{U2}$  раз, где  $K'_{U2}$  — коэффициент усиления  $A2$ . Напряжение, хранящееся на конденсаторе  $C1$ ,  $U_{C1} = [K'_{U1} K'_{U2} U_{см1} / (1 + K'_{U2})] + U_{см3}$ , где  $U_{см1}$  и  $U_{см3}$  — напряжения смещения нуля усилителей  $A1$  и  $A3$ ;  $K'_{U3} = 1$ . Поскольку компенсирующее напряжение вводится после первого каскада усиления, влияющие ошибки, вносимой УВХ (элементы  $A3$ ,  $C1$ ,  $S5$ ), значительно снижается.

Описанный принцип реализован в полупроводниковом ОУ К140УД21 с биполярными и МОП-транзисторами на одном кристалле. Этот усилитель наряду с отличными входными характеристиками ( $U_{см} = 50$  мкВ,  $I_{см} = 10^{-2}$  нА) имеет достаточно высокое для ОУ общего применения быстродействие ( $f_t \approx 3$  МГц и  $v = 2,5$  В/мкс при  $K'_U = 10^8$ ). До появления ОУ типа К140УД21 ДУ с импульсной стабилизацией проектировались на обычных ОУ, интегральных коммутаторах и отдельных МОП-транзисторах. Однако большинство этих схем довольно громоздки и сложны в управлении. Кроме того, их проектирование обычно усложнялось проблемами устойчивости из-за использования последовательного соединения нескольких усилительных каскадов на ОУ. Недостатком ОУ К140УД21 является высокий уровень коммутационных помех на его выходе.

**Уменьшения входных токов** и, следовательно, снижения ошибки, вызванной  $I_{вх}$  и  $I_p$ , проще всего достичь выравниванием суммарных сопротивлений резисторов, подключенных ко входам ОУ. Такая

компенсация входного тока удобна при постоянном сопротивлении резистора  $R_{o.c}$  в цепи ОС. Если сопротивление  $R_{o.c}$  изменяется, требуется новое выравнивание, в противном случае компенсация нарушается. Кроме того, такой способ не всегда удается применить при использовании ОУ в неинвертирующем включении. Благодаря большому входному сопротивлению ОУ в неинвертирующем включении часто применяется при работе от высокоомных источников сигнала либо источников сигнала, обладающих емкостным характером внутреннего сопротивления. Поэтому выполнить приведенное выше равенство для инвертирующего включения не всегда удается и для компенсации ошибки, обусловленной входными токами ОУ, можно воспользоваться одним из четырех приведенных ниже способов.

В показанной на рис. 2.15 схеме требуемое согласование сопротивлений резисторов, подключаемых ко входам ОУ, достигается использованием дополнительного резистора  $R_2$ , сопротивление которого рассчитывается из равенства  $R_T = R_2 + R_1 || R_{o.c}$ . Напряжение ошибки, обусловленной входными токами ОУ, для этой схемы рассчитывается из равенства  $\Delta U = (I_{вх1} - I_{вх2}) R_T (1 + R_{o.c}/R_1)$ . Приведенная схема оказывается особенно эффективной, когда требуется получить большой коэффициент передачи. В этом случае приходится использовать резистор  $R_1$  с небольшим сопротивлением и посредством введения в схему резистора  $R_2$  выравнивать сопротивления во входных цепях ОУ при большом сопротивлении  $R_T$ . Дополнительный резистор  $R_2$  необходимо зашунтировать конденсатором небольшой емкости (обычно 20...100 пФ), чтобы исключить самовозбуждение ОУ. Если конденсатор не используется, то резистор  $R_2$  образует со входной емкостью ОУ RC-цепь. Полюс этой цепи увеличивает фазовый сдвиг сигнала в цепи ОС, что при больших сопротивлениях резистора  $R_2$  и малых значениях коэффициента передачи может привести к самовозбуждению ОУ.

В некоторых схемах источник входного сигнала обладает емкостным характером внутреннего сопротивления. К простейшим схемам этого типа относятся УВХ и пиковые детекторы, в которых ОУ управляется по входу сигналом, хранимым на конденсаторе. Для таких случаев не применимы описанные выше методы компенсации. Входной ток ОУ вызывает линейное изменение напряжения на конденсаторе, которое является одной из составляющих ошибки хранения напряжения (см. гл. 8). Чтобы исключить эту ошибку, обусловленную  $R_T$ , необходимо обеспечить дополнительный ток, который будет компенсировать действие входного тока ОУ. Такой компенсирующий ток можно обеспечить с помощью либо соответствующей цепи ОС, либо дополнительного источника тока. Например, в схеме неинвертирующего повторителя (рис. 2.16) действие входного тока ОУ компенсируется током, протекающим через резистор  $R_1$ , подключенный между выходом и неинвертирующим входом ОУ. Компенсация достигается только в том случае, если в цепи отрицательной ОС использован резистор  $R_2$ . Сопротивление этого резистора

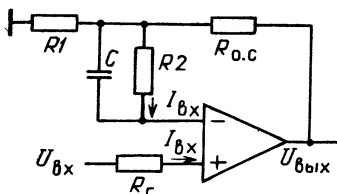


Рис. 2.15. Схема компенсации входного тока подключением дополнительного резистора к инвертирующему входу ОУ

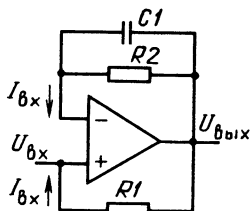


Рис. 2.16. Схема компенсации входного тока включением дополнительных резисторов в цепь обратной связи ОУ

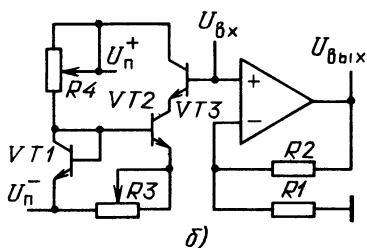
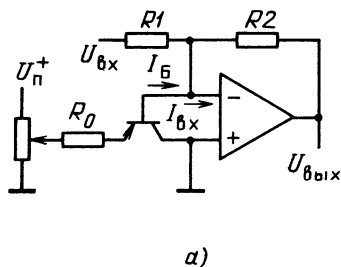
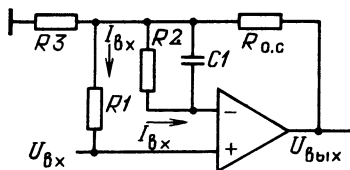
выбирается достаточно большим ( $0,1—1$  МОм) для того, чтобы падение напряжения на  $R2$  было равно  $I_{вх}R2 \gg U_{см}$ .

Обычно достаточно выполнить равенство  $I_{вх}R2 = 5U_{см}$ , чтобы действие  $I_{вх}$  сказывалось существенно меньше действия  $I_p$ . При условии, что  $R1 = R2$  падение напряжения на резисторе  $R2$  равно  $I_{вх}R2$  и, следовательно, компенсирующий ток, протекающий через резистор  $R$ , равен  $I_k = I_{вх}R2/R1 = I_{вх}$ . Для наиболее эффективного использования описанного метода целесообразно предварительно отрегулировать напряжение смещения нуля, а также зашунтировать резистор  $R2$  конденсатором  $C1$ , емкость которого примерно равна  $0,01$  мкФ. Отрегулированное напряжение смещения нуля исключает увеличение тока  $I_p$  на величину  $U_{см}/R1$  и вместе с тем делает возможным использование резисторов  $R1, R2$  с минимальными сопротивлениями. Применение шунтирующего конденсатора необходимо для исключения возможного самовозбуждения ОУ и уменьшения длительности переходных процессов при импульсных изменениях напряжения  $U_{вх}$ .

Описанный метод компенсации  $I_{вх}$  применим и в обычной схеме неинвертирующего усилителя (рис. 2.17). Как и в предыдущей схеме, резистор  $R2$  создает источник напряжения смещения. Тогда при  $R1 = R2$  через  $R1$  будет протекать ток, равный  $I_{вх}$ . Если сопротивления резисторов  $R1, R2$  выбраны таким образом, чтобы действие  $U_{см}$  несущественно увеличивало  $I_p$ , то будет достигнута минимальная погрешность схемы, обусловленная только входными токами ОУ. Значительным недостатком использования этого метода компенсации в неинвертирующем усилителе является увеличение напряжения смещения нуля, действующего на выходе ОУ. Величину этого смещения можно оценить с помощью выражения  $U_{вых.см} = (I_{вх}R1 + U_{см})R_{о.с}/R3$ . Если такое увеличение постоянной составляющей напряжения на выходе ОУ недопустимо, то можно воспользоваться дополнительным источником тока (рис. 2.18). Для ОУ на биполярных транзисторах в инвертирующем включении подключение дополнительного источника тока показано на рис. 2.18, а. В цепь инвертирующего входа включается биполярный

Рис. 2.17. Схема компенсации входного тока подключением дополнительных резисторов ко входам ОУ

Рис. 2.18. Схема компенсации входного тока в инвертирующем (а) и неинвертирующем (б) включениях ОУ с помощью генераторов тока



транзистор, который отличается по типу проводимости от транзисторов входного каскада ОУ. Входной ток при любом сопротивлении резистора  $R2$  регулируется потенциометром. Сопротивление  $R_0$  выбирается таким образом, чтобы входной ток ОУ лежал в диапазоне изменения базового тока транзистора при регулировке сопротивления потенциометра.

Одного транзистора достаточно для компенсации входного тока в инвертирующем включении ОУ благодаря тому, что напряжение инвертирующего входа близко к нулю. При неинвертирующем включении ОУ напряжение на неинвертирующем входе может изменяться в широком диапазоне, а эмиттерный ток компенсирующего транзистора должен оставаться постоянным. Схема, удовлетворяющая этим требованиям, показана на рис. 2.18, б. Транзисторы  $UT1$  и  $UT2$  образуют генератор тока, регулируемого резистором  $R3$ . Генератор тока задает эмиттерный и, следовательно, базовый токи транзистора  $UT3$ , компенсирующие ток неинвертирующего входа. При использовании усилителя с  $n-p-n$  транзисторами на входе транзисторы должны быть  $p-n-p$  типа и наоборот. Для уменьшения влияния температурного дрейфа входных токов необходимо применять компенсирующие транзисторы, имеющие идентичные со входными транзисторами ОУ температурные характеристики. Очевидный способ уменьшения влияния температурного дрейфа входных токов вытекает из характера их температурной зависимости при низкой и высокой температурах. Как было показано выше, ОУ на биполярных транзисторах имеют минимальный дрейф при высокой температуре, а ОУ с полевыми транзисторами на входе — при низкой температуре. Это необходимо учитывать, выбирая тип ОУ для той или иной аппаратуры либо искусственно создавая внешние



условия для получения минимального дрейфа входного тока данного ОУ.

Входное сопротивление  $R_{вх}$  ОУ на биполярных транзисторах в неинвертирующем включении обычно не превышает  $10^6$  Ом. Для большинства применений ОУ этого достаточно. Однако в ряде случаев применяются генераторы сигналов, у которых  $R_r = 40^6 \dots 10^8$  Ом. Чтобы ОУ не влиял на работу таких генераторов, требуются дополнительные меры по увеличению  $R_{вх}$ . Существенно увеличить входное сопротивление ОУ на биполярных транзисторах можно, включив на его вход буферный ДУ на согласованных полевых транзисторах.

В инвертирующем включении ОУ входное сопротивление определяется внешним резистором. Если требуется одновременно получить большое усиление и входное сопротивление, то применяют высокоомные резисторы в цепи ОС. Вследствие этого усилитель становится склонным к самовозбуждению. Использование Т-образного соединения резисторов в цепи ОС (рис. 2.19, а) позволяет получить эквивалентный высокоомный резистор в цепи ОС при низкоомных резисторах  $R_2 - R_4$ . В этой схеме сопротивление  $R_{ос.з} = R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_4$ .

Для увеличения входного сопротивления инвертирующего усилителя иногда применяют неглубокую положительную ОС (рис. 2.19, б). Входной ток усилителя  $A1$ , протекающий через  $R_1$ , отбирается от резистора  $R_3$ , а не от источника входного сигнала. Для правильного функционирования схемы необходимо, чтобы  $U_{вых} \approx U_{вх}$ . Тогда изменение напряжения на резисторе  $R_3$  равно  $U_{вх}$ , а входное сопротивление усилителя  $R_{вх} \approx R_1 R_3 / (R_3 - R_1)$ . При  $R_1 = R_3$  имеем  $R_{вх} \rightarrow \infty$ . Если  $R_1 > R_3$ , усилитель самовозбуждается. Для достижения максимального входного сопротивления и сохранения устойчивости усилителя необходимо учитывать разброс сопротивлений и их температурную зависимость.

Большое входное сопротивление в рассмотренных схемах сохраняется только на низких частотах (10 Гц) из-за действия паразит-

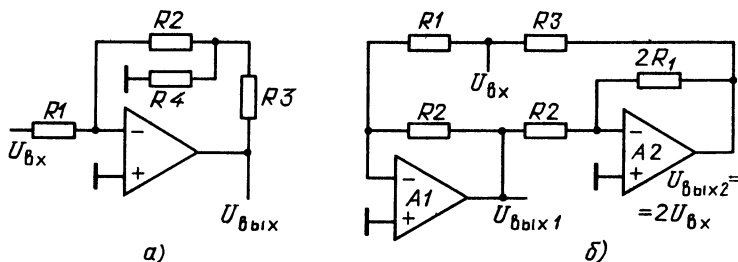


Рис. 2.19. Схема увеличения входного сопротивления инвертирующего усилителя Т-образным включением резисторов в цепь обратной связи (а) и введением положительной обратной связи (б)

ной входной емкости  $C_{вх}$ , шунтирующей собственное входное сопротивление ОУ:  $C_{вх} \approx (C_{э.б.} + C_{к.б.} K_{U1})/2$ , где  $K_{U1}$  — коэффициент усиления входного ДУ. Поскольку  $K_{U1}$  является функцией от частоты входного сигнала  $U_{вх}$ , то и  $C_{вх}$  зависит от частоты и поэтому не может быть задана однозначно. Целесообразно аппроксимировать  $C_{вх}$  только ее конечными значениями  $C_{вх\ max}$  и  $C_{вх\ min}$ . Промежуточную емкость нет необходимости учитывать, так как ее реактивность в этом интервале постоянна и емкость  $C_{вх}$  приобретает свойства резистора. Эффект постоянной реактивности возникает вследствие компенсирующего действия уменьшений реактивности емкости и  $K_{U1}$ . Типовые значения  $C_{вх\ max}$  и  $C_{вх\ min}$  500 и 3 пФ соответственно. Однако столь высокое значение  $C_{вх\ max}$  не оказывает влияния на работу схемы, так как оно сохраняется до частоты меньше 1 Гц. Если же емкость  $C_{вх\ max}$  не влияет до частоты  $f_{ср}$  (это справедливо для большинства ОУ на биполярных транзисторах), то на более высоких частотах ее действием можно пренебречь несмотря на большое значение, а  $C_{вх}$  аппроксимировать ее высокочастотным значением  $C_{вх\ min}$ . В ОУ с полевыми транзисторами на входе, имеющими входное сопротивление около 10 ГОм, емкость  $C_{вх\ max}$  оказывает существенное влияние на входное сопротивление. При  $C_{вх\ max} = 500$  пФ значение  $R'_{вх} \approx 10^9$  Ом в таких ОУ сохраняется лишь до частоты 0,3 Гц. Выше частоты 100 Гц входные сопротивления большинства современных ОУ с полевыми и биполярными транзисторами на входе близки.

Влияние  $C_{вх}$  наиболее ощутимо в неинвертирующем включении ОУ, когда эта емкость дополнительно увеличивается из-за частотной зависимости  $K'_U$ . Эффективное значение емкости  $C_{вх}$  можно уменьшить, включив в цепь положительной ОС конденсатор  $C_k$ , компенсирующий ток перезаряда входного паразитного конденсатора (рис. 2.20, а). Степень компенсации токов определяет результирующую входную емкость в соответствии с выражением  $C_{вх.р} = C_{вх} - C_k R_2 / R_1$ . Усилитель возбуждается, когда коэффициент передачи по емкостной петле ОС становится больше, чем по цепи отрицательной ОС.

Входную емкость ОУ может существенно увеличить диодная цепь защиты по входу. В этом случае минимальная емкость  $C_{вх}$  увеличивается примерно до 15 пФ и образует со входным резистором пассивную RC-цепь. Влияние емкостей обратносмещенных диодов можно уменьшить, включив их в цепь ОС усилителя (рис. 2.20, б). К выходу ОУ целесообразно подключить стабилитроны, у которых напряжение стабилизации  $U_{ст} = U_n - 3$  В. Благодаря этому достигается ограничение изменения входного напряжения при значении, равном  $U_{ст} + U_d$ , где  $U_d$  — падение напряжения на открытом диоде. По сравнению с обычной схемой защиты по входу в приведенной на рис. 2.20, б схеме постоянная времени входной RC-цепи оказывает действие на частоте, примерно в 3 раза большей. Это эквива-

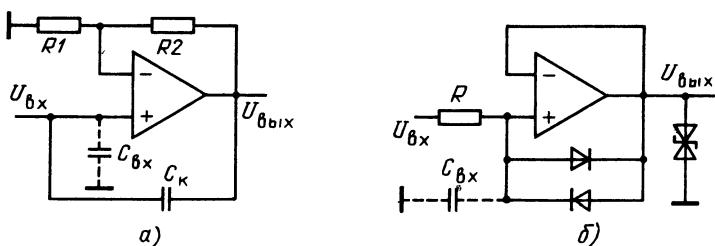


Рис. 2.20. Схема компенсации входной емкости ОУ в неинвертирующем усилителе (а) и повторителе (б)

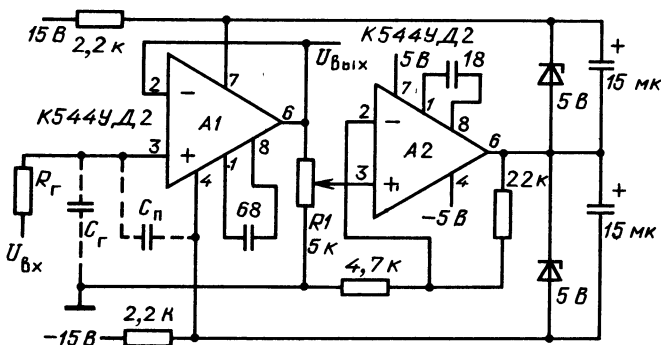


Рис. 2.21. Схема компенсации входной емкости ОУ с помощью дополнительного усилителя

лентно такому же уменьшению входной емкости усилителя, т. е. примерно до 5 пФ.

Эффективность компенсации входной емкости с помощью положительной ОС можно повысить, используя в качестве элемента ОС реальную входную емкость усилителя. Эта емкость обычно включает три составляющие: емкость источника сигнала  $C_r$ , емкость обратной связи и собственную входную емкость ОУ. В показанной на рис. 2.21 схеме компенсирующий конденсатор в цепи положительной ОС исключается, а вместо него функцию компенсации выполняет  $C_n$  — собственная входная емкость  $A1$ . Благодаря этому уменьшается полная входная емкость усилителя и упрощается возможность взаимокompенсации двух ее составляющих. Входной усилитель  $A1$  подключен к незаземленному источнику питания, а компенсирующий сигнал ОС подается с выхода  $A2$ . Входной сигнал  $A1$  и напряжения в цепях его питания изменяются синфазно, благодаря чему и удается достичь компенсации входной емкости всего усилителя с помощью собственной входной емкости  $A1$ . Точность компенсации можно изменить резистором  $R1$ . Если в подстройке

нет необходимости, то  $R_1$  можно исключить, а  $A_2$  включить как обычный повторитель. Однако тогда емкость конденсатора, корректирующего АЧХ  $A_2$ , необходимо увеличить в 2—3 раза.

Преимуществом схемы является не только значительное уменьшение полной входной емкости, но и менее жесткие требования к параметрам цепи положительной ОС. Благодаря отсутствию дополнительного конденсатора снижается склонность усилителя к самовозбуждению и уменьшается уровень шумов, поскольку при увеличении глубины положительной ОС увеличивается усиление на высоких частотах. Схема особенно хорошо работает при сигналах, поступающих от источника с большим внутренним сопротивлением. Применив показанную схему, можно уменьшить исходную емкость источника сигнала, равную 10 пФ, до 1 пФ, если сопротивление источника  $R_r \approx 10$  МОм. Если же  $R_r \approx 0$ , то можно уменьшить действующее значение входной емкости до 0,5 пФ. При использовании описанного устройства на входе измерительного прибора  $A_1$  необходимо разместить на минимальном расстоянии от источника сигнала. В измерительном приборе, оснащенном выносным щупом, усилитель  $A_1$  с корректирующим конденсатором целесообразно разместить в щупе, а остальную часть устройства — в приборе.

**Увеличение частоты среза** можно обеспечить в ОУ с внешней коррекцией, уменьшив емкость корректирующего конденсатора. Например, для ОУ серии 153 в технических условиях оговариваются номиналы корректирующих элементов при изменении глубины ОС. Это позволяет повысить на порядок частоту среза при увеличении коэффициента передачи схем на базе этих ОУ от 1 до 10.

Получить большую частоту среза можно и с помощью последовательного включения усилителей (рис. 2.22). Если коэффициенты передачи схем на  $A_1$  и  $A_2$ , равные соответственно  $K_{U1} = R_2/R_1$  и  $K_{U2} = R_4/R_3$ , выбираются из условия  $K_{U1} = K_{U2} = (K'_U + 1)/[(K'_U/\sqrt{K_{U\Sigma}}) - 1] = K_U$ , где  $K_{U\Sigma} = K_U^2$ , то результирующая частота среза всей схемы  $f_{cр\Sigma}$  максимальна и равна  $f_{cр\Sigma} = f_{cр}(1 + K'_U)/(1 + \sqrt{K_{U\Sigma}})$ , где  $f_{cр}$  — частота среза  $A_1$ ,  $A_2$  без обратной связи,  $K'_U$  — коэффициент усиления  $A_1$ ,  $A_2$  без ОС. Если, например, требуется получить суммарный коэффициент передачи всей схемы  $K_{U\Sigma} = 16$ , то, используя ОУ К140УД7, у которого  $f_{cр} = 10$  Гц, а  $K'_U \approx 10^5$ , получаем  $f'_{cр\Sigma} \approx 200$  кГц. В то же время один ОУ К140УД7 обеспечит коэффициент передачи, равный 16, только до частоты  $f_{cр} = K'_U f_{cр}/16 \approx 60$  кГц.

Включив последовательно  $N$ -е число ОУ с ОС, получим, что их  $K_U$  должны выбираться из условия  $K_U = (1 + K'_U)/[K'_U \times (K_{U\Sigma}^{1/N} - 1)]$ . При этом результирующая частота среза  $f_{cр\Sigma} = f_{cр}(K'_U + 1)/[1 + (K_{U\Sigma})^{1/N}]$ . При  $N \rightarrow \infty$  можно при любом требуемом  $K_{U\Sigma}$  достичь максимального значения  $f_{cр} \approx f_{\tau}/2$ .

Широкополосный усилитель на основе ОУ К153УД6 (рис. 2.23)

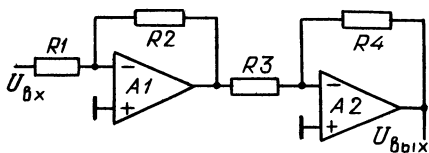
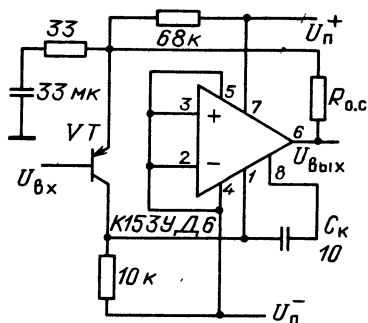


Рис. 2.22. Схема последовательного включения ОУ для увеличения частоты среза  
Рис. 2.23. Схема исключения входного каскада ОУ для увеличения частоты единичного усиления



можно построить, используя только промежуточный и выходной каскады последнего при отключенном входном. Высокочастотный транзистор смещает уровень напряжения входного сигнала до требуемого напряжения на входе промежуточного каскада ОУ (около 13,5 В). Коррекция АЧХ схемы осуществляется подбором емкости  $C_k$ . Допустимое напряжение эмиттер-коллектор  $VT$  должно быть не менее 15 В.

**Увеличение скорости нарастания выходного напряжения  $v$**   
большинства ОУ происходит обратно пропорционально емкости корректирующего конденсатора  $C_k$ . Поэтому очевидным способом увеличения скорости нарастания в ОУ с внешней корректирующей цепью является уменьшение емкости  $C_k$ . Таким образом можно увеличить  $v$  на порядок (при  $K_U=10$ ). Для увеличения  $v$  в ОУ с внутренней коррекцией к выходу усилителя можно подключить дополнительный каскад. Если коэффициент усиления выходного каскада  $k$ , то максимальное выходное напряжение  $U_{вых}$  достигается за время, необходимое для изменения выходного напряжения ОУ на величину  $U_{вых}/k$ . Следовательно,  $v$  увеличивается в  $k$  раз. Плюс выходного каскада должен появиться на частоте, равной  $kf_t$ , чтобы предотвратить возбуждение схемы. При  $k>10$  такой усилитель может самовозбуждаться в режиме повторителя, хотя в режиме усилителя ( $K_U>10$ ) обычно сохраняет устойчивость. Допустимые величины  $k$  зависят от типа транзисторов и максимальны для ОУ с минимальным сдвигом фазы входного сигнала (например, К140УД7).

В схеме усилителя на рис. 2.24 дополнительный выходной каскад на транзисторах  $VT1$  и  $VT2$  управляется изменениями тока в цепях питания ОУ. Выходной каскад действует как усилитель тока с отрицательной ОС через транзисторы  $VT3$  и  $VT4$  внутреннего выходного каскада ОУ. Коэффициент усиления выходного усилителя равен  $R_2/R_1$  и не зависит от сопротивления нагрузки. Если  $R_2/R_1=10$ , то для получения изменения выходного напряжения схемы от  $-10$  до  $+10$  В напряжение на выходе ОУ должно изменяться от  $-1$  до  $+1$  В. Наилучшие практические результаты получаются при отношении  $R_2/R_1=6,7$  и сопротивлении  $R_1=270$  Ом.

Рис. 2.24. Увеличение быстродействия ОУ с помощью выходного каскада, управляемого по цепям питания

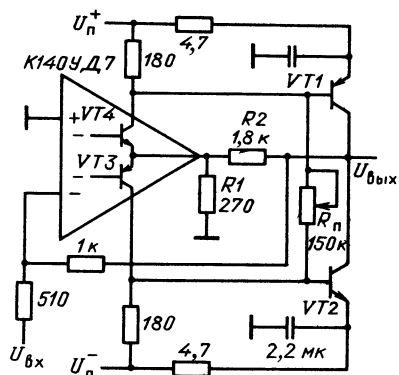


Рис. 2.25. Схема прецизионного неинвертирующего усилителя с повышенным быстродействием

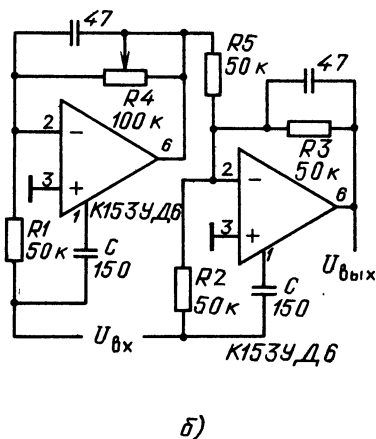
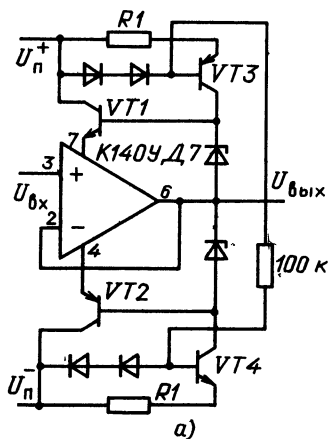
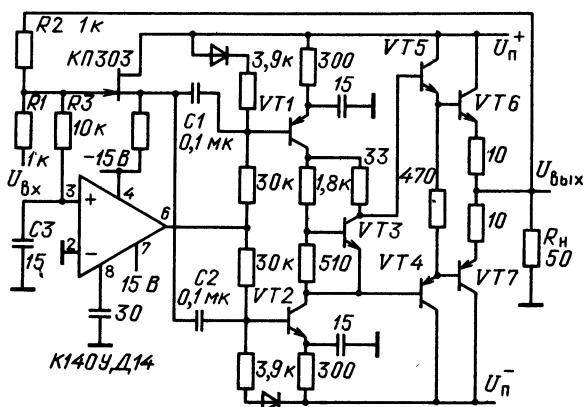


Рис. 2.26. Схемы повторителя (а) и дифференциального усилителя (б) с увеличенным допустимым входным напряжением

Тогда по сравнению с ОУ К140УД7 значение  $f_t$  усилителя увеличивается от 1 до 7,5 МГц,  $v$  — от 0,5 до 5 В/мкс, а  $f_p$  — от 15 до 50 кГц. Возможная нестабильность работы усилителя при глубокой ОС может быть устранена регулировкой сопротивления потенциометра  $R_n$ , которое определяется в режиме неинвертирующего повторителя при максимальном размахе выходного напряжения.

Успехи, достигнутые в технологии и схемотехнике аналоговых микросхем, позволяют в большинстве случаев обойтись без громоздких схем быстродействующих усилителей, выполненных на ОУ общего применения с параллельным высокочастотным каналом. Например, ОУ серии 154 обеспечивают скорость нарастания до 500 В/мкс, единичную полосу пропускания до 20 МГц (К154УД4), а время регулировки с точностью 0,1% около 500 нс (К154УД3). Однако в этих ОУ сравнительно большие входные токи. Поэтому, если допустимо усложнение схемы и требуется получение значительно большей скорости нарастания при одновременном улучшении точностных показателей ОУ, можно воспользоваться усилителем на основе ОУ К140УД14 (рис. 2.25). Параллельный канал в этой схеме начинается истоковым повторителем на полевом транзисторе КП303. Благодаря этому параллельный канал практически не влияет на входной ток усилителя. Дополнительное усиление, примерно равное 10, обеспечивает промежуточный каскад на биполярных транзисторах  $VT1$ ,  $VT3$ . Этот каскад управляет составным повторителем на транзисторах  $VT4$  —  $VT7$ . Параллельный канал развязан по постоянному току от выхода усилителя конденсаторами  $C1$ ,  $C2$ . Поскольку сигнал инвертируется транзисторами  $VT1$ ,  $VT2$ , то цепь обратной связи с выхода усилителя подключается к неинвертирующему входу ОУ. Коэффициент усиления определяется отношением  $R_2/R_1$ . Фильтр на входе ОУ, состоящий из  $R3$  и  $S3$ , уменьшает влияние высокочастотного сигнала на работу усилителя. Приведенная схема позволяет получить скорость нарастания выходного напряжения около 700 В/мкс при  $R_1 = R_2$ . Мощностная полоса пропускания усилителя при размахе выходного напряжения  $\pm 12$  В и выходном токе около 200 мА достигает 6 МГц. В схеме целесообразно использовать  $n$ - $p$ - $n$  и  $p$ - $n$ - $p$  транзисторные сборки типа 198НТ1 и 198НТ5.

**Улучшение эксплуатационных параметров.** Чтобы расширить области применения ОУ в электронной аппаратуре, разработаны способы увеличения допустимого входного напряжения, напряжения питания и выходной мощности. Некоторые из этих способов описаны ниже.

Увеличение допустимой амплитуды входных напряжений осуществляют двумя способами — шунтированием входов ОУ делителем и введением следящих ОС по цепи питания. Первый способ понятен без объяснений. Для обработки высоковольтных входных сигналов с помощью низковольтных ОУ общего применения вводят следящие ОС по синфазному сигналу. Рассмотрим неинвер-

тирующий повторитель и дифференциальный усилитель (рис. 2.26) на низковольтных ОУ. В неинвертирующем повторителе на рис. 2.26, а следящая ОС выполнена на высоковольтных транзисторах. Транзисторы  $VT3$  и  $VT4$  выполняют функции генераторов токов  $I_1$ , примерно равных по величине  $I_1 \approx U_d/R_1$  и противоположных по знаку, где  $U_d$  — падение напряжения на открытом диоде. Транзистор  $VT3$  выполняет функцию генератора вытекающего тока, а  $VT4$  — втекающего тока. Значение тока  $I_1$  определяется током стабилизации стабилитронов. Транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  являются обычными эмиттерными повторителями. Дифференциальное напряжение питания ОУ равно  $2(U_{ст} - U_{ЭБ})$ , где  $U_{ст}$  и  $U_{ЭБ}$  — падения напряжения соответственно на открытом стабилитроне и эмиттерно-базовом переходе транзистора  $VT1$  или  $VT2$ . Напряжение питания схемы  $U_n$  полностью определяется транзисторами, у которых допустимое напряжение эмиттер — коллектор должно быть больше  $2|U_n|$ . Например, при  $|U_n| = 200$  В,  $U_{вх} = 100$  В,  $U_{ст} = 10,7$  В,  $U_{вых} = 100$  В напряжение на выводе 7 равно 110 В, на выводе 4 90 В, а на инвертирующем входе 100 В. При этом необходимо следить за тем, чтобы ток, отдаваемый ОУ в нагрузку, не превысил допустимого значения  $I_d \approx 5$  мА, т. е.  $U_{вых}/R_n < I_d$ . Построенная по описанному принципу схема повторителя на базе ОУ К544УД1 обеспечивает погрешность повторения  $2,2 \cdot 10^{-6}$ .

В схеме ДУ (рис. 2.26, б) для получения минимального усиления синфазного сигнала необходимо с максимальной точностью выполнить равенство  $R_4/R_1 = R_3/R_2$ . С этой целью в усилитель введен подстроечный резистор  $R4$  и тем самым исключено требование применения в качестве  $R1 - R5$  прецизионных резисторов. Коэффициент усиления определяется отношением  $R_3/R_5$ . Использование усилителей К153УД2, допускающих введение параллельного высокочастотного канала через конденсаторы  $C$ , позволяет расширить полосу пропускания всего усилителя до 10 МГц.

Часто для непосредственного управления электромеханическими приборами, например соленоидами и индикаторами, требуется больший размах напряжения, чем можно получить на выходе ОУ при обычном напряжении источника питания. Для большинства усилителей общего применения разность амплитуд положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения не превышает 25 В при напряжении питания  $\pm 15$  В, поскольку в этом случае 5 В из общего приложенного напряжения теряется в выходном каскаде. Обычно для получения большего размаха выходного напряжения используют специализированные высоковольтные усилители, стоимость которых в несколько раз выше, чем аналогичных низковольтных ОУ [12].

Однако при использовании ОУ с дифференциальным выходом можно получить размах выходного напряжения значительно больше полного приложенного напряжения источника питания (рис. 2.27). В первой схеме (рис. 2.27, а) при подаче на усилители напряжения



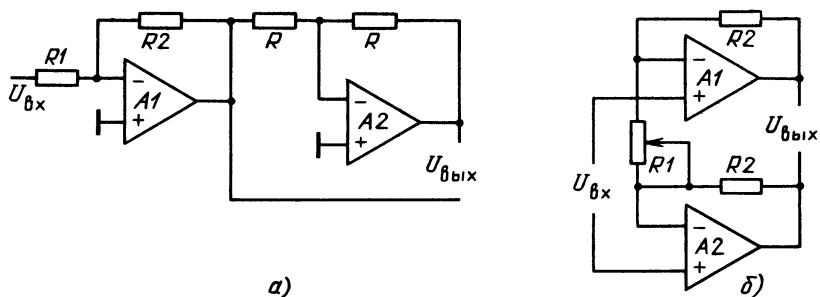


Рис. 2.27. Схемы последовательного (а) и параллельного (б) включений ОУ для увеличения размаха выходного напряжения

питания  $\pm 15$  В размах выходного напряжения достигнет 50 В из-за наличия на выходах ОУ сигналов противоположной полярности размахом 25 В. Сигнал с выхода может подаваться на любую нагрузку, не соединенную с общей шиной. К недостаткам данной схемы следует отнести то, что на выходе наблюдается дополнительный фазовый сдвиг, поэтому фазовая ошибка ограничивает точность приведенной схемы на значительно меньших частотах, чем амплитудная.

Схема другого усилителя с дифференциальным входом, построенного также на двух обычных ОУ, когда сигнал снимается между их выходами, приведена на рис. 2.27, б. Эта схема имеет одинаковые фазовые сдвиги на обоих выходах, поэтому достигается усиление в большей полосе частот. Полное входное сопротивление такого усилителя выше, чем предыдущего, так как сигнал подается непосредственно на входы ОУ, а не на суммирующий резистор. Для получения дифференциального выхода в приведенной схеме используется общая ОС по току, которая обеспечивается резистором  $R1$  и поддерживает дифференциальные входные напряжения обоих ОУ в пределах нуля. Ток в цепи ОС определяется падением напряжения на резисторе  $R1$ , равным  $u_{вх}$ . В связи с тем, что ток между выходами двух усилителей протекает через резисторы ОС в различных направлениях, напряжения на выходах ОУ имеют противоположную полярность. При низком коэффициенте усиления размах выходного напряжения схемы может ограничиваться допустимым значением синфазного входного напряжения усилителя. Так, для получения большого размаха напряжения на выходе схемы при единичном коэффициенте усиления на ее вход необходимо подать такой сигнал, значение которого может выйти за пределы диапазона допустимых синфазных напряжений ОУ. Чтобы выполнить условие получения максимального размаха напряжения, входной сигнал должен быть двухполярным относительно общей шины и равномерно распределенным между входами обоих усилителей. Если же

один из входов соединен с общей шиной, то полный размах выходного напряжения может быть достигнут лишь в случае, когда коэффициент усиления схемы не менее 2.

Увеличение выходного тока обычно осуществляется подключением к ОУ мощного повторителя напряжения или усилителя тока, управляемого с выхода ОУ (см. рис. 2.25) или по цепи питания (см. рис. 2.26). Нетрудно увеличить амплитуду выходного напряжения ОУ, ограниченную допустимым напряжением от источников питания, подключением к ОУ каскада, работающего от источника высокого напряжения питания. Включение ОУ в цепи с напряжением питания больше допустимого нетрудно осуществить, используя делители напряжения питания или следящие ОС по цепи питания (см. гл. 4).

## 2.4. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

При разработках электронных приборов необходимо учитывать общие правила применения ОУ, обеспечивающие максимальное использование их возможностей. К таким правилам относятся, например, подключение к выводам питания шунтирующих конденсаторов емкостью 0,1 мкФ. Для уменьшения паразитных токов утечки во входных цепях ОУ (особенно для ОУ с полевыми транзисторами на входе К140УД8, К544УД1, К574УД1 и др.) используют низкоомные «охранные кольца» на печатных платах (рис. 2.28). Охранные кольца, подключаемые к точке, изменение напряжения которой совпадает со входным напряжением, захватывают возможные паразитные токи, протекающие по плате между входами ОУ и другими цепями на плате.

Существенное влияние на работоспособность электронного прибора может оказать самовозбуждение ОУ. Самовозбуждение ОУ обусловлено: реактивностями его входного и выходного сопротивлений, образующих с внешними реактивностями (источника сигнала и нагрузки)  $RC/RL$ -цепи, частоты полюса или нуля которых меньше  $f_T$ ; реактивностью цепи ОС; различием значений  $f_T$  для инвертирующего и неинвертирующего включений ОУ и неидеальностью источников питания.

Входное и выходное сопротивления ОУ без ОС становятся реактивными даже при охвате его резисторной ОС из-за зависимости  $K'_U$  от частоты  $K'_U(p) = K'_{U0} / (1 + p/2\pi f_{cp})$ . Подставляя  $K'_U(p)$  вместо  $K'_U$  в выражения для  $R_{вх}$  и  $R_{вых}$ , приведенные в табл. 2.1, для инвертирующего и неинвертирующего включений ОУ, получаем

$$R_{вх} и (p) = R_1 + R_{вх,г} + R_{вх,р} \parallel pL_{вх},$$

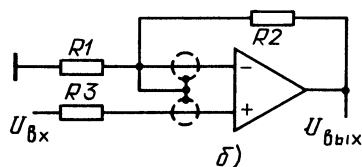
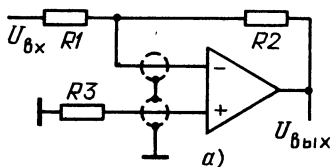


Рис. 2.28. Схема подключения экранирующих колец ко входам ОУ в инвертирующем (а) и неинвертирующем (б) включениях

где  $R_{вх\ r} = R_{о\ c}/K'_U$ ,  $R_{вх\ p} = R_{о\ c}$ ,  $L_{вх} = R_{о\ c}/2\pi f_T$ , а  $f_T = f_{ср}K'_{U0}$ ,  $K'_{U0}$  — низкочастотное значение  $K'_U(p)$ ;

$$R_{вх\ n}(p) = R'_{вх} + R_{вх\ n} \parallel (1/pC_{вх}),$$

где  $R_{вх\ n} = K_U R'_вх R_1 / (R_1 + R_{о\ c})$ ,  $C_{вх} = (R_1 + R_{о\ c}) / 2\pi f_{ср} R_1 R'_вх K'_U$ ,  $R_{вх\ n} = R_{вх\ n} = R_{вх\ n} + R_{вх\ p} \parallel pL_{вх}$ ,

где  $R_{вх\ n} = K_U R'_вх / K'_U$ ,  $R_{вх\ p} = R'_вх$ ,  $L_{вх} = K_U R'_вх / 2\pi f_{ср} K'_U$ .

Соответствующие расчету эквивалентные схемы приведены на рис. 2.29. Как видно, в инвертирующем включении ОУ входное и выходное полные сопротивления имеют индуктивный характер, а в неинвертирующем входное полное сопротивление имеет емкостный характер, а выходное — индуктивный. Параметры элементов эквивалентных схем, вычисленные на примере ОУ К153УД3 со скорректированной однополюсной передаточной характеристикой при  $K_U = 5$ , приведены в табл. 2.2.

Частота среза ОУ с ОС равна  $f_{ср}(1 + K'_{U0}/K_U)$ , где в инвертирующем включении  $K_U = 1 - K_{Uн}$ , а в неинвертирующем  $K_U = K_{Uн}$ . Подставляя поочередно значения для  $K_U$  в выражение для частоты среза в инвертирующем и неинвертирующем включениях  $f_{ср\ n}$  и  $f_{ср\ n}$ , получаем, что при равных коэффициентах усиления  $K_{Uн} = K_{Uн}$  полоса пропускания в инвертирующем включении меньше, чем в неинвертирующем, в  $K_U/(1 + K_U)$  раз и разница увеличивается при уменьшении  $K_U$ . В частности, на уровне единичного усиления  $f_{ср\ n} \approx 2f_{ср\ n}$ .

Выходная емкость источника сигнала  $C_r$ , входная емкость ОУ  $C_{вх}$  или паразитная емкость  $R_{о\ c}$  образуют с резисторами, подключенными ко входам ОУ RC-цепи, постоянные времени которых могут быть больше  $1/f_T$ . Действие таких паразитных RC-цепей приводит к дополнительному сдвигу фазы входного сигнала и к самовозбуждению ОУ. Последнее особенно часто происходит при работе ОУ с полевыми или супербета транзисторами (например, К140УД6 или К140УД14) на выходе от источников сигнала с большими сопротивлениями  $R_r$ . Для определения требо-

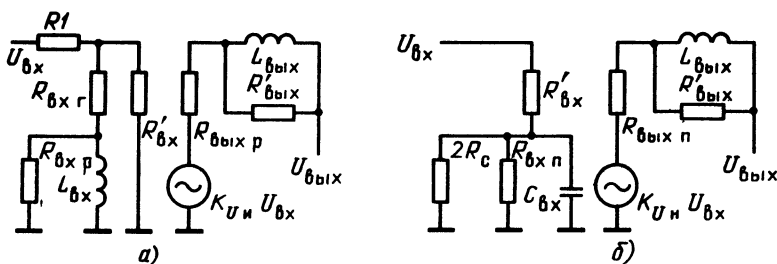
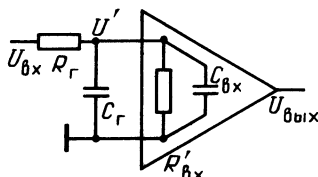


Рис. 2.29. Эквивалентные схемы для расчета входного и выходного полного сопротивлений ОУ в инвертирующем (а) и неинвертирующем (б) включениях

Рис. 2.30. Эквивалентная схема входной цепи ОУ



ваний к параметрам элементов внешних цепей, подключенных ко входу ОУ, воспользуемся схемой на рис. 2.30, коэффициент передачи которой

$$K_U(p) = \{k(1 + pR'_{bx}C_{bx}) / [1 + pR_c(C_r + C_{bx})]\} K'_{U0} / (p + 2\pi f_{cp}),$$

где  $R_c = R'_{bx} \parallel R_r$ ,  $k = R'_{bx} / (R_r + R'_{bx})$ .

Из-за действия  $C_r$  и  $C_{bx}$  появляются дополнительные полюс  $f_n$  и нуль  $f_n$  на частотах  $f_n = 1 / [2\pi R_c(C_r + C_{bx})]$ ,  $f_n = 1 / (2\pi R'_{bx}C_{bx})$  соответственно. Если  $f_{cp} < f_n < f_n$ , то в диапазоне частот  $f_n < f < f_n$  коэффициент усиления уменьшается на величину  $\alpha$ , а входная цепь вносит дополнительный фазовый сдвиг  $U_{bx}$ , который на частоте  $f_{max} = \sqrt{f_n f_n}$  имеет максимум  $\varphi_{max}$  (рис. 2.31, а). Значение  $\alpha = C_{bx}(R'_{bx} + R_r) / R'_{bx}(C_{bx} + C_r)$ , а  $\varphi_{max} = \sin^{-1}[(\alpha - 1) / (\alpha + 1)]$ .

Таким образом, суммарный фазовый сдвиг входного сигнала  $\varphi_\Sigma$  может достичь  $180^\circ$ , а ОУ — утратить устойчивость.

Если  $f_{cp} < f_n < f_n$ , то на АЧХ появляется плоский участок,  $\varphi_\Sigma \leq 90^\circ$  и ОУ устойчив. Поэтому рассмотрим подробно случай, когда  $f_{cp} < f_n < f_n$ .

Из-за увеличения сдвига фазы  $f_r$  уменьшается до величины  $f'_r = \alpha k f_r$  (рис. 2.31, б). Величина  $\varphi_\Sigma$  увеличивается пропорционально отношению  $f_n / f_n$ . Например,  $\varphi_{max} = 55^\circ$  при  $f_n / f_n = 10$  и  $\varphi_{max} = 10^\circ$  при  $f_n / f_n = 2$ . Чем больше допустимая величина  $\varphi_{max}$ , тем больше может быть  $f_n / f_n$ . Вводя обозначение  $f_n / f_n = 10 / m$ , где  $m = f(\varphi_\Sigma)$ , из рис. 2.31, б можно записать условия, которые необходимо выполнить, чтобы обеспечить устойчивую работу ОУ:  $f_n < m f'_r$ ,  $f_n > m f'_r k$ ,  $f_n = f_n$ . Подставляя в эти выражения значения для  $k$ ,  $f_n$ ,  $f_n$  и  $f_r$ , получаем условия выбора величин  $R_r$  и  $C_r$  при заданных  $C_{bx}$  и  $R'_{bx}$ .

Для ОУ с внешней коррекцией (типа К153УД2) действие  $C_r$  может быть устранено включением последовательно с корректирующим конденсатором  $C_k$  сопротивлением  $R_k$ , величина которого определяется из выражения  $R_c(C_r + C_{bx}) = R_k C_k$ .

Конденсатор  $C_n$ , подключенный к выходу ОУ, образует с его выходным сопротивлением  $R_{вых}$  интегрирующую RC-цепь, постоянная

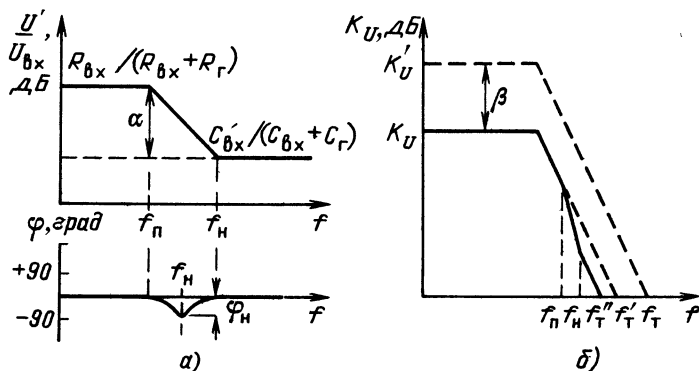


Рис. 2.31. Частотные характеристики входной цепи ОУ (а) и ее влияние на коэффициент усиления (б)

времени которой, перемещаясь в область низких частот при повышении частоты входного сигнала, достигает максимального значения по частоте  $f_T$ . Если частота полюса этой цепи меньше  $f_T$ , то на передаточной характеристике ОУ появляется дополнительный полюс. В зависимости от значения емкости  $C_H$  снижает запас по фазе или приводит к самовозбуждению ОУ. В этом случае для уменьшения действия  $C_H$  в ОУ с внешней коррекцией обычно достаточно увеличить емкости корректирующих конденсаторов. Для ОУ с внутренней коррекцией необходимо либо вводить дополнительные цепи коррекции, либо подбирать усилитель с малым  $R_{\text{вых}}$ , либо использовать на выходе ОУ согласующий повторитель. В любом случае частота полюса, обусловленного действием цепи  $C_H R_{\text{вых}}$ , смещается выше частоты  $f_T$ .

Простая схема включения дополнительной цепи коррекции, устраняющей влияние  $C_H$  (рис. 2.32, а), основана на изменении характера частотной зависимости  $K_U(p)$ . Дополнительные резистор  $R_\Phi$  и емкость  $C_\Phi$  «развязывают» нагрузку от выхода ОУ, а дополнительный полюс, обусловленный цепью  $R_\Phi C_H$ , компенсируется нулем цепи  $R_{o.c} C_\Phi$ , если  $R_\Phi C_H = R_{o.c} C_\Phi$ .

Подключение к выходу ОУ пассивного фильтра или длинной линии, эквивалентных последовательному соединению индуктивности  $L$  и конденсатора  $C$  (рис. 2.32, б, верхняя цепь), также может стать причиной самовозбуждения ОУ. Передаточная функция схемы при  $R=0$  имеет вид неустойчивого консервативного звена  $K_U(p) = K_U / (p^2 LC + 1)$ . Самовозбуждение ОУ можно устранить, включив резистор  $R$  между выходом ОУ и  $LC$ -контуром. Благодаря этому передаточная функция ОУ приводится к характеристике устойчивого колебательного звена  $K_U(p) = K_U / (1 + LCp^2 + pRC)$ . Минимальная колебательность переходного процесса и, следовательно, исключение влияния выходной  $LC$ -цепи достигается, если декремент затухания звена  $\xi = R/2\sqrt{L/C} > 1/\sqrt{2}$ . Отсюда получаем следующее условие выбора сопротивления  $R$  для устранения самовозбуждения ОУ:  $R \geq \sqrt{2L/C}$ .

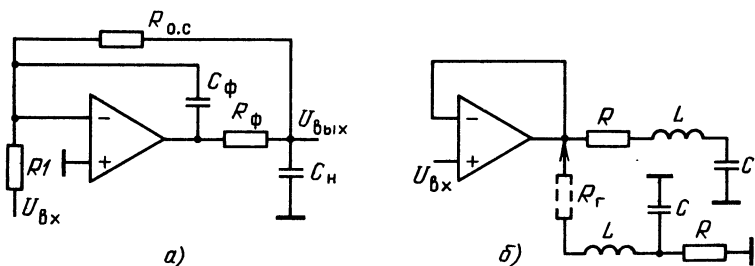


Рис. 2.32. Схемы устранения самовозбуждения ОУ при емкостной (а) и индуктивной (б) нагрузках

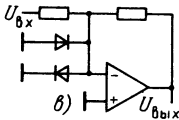
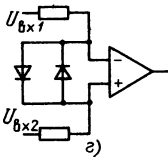
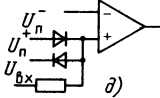
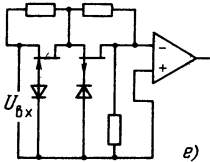
Подключение к выходу ОУ элемента с отрицательным сопротивлением (туннельный диод, тиристор, однопереходный транзистор или транзистор, работающий в области пробоя коллекторного перехода) также может привести к самовозбуждению. Для примера рассмотрим туннельный диод, эквивалентная схема которого представляет собой последовательное соединение индуктивности  $L'$  и параллельно включенных резистора с отрицательным сопротивлением  $R'$  и конденсатора  $C'$  (рис. 2.32, б, нижняя цепь). Передаточная функция имеет вид, присущий неустойчивому колебательному звену:  $K_U(p) = K_U / (1 - pL'/R' + p^2L'C')$ . Включая между выходом ОУ и нагрузкой дополнительный резистор  $R_r$ , передаточную функцию можно привести к виду, характерному для устойчивого колебательного звена:  $K_U(p) = K_U / [1 - R_r/R' + p(R_rC' - L'/R') + p^2L'C']$ , если выполнить условия  $R_rC' - L'/R' > 0$  и  $1 - R_r/R' > 0$ . Влияние туннельного диода на работу ОУ полностью исключается, если  $R_r$  выбирается исходя из неравенства  $\sqrt{2L'C'}(1 - R_r/R') \leq R_rC' - L'/R'$ .

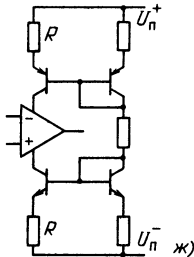
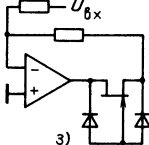
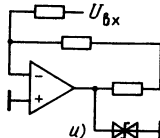
Влияние цепей питания на устойчивость работы ОУ устраняется использованием низкоомных источников питания, зашунтированных высокочастотными конденсаторами. Для питания аналоговых и цифровых микросхем желательно использовать разные источники или в крайнем случае размещать конденсаторы, шунтирующие питание, в непосредственной близости от ОУ, чтобы исключить влияние импульсных помех по цепям питания, особенно больших, если ОУ включены на одной шине питания с ТТЛ-схемами.

Таблица 2.3

Методы защиты ОУ

По цепям питания	
<p>а)</p>	<p>б)</p>
<p>Защита от смены полярности источников питания. Диоды могут быть заменены эмиттерными повторителями с резисторными делителями в цепи базы</p>	<p>Защита от превышения напряжением питания предельно допустимого значения</p>

По входу			
 <p>б)</p>	 <p>в)</p>	 <p>г)</p>	 <p>е)</p>
Защита инвертирующего ОУ от попадания на вход большого напряжения при импульсном изменении $U_{вх}$ и включении питания	Защита дифференциального усилителя от попадания на вход большого дифференциального напряжения	Предотвращение попадания на вход неинвертирующего повторителя напряжения, большего, чем напряжение питания	Защита дифференциального усилителя, позволяющая избежать применения последовательных входных резисторов

По выходу		
 <p>ж)</p>	 <p>з)</p>	 <p>и)</p>
При коротком замыкании выхода на землю и шины источников питания ток в нагрузке не превышает величины, установленной в генераторах тока с помощью резисторов	Ток, отдаваемый в нагрузку, ограничен током насыщения полевого транзистора. Следует выбирать полевой транзистор с минимальным сопротивлением канала сток-исток	Защищается выходная цепь ОУ при вероятном подключении выхода усилителя к источнику напряжения значительно большего напряжения питания ОУ. Защита при индуктивной нагрузке

Высокие точностные и динамические параметры ОУ достигаются благодаря использованию в их схемах высококачественных транзисторов с небольшими пробивными напряжениями  $p-n$  переходов. Поэтому при наличии вероятности попадания на выводы ОУ напряжений, превышающих предельно допустимые (по техническим условиям), необходимо использовать цепи защиты. Известные варианты защиты ОУ разделяют на три группы: по питанию,

входу и выходу. Наиболее распространенные и простые способы защиты ОУ от перегрузок по напряжению и току сведены в табл. 2.3. В большинстве современных ОУ имеется внутренняя защита выхода от короткого замыкания на общую шину и источники питания (рис. 2.4). Однако в технических условиях работа внутренней цепи защиты гарантируется только при кратковременных перегрузках по выходу (обычно 0,1...10 мс) либо вообще не гарантируется. Объясняется это сложностью контроля работы цепи защиты на предприятиях-изготовителях ОУ.

## ГЛАВА 3

### ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЙ

Аналоговый перемножитель является вторым по массовости применения после ОУ универсальным функциональным элементом, используемым для обработки аналоговых сигналов. К операции умножения сводятся различные нелинейные и параметрические преобразования аналоговых сигналов, такие как модуляция, демодуляция, управление параметрами усилителей, генераторов, активных фильтров, вычисление и многие другие. Примеры реализации этих функций на базе микросхем перемножителей приведены в гл. 4.

На выходе идеального четырехквadrантного перемножителя напряжение равно  $K_n U_x U_y$ , где  $K_n$  — коэффициент передачи (обычно  $K_n = 0,1$ ), а  $U_x$ ,  $U_y$  — перемножаемые напряжения. Значение  $K_n = 0,1$  обеспечивает  $U_{\text{вых}} = 10$  В при  $U_x = U_y = 10$  В, благодаря чему не требуются высоковольтные источники питания для микросхем перемножителя и применима стандартная технология изготовления полупроводниковых микросхем.

#### 3.1. ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ И ДЕЛИТЕЛИ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Среди многообразия методов аналогового перемножения наибольшее распространение получили следующие четыре из-за простоты их реализации на ОУ: с управляемым сопротивлением, импульсные, логарифмические и с переменной крутизной. Последний тип перемножителей, видоизмененный в соответствии с требованиями полупроводниковой технологии, оказался наиболее удачным для изготовления в виде полупроводниковой микросхемы.

**Перемножители на основе управляемого сопротивления** наиболее просты. Если сопротивление пропорционально управляющему напряжению, то ток через это сопротивление пропорционален произведению входного и управляющего сигналов или частному от их деления. В качестве управляемых напряжением сопротивлений можно



использовать полевые транзисторы (рис. 3.1). На начальном участке вольт-амперной характеристики полевой транзистор по существу является резистором с сопротивлением, управляемым по цепи затвора. Действие температурного дрейфа нелинейной зависимости этого сопротивления от управляющего напряжения на точность умножения значительно уменьшается включением полевого транзистора в цепь ОС усилителя  $A2$ .

При идентичных по параметрам полевых транзисторах  $U_{\text{вых}} = -U_x R_6 / r_{c.и} (1 + R_1 / R_4)$ , где  $r_{c.и}$  — сопротивление между стоком и истоком полевых транзисторов. Сопротивление  $r_{c.и}$  транзистора  $VT1$  зависит от выходного напряжения  $A2$ , которое определяется, в свою очередь, напряжениями  $U_y$  и  $U_z$ . Чтобы обеспечить выполнение транзистором  $VT2$  функции переменного сопротивления, необходимо установить  $U_y < 0$ ,  $U_z > 0$ . Если входной ток  $A2$  пренебрежимо мал по сравнению с током, протекающим по цепи транзистора  $VT2$  и резистора  $R3$ , то будет справедливо равенство  $U_y / R_3 = U_z / r_{c.и} (1 + R_2 / R_4)$ . Определив из последнего равенства значение  $r_{c.и}$  и затем подставив его в выражение для  $U_{\text{вых}}$ , получим зависимость выходного напряжения от сопротивлений резисторов  $U_{\text{вых}} = -U_x U_y R_6 \times (1 + R_2 / R_4) / U_z R_3 (1 + R_1 / R_4)$ . Как видно из последнего выражения, при  $R_6 = R_3$  и  $R_1 = R_2$   $U_{\text{вых}} = -U_x U_y / U_z$ . Чтобы уменьшить влияние нелинейности и неидентичности зависимостей сопротивлений сток-исток полевых транзисторов, необходимо выбрать сопротивление  $R_1 - R_5$  значительно больше  $r_{c.и}$ . Например, при типовом  $r_{c.и} \approx 0,5$  кОм точность умножения около 2% можно получить, установив  $R_1 = R_2 = 1$  МОм,  $R_3 = R_6 = 0,1$ ,  $R_4 = 0,2$  МОм,  $R_5 = 20$  кОм. Полоса пропускания этой схемы будет определяться ОУ, а динамический диапазон входных сигналов — типом полевых транзисторов. Для получения наименьшей ошибки из-за нелинейности вольт-амперной характеристики  $VT1$  и  $VT2$  целесообразно ограничить амплитуду  $U_x$ ,  $U_y$  и  $U_z$  напряжениями 3...5 В. Тогда при использовании ОУ К154УД3 можно получить точность умножения около 2% в диапазоне частот 0...1 МГц. Для устранения возможной неустойчивости в работе устройства между выходами ОУ и их инвертирующими входами целесообразно включить конденсаторы емкостью 10...100 пФ в зависимости от типа ОУ. Таким образом, рассмотренный тип перемножителя-делителя целесообразно использовать в тех случаях, когда для двух квадрантов в плоскости  $xu$  необходимо получить максимальное быстродействие и не требуется высокая точность вычисления.

**Перемножитель на логарифмических усилителях** наиболее очевиден для построения и прост при расчете. Алгоритм его синтеза сводится к выполнению последовательности операций:  $\ln x$ ,  $\ln y$ ,  $\ln x + \ln y = \ln xy$ ,  $\text{antiln}(\ln xy) = xy$ .

Известно большое число различных схем одноквадрантных перемножителей-делителей, состоящих из трех логарифмических

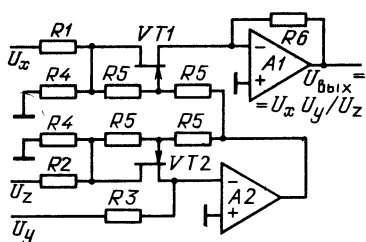


Рис. 3.1. Схема перемножителя на полевых транзисторах

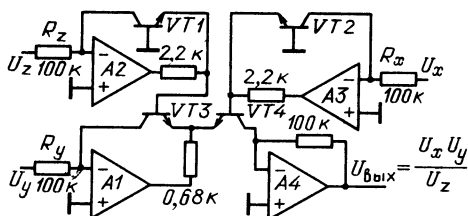


Рис. 3.2. Схема перемножителя на логарифмических усилителях

усилителей и одного антилогарифмического. Одна из них показана на рис. 3.2. Логарифмические усилители  $A1, A2, A3$  и антилогарифмический  $A4$  используют две пары интегральных транзисторов. Могут быть использованы транзисторы К1НТ591 или К198НТ1.

Выходное напряжение перемножителя  $U_{\text{вых}} = I_{\text{Э4}} R_4$ , где  $I_{\text{Э4}} = I_{\text{К0}} \exp(U_{\text{ЭБ4}}/\varphi_T)$  — эмиттерный ток транзистора  $VT4$ .

Напряжение  $U_{\text{ЭБ4}}$  определяется из равенства  $U_{\text{ЭБ4}} = U_{\text{ЭБ1}} + U_{\text{ЭБ3}} - U_{\text{ЭБ2}} = \varphi_T \ln(R_x/R_z R_y) U_y U_z / U_x I_{\text{К0}}$ .

Подставляя  $U_{\text{ЭБ4}}$  в выражение для  $I_{\text{Э4}}$ , а затем  $I_{\text{Э4}}$  в  $U_{\text{вых}}$  и предполагая идентичными транзисторы и ОУ, получаем  $U_{\text{вых}} = (R_4 R_x / R_y R_z) U_x U_y / U_z$ , где  $U_x > 0$ ,  $U_y > 0$  и  $U_z > 0$ .

Из последнего выражения видно, что выходное напряжение логарифмического умножителя не зависит от температуры, а масштабный коэффициент определяется отношением сопротивлений внешних резисторов.

Высокая точность и большой динамический диапазон амплитуд входных сигналов при умножении и делении, характерные для данной схемы, обусловлены следующими факторами. Используются идентичные пары транзисторов с коэффициентом передачи базового тока  $h_{21\text{Э}} > 100$  и ОУ К140УД6 с температурным дрейфом менее  $20 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$  и входными токами менее  $30 \text{ нА}$ . Поэтому даже при входных сигналах порядка  $100 \text{ мВ}$  приведенная ко входу погрешность не превышает  $0,5\%$ , а ошибка из-за нелинейности не больше  $0,2\%$ . Суммируются логарифмы токов, а не их абсолютные величины. Благодаря этому исключается насыщение транзисторов в широком диапазоне изменения входных напряжений.

Недостаток схемы — общий для большинства схем на логарифмических усилителях — заключается в зависимости полосы рабочих частот от величины входных сигналов. Например, ширина полосы пропускания при входном напряжении  $10 \text{ В}$  составляет  $100 \text{ кГц}$ , а при  $1 \text{ В}$  сужается до  $10 \text{ кГц}$ . Объясняется это тем, что при больших входных напряжениях в цепях логарифмического перемножителя протекают большие входные токи и, следовательно, быстрее перезаряжаются паразитные емкости в схеме. Приведенная схема умножителя применима только при одинаковой полярности входных

сигналов. Следовательно, логарифмический перемножитель является одноквadrантным. В принципе на базе логарифмического перемножителя можно построить четырехквadrантный умножитель, но при значительных аппаратных затратах. Для устойчивой работы логарифмических усилителей между выходами и инвертирующими входами  $A1 - A3$  следует включать конденсаторы емкостью 200...250 пФ.

**Перемножитель на основе переменной крутизны** в простейшем двухквadrантном исполнении (рис. 3.3) реализуется посредством изменения эмиттерного тока  $I_3$  (а следовательно, и крутизны  $S = I_3/\varphi_T$ ) транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Изменение коллекторного тока  $I_K$  любого из указанных транзисторов в зависимости от  $U_x$  описывается выражением  $I_K = I_3 U_x / 2\varphi_T$ . ОУ преобразует дифференциальный выходной ток транзисторов  $VT1, VT2$  в напряжение  $U_{\text{вых}} = \Delta I_K R_1$ . Учитывая, что изменение тока  $I_3$  от напряжения  $U_y$  определяется равенством  $I_3 = U_y / R_2$ , получаем  $U_{\text{вых}} = I_3 U_x R_1 / 2\varphi_T = U_x U_y R_1 / 2R_2 \varphi_T$ .

Для компенсации нелинейности вольт-амперной характеристики транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  при  $U_x > 10$  мВ используются логарифмирующие свойства диодов  $VT3$  и  $VT4$ . Последние логарифмируют токи, поступающие от транзисторов  $VT5$  и  $VT6$ , а транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  осуществляют экспонирование эмиттерно-базовых напряжений  $VT3$  и  $VT4$ . Таким образом достигается линейная зависимость между токами через транзисторы  $VT5, VT6$  и  $VT1, VT2$ .

Благодаря использованию источника тока, построенного на усилителе  $A1$ , расширяется диапазон линейной зависимости  $I_3$  от  $U_y$  вплоть до  $U_y = 0$ . Перед применением схемы сначала при  $U_y = 0$  резистором  $R5$ , затем при максимальном напряжении  $U_y$  резистором  $R6$  устанавливается  $U_{\text{вых}} = 0$ .

**Импульсный перемножитель** применяют, когда использованием рассмотренных выше схем невозможно достичь точности перемножения лучше 0,1%. Если необходима такая точность и достаточна полоса рабочих частот в несколько десятков герц, целесообразно применять импульсные перемножители. Последние при умножении низкочастотных аналоговых сигналов обеспечивают по крайней мере на порядок более высокую точность, чем перемножители, работающие по принципу нормировки токов. Например, описанный ниже перемножитель К525ПС1 позволяет получить погрешность умножения около 1%. В то же время приведенная на рис. 3.4 схема позволяет умножить два сигнала с погрешностью не более 0,05%, т. е. в 20 раз точнее.

Рассмотрим принцип работы представленного на рисунке импульсного перемножителя, состоящего из инвертирующего усилителя на  $A1$ , интегратора на  $A2$ , инвертора опорного напряжения на  $A3$  и триггера, собранного на биполярных транзисторах. Переключатели  $S1 - S4$  выполнены на КМОП микросхемах К564КТ3.

Рис. 3.3. Схема перемножителя на дифференциальном усилителе

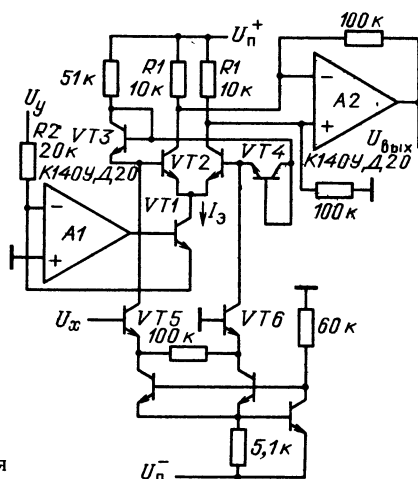
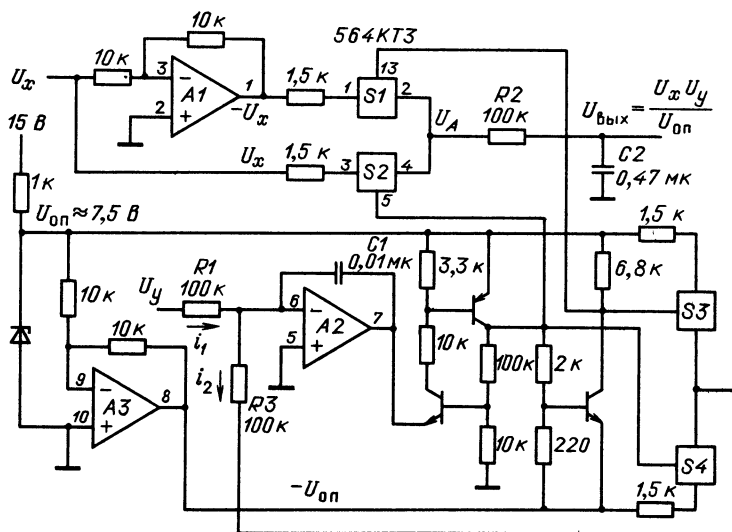


Рис. 3.4. Схема импульсного перемножителя



Напряжение  $U_A$  на выходе переключателей  $S1, S2$  в любой момент времени является функцией их положения, которое, в свою очередь, зависит от управляющего сигнала, снимаемого с выхода триггера Шмитта. В зависимости от того, какой из переключателей  $S1$  или  $S2$  замкнут, напряжение  $U_A$  становится равным  $U_x$  или  $-U_x$ . Среднее значение напряжения  $U_A$  будет определяться выражением

$$U_A = U_x(t_{s2} - t_{p2})/K_1, \quad (3.1)$$

где  $t_{s2}$  — время, в течение которого замкнут переключатель  $S2$ ,  $t_{p2}$  — время, в течение которого разомкнут переключатель  $S2$  и замкнут  $S1$ ,  $K_1$  — масштабный коэффициент. Таким образом, в течение времени  $t_{p2}$  получим  $U_A = U_x$ , а в течение

времени  $t_{p2}$  будет  $U_A = -U_x$ , т. е. при работе устройства напряжение  $U_A$  будет иметь вид прямоугольных импульсов, амплитуда которых изменяется от  $-U_x$  до  $U_x$ . Если скважность периодического импульсного сигнала, определяемую выражением  $t_{32}/(t_{32} + t_{p2})$ , сделать пропорциональной второму входному аналоговому сигналу  $U_y$ , то будет справедливо следующее выражение:

$$U_y = K_2(t_{32} - t_{p2}), \quad (3.2)$$

где  $K_2$  — масштабный коэффициент. Решая совместно уравнения (3.1) и (3.2), получаем  $U_A = U_x U_y / K_1$ ,  $K_2$ , что и требовалось.

Показанную в выражении (3.2) зависимость  $U_y$  от  $t_{32}$  и  $t_{p2}$  обеспечивает в рассматриваемой схеме широтно-импульсный модулятор, состоящий из интегратора на  $A2$  и триггера Шмитта. Среднее значение входного тока интегратора за период его работы будет приблизительно равно нулю благодаря небольшому (меньше 1 мкА) входному току ОУ К1401УД2. Поэтому  $\bar{i} = U_y / R_1 = \bar{i}_2 = (U_{on} / R_3) t_{33} - (U_{on} / R_3) t_{p3}$ , где  $t_{33}$  — время, в течение которого переключатель  $S3$  замкнут,  $t_{p3}$  — время, в течение которого переключатель  $S3$  разомкнут,  $S4$  замкнут. В течение времени  $t_{33}$  на вход интегратора через  $R3$  подается напряжение  $U_{on}$ , а в течение  $t_{p3}$  напряжение  $-U_{on}$ . Из последнего уравнения следует, что  $U_y = U_{on}(t_{33} - t_{p3})$ .

Из сравнения последнего уравнения для  $U_y$  с (3.1) видно, что если установить во время работы схемы  $t_{32} = t_{33}$  и  $t_{p2} = t_{p3}$ , то можно получить  $U_A = U_x U_y / U_{on}$ . Чтобы это обеспечить, триггер Шмитта управляет одновременно переключателями  $S1 - S4$  так, что когда  $S2$  и  $S3$  замкнуты, то  $S1$  и  $S4$  разомкнуты.

В интеграторе широтно-импульсного модулятора напряжение  $U_{on}$  является сигналом ОС, поступающим на суммирующий вход  $A2$ . Благодаря этому достигается пропорциональность разности  $t_{32} - t_{p2}$  напряжению  $U_y$ . Следует, однако, отметить, что, хотя напряжение  $U_y$  управляет скважностью выходного импульсного напряжения  $U_A$ , частота этих импульсов не зависит от него. При  $U_y = 0$  получим  $t_{32} = t_{p2}$ . Импульсное напряжение  $U_A$  интегрируется на выходе перемножителя с помощью пассивной  $RC$ -цепи. Постоянная времени цепи  $R2C2$  должна быть больше постоянной времени цепи  $R1C1$ . На практике желательно выбрать  $R2C2 = 5R1C1$ . Чтобы обеспечить высокую точность умножения аналоговых сигналов, необходимо  $R1C1$  выбрать из условия  $R1C1 \ll 1/2\pi f_{вх\text{ м}}$ , где  $f_{вх\text{ м}}$  — максимальная частота входных сигналов  $U_x$  и  $U_y$ .

Рассмотренные типы перемножителей используются главным образом для построения специализированных схем, поскольку каждую отличает характерная особенность. Для решения задач, требующих средней точности и быстродействия, были изготовлены полупроводниковые перемножители, большинство из которых используют метод нормировки токов [13].

**Делитель аналоговых сигналов** просто получить из обычного инвертирующего усилителя, у которого последовательно с  $R_{о.с.}$  включен перемножитель. Выход перемножителя подключается к  $R_{о.с.}$ , а вход  $U$  перемножителя к выходу ОУ. Делимое  $U_z$  подается через резистор  $R_{вх}$  на инвертирующий вход ОУ, а делитель  $U_x$  на вход  $X$  перемножителя. Выходной сигнал такого делителя определяется выражением  $U_{вых} = -K_d U_z / U_x$ , где выбирают  $K_d = 1$  В при

$U_z > U_x$  и  $K_d = 10$  В при  $U_z \leq U_x$ . В такой схеме при уменьшении  $U_x$  уменьшается и выходное напряжение умножителя. Однако  $U_z$  остается неизменным, поэтому и выходное напряжение перемножителя должно оставаться неизменным. Следовательно, обратно пропорционально  $U_x$  должно увеличиться  $U_y = U_{\text{вых}}$ , а это эквивалентно пропорциональному увеличению  $U_z$ . При  $U_x \rightarrow 0$  сопротивление цепи ОС ОУ стремится к бесконечности. Таким образом реализуется деление  $U_z$  на  $U_x$ . Деление может осуществляться в двух квадрантах, поскольку схема работает только при условии, что  $U_x > 0$ , хотя и при любой полярности  $U_z$ .

Деление сигналов можно осуществить и с помощью только одного перемножителя К525ПС1, управляя значением тока  $I_3$ . В этом случае  $U_{\text{вых}} = KU_x U_y / U_z$ , где  $U_z$  — функция от тока  $I_3$ . Ток  $I_3 = (U_z - U_{\text{п}} - U_{\text{ЭБ}}) / (R_3 + 0,5 \text{ кОм}) \approx U_z / 14,3 \text{ кОм} + 1 \text{ мА}$ . При постоянных величинах  $U_x = U_y = 5$  В нормированное относительно тока 1 мА выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = 2,31 / I_3$ , где ток  $I_3$  — в миллиамперах. Начальный сдвиг выходного уровня устраняется внешней регулировкой.

Аналоговые делители на перемножителях имеют обычно точность не лучше 5%, которая сохраняется в сравнительно узком диапазоне изменения амплитуды входных сигналов. Поэтому разработаны специализированные аналоговые делители, в основу лучших из которых положен метод переменной крутизны или использованы логарифмические усилители.

В делителе, построенном на основе метода переменной крутизны (рис. 3.5), напряжение подается на два идентичных усилителя А1 и А2. Сигналы  $U_z$  через инвертор А3 ( $-U_z$ ) прикладываются в суммирующие точки тех же усилителей. Напряжения  $U_x$  и  $U_z$  преобразуются в токи, которые суммируются и вычитаются усилителями А1 и А2. Напряжения  $U_x$  и  $U_z$  пропорциональны логарифмам суммы и разности этих токов. Транзисторы VT3 и VT4 дифференциального антилогарифмического усилителя преобразуют разность коллекторных токов в напряжение  $U_{\text{вых}} = \Delta I_K 2R_o$ , где  $\Delta I_K = I_{\text{оп}} I_z / 2I_x$ ,  $I_z = U_z / 2R$ ,  $I_x = U_x / R$ . Поэтому  $U_{\text{вых}} = 2I_{\text{оп}} R_o U_z / U_x$ .

Точность деления такой схемы существенно зависит от параметров ОУ. Поскольку входные токи большинства ОУ порядка 100 нА, они существенно ограничивают динамический диапазон входных сигналов, который мог бы определяться диапазоном «идеальности» вольт-амперной характеристики  $p$ - $n$  перехода, равным 10 пА ... 100 мкА. Несколько лучшие результаты можно получить, используя ОУ с полевыми транзисторами на входе, сохраняя постоянную температуру и вводя регулировку смещения нуля ОУ. Симметричная структура схемы обеспечивает ее работу в двух квадрантах. При идеально сбалансированных токах в симметричных цепях нелинейные искажения отсутствуют. Балансировку можно провести, подбирая сопротивления входных резисторов. Если диапазон изме-

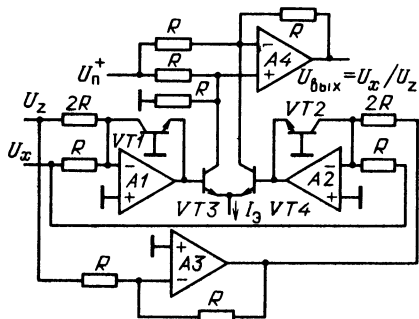


Рис. 3.5. Схема усилителя на основе дифференциального усилителя

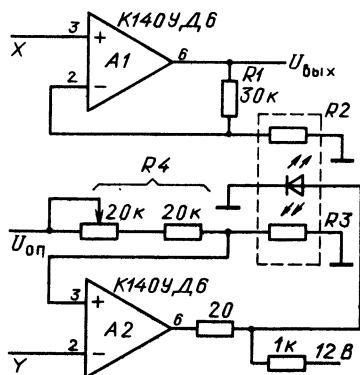


Рис. 3.6. Делитель на диодно-резисторном оптоэлектронном элементе

нения значений делителя ограничен напряжениями 10 мВ ... 1 В, то, используя 1%-ные резисторы, можно получить точность около 1%. При токе  $I_{оп} = 0,2$  мА и применении ОУ К1401УД2 или аналогичных по параметрам полоса пропускания около 0,5 МГц. Полоса пропускания расширяется более чем на порядок при использовании ОУ К154УД3 и большем токе  $I_{оп}$ .

Логарифмический делитель целесообразно применять при одинаковой полярности входных сигналов. Хорошей совокупностью параметров в режиме деления обладает описанная выше схема логарифмического умножителя-делителя (см. рис. 3.2). Эта схема выполняет умножение и деление с одинаковой точностью, что позволяет ее применять для вычисления квадратных корней, среднеквадратических значений и решения векторных уравнений. Например, для извлечения квадратного корня при сигналах, изменяющихся в большом диапазоне, требуется только соединить выход со входом  $U_x$ . Тогда  $U_{вых} = 10U_z/U_{вых} = \sqrt{10}U_z$ .

Когда необходимо получить деление сравнительно широкополосных сигналов и не предъявляются высокие требования к точности операции деления, можно воспользоваться простой схемой на рис. 3.6. Этот делитель использует диодно-резисторную оптоэлектронную пару, обеспечивающую обратную связь в цепи одного из усилителей (в данном случае А2). Устройство состоит из двух каналов подачи аналогового сигнала. ОУ А1 включен по схеме обычного неинвертирующего усилителя. В ОУ А2 входной сигнал подается на инвертирующий вход, а сигнал ОС — на неинвертирующий. Однако последнее не приводит к самовозбуждению усилителя благодаря тому, что сигнал инвертируется в цепи оптоэлектронной связи.

Усилитель на А1 имеет коэффициент усиления, зависящий от соотношения резисторов  $R1$ ,  $R2$ , и полосу пропускания, определяе-

мую в основном типом ОУ. Сопротивление резистора  $R1$  устанавливается таким образом, чтобы при выбранном типе оптоэлектронной пары коэффициент усиления схемы на  $A1$  был близок к 1. Сопротивлением фоторезистора  $R2$  в процессе работы делителя управляет сигнал  $Y$  посредством изменения излучения светодиода.

Фоторезистор  $R3$  включен в петлю ОС для корректирования эффектов, вызванных нелинейностью зависимости тока через светодиод и фоторезистор  $R2$ . Коэффициент усиления усилителя на  $A1$  в неинвертирующем включении определяется выражением  $U_{\text{вых}}/U_x = (R_1 + R_2)/R_2$ . В свою очередь, для усилителя на  $A2$  ток через  $R3$  зависит как от тока через светодиод, так и от напряжения источника опорного сигнала, т. е.  $U_y/U_{\text{оп}} = R_3/(R_3 + R_4)$ . Из сопоставления двух последних уравнений видно, что деление двух входных сигналов  $U_x$  и  $U_y$  может быть достигнуто только при  $R_1 = R_4$  и  $R_2 = R_3$ . Тогда  $U_{\text{вых}} = (U_x/U_y)U_{\text{оп}}$ .

Для устранения влияния рассогласования проводимости фоторезисторов в зависимости от входных сигналов и разброса сопротивлений резисторов  $R1, R4$  последний состоит из постоянного и переменного резисторов. После подстройки  $R4$  можно получить точность деления в пределах  $\pm 5\%$  при изменении напряжений на входах  $X$  и  $Y$  в пределах  $\pm 10$  В. Если настройка делителя производится при напряжениях на обоих входах, равных  $U_{\text{оп}}/2$ , то регулировкой  $R4$  добиваются установления на выходе напряжения, равного  $U_{\text{оп}}$ . Так устраняются ошибки, вызванные действием напряжения смещения нуля, входных токов ОУ и рассогласованием проводимостей фоторезисторов.

Первоначально спроектированный для автоматического управления контрастностью в сканирующих электронных микроскопах делитель может быть также полезен в модемах с акустическим согласованием и других устройствах, где необходимо автоматическое управление усилением сигнала в цепи управления процессом [14]. Если используются две фотоэлектронные пары, содержащие каждая светодиод и фоторезистор, то необходимо ввести вторую регулировку в цепи ОС  $A1$ . Если заменить ОУ К140УД6 на ОУ К154УД3 с малосигнальной полосой пропускания около 20 МГц, то ошибка на уровне 5% получается при частоте около 1 МГц, т. е. примерно на порядок больше, чем в исходной схеме. Чтобы обеспечить указанную точность, необходимо подавать на входы  $U_x$  и  $U_y$  максимальные по амплитуде напряжения, но не больше  $|U_{\text{оп}}| - 2$  В для  $A1$  и меньше  $U_{\text{оп}}$  для  $A2$ . Отметим, что если напряжения  $U_y$  выйдет за указанные пределы, зависимость выходного напряжения от напряжения  $U_x$  останется линейной.

Делитель напряжений можно построить, включив последовательно преобразователь напряжение — частота на таймере и амплитудный модулятор на ОУ (рис. 3.7). В преобразователе напряжение  $U_y$ , усиленное в  $R_1/R_2$  раз, поступает на полевой транзистор.



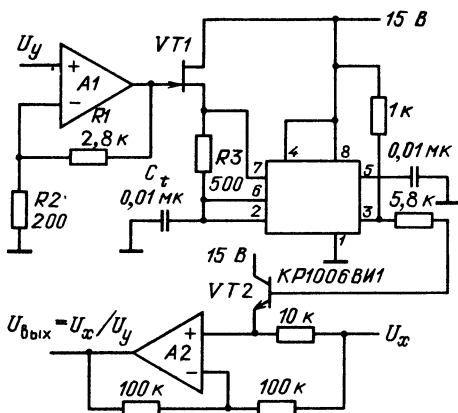


Рис. 3.7. Схема делителя на основе таймера

его выходе, когда открыт транзистор  $VT2$ , и передается без инверсии при закрытом транзисторе  $VT2$ . Таким образом, на выходе  $A2$  напряжение равно  $-U_x$  во время  $t_3 = 0,7(R_1 + R_i)C_t$  заряда конденсатора  $C_t$ , а во время его разряда  $t_p = 0,7R_1C_t$  равно  $U_x$ . Среднее значение выходного напряжения за один цикл работы таймера  $U_{\text{вых.с}} = U_x(t_p - t_3)/(t_p + t_3) = U_0 U_x / U_y (1 + R_1/R_2)$ , если установить  $R_1 = U_0/2I_{C0}$ . Для полевого транзистора, у которого  $U_0 \approx 2\text{ В}$  и  $I_{C0} = 2\text{ мА}$ , получим  $R_1 = 0,5\text{ кОм}$ . Если выбрать  $R_1 = 14R_2$ , то среднее значение выходного напряжения  $U_{\text{вых.с}} = (U_x/U_y)$ , В, что можно, например, наблюдать на осциллографе, подключив к его выходу резистивно-емкостной фильтр, или измерить это напряжение с помощью низкочастотного вольтметра.

### 3.2. БАЗОВАЯ СТРУКТУРА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

Описанные методы умножения и деления аналоговых сигналов имеют такие недостатки, как нелинейная зависимость от одного или обоих сигналов, ограниченный диапазон изменения выходного напряжения, большое остаточное выходное напряжение при конечном одном из входных сигналов и нулевом втором (так называемое «пролезание»), зависимость  $K_n$  от температуры и напряжения источников питания. Главный же их недостаток — громоздкость схем.

Эти недостатки минимизированы в балансных схемах умножения-деления, построенных на дифференциальных транзисторных каскадах по методу переменной крутизны (см. рис. 3.3 и 3.5). Этот метод основан на использовании экспоненциальной зависи-

Последний выполняет роль управляемого напряжения времязадающего резистора  $R_i$  в мультивибраторе на таймере (см. гл. 7). Сопротивление сток-исток транзистора  $VT1$  равно  $R_i = R_2 U_0 / R_1 I_{C0}$ , где  $U_0$  — напряжение отсечки полевого транзистора,  $I_{C0}$  — ток стока при  $U_y = 0$ . Конденсатор  $C_t$  перезаряжается в процессе работы так, что напряжение на нем остается в диапазоне от  $U_n/3$  до  $2U_n/3$ . Напряжение  $U_x$ , поступающее на вход модулятора, инвертируется на

мости тока через  $p$ - $n$  переход от напряжения [13]. Изменение дифференциального напряжения, приложенного к базам транзисторов дифференциального каскада, вызывает пропорциональное изменение крутизны каскада (см. гл. 2). Основными преимуществами этого метода перемножения являются высокая точность, широкая полоса пропускания и простота реализации в интегральном исполнении. В то же время температурная стабильность таких схем значительно ниже, чем логарифмических перемножителей, что обусловлено зависимостью характеристик транзисторов от температуры. Вместе с тем использование в дифференциальном каскаде идеальной пары интегральных транзисторов позволяет значительно уменьшить температурные погрешности таких перемножителей.

В полупроводниковых микросхемах перемножителей распространение получила разновидность дифференциального каскада на основе трех ДУ, каждый из которых работает в режиме управляемого напряжением делителя тока [14]. Эту разновидность метода переменной крутизны обычно называют методом нормировки токов. На основе этого метода были реализованы первые отечественные перемножители напряжения К140МА1 и К526ПС1, называемые балансными модуляторами. Последнее объясняется тем, что К140МА1 и К526ПС1 сохраняют сравнительно низкую погрешность перемножения только при небольших входных напряжениях. Недостатки первых перемножителей устранены в К525ПС1, а благодаря особенностям структуры этой микросхемы достигнута сравнительно высокая линейность и точность перемножения (1%). В К525ПС1 реализованы возможность регулировки масштабного коэффициента, высокая температурная стабильность передаточной характеристики и широкий диапазон входного напряжения ( $\pm 10$  В).

В упрощенной схеме перемножителя К525ПС1 показаны три его основных узла, определяющих параметры и особенности применения микросхемы: узел умножения на транзисторах  $VT5$  —  $VT8$ , логарифмический преобразователь напряжения  $U_x$  в ток на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$  и диодах  $VD1$ ,  $VD2$  и линейный преобразователь напряжения  $U_y$  в ток на транзисторах  $VT3$  и  $VT4$  (рис. 3.8).

В узле умножения в двух дифференциальных каскадах перекрестное включение коллекторов обеспечивает в каждой из объединенных коллекторных цепей противофазные токи, пропорциональные произведению сигнальных токов  $i_y$  и постоянных составляющих токов генераторов  $I_3$ ,  $I_4$ . При подключении к дифференциальному выходу узла умножения разностной схемы (например, усилителя разности двух токов) постоянные составляющие выходных токов устраняются и в нагрузке остается сигнал, пропорциональный только произведению сигнальных токов. Если бы на вход узла умножения сигнал  $U_x$  подавался, минуя логарифмический преобразователь, то между  $U_x$  и  $U_{\text{вых}}$  существовала бы экспоненциальная

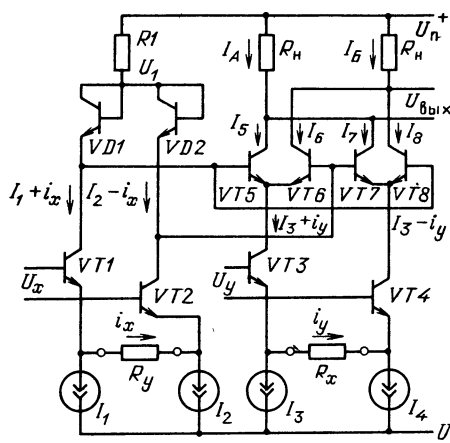
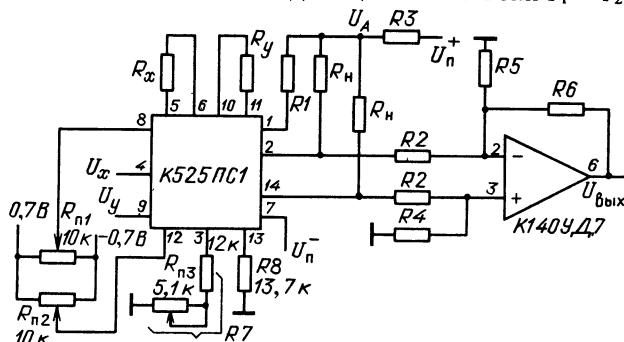


Рис. 3.8. Упрощенная схема полупроводникового перемножителя К525ПС1

зависимость. Чтобы сделать эту зависимость линейной, напряжение  $U_x$  предварительно преобразуется в ток, а затем этот ток логарифмируется с помощью диодов  $VD1, VD2$ . В результате получается логарифмическая зависимость дифференциального напряжения, поступающего на вход узла перемножения, от  $U_x$  и достигается линейная зависимость  $U_{вых}$  от  $U_x$ .

В схеме на рис. 3.8 резисторы  $R_x, R_y, R1$  и  $R_H$  являются внешними для К525ПС1. Токи  $I_1 = I_2$



Напряжение источников питания	Диапазон входных сигналов	$R_x$	$R_y$	$R_1$	$R_H$	$R_2$	$R_3$	$R_4$	$R_5$	$R_6$	$U_A$
В	В	кОм									В
$U_n^+ = 48, U_n^- = -15$	$U_x \geq -10, U_y \leq 10$	15	15	11	11	100	3,92	9,09	10	100	32
$U_n^+ = 30, U_n^- = -15$	$U_x \geq -10, U_y \leq 10$	15	15	10	8,06	100	0	9,31	10	127	30
$U_n^+ = 15, U_n^- = -15$	$U_x \geq -10, U_y \leq 10$	15	15	1,5	1,5	100	0	10	10	759	15
$U_n^+ = 15, U_n^- = -15$	$U_x \geq -5, U_y \leq 5$	8,2	8,2	3	3,4	100	0	9,09	10	100	15
$U_n^+ = 12, U_n^- = -12$	$U_x \geq -5, U_y \leq 5$	8,2	8,2	2,5	1,5	100	0	9,53	10	223	12
$U_n^+ = 6, U_n^- = -6$	$U_x \geq -1, U_y \leq 1$	1,5	1,5	1,3	1	10	0	113	$\infty$	113	6

Рис. 3.9. Основная схема включения перемножителя К525ПС1

и  $I_3=I_4$  задаются резисторами, подключаемыми к выводам соответственно 3 и 13 (рис. 3.9). Таким образом, установив токи  $I_3$  и  $I_{13}$ , протекающие по цепям выводов соответственно 3 и 13, получим  $I_3=I_1=I_2$  и  $I_{13}=I_3=I_4$ , причем обычно  $I_3 \approx I_{13}$ . Выходное напряжение перемножителя определяется из соотношения  $U_{\text{вых}} = K_n U_x U_y$ , где  $K_n = 2R_n / I_3 R_x R_y$ .

Сопротивления  $R_x$  и  $R_y$  выбираются так, чтобы при максимальных входных напряжениях нелинейные искажения в схеме были минимальны. Для этого необходимо выполнить неравенства  $U_{x \max} < I_{13} R_x$ ,  $U_{y \max} < I_3 R_y$ . Если  $U_{x \max} = U_{y \max} = 10$  В и  $I_3 = I_{13}$ , то  $R_x = R_y \geq 10$  В/ $I_3$ .

Токи  $I_3$  и  $I_{13}$  должны быть как можно меньше, чтобы свести к минимуму рассеяние мощности в умножителе. Если, однако, ток  $I_3$  очень мал, то трудно получить требуемую величину  $K_n$ . Практически приемлемые величины  $I_3$  лежат в диапазоне 0,1...2 мА. Если выбрать  $I_3 = 1$  мА, то  $R_x = R_y \geq 10$  кОм. Однако это значение  $R_x$  и  $R_y$  только гарантирует, что входной сигнал 10 В не вызовет отключения входных усилителей. Во время выбросов входных сигналов эмиттерный ток может достигать нуля, и в усилителе будут возникать нелинейные искажения. Чтобы избежать этого, надо выбирать сопротивления  $R_x$  и  $R_y$  примерно на 50% больше рассчитанного выше значения, т. е. около 15 кОм. Если  $K_n = 0,1$ , то  $R_n = K_n I_3 R_x R_y / 2 \approx 11$  кОм.

Схема требует трех значений напряжений питания:  $U_1$  (в точке подключения диодов),  $U_n^+$  и  $U_n^-$ . Для максимально допустимого входного сигнала  $\pm 10$  В минимальное значение  $U_1 = 12$  В, а с запасом  $U_1 = 13,5$  В. Требуемое положительное напряжение питания  $U_n^+$  определяется из соотношения  $U_n^+ = U_1 + K_n U_{x \max} U_{y \max} / 2 + I_3 R_n + 2 \text{ В} \approx 32$  В, где увеличение напряжения на 2 В обеспечивает запас на нестабильность напряжения  $U_n^+$ . Отсюда находим требуемое сопротивление  $R_1 = (U_n^+ - U_n^-) / 2 I_3 \approx 9,25$  кОм. Отрицательное напряжение питания  $U_n^-$  выбирается так, чтобы при максимальном положительном входном напряжении разность потенциалов между входом и шиной  $U_n^-$  не превышала максимально допустимую величину 30 В. Кроме того,  $U_n^-$  должно быть по меньшей мере на 2 В меньше отрицательного входного напряжения  $-10$  В. Поэтому выбирается  $U_n^- = -15$  В.

Токи  $I_3$  и  $I_{13}$  задаются резисторами, подключаемыми между выводами 3, 13 и землей. Сопротивления этих резисторов определяются из выражения  $R_7 = R_8 | (U_n^- - U_{эБ}) / I_3 | - 0,5$  кОм. Для получения токов  $I_3$ ,  $I_{13}$ , равных 1 мА,  $R_7 = R_8 = 13,75$  кОм. При объединенных выводах 3 и 13 достаточно одного резистора с сопротивлением 6,8 кОм.

Параметры микросхем перемножителей во многом аналогичны параметрам ОУ, за исключением некоторых точностных и динамических характеристик (см. табл. П3). Основным параметром,

характеризующим качество перемножителя, является *погрешность перемножения*. Вычисляемая в процентах от полного диапазона изменения входного напряжения, погрешность определяется как разность между фактическим и теоретическим значениями выходного напряжения перемножителя, предварительно настроенного на минимальную погрешность. Настройка микросхемы на минимальную погрешность перемножения (балансировка) заключается во взаимном уравнивании статических составляющих погрешности, включающих смещения по входам  $X$  и  $Y$  (разбаланс входных каскадов), смещение на выходе (разбаланс выходного каскада) и погрешность масштабного коэффициента  $K_n$ . Погрешность перемножения в % определяется из выражения  $\Delta_n = (U_{\text{вых. ф}} - K_n U_x U_y) \times 10$ , где  $U_{\text{вых. ф}}$  — фактическое выходное напряжение. Например, для К525ПС1 погрешность 1% при  $U_x = U_y = 10$  В соответствует напряжению 0,1 В.

Основной составляющей погрешности перемножения является *нелинейность перемножения*, измеряемая по обоим входам  $X$  и  $Y$ . Эта погрешность определяется как половина от пикового значения амплитуды отклонения реального выходного напряжения от идеального в процентах к максимальному входному напряжению  $N_{x(y)} = U_{\text{вых. ф}} \cdot 5$ , где  $U_{\text{вых. ф}}$ , В.

Если на один вход перемножителя подается конечное напряжение, а напряжение на втором входе равно нулю, то  $U_{\text{вых}} = 0$ . В реальном перемножителе  $U_{\text{вых}} \neq 0$  и его значение определяет *остаточное напряжение*  $U_{\text{остх}}$  или  $U_{\text{осту}}$ .

Динамические параметры микросхем перемножителей аналогичны ОУ. Основные отличия состоят в определении частотных характеристик. *Полоса пропускания* перемножителя измеряется при максимальном по амплитуде постоянном сигнале на одном входе и 10%-ном от этого сигнала синусоидальном напряжении на другом. При увеличении частоты синусоидального сигнала фиксируется значение частоты, когда  $U_{\text{вых}} = 0,7 U_{\text{вых0}}$ , где  $U_{\text{вых0}}$  — выходное напряжение при низкой частоте. Таким образом определяется полоса пропускания на уровне 3 дБ спада выходного напряжения. Одновременно может быть измерена частота, при которой амплитуда выходного напряжения уменьшится на 1%. Эта частота называется *граничной частотой амплитудной погрешности* перемножителя. К динамическим параметрам перемножителей относят также частотные зависимости дифференциального смещения фаз входных сигналов и коэффициента нелинейных искажений выходного напряжения  $K_n$ . Дифференциальный сдвиг фаз входных сигналов характеризует перемножители, у которых в исходном состоянии разность фаз сигналов по входам  $X$  и  $Y$  не равна нулю. Зависимость от частоты коэффициента нелинейных искажений  $U_{\text{вых}}$  для входов  $X$  и  $Y$  измеряют обычно с помощью анализатора нелинейных искажений. Как правило, оказывается справедливым соотношение  $K_{nx(y)} \approx \sqrt{2} N_{x(y)}$  [14].

### 3.3. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МИКРОСХЕМ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ

Основные схемы включения и параметры современных перемножителей приведены в табл. ПЗ и на рис. П.5. На рис. 3.9 показана схема включения К525ПС1 совместно с ОУ, обеспечивающая работу в широком диапазоне изменения напряжения питания.

Перемножитель К525ПС1 должен быть сбалансирован с помощью подстроечных резисторов, подключаемых к его выводам 8 и 12. Это необходимо для исключения статических ошибок и обеспечения максимальной точности перемножения. Балансировка производится по входам  $X$  и  $Y$  (соответственно выводы 8 и 12) с помощью подачи на них напряжений от отдельных (опорных) источников питания  $-0,7$  и  $+0,7$  В. Такими опорными источниками могут быть обычные диоды. Для балансировки по выводу 4 через резистор с сопротивлением  $6,8$  кОм с генератора синусоидальных сигналов подается напряжение амплитудой  $1$  В и частотой  $1$  кГц. Вывод 9 при этом заземляется. Изменением напряжения на выводе 12 потенциометром  $R_{п2}$  добиваются минимального выходного напряжения. Аналогично осуществляется балансировка по выводу 9 при заземленном выводе 4 регулировкой потенциометра  $R_{п1}$ .

Затем регулируется масштабный коэффициент умножения  $K_n$ , для чего выводы 4 и 9 объединяются и на них через резистор  $6,8$  кОм подается синусоидальный сигнал амплитудой  $2,5$  В и частотой  $1$  кГц. Изменением сопротивления  $R_{п3}$  устанавливают выходное напряжение от пика до пика синусоиды равным  $1,25$  В, что соответствует  $K_n=0,1$ . Точную регулировку масштабного коэффициента умножения необходимо выполнять вольтметром переменного тока.

Точность перемножения для К525ПС1 можно повышать до  $0,5\%$  (типловая величина  $2\%$ ), уменьшая токи  $I_3$  и  $I_{13}$  до  $0,8$  мА и ограничиваясь диапазоном входных сигналов  $\pm 5$  В. Точность увеличивается в основном благодаря уменьшению нелинейных искажений в логарифмирующих и антилогарифмирующих каскадах схемы. Быстродействие К525ПС1 можно повысить, подключив к его выходу широкополосный ОУ, преобразующий дифференциальный сигнал тока в напряжение (рис. 3.10). Сопротивление  $R_n$  выбирается так, чтобы при изменениях выходного тока в диапазоне  $\pm 0,2$  мА относительно своего типового значения  $1$  мА транзисторы работали в линейной области. Для получения минимальной погрешности перемножения транзисторы в парах должны быть идентичными. Выбор ОУ определяется требованиями к полосе пропускания всей схемы. Например, если необходима малосигнальная полоса пропускания  $5$  МГц, а частота, до которой сохраняется максимальный размах выходного напряжения схемы,  $1,4$  МГц, то ОУ должен иметь полосу пропускания на уровне единичного усиления

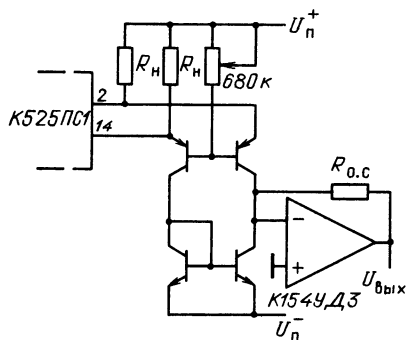


Рис. 3.10. Схема подключения дифференциального усилителя тока для увеличения быстродействия К525ПС1

не менее 10 МГц, а скорость нарастания выходного напряжения около 100 В/мкс. Сопротивление  $R_{oc}$  выбирается исходя из требуемого размаха  $U_{вых}$ , например, для  $U_{вых} = \pm 10$  В требуется  $R_{oc} = 25$  кОм.

Перемножитель на базе К525ПС1 имеет несущественные преимущества перед схемами на ОУ из-за сравнительно большого количества вспомогательных внешних элементов и необходимости выполнения трех балансировок для обеспечения его минимальной погрешности. Частично эти недостатки устранены в микросхеме К525ПС2, функциональная схема которой приведена на рис. П5, в. В отличие от К525ПС2 введен выходной преобразователь дифференциального тока в напряжение, выполненный на ОУ. Дополнительно его погрешность перемножения можно уменьшить почти на порядок, если использовать два перемножителя К525ПС2 в режиме возведения в квадрат [15]. Для этого сигналы  $X$  и  $Y$  через схему симметрирования поступают на перемножители, а выходные сигналы перемножителей — на входы ДУ на базе ОУ. Чтобы получить дифференциальный сигнал с правильным знаком, необходимо выполнить инверсию, например, входного напряжения  $Y$ . Это осуществляет схема симметрирования, в которую введен инвертирующий повторитель. Коэффициент усиления выходного ДУ выбирается равным коэффициенту ослабления пассивной части схемы симметрирования. Благодаря тому, что в К525ПС2 имеется ОУ, на этой микросхеме легко реализовать простой перекоммутацией внешних выводов делитель напряжения, схемы возведения в квадрат и извлечения квадратного корня (рис. 3.11).

Наиболее близкой к идеальному перемножителю по функциональным возможностям и параметрам является микросхема К525ПС3. По своей структуре этот

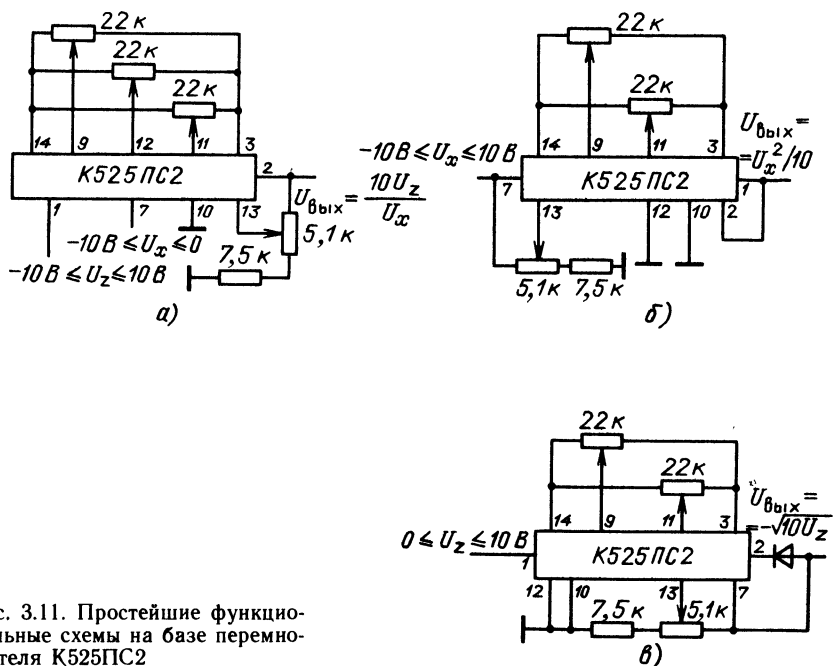


Рис. 3.11. Простейшие функциональные схемы на базе перемножителя К525ПС2

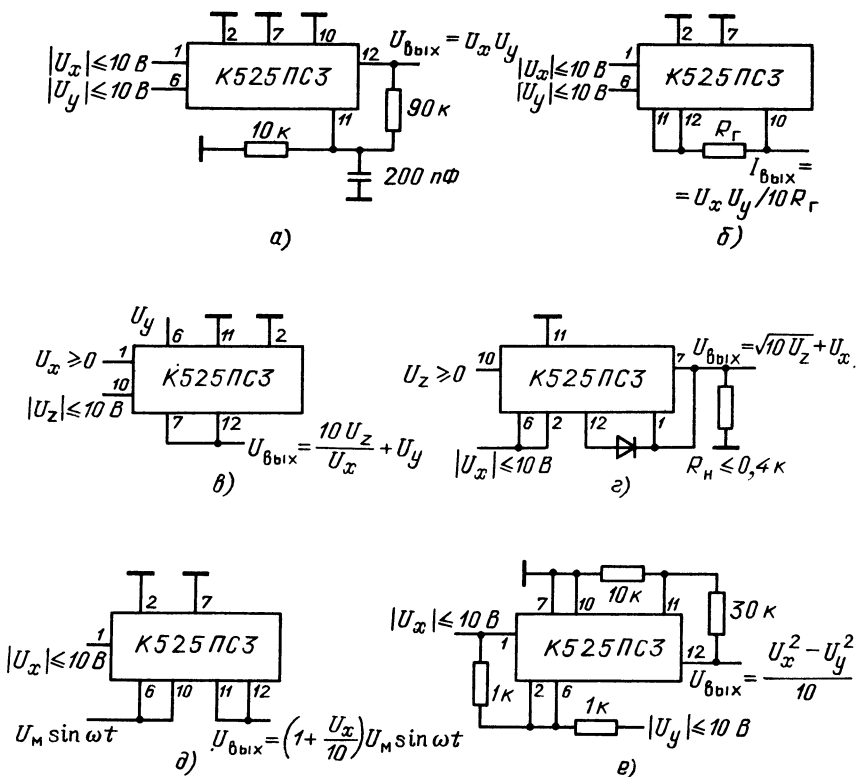


Рис. 3.12. Простейшие функциональные схемы на базе перемножителя К525ПС3

перемножитель не отличается от двух других в серии 525, однако в отличие от них не требует использования дополнительных внешних элементов. Для применения микросхем К525ПС3 в отличие от К525ПС2 не требуется внешних цепей балансировки, поскольку необходимая балансировка выполнена индивидуально для каждой микросхемы в ходе ее изготовления. Это достигнуто благодаря применению более совершенной технологии изготовления аналоговых микросхем, включающей подгонку номиналов резисторов в каждом перемножителе. Благодаря этому реализация многих функций с помощью этой микросхемы обеспечивается без дополнительных внешних элементов только за счет перекомпоновки внешних выводов (рис. 3.12).

Чтобы коэффициент передачи умножителя был равен 1, а не 0,1, как по схеме включения, показанной на рис. П5, необходимо между выводами 11, 12 и 10 включить резисторный делитель 90 кОм: 10 кОм со средней точкой, подключаемой к выводу 11. Чтобы не уменьшилась полоса пропускания, необходимо резистор 10 кОм шунтировать емкостью 200 пФ. Чтобы выполнить преобразование выходного напряжения в ток, необходимо между выводами 11, 12 и 10 включить резистор  $R \geq 2 \text{ кОм}$ . В этом случае  $I_{\text{вых}} = (X_1 - X_2)(U_1 - U_2)/10R$ .



Для возведения в квадрат, как и в других перемножителях, необходимо подать входной сигнал на объединенные входы  $X1$ ,  $Y1$  и  $X2$ ,  $Y2$ . При этом получается вдвое меньшая погрешность вычисления при  $U_{\text{вых}} \geq 1$  В. Для работы в режиме делителя выходы  $11$ ,  $12$  размыкаются и вывод  $12$  соединяется с выводом  $7$ . При этом  $U_{\text{вых}} = 10(Z_2 - Z_1)/(X_1 - X_2) + Y_1$ .

#### Глава 4.

### ОБРАБОТКА АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ АНАЛОГОВЫМИ МИКРОСХЕМАМИ

От современной микроэлектронной аппаратуры часто требуется непрерывная обработка аналоговых сигналов в реальном масштабе времени. К основным задачам такой обработки относят математическое моделирование сложных динамических систем, анализ результатов экспериментов, анализ сигналов в замкнутой петле систем автоматического контроля и управления процессами и др. Для реализации этих функций требуются такие математические операции, как усиление, логарифмирование, суммирование, вычитание, дифференцирование, интегрирование, умножение, деление, которые обычно выполняются устройствами, построенными на ОУ и перемножителях. Достоинством обработки сигналов аналоговыми микросхемами является высокое быстродействие вычислений, осуществляемых в реальном масштабе времени. Приведенные ниже схемы демонстрируют выполнение наиболее распространенных математических операций над аналоговым входным сигналом; рассмотрены некоторые методы улучшения статических и динамических характеристик известных схем. Показано, что современная элементная база аналоговых микросхем позволяет реализовать математические операции над аналоговыми сигналами с точностью до единиц милливольт за время, примерно равное микросекунде.

#### 4.1. УСИЛЕНИЕ И ОСЛАБЛЕНИЕ

Основным назначением аналоговых микросхем является передача аналоговых сигналов с требуемым коэффициентом, зависящим от частоты и амплитуды входного сигнала. Существуют различные способы изменения абсолютной величины коэффициента передачи: переменным резистором, дополнительным аналоговым или цифровым сигналом, автоматически в зависимости от параметров входного сигнала. Во всех случаях общим является требование неизменности всех остальных параметров схемы при регулировке коэффициента передачи.

Для регулировки коэффициента передачи усилителей на базе ОУ в инвертирующем и неинвертирующем включениях (см. табл.

2.1) можно воспользоваться потенциометром вместо любого из резисторов в цепи ОС. Таким способом можно изменить коэффициент передачи усилителя без изменения полярности. В тех случаях, когда необходим усилитель с регулировкой не только абсолютного значения коэффициента передачи, но и его полярности, можно воспользоваться схемой на рис. 4.1. Коэффициент передачи такого усилителя  $K_U = -[R_{oc}/R_1 - \alpha(1 + R_{oc}/R_1 + R_{oc}/R_2)]$ , где  $\alpha = R_x/R_3$ ,  $R_x$  — часть сопротивления потенциометра  $R_3$  между движком и общей шиной.

Если сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  выбрать равными  $R_{oc}/n$  и  $R_{oc}/(n-1)$  соответственно, то выражение для  $K_U$  приобретает вид  $K_U = -n(1-2\alpha)$ . Таким образом, когда на неинвертирующем входе нулевой потенциал, т. е.  $\alpha=0$ , то  $K_U = -n$ . В другом крайнем положении движка потенциометра  $R_3$  при  $\alpha=1$  получим  $K_U = n$ . В реальной схеме такого усилителя для получения хорошей линейной зависимости необходимо выполнение двух условий. Во-первых, сопротивление источника сигнала должно быть достаточно малым по сравнению с сопротивлением резисторов, включенных в схему. Это связано с тем, что при изменении положения движка потенциометра изменяется ток в цепи ОС ОУ, а следовательно, и ток через сопротивление источника сигнала. В результате при больших сопротивлениях источника сигнала нарушится линейная зависимость коэффициента усиления. Во-вторых, в схеме необходимо использовать ОУ с малыми входными токами смещения, поскольку при регулировке  $K_U$  будет изменяться эквивалентное сопротивление, подключенное к неинвертирующему входу, что приведет к дополнительному изменению выходного напряжения.

К усилителям с регулируемым коэффициентом усиления можно отнести схемы с управлением выходным сигналом. Эти схемы принадлежат к классу нелинейных, у которых коэффициент усиления зависит от выходного напряжения, а характер этой зависимости можно изменять, варьируя параметры одного или нескольких внешних элементов. Схемы такого типа обычно используются в системах управления и моделирования.

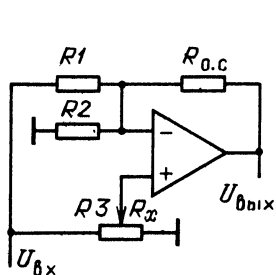


Рис. 4.1. Схема регулируемого усилителя с линейной передаточной характеристикой

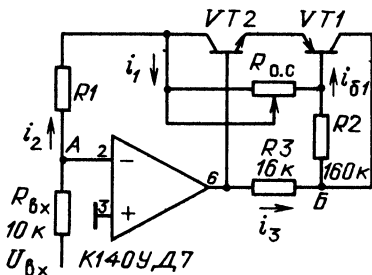
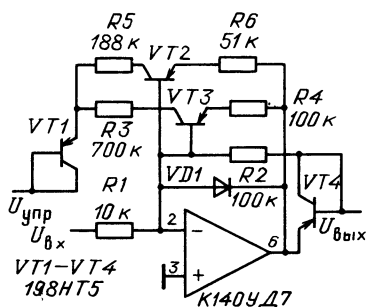


Рис. 4.2. Схема регулируемого усилителя с нелинейной передаточной характеристикой

Простейший усилитель постоянного тока с управлением выходным сигналом может быть построен на основе ОУ и двух транзисторов различного типа проводимости (рис. 4.2). Приведенная схема имеет ярко выраженную нелинейную зависимость между входным (в области сотен милливольт) и выходным напряжениями, представляющую собой экспоненциальную кривую с положительным наклоном. Транзистор  $VT1$ , работающий в режиме эмиттерного повторителя, управляет эмиттерным током транзистора  $VT2$ . С помощью резистора  $R_{0.c}$  с коллектора  $VT2$  в базу первого транзистора заведена ОС. Когда поступает входной сигнал  $U_{вх}$ , через резистор  $R1$  начинает протекать ток  $i_2$  в направлении, противоположном току  $i_3$  с выхода схемы. С увеличением  $U_{вх}$  увеличивается ток  $i_2$ , а следовательно, уменьшается базовый ток  $i_{б1}$  транзистора  $VT1$ . Изменение этого тока усиливается транзисторами и вызывает уменьшение тока  $i_2$ , вследствие чего увеличивается разность напряжений между инвертирующим входом усилителя и его выходом.

Таким образом, между точками  $A$  и  $B$  схемы образуется отрицательное сопротивление  $R_0 = R_{0.c} / [1 + (1 + h_{21э1}) \times h_{21э2}]$ , где  $h_{21э1}$  и  $h_{21э2}$  — коэффициенты усиления транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  соответственно. Коэффициент усиления схемы  $K_U$ , определяемый как отношение  $R_0/R_{вх}$ , носит нелинейный характер. Управление видом зависимости  $K_U$  от входного (выходного) напряжения можно осуществлять изменением  $R_{0.c}$ . Схема может работать в широком диапазоне температур с хорошей воспроизводимостью параметров (не хуже 5%).

При использовании диодов или транзисторов для построения усилителей с нелинейной передаточной характеристикой возникает проблема температурной стабилизации точек перегиба, в которых происходит изменение коэффициента усиления. На рис. 4.3 приведена схема нелинейного усилителя,  $K_U$  которого практически не зависит от температуры. При малых входных сигналах транзисторы  $VT2$  и  $VT3$  закрыты и коэффициент усиления схемы определяется



резисторами  $R1$  и  $R2$ . Когда напряжение на выходе усилителя достигает определенного значения, которое задается управляющим напряжением  $U_{упр}$ , резисторами  $R3$ ,  $R4$  и в данной схеме равно 2 В, транзистор  $VT3$  насыщается, в результате чего коэффициент усиления уменьшается вдвое. При дальнейшем увеличении выходного напряжения (более 4 В) насыщается транзистор  $VT2$  и коэффициент усиления схемы, в этом случае равный отношению сопротивления парал-

Рис. 4.3. Схема термостабильного усилителя с нелинейной передаточной характеристикой

тельно соединенных резисторов  $R2$ ,  $R4$  и  $R6$  к сопротивлению резистора  $R1$ , снова уменьшается вдвое.

Температурная стабилизация точек перегиба в этой схеме достигается включением транзисторов  $VT1$  и  $VT4$ , работающих в диодном режиме. Транзистор  $VT4$  компенсирует температурный сдвиг напряжения эмиттер-база  $V_{ЭБ}$  транзисторов  $VT2$  и  $VT3$  в области малых сигналов. Когда  $VT2$  и  $VT3$  насыщаются, изменение напряжения  $U_{ЭБ}$  этих транзисторов от температуры компенсируется транзистором  $VT1$ . В этом случае падения напряжения на резисторах  $R3$  и  $R5$  равны  $U_{упр}$ .

Для получения хорошей передаточной характеристики описанную схему не рекомендуется нагружать на низкоомную нагрузку, поскольку наличие на выходе транзистора  $VT4$  приводит к значительному увеличению выходного сопротивления усилителя и, следовательно, к дополнительному снижению выходного напряжения. В таких случаях обычно применяют согласующие каскады на выходе схемы.

Регулировка коэффициента усиления схем на ОУ с помощью переменных резисторов представляет собой довольно трудоемкий процесс, обеспечивающий невысокую точность. Поэтому более широко распространение получили устройства, в которых коэффициент усиления изменяется элементом, имеющим нелинейную зависимость полного сопротивления от приложенного управляющего напряжения.

Известны два наиболее распространенных метода, обеспечивающих автоматическое управление коэффициентом усиления схем. При первом методе изменяются малосигнальные параметры усилительного элемента (например, транзистора) изменением положения рабочей точки по постоянному току. Этот метод удобен для построения высокодобротных схем, в которых сигнал ограничивается единицами милливольт. При использовании этого метода в низкочастотных цепях с  $RC$ -связями низкий уровень ограничения сигнала по амплитуде и широкая полоса пропускания обеспечивают плохое отношение сигнал-шум. Увеличение амплитуды сигнала вызывает нелинейные искажения, поскольку линейность рабочих характеристик усилительного прибора не может сохраняться при значительном изменении смещения в схемах с  $RC$ -связями.

Второй метод предназначен для низкодобротных схем и основан на применении элементов, полное сопротивление которых изменяется электрическим способом. При включении таких элементов в схему обеспечивается управление коэффициентом усиления (происходит требуемое ослабление сигнала). Однако нелинейные характеристики обычно используемых на практике элементов и в этом случае сокращают пределы изменения входного напряжения относительно управляющей точки до 100 мВ.

Таким образом, ни один из указанных методов не решает проблемы достижения малых искажений при высоком отношении

нал-шум. Однако следует отметить, что при определенных условиях второй метод позволяет достичь лучших характеристик даже в схемах с высокой добротностью.

На основании предыдущих рассуждений можно сформулировать три положения, которыми следует руководствоваться при построении высококачественных систем с автоматической регулировкой усиления (АРУ): подбирать нелинейный элемент по передаточной характеристике с учетом диапазона изменения полного сопротивления; использовать нелинейный элемент в режиме, в котором вносимые им искажения минимальны; в каждом конкретном случае выбирать такую схему включения элемента, при которой обеспечивается АРУ сигналов большого уровня с минимальными искажениями.

В качестве элементов с электрически изменяемым полным сопротивлением применяются следующие приборы: диоды, варикапы, светоправляемые резисторы, биполярные и полевые транзисторы.

**Формирование частотно-зависимых коэффициентов передачи.** Операционный усилитель оказался весьма полезным активным элементом при реализации различного вида АЧХ. Главные преимущества ОУ — высокое входное сопротивление, низкое выходное сопротивление и большой коэффициент усиления — сделали их исключительно полезными при построении, например, активных фильтров, полосовых усилителей, узлов аппаратуры высококачественного воспроизведения звука, радио- и телевизионной аппаратуры.

**Активные фильтры.** ОУ в активных фильтрах позволяют использовать резисторы и конденсаторы не слишком больших номиналов по сравнению с пассивными фильтрами даже при частотах, значительно меньших 1 Гц. ОУ позволяет развязать между собой различные звенья в активном фильтре, что делает возможным их автономную практически независимую настройку. Кроме этих отличий от пассивных фильтров активные фильтры обычно имеют несимметричные входы и выходы по отношению к общей шине или шине питания. Кроме этого ОУ накладывают ограничение на допустимые изменения напряжений и токов в цепях активных фильтров. Сейчас в активных фильтрах все большее распространение получают специализированные активные элементы, такие как конверторы отрицательного сопротивления и гираторы. Однако они уступают ОУ по универсальности применения.

При проектировании реального активного фильтра следует учитывать, что на выходе ОУ присутствует постоянная составляющая напряжения, обусловленная напряжением смещения нуля и входными токами, протекающими через резисторные цепи на входах ОУ. Активные фильтры на ОУ позволяют реализовать практически все основные типы частотных характеристик — резонансные, Чебышева, Баттерворта, Томпсона, полосовые с одним или несколькими настроенными элементами. Во всех случаях их основное преимущество по сравнению с пассивными  $RLC$ -фильтрами состоит в сравнительно небольших размерах. Обычно добротность активных фильт-

ров на ОУ не превышает  $10^3$ . Причем чем выше требуемая добротность  $Q$ , тем более точные, а следовательно, и габаритные резисторы и конденсаторы требуются, а также большее число ОУ. В простейших активных фильтрах на одном-двух ОУ добротность обычно порядка 10.

Теория и расчет активных фильтров являются специальным вопросом применения ОУ. В ряде книг [16, 17] вопросы проектирования активных фильтров рассмотрены с исчерпывающей полнотой, поэтому здесь проводятся только наиболее общие сведения об устройствах этого типа и описываются некоторые конкретные схемы. В §10.3 рассмотрены активные фильтры, управляемые от ЭВМ. Следует отметить, что развитый к настоящему времени математический аппарат проектирования активных фильтров различного типа положен в основу соответствующих прикладных программ универсальных ЭВМ и персональных компьютеров. Поэтому современному разработчику активных фильтров, как правило, нет необходимости в полной степени владеть теорией расчета активных фильтров. Соответствующая программа расчета активного фильтра требуемого вида дает параметры пассивных элементов в зависимости от заданных разработчиком параметров ОУ и вида частотной характеристики.

Сложные активные фильтры обычно состояются из элементарных звеньев, взаимное влияние которых сводится к минимуму, что лежит в основе проектирования и настройки активных фильтров. Такой подход позволяет моделировать на ЭВМ фильтр любой сложности и просто оценивать флуктуации параметров схемы при изменении параметров пассивных элементов в зависимости от температуры, времени и разбросов. К основным частотным характеристикам фильтра относятся амплитудная, фазовая и группового времени. Параметрами этих характеристик являются: характеристическая частота, добротность и коэффициент усиления в полосе пропускания. Самыми простыми считаются активные фильтры нижних частот (НЧ), верхних частот (ВЧ) и полосовые, у которых передаточные функции имеют одиночный полюс или пару комплексно-сопряженных полюсов. Частотные характеристики фильтров указанных типов приведены в табл. 4.1 и 4.2. Добротность полосового фильтра  $Q = \omega_0 / (\omega_n - \omega_s)$ , где  $\omega_n$  и  $\omega_s$  — нижняя и верхняя частоты, при которых усиление уменьшается на 3 дБ относительно своего максимального значения  $H_0$  при частоте  $\omega_0$ .

К трем перечисленным выше разновидностям фильтров можно добавить заграждающий фильтр. Активный фильтр этого типа пропускает все сигналы, за исключением лежащих в некотором узком диапазоне частот. Такой фильтр исключительно

Таблица 4.1.

**Частотные характеристики активных фильтров для однополюсной передаточной функции**

Тип фильтра	$H(\rho)$	$\varphi(\omega)$	$\tau(\omega)$
Фильтр НЧ	$\frac{H_0 \omega_0}{\rho + \omega_0}$	$-\arctg \frac{\omega}{\omega_0}$	$\frac{\cos^2 \varphi}{\omega_0}$
Фильтр ВЧ	$\frac{H_0 \rho}{\rho + \omega_0}$	$\frac{\pi}{2} \arctg \frac{\omega}{\omega_0}$	$\frac{\sin^2 \varphi}{\omega_0}$

Примечание  $H_0$  — максимальное усиление в полосе пропускания,  $\omega_0$  — характеристическая частота.

Таблица 4.2.

**Частотные характеристики активных фильтров для пары комплексно-сопряженных полюсов**

Тип фильтра	$H(p)$	$\varphi(\omega)$	$\tau(\omega)$
Фильтр НЧ	$\frac{H_0\omega_0^2}{p^2 + \alpha\omega_0 p + \omega_0^2}$	$-\arctg \frac{1}{\alpha} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \alpha^2} \right) -$ $-\arctg \frac{1}{\alpha} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \alpha^2} \right)$	$\frac{2 \sin^2 \varphi}{\alpha \omega_0} - \frac{\sin^2 \varphi}{2\omega}$
Фильтр ВЧ		$\pi - \arctg \frac{1}{\alpha} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \alpha^2} \right) -$ $-\arctg \frac{1}{\alpha} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \alpha^2} \right)$	
Полосовой фильтр		$\frac{\pi}{2} - \arctg \left( \frac{2\omega}{\alpha\omega_0} + \sqrt{\frac{4 - \alpha^2}{\alpha^2}} \right) -$ $-\arctg \left( \frac{2\omega}{\omega_0\alpha} - \sqrt{\frac{4 - \alpha^2}{\alpha^2}} \right)$	$\frac{2\cos^2 \varphi}{\alpha\omega_0} + \frac{\sin 2\varphi}{2\omega}$

Примечание.  $\alpha = (\omega_1 + \omega_2) / \sqrt{H_0\omega_1\omega_2}$ ,  $\omega_1, \omega_2$  — частоты комплексно-сопряженных полюсов

полезен, например, в аппаратуре высококачественного воспроизведения звука, прецизионной измерительной аппаратуре и в формирователях сигналов с точно заданной формой, когда необходимо устранить влияние синусоидальных колебаний напряжения в сети питания 380, 220 или 127 В. Пример схемы такого фильтра приведен на рис. 4.4. В схеме не требуется использовать прецизионные пассивные элементы, что достигается благодаря примененной структуре фильтра и введению одного подстроечного резистора. Этот фильтр может быть настроен на частоты от 45 до 90 Гц. При этом в диапазоне частот  $50 \pm 7$  Гц и  $60 \pm 9$  Гц обеспечивается ослабление сигнала на 30 дБ. Характеристическая частота такого фильтра  $\omega_0 = 1/C\sqrt{3R_1R_2}$ . Добротность фильтра определяется сопротивлением резистора  $R_3$ . Уменьшая сопротивление  $R_3$  можно уменьшить диапазон частот, в котором происходит ослабление низкочастотной наводки, поступающей из сети питания.

Наибольшее распространение в активных фильтрах получили схемы, построенные на основе метода переменных состояний. Эти схемы по сравнению, например, с активными фильтрами, построенными на базе схем с многопетлевой ОС или с зависимыми источниками, обеспечивают меньшую чувствительность к изменениям параметров схемных элементов и большие абсолютные значения добротности и усиления, а также работу на сравнительно высоких частотах. Однако схемы активных фильтров, построенные на основе метода переменных состояний, обычно требуют применения двух, а иногда и трех ОУ. Как правило, схема фильтра на основе переменных состояний состоит из суммирующего усилителя и двух интеграторов [18]. Такую схему можно упростить посредством реализации первым интегратором еще и функции

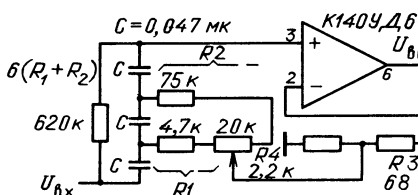


Рис. 4.4. Схема заграждающего сете-  
вого фильтра

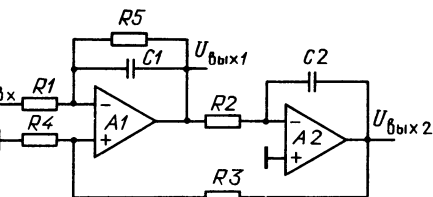


Рис. 4.5. Схема инвертирующего  
активного фильтра на основе перемен-  
ных состояний

суммирования (рис. 4.5). Наиболее простые выражения для расчета такого фидтбра получаются при условии  $R_5 \rightarrow \infty$ , тогда нетрудно получить формулы для расчета характеристической частоты, добротности и коэффициента усиления в полосе частот в следующем виде:  $\omega_0 = \sqrt{R_4/C_1 C_2 R_1 R_2 (R_3 + R_4)}$ ,  $Q = \sqrt{C_2 R_2 (R_3 + R_4)/C_1 R_1 R_4}$ ,  $H_0 = -R_2/R_1$ . При дальнейшем упрощении схемы, когда  $R_4 \rightarrow \infty$ , а  $R_3 = 0$ , она обладает той же низкой чувствительностью к разбросам параметров пассивных компонентов. В схеме выход  $A1$  является выходом полосового фильтра, а  $A2$  — выходом фильтра нижних частот. Как видно из представленных выше выражений для характеристической частоты и добротности, их величины зависят от соотношений между параметрами пассивных компонентов схемы. Произведя замену  $R_1 = R$ ,  $R_2 = n_1 R$ ,  $R_5 = n_2 R$ ,  $C_1 = C_2 = C$  и предположив, что  $R_3 = 0$ , а  $R_4 \rightarrow \infty$ , можно получить следующие выражения для расчета характеристической частоты, коэффициента усиления в полосе пропускания и добротности:  $\omega_0 = (1/RC) \sqrt{(n_2 + 1)/n_1 n_2}$ ,  $H_0 = -n_1$ ,  $Q = \sqrt{n_1 (n_2 + 1)/n_2}$ . Эти соотношения справедливы для диапазона частот, в котором можно считать, что коэффициент усиления ОУ  $K_U \rightarrow \infty$ . Как видно из последних выражений, наибольшее влияние на все три основных параметра активного фильтра оказывает отношение  $R_2/R_1 = n_1$ . При заданном коэффициенте  $H_0$  увеличение добротности за счет уменьшения  $n_2$  возможно без повышения значения  $\omega_0$  ценой увеличения постоянной времени  $RC$ .

Спроектированный в соответствии со схемой на рис. 4.5 активный фильтр инвертирует входной сигнал, что во многих случаях неприемлемо. Тогда можно воспользоваться модифицированной схемой активного фильтра, также построенной на основе метода переменных состояний (рис. 4.6). В отличие от предыдущей схемы здесь на входе использован дифференциальный интегратор (см. § 4.5), который одновременно с интегрированием выполняет функцию инвертирующего сумматора. Для этой схемы коэффициент передачи в полосе пропускания равен 1. При указанных на схеме соотношениях между пассивными элементами характеристическая частота и добротность соответственно равны  $\omega_0 = 1/RC \sqrt{n}$ ,  $Q = 1/\sqrt{n}$ .

Независимая регулировка в показанных схемах значений  $\omega_0$  и  $Q$  затруднена тесной взаимосвязью их параметров, так как  $\tilde{\omega}_0 = Q/RC$ . Чтобы изменить, например,  $\omega_0$  без изменения добротности необходимо либо одновременно одинаково изменить сопротивления трех резисторов, либо емкости трех конденсаторов. Если требуется независимая регулировка характеристической частоты и добротности и достаточно получить сравнительно небольшую добротность, можно воспользоваться схемой на рис. 4.7. В отличие от двух предыдущих схем здесь интегратор на ОУ заменен



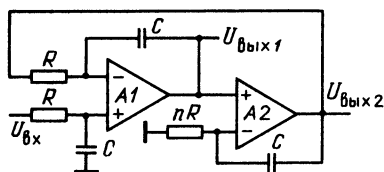


Рис. 4.6. Схема неинвертирующего активного фильтра на основе переменных состояний

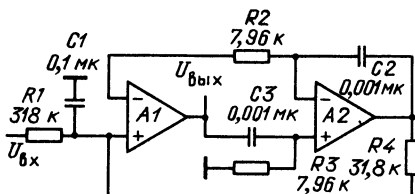


Рис. 4.7. Схема неинвертирующего активного фильтра с независимой регулировкой параметров

интегрирующей  $RC$ -цепью. Коэффициент усиления в полосе пропускания остается постоянным и примерно равен 1 во всем диапазоне регулировки. У этой схемы диапазон регулировки добротности лежит в пределах 2 ... 200, а характеристической частоты 1 ... 10 кГц. Предполагая идеальными ОУ, можно получить следующие соотношения для расчетов добротности и характеристической частоты:  $Q = R_1 \times \sqrt{C_1/R_2R_4C_2}$ ,  $\omega_0 = 1/\sqrt{R_2R_4C_1C_2}$ .

Регулировка добротности осуществляется резистором  $R_1$ , а характеристическая частота регулируется резистором  $R_4$ . В то время, как для данной схемы произведение постоянных времени  $R_2C_2$  и  $R_4C_1$  определяется требуемой характеристической частотой, отношение этих постоянных устанавливается соотношением между максимальным размахом  $\Delta U_{\text{вых}}$  выходного напряжения  $A_2$  от пика до пика (около 20 В) и требуемым размахом  $\Delta U_{\text{вых}}$ , т. е.  $\sqrt{R_4C_1/R_2C_2} = \sqrt{(\Delta U_{\text{вых max}}/\Delta U_{\text{вых}})^2 - 1}$ . Используя приведенные для этой схемы соотношения, нетрудно рассчитать параметры пассивных компонентов схемы при заданных  $Q$ ,  $\omega_0$ ,  $\Delta U_{\text{вых}}$ . На рис. 4.7 приведены параметры компонентов при  $\omega_0 = 1$  кГц,  $Q = 200$ ,  $\Delta U_{\text{вых}} = 1$  В в предположении, что использованы ОУ К140УД20.

При расчетах рекомендуется учитывать ограничения, накладываемые на диапазоны изменения параметров пассивных компонентов:  $R'_{\text{вх}} > R_2 > 1$  кОм,  $R_1 < 400$  кОм,  $R_n > 1$  кОм,  $(1 - 0,01 R_4/R_1) < R_3C_3/R_2C_2 < 1$ , где  $R'_{\text{вх}}$  — собственное входное сопротивление ОУ. Из последнего ограничения видно, насколько высоки требования к согласованию параметров цепей  $R_2C_2$  и  $R_3C_3$ . Эти пассивные компоненты должны иметь минимальные значения разбросов параметров и температурных дрейфов. Получить максимальное совпадение можно подбором резистора  $R_3$  при настройке активного фильтра. Увеличением сопротивления  $R_3$  сначала добиваются самовозбуждения фильтра, а затем уменьшают настолько это сопротивление, чтобы устранить самовозбуждение.

На характеристики активных фильтров может оказать существенное влияние неправильный выбор ОУ. К числу параметров ОУ, оказывающих наибольшее влияние, относятся напряжение смещения нуля, входной ток, приведенное ко входу напряжение шума и коэффициент усиления в полосе пропускания активного фильтра. Методы компенсации влияния  $U_{\text{см}}$  и  $I_{\text{вх}}$  в ОУ, рассматриваемые в гл. 2, применимы и для активных фильтров. Обычно в активных фильтрах применяются высокоомные резисторы, поэтому протекающие во входных цепях ОУ шумовые токи могут стать причиной большего шума на выходе, чем напряжение шума ОУ. При этом следует учитывать, что ОУ с полевыми транзисторами на входах отличаются не только малы-

ми  $I_{вх}$ , но также малыми шумовыми токами. Однако напряжение шума у этих ОУ на низких частотах обычно больше, чем у прецизионных ОУ на биполярных транзисторах. Поэтому при выборе ОУ для активного фильтра с минимальными шумами на выходе необходимо исходить и из зависимостей напряжения и тока шума от частоты [19].

Существенное влияние на добротность активного фильтра и ее стабильность оказывает коэффициент усиления ОУ. Обычно активный фильтр рассчитывается в предположении  $K'_U \rightarrow \infty$ . Однако ОУ, как правило, скорректированы по однополосной АЧХ и приводимое в технических условиях большое значение  $K'_U$  (см. гл. 2) сохраняется только при очень низких частотах (меньше 100 Гц). Если же полосовой активный фильтр рассчитывается, например, на характеристическую частоту 10 кГц и предполагается использовать ОУ К140УД7, то следует иметь в виду, что на этой частоте у него  $K'_U \approx 100$ . Входное сопротивление ОУ также может оказать существенное влияние на параметры активного фильтра, особенно при больших сопротивлениях резисторов. И  $K'_U$ , и  $R'_{вх}$  существенно зависят от температуры и особенно сильно уменьшаются при низких температурах.

В пассивных фильтрах на дискретных компонентах обычно используются резисторы трех типов: проволочные, металлопленочные и угольные. Если требуется максимальная добротность, то следует применять проволочные резисторы, которые обладают максимальной стабильностью сопротивления в зависимости от температуры. Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) у них обычно не превышает  $10^{-6}/^\circ\text{C}$ . Дополнительным преимуществом проволочных резисторов является низкая паразитная индуктивность. Металлопленочные резисторы хуже проволочных по температурным характеристикам и имеют  $\text{ТКС} \approx 5 \cdot 10^{-5}/^\circ\text{C}$ . Однако это наиболее распространенный тип резисторов. Самыми плохими по температурным характеристикам являются угольные резисторы с  $\text{ТКС} \approx 5 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$ . Их можно применять только в активных фильтрах, к которым не предъявляются высокие требования по добротности и стабильности параметров при изменениях температуры. В прецизионных активных фильтрах рекомендуется использовать только низкоомные подстроечные угольные резисторы.

В последние годы активные фильтры изготавливаются и поставляются для разработчиков микроэлектронной аппаратуры в виде гибридных микросхем. В таких активных фильтрах применяют обычно толстопленочные и тонкопленочные резисторы, а иногда и диффузионные. Диффузионные резисторы применяются только в тех случаях, когда необходимо с большой точностью получить отношения сопротивлений резисторов, а не их абсолютные величины. Эти отношения достаточно стабильны в широком температурном диапазоне, а сами резисторы имеют минимальные размеры среди известных типов. Тонкопленочные резисторы изготавливаются осаждением или напылением в вакууме резистивного материала на керамическую подложку. Толстопленочные резисторы изготавливаются вжиганием резистивной пасты в керамическую подложку. Пленочные резисторы современных гибридных микросхем незначительно уступают проволочным и имеют существенно меньшие габаритные размеры.

Самые большие проблемы при проектировании активных фильтров связаны с конденсатором. Прецизионные конденсаторы — тефлоновые, полистироловые — имеют большие размеры. В прецизионных керамических конденсаторах максимальные емкости ограничены значениями 0,05 ... 0,1 мкФ. Поэтому при проектировании активных фильтров стремятся выбрать конденсаторы с как можно меньшими ем-

костями, т. е. скомпенсировать минимизацию емкостей конденсаторов увеличением сопротивлений резисторов.

**Корректоры обработки сигналов звуковых частот.** В современной аппаратуре высококачественного воспроизведения сигналов звуковых частот широко применяются электронные устройства, «исправляющие» неидеальности АЧХ приемников сигналов звуковых частот (головок магнитофонов, микрофонов и электропроигрывающих устройств), а также электроакустических устройств — генераторов звуковых сигналов. Обычной задачей электронных схем, подключаемых к этим устройствам, является формирование результирующей АЧХ с требуемой зависимостью коэффициента передачи от частоты в диапазоне звуковых частот. К устройствам, выполняющим эти функции, относятся предварительные усилители (корректоры), усилители воспроизведения, регуляторы стереобаланса и др. Эти схемы строятся как на обычных ОУ, так и на специализированных микросхемах.

Простейшая схема предварительного усилителя для электропроигрывающего устройства типа 1-ЭПУ-73 с электромагнитным преобразователем показана на рис. 4.8. В связи с тем, что внутреннее сопротивление преобразователя такого типа имеет индуктивный характер и мало на низких частотах (меньше 1 кОм), предлагаемый усилитель построен на ОУ К153УД1, который имеет наилучшие шумовые характеристики при малых сопротивлениях источника сигналов по сравнению с другими типами усилителей [4].

Частотные свойства приведенной схемы определяются цепью ОС, включенной между выходом ОУ и инвертирующим входом и сформированной резисторами  $R3$ — $R5$  и конденсаторами  $C2$ — $C4$ .

Входное сопротивление схемы определяется резистором  $R1$  и равно 51 кОм. Резистор  $R2$  включен для компенсации влияния входных токов смещения ОУ, что обеспечивает хорошую линейность выходного напряжения схемы на низких частотах, когда мала глубина ООС. Элементы цепей компенсации фазового сдвига ОУ  $R6$ ,  $C5$  и  $C6$  подобраны так, чтобы получить максимальное быстродействие. Это предотвращает искажения синусоидального сигнала большой амплитуды на выходе схемы на частотах более 10 кГц.

Одним из основных параметров схемы, характеризующих ее качество, является отношение сигнал-шум на входе в диапазоне частот 20 Гц — 20 кГц, которое в данном случае равно 63 дБ. Другим важным параметром усилителя является максимально допустимое входное напряжение, при котором нелинейные искажения выходного напряжения не превышают определенного значения (пусть 1%). В исследованной схеме на частоте 1 кГц этот параметр равен 77 мВ (или 25,7 дБ по отношению к входному напряжению 4 мВ). Для сравнения следует отметить, что у аналогичного промышленного усилителя-корректора для электропроигрывающего устройства типа 1-ЭПУ-73, собранного на малошумящих транзисторах, отношение сигнал-шум, приведенное ко входу усилителя, не лучше 56 дБ, а максимально допустимое входное напряжение равно 48 мВ (21,6 дБ по отношению к 4 мВ).

В магнитофонах 2-, 3-го классов можно применить усилитель воспроизведения на ОУ (рис. 4.9). Такой усилитель обеспечивает формирование стандартной АЧХ

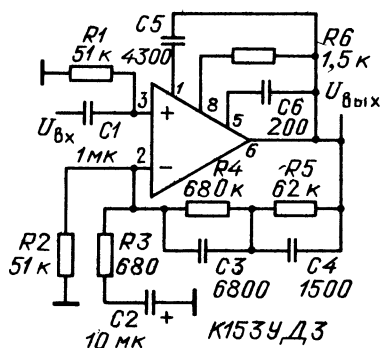


Рис. 4.8. Схема простейшего предусилителя для электропроигрывающего устройства

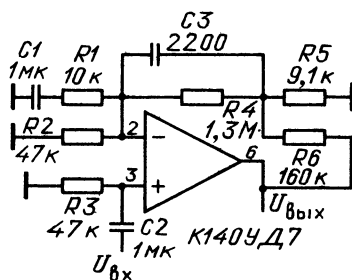


Рис. 4.9. Схема усилителя воспроизведения для магнитофона на ОУ

со спадающим усилением. Приведенные ко входу шумы в таком усилителе не превышают 5 мкВ, а размах выходного напряжения определяется напряжением питания ОУ. Кроме формирования стандартной АЧХ схема обеспечивает значительное усиление входного сигнала (75 дБ на частоте 20 Гц). Усиление обеспечивается введением в цепь отрицательной ОС усилителя двух различных цепей. Первая, сформированная резисторами  $R_4$  и  $R_5$ , задает коэффициент усиления, не зависящий от частоты. Вторая, состоящая из конденсатора  $C_3$  и резистора  $R_4$ , определяет частотную зависимость  $K_U$ .

Входные токи смещения ОУ протекают через резисторы одного номинала  $R_2$  и  $R_3$ , однако для получения минимальных искажений выходного сигнала сопротивление резистора  $R_3$  следует подбирать экспериментально. Элементы  $C_1$  и  $R_1$  введены для обеспечения необходимого коэффициента усиления схемы по переменному току. Эту схему можно подключить непосредственно к усилителю мощности, имеющему чувствительность около 500 мВ. Если требуется больший коэффициент усиления, то можно несколько увеличить сопротивление резистора  $R_6$ .

Чувствительность микрофона можно существенно увеличить, если встроить в него простейшую схему на одном ОУ К140УД6 (рис. 4.10). При этом значительно улучшится качество записи или воспроизведения благодаря практически полному устранению влияния наводок на кабель связи микрофона с электронной аппаратурой. При практической реализации данной схемы необходимо особенно тщательно выбирать расположение элементов на печатной плате, избегая перекрестных связей и близкого размещения входных и выходных элементов друг от друга. Кроме того, выводы для подключения источников питания к микросхеме нужно соединить с общей шиной через конденсаторы емкостью 0,01 ... 0,1 мкФ. Приведенная схема имеет чувствительность около 0,7 мВ на частоте 1 кГц, ее входное сопротивление 47 кОм, а нелинейные искажения не превышают 0,05%. Человеческое ухо обладает нелинейной динамической характеристикой, и для компенсации этой нелинейности на выходе описанных выше предварительных усилителей обычно ставят регулирующие амплитуду потенциометры, обладающие нелинейной зависимостью сопротивления от угла поворота потенциометра. Однако такую же характеристику, но с мень-

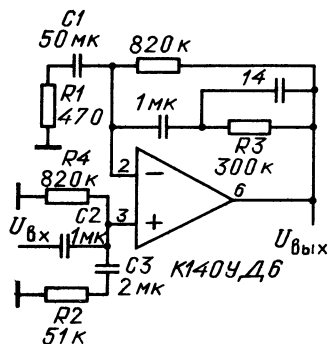


Рис. 4.10. Схема микрофонного предусилителя

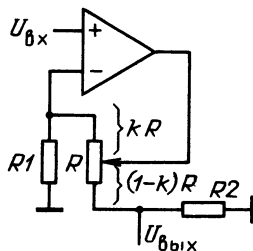


Рис. 4.11. Схема регулятора громкости с обратной логарифмической передаточной характеристикой

шими затратами можно получить, используя сочетание линейного потенциометра и ОУ.

Характеристика нелинейного потенциометра, включенного на выходе усилителя звуковой частоты, описывается выражением  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 10^{2(\alpha-1)}$ , где относительный угол поворота движка потенциометра  $\alpha$  может изменяться от 0 (положение против часовой стрелки до упора) до 1 (положение по часовой стрелке до упора). Коэффициент ослабления сигнала, проходящего через потенциометр, можно выразить в децибелах:  $20 \lg (U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}) = 40(1-\alpha)$ , дБ. Это выражение показывает, что коэффициент ослабления пропорционален углу поворота движка потенциометра относительно крайнего правого (по часовой стрелке) положения. Чтобы получить такую зависимость, обратную логарифмической, обычно используют нелинейные потенциометры. На практике между этими потенциометрами и нагрузкой включают усилительный каскад или повторитель напряжения, обладающий большим входным сопротивлением. Однако хорошую аппроксимацию обратной логарифмической характеристики можно получить, используя линейный потенциометр, ОУ и постоянный резистор, соединив их, как показано на рис. 4.11. Эту схему отличает большой коэффициент усиления при максимальной громкости и довольно хорошая линейность (в логарифмическом масштабе) коэффициента усиления  $K_U$  в зависимости от угла поворота движка потенциометра.

Выражение для определения  $K_U$  схемы можно записать в следующем виде:  $K_U = kR_2(R+R_1)/R_1[R_2+(1-k)R]$  или  $K_U = (1+kR/R_1)/[1+(1-k)R/R_2]$ , где  $k$  — относительная часть сопротивления потенциометра, включенная в цепь ОС.

Рассматриваемая схема не может обеспечить нулевой коэффициент усиления по напряжению, поскольку при  $k=0$  и 100%-ной ОС  $K_U = R_2/(R+R_2)$ . Большой динамический диапазон  $K_U$  (около 90 дБ) делает такую схему весьма эффективной в реальных условиях эксплуатации. Кроме того, при  $R=100$  кОм это отличие незначительно и составляет всего 2 дБ в диапазоне около 40 дБ.

В современной аппаратуре высококачественного воспроизведения звука часто требуется, чтобы изменение громкости в одном канале стереофонической системы производилось независимо от другого. Такие регуляторы стереобаланса выполняются

либо на основе специального сдвоенного потенциометра, у которого противоположные половины резистивных элементов металлизированы, либо на основе потенциометра группы А с отводом от средней точки. К сожалению, радиолюбители, конструирующие стереофоническую аппаратуру, часто лишены возможности применять такие регуляторы. Тем не менее выход из положения есть [20]. Регуляторы стереобаланса с близкими к упомянутым регулировочными характеристиками можно собрать и на основе обычных сдвоенных потенциометров группы А. Принципиальная схема одного из регуляторов приведена на рис. 4.12. Он построен на ОУ широкого применения и сдвоенном потенциометре  $R_3, R_3'$ . Наилучшее приближение к требуемой характеристике регулирования получается при выборе сопротивлений резисторов  $R_2$  и  $R_3$  из условия  $R_2 = R_3/2$ . В этом случае зависимость коэффициента усиления устройства в канале А от относительного перемещения движка  $\alpha$  потенциометра  $R_3$  определяется соотношением  $K_A = \alpha(1,5 - \alpha)R_3/(1,5R_1)$ , а в канале В — соотношением  $K_B = (1 - \alpha)(\alpha + 0,5)R_3/(1,5R_1)$ . Отклонение характеристик от тех, которые получаются при использовании потенциометров с металлизацией резистивных элементов, не превышает 1 дБ. Сопротивление сдвоенного потенциометра  $R_3, R_3'$  в схеме на рис. 4.12 рассчитывают исходя из требуемого коэффициента усиления схемы  $K_U$  и нужного входного сопротивления, определяемого в данном случае сопротивлением резистора  $R_1 : R_3 = 3K_U R_1$ . Очевидно, что при  $K_U = 1$  схема эквивалентна потенциометру с металлизированным резистивным элементом. Кроме того, она обладает низким выходным сопротивлением, упрощающим ее согласование с последующим каскадом, и позволяет при необходимости установить коэффициент усиления как меньше, так и больше 1.

Для улучшения «окраски» звучания музыкальных записей в низкочастотных усилителях используются регуляторы низких и высоких звуковых частот. Одна из наиболее простых схем регулятора с большим диапазоном изменения зависимости коэффициента усиления от частоты и с отдельной регулировкой  $K_U$  в области высоких и низких частот на ОУ К140УД7 показана на рис. 4.13. В схеме при изменении положения движка потенциометра  $R_2$  из одного крайнего положения в другое коэффициент усиления  $K_U$  на частоте 50 Гц меняется на  $\pm 20$  дБ. Аналогично

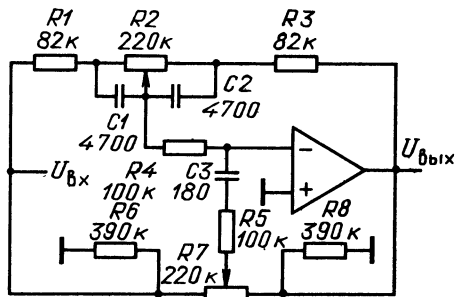
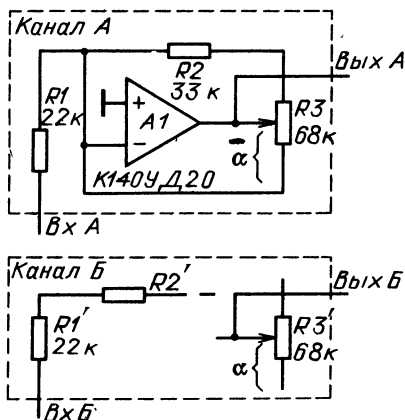


Рис. 4.13. Схема регулятора усиления высоких и низких звуковых частот

Рис. 4.12. Схема регулятора стереобаланса

перемещением положения движка потенциометра  $R7$  можно изменить коэффициент усиления схемы на частотах более 1 кГц, причем максимальное изменение  $K_U$  на частоте 20 кГц составляет  $\pm 20$  дБ.

В приведенной схеме регулировка коэффициента усиления в области низких частот (менее 1 кГц) не оказывает влияния на величину  $K_U$  на высоких частотах (более 1 кГц) и наоборот.

В связи с тем, что максимальная амплитуда входного сигнала схемы обычно не превышает 1 В (регулятор тембра, как правило, включается на выходе рассмотренных ранее предварительных усилителей) и максимальный коэффициент усиления регулятора невелик (не более 10), усилитель используется без внешней цепи компенсации напряжения смещения, которое появляется на входе ОУ при протекании тока смещения инвертирующего входа через резисторы  $R1-R4$ . При этом нелинейные искажения на выходе схемы не более 0,01%. Следует иметь в виду, что линейные потенциометры, обычно используемые в регуляторах тембра для изменения коэффициента усиления на высоких и низких частотах, практически не влияют на величину  $K_U$  при изменении угла поворота у центрального положения и эффективны лишь вблизи крайних положений движка.

Благодаря массовости применения в электронной аппаратуре были созданы микросхемы специализированных малошумящих усилителей на базе ОУ. К таким микросхемам относятся К548УН1, К538УН1, К1407УД1 и др. Наибольшей универсальностью применения обладает микросхема К548УН1, которая представляет собой сдвоенный малошумящий предусилитель. Среднее квадратическое значение приведенного ко входу шума в полосе частот 10 Гц ... 10 кГц при сопротивлении источника сигналов  $R_s = 600$  Ом равно 0,5 мкВ. Оба предусилителя в схеме абсолютно идентичны, имеют внутренний прецизионный стабилизатор в цепи питания, уменьшающий влияние нестабильности источника питания на 120 дБ и обеспечивающий разделение между каналами, равное 60 дБ. Микросхема К548УН1 работает от однополярного источника питания напряжением от 9 до 40 В, имеет внутренние цепи коррекции и защиту от короткого замыкания.

Микросхема К548УН1 может использоваться в двух режимах с дифференциальным входом и с одним заземленным входом. В первом случае режим входного каскада по постоянному току задается отрицательной ОС в виде резисторного делителя  $R1R2$  (рис. 4.14), средняя точка которого подключается к неинвертирующему входу предусилителя (вывод 2 или 13). Для обеспечения стабильности напряжения ток через резистор  $R2$  должен не менее чем в 10 раз превышать собственный входной ток микросхемы  $I_{вх}$ , который приблизительно равен 0,5 мкА. Если при этом учесть, что напряжение на входе определяется падением напряжения на двух  $p-n$  переходах  $U_{эб}$ , то максимальные сопротивления резисторов  $R1$  и  $R2$  в режиме с дифференциальным входом можно найти из выражений

$$R_2 = 2U_{эб} / 10I_{вх} = 1,2В / 5 \cdot 10^{-6}А = 240 \text{ кОм}; R_1 = (U_n / 2,4 - 1) R_2, \quad (4.1); (4.2)$$

где  $U_n$  — напряжение источника питания схемы в вольтах.

При использовании предусилителя с одним заземленным входом инвертирующий вход заземляется (вывод 2 или 13), а ООС подается на эмиттер входного транзистора (вывод 3 или 12). Для обеспечения стабильности напряжения смещения в данном случае ток через резисторный делитель должен по крайней мере в пять раз превышать ток из средней точки делителя в эмиттер входного транзистора

ра  $I_{0c}$  (ток в цепи ОС), который в наихудшем случае не превышает 100 мкА. Поэтому при одном заземленном входе для определения максимальных сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$  справедливы следующие соотношения:

$$R_2 = U_{\Sigma B} / 5I_{0c} = 0,6/5 \cdot 10^{-4} = 1,2 \text{ кОм}; R_1 = (W_n/1,2 - 1) R_2. \quad (4.3); (4.4)$$

Сравнивая между собой два способа включения предусилителя, можно отметить, что при использовании последнего с одним заземленным входом значение шума, приведенного ко входу предусилителя, в  $\sqrt{2}$  раз меньше, так как в этом случае работает только один входной транзистор из двух.

Коэффициент усиления по постоянному току схемы, показанной на рис. 4.14, определяется отношением сопротивлений резисторов в цепи ОС, т. е.  $R_1/R_2$ . Коэффициент усиления по переменному току равен отношению сопротивления резистора  $R_1$  к сопротивлению конденсатора  $C_1$ . Это справедливо до некоторого значения входной частоты  $f_n$ , при котором выполняется условие  $2\pi f_n C_1 R_1 = K_{U0}$ , где  $K_{U0}$  — коэффициент усиления предусилителя с разомкнутой цепью отрицательной ОС, на более высоких частотах коэффициент усиления равен  $K_U$ . На рис. 4.14 представлена схема предусилителя для магнитофона, коэффициент усиления которой в некоторой области звуковых частот от  $f_n$  до  $f_b$  не зависит от частоты и определяется выражением  $K_U = 1 + R_1/R_3$ . (4.5)

Конденсатор  $C_1$  устанавливает нижнюю граничную частоту АЧХ предусилителя на уровне 3 дБ:

$$S_1 = 1/2\pi f_0 R_3. \quad (4.6)$$

Полоса усиления ОУ типа К548УН1 для низкочастотных сигналов равна 15 МГц, что делает его удобным для использования в качестве широкополосного инструментального усилителя. Однако в ряде случаев целесообразно ограничить полосу усиления сверху, чтобы избежать высокочастотных шумов. Для этого между выводами 5 и 6 (или 10 и 11) следует включить конденсатор  $C_3$  (рис. 4.14), величина которого выбирается в зависимости от требуемой верхней граничной частоты  $f_b$  АЧХ (на уровне 3 дБ):

$$C_3 = 4 \cdot 10^{-12} / 2\pi f_b r_3 \cdot 10^{K_U/20},$$

где  $r_3 = 2,6 \text{ кОм}$  — эмиттерное сопротивление транзистора во входном каскаде для малого сигнала;  $K_U$  — коэффициент усиления схемы, определяемый выражением (4.5), в децибелах.

Если усилитель применяется для воспроизведения магнитофонных записей, как на рис. 4.15, а, то его АЧХ должна соответствовать стандарту *NAB* (рис. 4.15, б, штриховая линия). На рис. 4.15, а показан один из вариантов схемы, удовлетворяющей этому условию. В этой схеме резисторы  $R_1$  и  $R_2$  задают напряжение смещения по постоянному току и выбираются в соответствии с выражениями (4.1) и (4.2) при использовании усилителя в режиме с дифференциальным входом и выражениями (4.3) и (4.4) с одним заземленным входом.

Значение коэффициента усиления предусилителя, принимаемое равным 0 дБ на частотах, превышающих верхнюю угловую частоту  $f_2$  (рис. 4.15, б), определяется следующим соотношением:

$$K_U = (R_4 + R_3)/R_3. \quad (4.7)$$



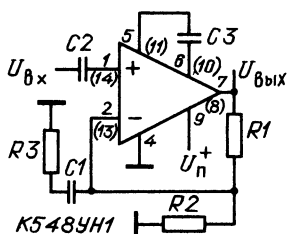
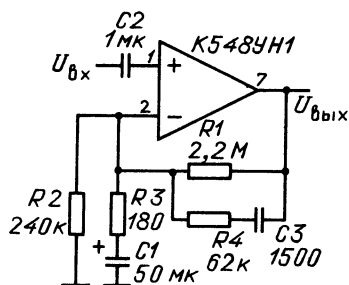
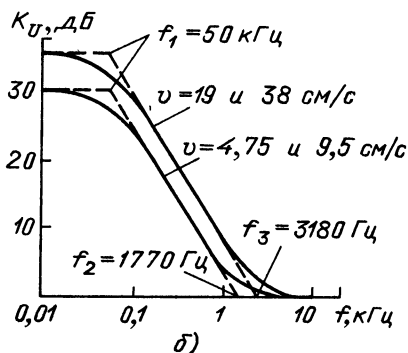


Рис. 4.14. Схема усилителя воспроизведения для магнитофона на базе К548УН1 с плоской АЧХ



а)



б)

Частота  $f_2$  находится из условия равенства сопротивлений конденсатора  $C_3$  в резисторе  $R_4$ , т. е.  $f_2 = 1/2\pi C_3 R_4$ . Аналогично нижняя угловая частота  $f_1 = 1/2\pi C_3 R_1$ . Величина  $C_1$  определяет нижнюю граничную частоту предусилителя, т. е. частоту, ниже которой происходит спад коэффициента усиления. С учетом выражения (4.6) получим  $f_0 = 1/2\pi C_1 R_3$ .

Амплитудно-частотные характеристики реального усилителя воспроизведения для магнитофона (относительно коэффициента усиления, равного 0 дБ) для различных значений скорости  $v$  движения ленты представлены на рис. 4.15, б непрерывными линиями.

На базе К548УН1 можно построить предварительный усилитель для электропроигрывающего устройства с электромагнитным преобразованием (рис. 4.16, а). При проектировании таких усилителей следует учитывать, что напряжение на выходе электромагнитного преобразователя для электропроигрывающего устройства пропорционально относительной скорости перемещения преобразователя [21]. Например, если напряжение на выходе преобразователя при скорости 5 см/с равно 3,5 мВ, то при скорости перемещения 1 см/с напряжение будет равно 0,7 мВ, следовательно, чувствительность такого электромагнитного преобразователя 0,7 мВ/(см·с<sup>-1</sup>). Типовые преобразователи при скорости 5 см/с имеют выходное напряжение от 3,5 до 8 мВ. Обычно высококачественные стереофонические записи выполняются при скорости от 3 до 5 см/с. Максимальная скорость записи по стандарту RIAA не должна превышать 25 см/с.

Как и в предыдущих схемах, резисторы  $R_1$  и  $R_2$  задают режим работы по постоянному току и их сопротивления определяются из выражений (4.1) и (4.2) или (4.3) и (4.4). Коэффициент усиления, приведенный к 0 дБ, устанавливается отношением (4.7). Угловая частота  $f_1$  (см. рис. 4.15, б) определяется из условия равен-

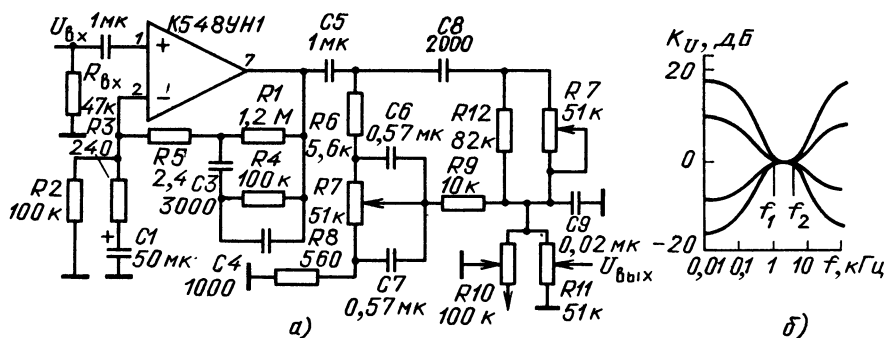


Рис. 4.16. Схема функционально законченного предусилителя для электропроигрывающего устройства (а) и его передаточная характеристика (б)

ства сопротивлений конденсатора  $C3$  и резистора  $R1$ , т. е.  $f_1 = 1/2\pi C_3 R_1$ , а частота  $f_2 = 1/2\pi C_3 R_4$ .

Угловая частота  $f_3$  задается цепью  $R4C4$ :  $f_3 = 1/2\pi C_4 R_4$ .

Резистор  $R5$  введен в схему для получения единичного коэффициента усиления, а его сопротивление выбирается из условия  $R_5 = 10R_3$ . В противном случае необходимо использовать внешний конденсатор между выводами 5 и 6 (или 10 и 11), как было показано ранее (см. рис. 4.14).

Для регулировки усиления на низких частотах используется цепь из элементов  $R6-R8$ ,  $C6$ ,  $C7$ . Максимальный и минимальный коэффициенты усиления задаются отношениями  $R_6/R_8$  и  $R_6/R_7$ . Если диапазон изменения  $K_U$  на низкой частоте (20 Гц) должен быть  $\pm 20$  дБ, то сопротивления этих резисторов должны удовлетворять условию  $R_6/R_8 = R_6/R_7 = 10$ . Емкости конденсаторов  $C6$  и  $C7$  определяются из следующих выражений:  $C_6 = 1/2\pi f_{cp} R_6$  и  $C_7 = 1/2\pi f_{cp} R_8$ , где  $f_{cp}$  — частота, ниже которой начинается изменение коэффициента усиления схемы при перемещении движка потенциометра  $R7$  (рис. 4.16, б).

Схема на рис. 4.16, а представляет собой один канал законченного предусилителя воспроизведения для электропроигрывателя с электромагнитным преобразователем с регуляторами тембра ( $R7$ ), громкости ( $R11$ ) и стереобаланса ( $R10$ ).

**Усилители мощности.** Используя описанные в гл. 2 методы увеличения выходных тока и напряжения, можно построить на базе обычных ОУ усилители, способные отдать в нагрузку мощность нескольких десятков ватт, что достаточно для многих электро- и радиотехнических устройств. К усилителям мощности можно отнести рассмотренные выше схемы (см. рис. 2.24, 2.25).

При работе ОУ на низкоомную или индуктивную нагрузку максимальный коэффициент полезного действия  $K_n$  обычно не превышает 50%, но и это небольшое значение достигается при равенстве выходного сопротивления усилителя и сопротивления нагрузки. Обычно ОУ используется с отрицательной ОС, что делает очень малым его выходное сопротивление, поэтому для согласования с

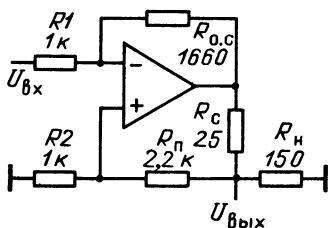


Рис. 4.17. Схема с увеличенным коэффициентом полезного действия дифференциального усилителя мощности

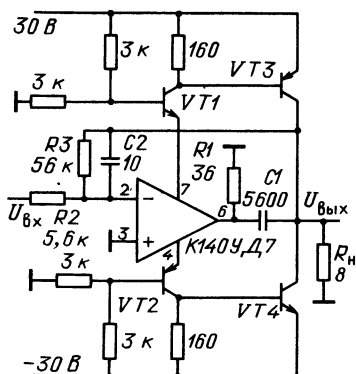


Рис. 4.18. Схема усилителя мощности

нагрузкой требуется дополнительный резистор  $R_c$ , включенный с ней последовательно.

Если же кроме отрицательной ОС усилитель охватить невозбуждающей положительной ОС (рис. 4.17), то требуемое сопротивление резистора  $R_c$  можно значительно уменьшить, а величину  $K_n$  увеличить. Для показанной схемы абсолютная величина резистора  $R_c$  уменьшена до 25 Ом, т. е. в шесть раз по сравнению с требуемым сопротивлением, равным 150 Ом, а  $K_n$  увеличен до 85%. Причем благодаря положительной ОС действующее значение  $R_c$  приблизительно равно 150 Ом, хотя на этом резисторе теряется только 15% мощности.

Значения  $R_c$  и  $R_n$  можно определить из следующих соотношений:

$$K_U = K'_U / [1 + (k_o - k_n) K'_U] \approx 1 / (k_o - k_n) \text{ при } k_o - k_n \gg 1 / K'_U;$$

$$R_{\text{вых}} = [R_c (1 + K'_U k_o) + R'_{\text{вых}}] / [1 + K'_U (k_o - k_n)] \approx R_c / (1 - k_n / k_o)$$

$$\text{при } (k_o - k_n) K'_U \gg 1 \text{ и } R'_{\text{вых}} \ll k_o K'_U R_c,$$

где  $k_o = R_1 / R_{o.c}$  — коэффициент передачи по цепи отрицательной ОС;  $k_n = R_2 / R_n$  — коэффициент передачи по цепи положительной ОС.

При проектировании необходимо следить, чтобы выполнялось неравенство  $k_o > k_n$ , исключающее самовозбуждение усилителя. После расчета желательно провести экспериментальную подстройку  $R_c$ , поскольку даже незначительные погрешности приводят к существенному ухудшению  $K_n$ . Для приведенной схемы максимальная величина  $K_n$  сохраняется до частоты 200 кГц.

Наиболее простые схемы усилителей мощности получаются, если используется управление выходным каскадом по цепи питания ОУ. На рис. 4.18 показана модификация схемы на рис. 2.24, полученная заменой резисторов в цепи питания ОУ транзисторами. Транзисторы VT1 и VT2 устанавливают напряжение питания ОУ, равное  $\pm 15$  В. Благодаря подключению к выходу ОУ резистора R1

с небольшим сопротивлением через  $VT1$  и  $VT2$  будет протекать ток около 10 мА. Это позволяет при небольших сопротивлениях резисторов в коллекторных цепях  $VT1$  и  $VT2$  получить значительное по амплитуде напряжение, управляющее мощными выходными транзисторами  $VT3$  и  $VT4$ . Для устранения самовозбуждения усилителя частота среза мощного выходного каскада должна быть больше 100 кГц. На высоких частотах равномерный спад АЧХ усилителя формируется конденсаторами  $C1$  и  $C2$ . Коэффициент усиления по напряжению определяется отношением  $R_3/R_2 \approx 10$ . Если разброс сопротивлений не превышает  $\pm 0,25\%$  и отрегулировано  $U_{см}$  ОУ, то нелинейность усилителя не превышает 0,4% (при размахе выходного напряжения  $\pm 30$  В), мощность отдаваемая выходным каскадом в нагрузку, достигает 20 Вт, а мощностная полоса пропускания  $f_p = 30$  кГц.

Для построения высоковольтного инвертирующего усилителя мощности можно воспользоваться схемой на рис. 4.19 [22]. К выходу низковольтного ОУ подключен дополнительный транзисторный усилитель. Поскольку этот усилитель инвертирует сигнал, то резисторный делитель в цепи общей ОС подключен к неинвертирующему входу ОУ. Транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  обеспечивают базовые токи выходных транзисторов, равные  $(U_6 + U_d)/R_3$ , где  $U_6$  — выходное напряжение усилителя;  $U_d \approx 0,7$  В. При отрицательном напряжении  $U_6$  открываются транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  и выходное напряжение усилителя увеличивается. При  $U_{вх} = 0$  сквозной ток через  $VT2$  и  $VT4$  устанавливается потенциометром  $R4$ . Диоды  $VD1$ ,  $VD2$  ограничивают обратное напряжение смещения эмиттерно-базовых переходов  $VT1$ ,  $VT3$  на уровне 0,7 В. Коэффициент передачи усилителя равен  $-R_2/R_1$ . Напряжение питания ОУ задается стабилитронами и не должно превышать  $\pm 15$  В. Примененные в схеме конденсаторы корректируют АЧХ усилителя и могут подстраиваться в зависимости от его конструкции и типа транзисторов  $VT2$ ,  $VT4$ . Если в качестве  $VT2$ ,  $VT4$  использованы мощные транзисторы, то сопротивление  $R3$  целесообразно уменьшить до 510 Ом для обеспечения высокой линейности усилителя.

Описанную схему нетрудно применить при работе от одного высоковольтного источника питания. Например, если  $U_{вх} > 0$ , то эмиттер  $VT4$  можно заземлить и заменить цепь транзистора  $VT3$  ре-

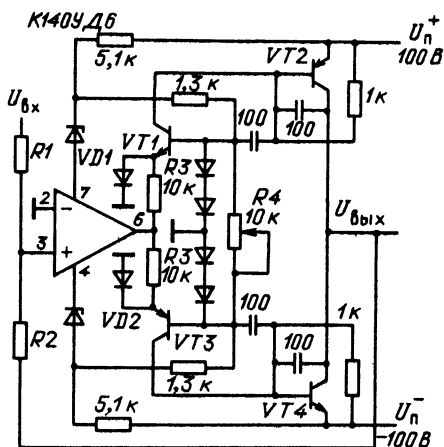


Рис. 4.19. Схема высоковольтного усилителя

зистором сопротивлением 10 кОм. Однако для нормальной работы ОУ при  $U_{вх}=1...3$  В необходим дополнительный источник отрицательного напряжения питания  $U_{п}^{-}=-3$  В. Если  $U_{вх}>3$  В, то в ОУ вывод 4 можно заземлить и тогда источник  $U_{п}^{-}$  не требуется. Для исключения попадания на вход ОУ высоковольтного напряжения при быстрых изменениях  $U_{вх}$  или включении источника питания целесообразно вывод 3 зашунтировать защитными диодами.

## 4.2. СУММИРОВАНИЕ И ВЫЧИТАНИЕ

Суммирование аналоговых сигналов обычно выполняется на базе ОУ в инвертирующем включении. В инвертирующем сумматоре (рис. 4.20, а) сумма токов  $I_{oi}$ , протекающих через входные резисторы  $R_{oi}$ , равна току, протекающему через резистор  $R_{oc}$

в цепи ОС, т. е.  $\sum_{i=1}^n I_{oi} = -I_{oc}$ , где знак  $I_{oi}$  определяется поляр-

ностью входного аналогового сигнала  $U_{вх i}$ . Поскольку  $I_{oi} = U_{вх i} / R_{oi}$  и  $I_{oc} = U_{вых} / R_{oc}$ , то выражение для выходного напряжения запи-

сывается в виде  $U_{вых} = \sum_{i=1}^n K_{oi} U_{вх i}$ , где  $K_{oi} = -R_{oc} / R_{oi}$  — коэффи-

циент передачи  $i$ -го входного сигнала. Чтобы исключить влияние входного тока ОУ на точность суммирования, необходимо неинвертирующий вход ОУ заземлить через резистор  $R$ , сопротивление

которого вычисляется из уравнения  $1/R = 1/R_{oc} + \sum_{i=1}^n (1/R_{oi})$ .

Вместе с тем ОУ позволяет суммировать или вычитать сигналы одновременно по обоим входам (параллельное суммирование). Однако расчеты при суммировании с использованием неинверти-

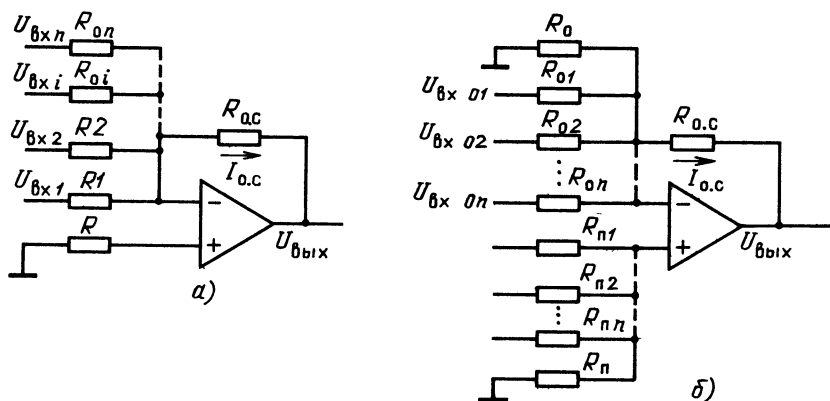


Рис. 4.20. Схема инвертирующего (а) и параллельного (б) сумматоров

рующего входа достаточно трудоемки, поэтому для выполнения параллельного суммирования часто используют последовательное соединение двух обычных сумматоров (последовательное суммирование), что увеличивает ошибку, обусловленную входными токами ОУ. Ниже приведен расчет сопротивлений суммирующих цепей с равными полными сопротивлениями по обоим входам ОУ, значительно упрощающий проектирование параллельного сумматора.

При использовании обоих входов ОУ (рис. 4.20, б) можно сложить входные сигналы, имеющие различные по знаку коэффициенты передачи, т. е. выполнить операции суммирования или вычитания произвольного числа сигналов на одном ОУ. Выходное напряжение в этом случае

$$U_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^n K_{oi} U_{\text{вх } i} + \sum_{j=1}^m K_{nj} U_{\text{вх } j},$$

где  $K_{oi} < 0$ ,  $K_{nj} > 0$ ,  $K_{nj}$  — коэффициент передачи  $j$ -го входного сигнала  $U_{\text{вх } j}$  неинвертирующему входу. Выравнивание полных сопротивлений по входам достигается подключением поправочных резисторов  $R_o$  или  $R_n$ . Используя принцип суперпозиции, нетрудно получить выражение для напряжения на неинвертирующем входе при  $R_o = \infty$ :

$$U_n = \sum_{j=1}^m \left[ (U_{\text{вх } j} / R_{nj}) / \sum_{j=1}^m (1/R_{nj} + 1/R_n) \right].$$

Поскольку такое же напряжение должно быть и на инвертирующем входе, ток в резисторе  $R_{o.c}$  будет равен

$$I = \sum_{i=1}^n (U_{\text{вх } i} - U_n) / R_{oi} = \sum_{i=1}^n U_{\text{вх } i} / R_{oi} - U_n \sum_{i=1}^n (1/R_{oi}).$$

Тогда

$$U_{\text{вых}} = U_n - IR_{o.c} = \left\{ \left[ 1/R_{o.c} + \sum_{i=1}^n (1/R_{oi}) \right] / \left[ 1/R_n + \sum_{j=1}^m (1/R_{nj}) \right] \right\} \times \\ \times \sum_{j=1}^m (R_{o.c} / R_{nj}) U_{\text{вх } j} - \sum_{i=1}^n (R_{o.c} / R_{oi}) U_{\text{вх } i}.$$

Чтобы обеспечивалось равенство сопротивлений  $R_\Sigma$  на входах ОУ, необходимо выполнить условие

$$(1/R_{o.c}) + \sum_{i=1}^n (1/R_{oi}) = (1/R_n) + \sum_{j=1}^m (1/R_{nj}).$$

Отсюда

$$1/R_n = (1/R_{o.c}) / \left( 1 - \sum_{i=1}^n K_{oi} - \sum_{j=1}^m K_{nj} \right).$$

Если  $R_n \rightarrow \infty$ , то из аналогичных вычислений получим

$$1/R_o = - \left( 1 - \sum_{i=1}^n K_{oi} - \sum_{j=1}^m K_{nj} \right) / R_o \text{ с} = -1/R_n.$$

Только положительные значения сопротивлений, вычисленные по двум последним формулам, имеют смысл. Поэтому если  $1 - \sum_{i=1}^n K_{oi} > \sum_{j=1}^m K_{nj}$ , то сумматор должен содержать только резистор  $R_n$ , если  $1 - \sum_{i=1}^n K_{oi} < \sum_{j=1}^m K_{nj}$ , то только резистор  $R_o$ , а если  $1 - \sum_{i=1}^n K_{oi} = \sum_{j=1}^m K_{nj}$ , то резисторы  $R_o$  и  $R_n$  не требуются.

При проектировании параллельных сумматоров на ОУ обычно заданы либо только весовые коэффициенты входных сигналов, либо дополнительно величины  $R_\Sigma$ .

В первом случае алгоритм проектирования следующий: выбирается удобное  $R_{o.c}$ ; вычисляются сопротивления резисторов  $R_{oi}$ ,  $R_{nj}$ ,  $R_n$ ; если  $R_n < 0$ , то инвертирующий вход заземляется через резистор сопротивлением  $R_n$ , если  $R_n > 0$ , то неинвертирующий вход заземляется через резистор сопротивлением  $R_n$ .

#### 4.3. ВЫЧИСЛЕНИЕ АБСОЛЮТНОЙ ВЕЛИЧИНЫ СИГНАЛА

Прецизионные выпрямители или схемы вычисления абсолютной величины строятся на ОУ, в цепь ОС которых включены диоды. Диоды изменяют коэффициент передачи схемы для разных полупериодов входного сигнала. Благодаря большому коэффициенту усиления ОУ для переключения диодов из проводящего состояния в закрытое требуются очень незначительные изменения  $U_{вх}$ , что обеспечивает высокую точность выпрямления  $U_{вх}$ . Из всего многообразия разновидностей схем для выделения абсолютной величины сигнала здесь рассмотрены только четыре: простейшая, прецизионная, дифференциальная и быстродействующая.

Получить абсолютное значение входного сигнала можно с помощью всего одного ОУ (рис. 4.21). Для этого необходимо с высокой точностью согласовать сопротивления резисторов. При отрицательной полуволне входного сигнала схема работает как обычный инвертирующий усилитель с коэффициентом передачи  $-1/n$ . При положительной полуволне входного сигнала выходное напряжение ОУ отрицательное, диод закрывается и цепь ОС разрывается. Вследствие этого ОУ перестает оказывать влияние на выходное напряжение, а  $U_{вх}$  передается на выход по цепи резисторного делителя  $R1R2$ . Коэффициент передачи схемы в этом случае

$R_2/R_2 + R_1(1+n)$ . Коэффициенты передачи для разнополярных изменений  $U_{вх}$  будут совпадать, если  $R_2 = (n+1) R_1 / (n-1)$ .

Описанной схеме присущи некоторые существенные недостатки. Во-первых, низкое входное сопротивление, которое определяется в основном сопротивлением резистора  $R_1$ . Во-вторых, ослабление входного сигнала. В-третьих, высокое входное сопротивление. Все эти недостатки устранены в прецизионной схеме выделения абсолютной величины сигнала (рис. 4.22). В отличие от известных схем такого типа на двух ОУ в представленной необходимо использовать только два согласованных с высокой точностью резистора, один из которых позволяет подстроить коэффициент передачи схемы. Подстройка коэффициента передачи необходима, например, при использовании выпрямителя в вольтметрах переменного сигнала. Для большинства прецизионных схем выделения абсолютной величины сигнала такая подстройка невозможна без применения третьего ОУ, поскольку ее введение в схему сопряжено с требованием одновременного прецизионного изменения сопротивлений двух или трех резисторов. Как и большинство прецизионных схем на двух ОУ, описываемая обладает большим входным сопротивлением и низким выходным. При этом обеспечивается регулировка усиления в очень широком диапазоне — от 1 до нескольких тысяч, что обеспечивает обработку входных сигналов, изменяющихся в диапазоне от 1 мВ до 10 В. Погрешность коэффициента передачи может достигать 0,03%, и даже сигналы с амплитудой, равной нескольким десяткам милливольт, можно обрабатывать с погрешностью, не превышающей 1%.

При переходе входного сигнала через нуль изменяется полярность коэффициента передачи, но не его величина. При положительном входном сигнале в схеме на рис. 4.22 диоды  $VD2$  и  $VD3$  открываются, а  $VD1$ ,  $VD4$  закрываются. При этом  $A2$  работает в режиме повторителя сигнала, поданного на его неинвертирующий

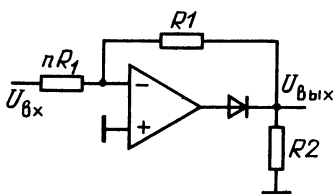


Рис. 4.21. Простейшая схема выделения абсолютной величины сигнала

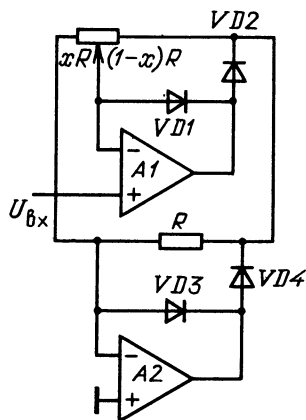


Рис. 4.22. Прецизионная схема выделения абсолютной величины сигнала



вход. Следовательно, напряжение на его инвертирующем входе равно 0. Таким образом, работа схемы определяется усилителем  $A1$ , который оказывается включенным по схеме неинвертирующего усилителя с резисторами  $(1-x)R$  и  $xR$  в цепи ОС. Поэтому коэффициент передачи всей схемы равен  $1/x$ . Когда на вход схемы подается отрицательная полуволна напряжения, диоды  $VD2$  и  $VD3$  оказываются закрытыми, а  $VD1$ ,  $VD4$  открытыми. В этом случае уже  $R1$  работает в режиме повторителя сигнала, поданного на его неинвертирующий вход, т. е. повторителя  $U_{вх}$ . Следовательно, коэффициент передачи схемы определяет  $A2$ , работающий в режиме инвертирующего усилителя с коэффициентом передачи, равным  $-1/x$ . Резистор  $(1-x)R$  не влияет на работу схемы при отрицательном входном сигнале, но ток через него не должен превышать значение максимально допустимого выходного тока для выбранных ОУ, обычно равного 5 мА. Поэтому сопротивление  $(1-x)R$  не должно быть меньше 4 кОм. Погрешности выпрямления, вносимые ОУ, обычно меньше погрешностей из-за несогласованности сопротивлений резисторов. Что касается быстродействия описанной схемы, то оно полностью определяется ОУ, а точнее скоростью переключения диодов в моменты перехода  $U_{вх}$  через нуль.

Построить дифференциальный выпрямитель можно различными способами. Например, подключить ко входу схемы, показанной на рис. 4.21, простейший дифференциальный усилитель. Можно также подключить ко входу любой схемы выпрямителя дифференциальный предусилитель К140УД13. Известны также специализированные схемы дифференциальных выпрямителей на одном или двух ОУ, обладающие различным сочетанием точностных и динамических параметров. Простейшая схема дифференциального выпрямителя требует двух ОУ и четырех согласованных резисторов (рис. 4.23). На базе  $A1$  реализован преобразователь дифференциального напряжения в ток, а на  $A2$  — выпрямитель, преобразующий ток в напряжение. Входное напряжение  $U_2$  преобразуется в ток, поступающий непосредственно на вход  $A2$  вместе с током из цепи ОС усилителя  $A1$ , протекающим через  $R2$ . Таким образом, результирующий ток  $I_p$ , протекающий по цепи связи  $A1$  и  $A2$ , равен  $(U_2 - U_1)/R_1$ . Когда этот ток является втекающим для выпрямителя на  $A2$ , диод  $VD2$  открыт и ток  $I_p$  протекает через  $R3$ , увеличивая напряжение на неинвертирующем входе  $A2$ . Поскольку коэффициент передачи схемы выпрямителя на  $A2$  в этом случае равен  $n+1$ , то  $U_{вых}^+ = (n+1)R_3I_p$ .

Если полярность тока  $I_p$  изменяется, то открывается только диод  $VD1$ , напряжение на неинвертирующем входе  $A2$  равно 0, а весь ток  $I_p$  протекает через резистор  $(n+1)R_3$  в цепи ОС  $A2$ . Поэтому выходное напряжение  $U_{вых}^- = -(n+1)R_3I_p$ , т. е. коэффициент передачи выпрямителя на  $A2$  становится отрицательным. Таким образом, в общем виде выходное напряжение всей схемы можно представить выражением  $U_{вых} = |U_1 - U_2|(n+1)R_3/R_1$ .

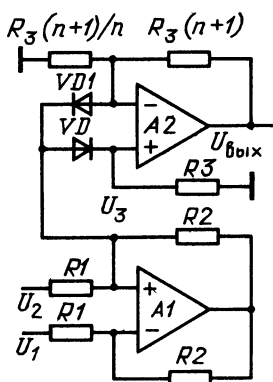


Рис. 4.23. Схема выделения абсолютной величины сигнала с дифференциальным входом

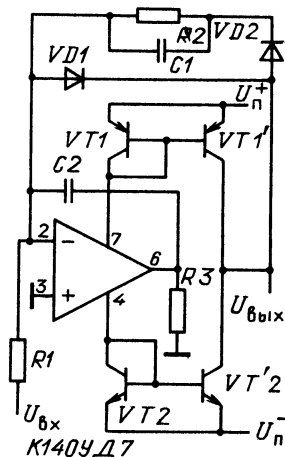


Рис. 4.24. Быстродействующая схема выделения абсолютной величины сигнала

Очевидно, что входное сопротивление такого выпрямителя определяется  $R1$ . Точность согласования сопротивлений  $R1$ ,  $R2$  в обеих цепях ОС  $A1$  определяет максимальное выходное сопротивление входного преобразователя напряжения в ток и коэффициент ослабления синфазного сигнала. При полном согласовании выходное сопротивление преобразователя равно произведению сопротивления  $R1$  на коэффициент  $K_{о.с}$  для ОУ.

Быстродействие прецизионного выпрямителя определяется только динамическими параметрами ОУ. Однако даже при использовании сравнительно медленного ОУ можно получить приемлемые динамические характеристики, если воспользоваться схемой на рис. 4.24. К выходу ОУ подключен дополнительный ускоряющий транзисторный каскад, который управляется через выводы для подключения питания ОУ. Быстродействие ОУ с таким каскадом тем выше, чем меньше сопротивление  $R3$  (см. гл. 2).

Поскольку транзисторный каскад обеспечивает дополнительное усиление, требуется использование корректирующих конденсаторов  $C1$ ,  $C2$  для устранения самовозбуждения. Коэффициент усиления порядка 100 для выходного транзисторного каскада сохраняется только во время переходного процесса изменения  $U_{вых}$ , пока диоды  $VD1$ ,  $VD2$  закрыты. Когда достигается установившееся значение  $U_{вых}$ , один из диодов открывается, подключаясь к выходу каскада, и его усиление становится меньше 1.

Динамические и статические характеристики описанных схем в основном определяются параметрами примененных ОУ. Требования же к ОУ таковы, что они должны быть одновременно и широко-

полосными, и иметь отличные точностные параметры, что не обеспечивают современные полупроводниковые ОУ. Совместить высокие динамические и точностные характеристики позволяют сборки из нескольких ОУ различных типов, когда прецизионный ОУ определяет точностные характеристики, а быстродействующий — динамические. Например, описанная в [23] схема однополупериодного выпрямителя содержит два канала — основной и вспомогательный. Основной канал может быть построен практически по любой из рассмотренных схем. Вспомогательный служит для компенсации температурного дрейфа и инфранизочастотных шумов. Точность компенсации определяется ОУ К140УД13 на входе вспомогательного канала. Благодаря этому обеспечивается высокое быстродействие наряду с точностью.

#### 4.4. ЛОГАРИФИМИРОВАНИЕ

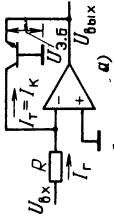
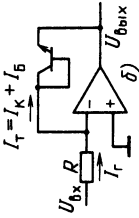

Чтобы выполнить логарифмирование аналогового сигнала, необходимо в цепь ОС ОУ включить  $p$ - $n$  переход. Способы включения  $p$ - $n$  перехода показаны в табл. 4.3. Для всех трех показаний в таблице схем логарифмических усилителей (ЛУ) справедливо следующее выражение для выходного сигнала:  $U_{\text{вых}} = E_0 \log I_T / I_{\text{КО}} \approx \approx E_0 \log U_{\text{вх}} / R I_{\text{КО}}$ , где  $E_0 = \varphi_T \ln 10 \approx 2,3 \varphi_T$ , а  $I_{\text{КО}}$  — тепловой ток  $p$ - $n$  перехода.

В первых двух схемах ЛУ коллекторное и базовое напряжения транзисторов близки к нулю и почти постоянны при логарифмировании. Однако первая схема ЛУ не может работать с разнополярными сигналами, поскольку база транзистора заземлена, а точность логарифмирования второй схемы ЛУ существенно зависит от величины  $h_{21Э}$  транзистора. Поскольку  $h_{21Э}$  уменьшается при малых токах ( $10^{-9}$  А), диапазон логарифмирования входных токов  $I_T$  у второй структуры меньше, чем у первой почти на 8 декад (рис. 4.25). Если необходимо минимальное нагружающее действие выхода ОУ цепью ОС, то целесообразно применить третью схему ЛУ. Однако в этом случае из-за использования резистивного делителя в цепи коллектора транзистора дополнительным источником ошибки логарифмирования может стать изменение коллекторно-базового напряжения.

В прецизионных ЛУ обычно применяется структура (см. табл. 4.3, схема а) с небольшим диапазоном рабочих токов, для которой точное выражение (пока без учета ОУ) выходного напряжения записывается в следующем виде:  $U_{\text{вых}} = U_{ЭБ} = E_0 (\log I_K / I_{\text{КО}} - \log h_{21Б}) - U_{КЭ} / \mu + I_K r_6$ , где  $1/\mu = dU_{ЭБ} / dU_{КБ} \approx 10^{-3} / 3$  — коэффициент, учитывающий действие изменения коллекторного напряжения на величину  $U_{ЭБ}$ ,  $r_6$  — сопротивление области базы транзистора. При токе 1 мА сопротивление  $r_6$  находится в диапазоне 0,25... 10 Ом в зависимости от типа транзистора. Кремниевые транзисторы с малым сопротивлением  $r_6$  имеют обычно больший тепловой ток  $I_{\text{КО}}$ .

Таблица 4.3

## Основные схемы логарифмических усилителей

Схема	Выходное напряжение	Ток в цепи ОС	Диапазон рабочих токов, А
 <p>а)</p>	$U_{\text{вых}} = E_0 \left( \log \frac{I_r}{I_{KO}} - \log h_{21B} \right)$	$I_r = h_{21B} I_{KO} \left( \exp \frac{U_{3B}}{\varphi_T} - 1 \right)$	$10^{-12} < I_r < 10^{-3}$ (9 де-кад)
 <p>б)</p>	$U_{\text{вых}} = E_0 \left[ \log \frac{I_r}{I_{KO}} - \log \left( 1 + \frac{1}{h_{21B}} \right) \right]$	$I_r = h_{21B} I_{KO} \left( 1 + \frac{1}{h_{21B}} \right) \left( \exp \frac{U_{3B}}{\varphi_T} - 1 \right)$	$10^{-9} < I_r < 10^{-3}$ (7 де-кад)
 <p>в)</p>	$U_{\text{вых}} = E_0 \left[ \log \frac{I_r}{I_{KO}} - \log \left( 1 + \frac{1}{h_{21B}} \right) \right]$	$I_r = h_{21B} I_{KO} \left( \exp \frac{U_{3B}}{\varphi_T} - 1 \right)$	$10^{-9} < I_r < 10^{-3}$ (6 де-кад)

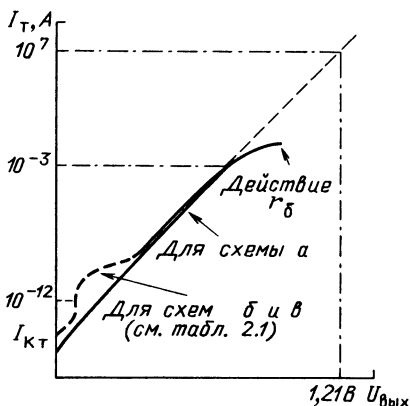
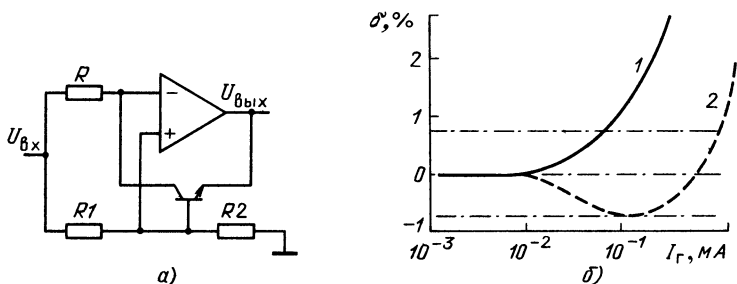


Рис. 4.25. Передаточные характеристики логарифмических усилителей

Рис. 4.26. Схема логарифмического усилителя (а) с некомпенсированной (1) и скомпенсированной (2) передаточными характеристиками (б)



Действием изменения напряжения  $U_{КЭ}$  можно пренебречь, так как  $U_{КЭ} \approx U_{ЭБ}$ , и тогда при больших ( $I_r > 10^{-3}$  А) и малых ( $I_r < 10^{-12}$  А) уровнях входного тока  $I_r$  диапазон логарифмирования ограничен соответственно действием напряжения  $I_K r_6$  и величиной теплового тока  $I_{К0}$  (рис. 4.25).

Ошибку, обусловленную сопротивлением  $r_6$ , можно уменьшить, включив в цепь ОС резисторный делитель (рис. 4.26). Сопротивление  $R2$  выбирается небольшим, чтобы его нагружающее действие было незначительным. Для этой схемы ЛУ выражение для выходного напряжения можно записать в следующем виде:  $U_{ВЫХ} = E_0 (\log I_K / I_{К0} - \log h_{21Б}) - [R_2 / (R_1 + R_2) - r_6 / R] U_{ВХ}$ .

Второе слагаемое равно нулю при  $R_2 / (R_1 + R_2) = r_6 / R$ . Однако, выполнив это равенство, трудно достичь полной компенсации действия сопротивления  $r_6$  из-за его существенной нелинейности. На рис. 4.26, б для сравнения показаны графические зависимости ошибки логарифмирования от входного тока для схемы а в табл. 4.3 (непрерывная линия) и схемы на рис. 4.26, а (штриховая).

Ошибки, обусловленные ОУ, возникают в первую очередь из-за действия напряжения смещения нуля  $U_{см}$  входных токов  $I_{ВХ}$  и их температурных дрейфов. Относительную ошибку логарифмирования,

вызываемую перечисленными факторами, можно вычислить из следующей формулы:  $\delta = [U_{\text{см}} + \Delta U_{\text{см}} + (I_{\text{вх}} + \Delta I_{\text{вх}}) R_r] / U_{\text{вх}}$ , где  $\Delta U_{\text{см}}$  и  $\Delta I_{\text{вх}}$  — изменения  $U_{\text{см}}$  и  $I_{\text{вх}}$  в рабочем диапазоне температуры,  $R_r$  — сопротивление источника сигнала.

В отличие от ошибки, вызываемой действием  $r_6$ , влияние ошибок ОУ увеличивается при уменьшении амплитуды входного сигнала. Действие ОУ минимально при сбалансированных сопротивлениях на его входах, отрегулированном  $U_{\text{см}}$  и скомпенсированных входных токах.

Температурный дрейф выходного напряжения ДУ определяется в первую очередь температурными зависимостями  $E_0$  и  $I_{\text{к.о}}$  и во вторую очередь дрейфом параметров ОУ. Следует учитывать, что тепловой ток  $I_{\text{к.о}}$  удваивается на каждые  $7,5^\circ \text{C}$  увеличения температуры, а температурный дрейф  $E_0 = 2 \dots 3 \text{ мВ}/^\circ \text{C}$ .

В отличие от узлов с пассивной ОС в ЛУ цепь ОС одновременно активная и нелинейная, а ее коэффициент передачи зависит от амплитуды входного сигнала, вследствие чего ЛУ склонны к самовозбуждению. При малых изменениях эмиттерного тока транзистора проводимость цепи ОС равна  $dI_3/dU_3 = I_3/\varphi_T = 1/r_3$  и, следовательно, меняется от  $1/26 \text{ Ом}$  до  $1,26 \text{ МОм}$ , при  $1 \text{ мА} > I_3 > 1 \text{ нА}$ . Поэтому методы устранения самовозбуждения (например, простое включение конденсатора  $C_k$  в цепь ОС параллельно нелинейного элемента) неприменимы по следующим причинам. При большом токе, например  $I_3 = 1 \text{ мА}$ , полюс, обусловленный  $r_3$ , появится на частоте, большей  $f_T = 1 \text{ МГц}$ , если  $C_k \approx 0,01 \text{ мкФ}$ . При уменьшении входного сигнала, например, до  $I_3 \approx 1 \text{ нА}$ , тот же конденсатор приводит к появлению полюса на частоте  $1 \text{ Гц}$ . Кроме этого при  $I_3 = 1 \text{ мА}$  ОУ должен работать на нагрузку  $26 \text{ Ом}$  и при этом обеспечивать размах выходного напряжения  $U_{\text{вых}} \approx 0,7 \text{ В}$ , в то время как большинство ОУ не допускают применения сопротивлений нагрузки меньше  $2 \text{ кОм}$ .

Наиболее простым решением данной задачи является включение резистора  $R_3$  между эмиттером транзистора и выходом ОУ (рис. 4.27, а). Резистор  $R_3$  уменьшает и нагружающее действие выхода ОУ, и коэффициент передачи с выхода последнего на эмиттер транзистора. Поскольку максимальное изменение выходного напряжения в большинстве ОУ равно  $10 \text{ В}$ , а ток через  $R_3$  равен сумме токов  $I_3$  и  $I_n$ , то  $R_3$  выбирается из условия  $R_3 = 9,3 \text{ В} / (I_3 + I_n)$ .

Коэффициент передачи ЛУ (рис. 4.27, а)  $K_U(p) / (R_3 + r_3) [1 + pR_r(C_n + C_k)] / R_r [1 + pC_k(R_3 + r_3)]$ , где  $C_n$  — паразитная емкость на инвертирующем входе. На частоте  $\omega > 1/C_k(R_3 + r_3) = \omega_1$  получим  $K_U = 1 + C_n/C_k$ . Амплитудно-частотные характеристики ОУ и ЛУ пересекаются на частоте  $\omega_2 = \omega_T / (1 + C_n/C_k)$ . Чтобы ЛУ не утрачивал устойчивости, необходимо выполнить неравенство  $\omega_1 < \omega_2$ . Например, если  $R_3 = 2,2 \text{ кОм}$ ,  $\omega_T = 10^7 \text{ рад/с}$ ,  $C_n = 10 \text{ пФ}$  и  $r_3 = 26 \text{ Ом}$ , то

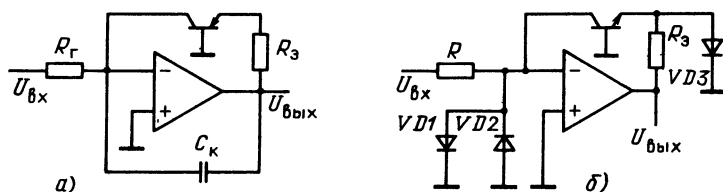


Рис. 4.27. Схемы частотной коррекции (а) и защиты транзисторов (б) логарифмического усилителя

$C_k = 88$  пФ (обычно выбирается  $C_k = 100$  пФ) и рассчитывается из выражения  $C_k = [1 + \sqrt{1 + 4\omega_T C_n (R_3 + r_3)}] / 2\omega_T (R_3 + r_3)$ .

Как правило, ЛУ оперируют с сигналами одной полярности и используют высококачественные транзисторы, напряжение пробоя перехода в которых невелико. Поэтому необходимо применять показанные на рис. 4.27, б цепи защиты транзистора. Диоды  $VD1$ ,  $VD2$  исключают изменение напряжения на коллекторе транзистора за пределами диапазона  $\pm 0,7$  В. Диод  $VD3$  предотвращает увеличение напряжения на эмиттере транзистора за пределы 0,7 В. Таким образом, на переходах транзистора падение напряжения не может стать больше 0,7 В.

Дифференциальный термокомпенсированный ЛУ показан на рис. 4.28. В верхней части схемы включены резистор  $R1$  и конденсатор  $C1$  для устранения возможного самовозбуждения ЛУ. Действие сопротивления базы  $r_6$  компенсируется делителем  $R2R3R4$ . Резисторы  $R5 - R7$  обеспечивают компенсацию тока смещения, протекающего в цепи инвертирующего входа ОУ. Диоды  $VD1$ ,  $VD2$  и резистор  $R8$  образуют цепь ограничения отрицательного напряжения, запирающего  $p-n$  переход. Аналогичные перечисленным элементы включены в нижний ЛУ. Выходные сигналы усилителей  $A1$  и  $A2$  подаются на ДУ  $A3$ , коэффициент передачи которого выбран так, чтобы  $U_{\text{вых}} = 5 \log U_{\text{вх}}$ . Регулировкой сопротивлений резисторов  $R6$  и  $R9$  устанавливается минимальный уровень диапазона логарифмирования  $U_{\text{вх}}$ , а регулировкой  $R3$  и  $R10$  — максимальный уровень. Регулировкой сопротивления  $R11$  достигается минимальная ошибка из-за усиления синфазной составляющей входного сигнала усилителем  $A3$ .

Динамические характеристики описанных ЛУ зависят от входного сигнала. При входных токах больше 1 мкА частотная характеристика определяется в основном постоянной времени  $RC$ -цепи в ОС входных усилителей. Если  $I_{\text{вх}} < 1$  мкА, то определяющей является постоянная времени  $r_3 C_k$  и, следовательно, скоростные характеристики ухудшаются пропорционально уменьшению тока  $I_{\text{вх}}$ .

Потребность в логарифмировании тока в широком диапазоне его изменения возникает, например, при фотометрировании раз-

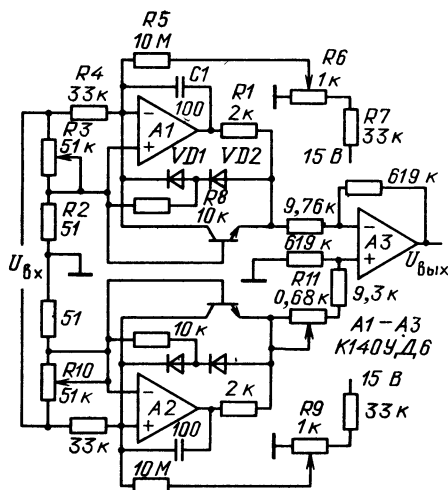


Рис. 4.28. Схема дифференциального логарифмического усилителя

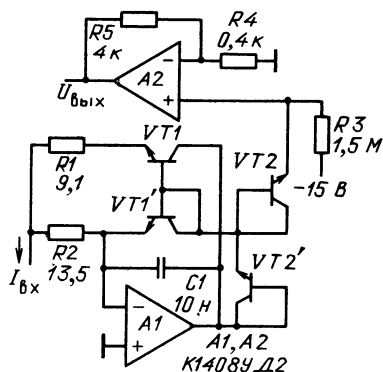


Рис. 4.29. Схема одноходового логарифмического усилителя

личных по интенсивности световых потоков в условиях мощных электромагнитных помех [24]. Показанная на рис 4.29 схема ЛУ позволяет решить эту задачу в диапазоне изменения входного тока  $1 \text{ мкА} — 4 \text{ мА}$  и температуры  $-50 \dots 60^\circ \text{C}$  с погрешностью  $0,5 \dots 1,5\%$ . В качестве генераторов входного сигнала для такого ЛУ могут использоваться фотодиоды ФД-7К или ФД-24К, освещенность которых изменяется в диапазоне  $1 \dots 10^4$  лк. Для логарифмирования можно использовать пары согласованных транзисторов 159НТ1. Логарифмирующим является транзистор  $VT1'$ , а  $VT1$  обеспечивает отвод части тока  $I_{вх}$  фотодиода от логарифмирующего транзистора. Этим достигается расширение диапазона логарифмируемых токов.

Транзистор  $VT2$  служит для термокомпенсации и исключения аддитивной составляющей температурной погрешности устройства, для чего обе микросхемы 159НТ1 должны быть закреплены на общей радиаторной пластине. Распределение токов в транзисторах  $VT1'$ ,  $VT1$  определяется сопротивлениями резисторов  $R1$ ,  $R2$ . Чем больше отношение  $R2R1$ , тем большая часть тока отводится от логарифмирующего транзистора  $VT1'$ .

На вход усилителя  $A2$  подается сигнал разности падений напряжений на эмиттерно-базовых переходах транзисторов  $VT1'$  и  $VT2$ . Коэффициент передачи термокомпенсирующего усилителя на базе  $A2$  пропорционален температуре благодаря использованию терморезистора  $R4$ . Благодаря этому достигается компенсация температурного дрейфа  $U_{вых}$ , обусловленная  $\varphi_t$ . Температурный коэффициент сопротивления резистора примерно равен



0,33%/°С. Выходное напряжение ЛУ  $U_{\text{вых}} = (1 + R_5/R_4) \varphi_T \times \ln [I_{\text{вх}} \times R_1 / I_0 (R_1 + R_2)]$ , где  $I_0$  — ток через  $R_3$ , равный току через эмиттерно-базовый переход  $VT_2$ . Чтобы изменения  $U_{\text{вых}}$  происходили в требуемом диапазоне, необходимо к выходу  $A_2$  подключить дополнительный каскад смещения диапазона.

Если необходимо дополнительно расширить диапазон изменения в область больших токов  $I_{\text{вх}}$  без ухудшения точности, то можно несколько увеличить отношение  $R_2/R_1$ . Чтобы расширить диапазон в область малых токов  $I_{\text{вх}}$ , необходимо либо использовать ОУ с полевыми транзисторами на входе (К140УД8, К544УД1), либо вводить в схему цепи компенсации входного тока  $A1$ , как описано в гл. 2. Основная схема включения полупроводникового логарифматора КФ1112ПП1 дана на рис. П4.

#### 4.5. ИНТЕГРИРОВАНИЕ И ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЕ

**Интегрирование аналоговых сигналов** осуществляется ОУ с емкостной ОС (рис. 4.30, а). Благодаря большому коэффициенту усиления и малому входному току напряжение на инвертирующем входе ОУ близко к нулю, а токи во входной цепи  $I_r$  и цепи ОС  $I_{\text{о.с}}$  приблизительно равны, т. е.

$$U_{\text{вх}}/R_1 = -U_{\text{вых}}/(1/pC); \quad U_{\text{вых}}(t) = -(1/R_1 C) \int U_{\text{вх}} dt. \quad (4.8)$$

Основные составляющие ошибок интегрирования обусловлены напряжением смещения нуля  $U_{\text{см}}$  и входными токами ОУ. При  $U_{\text{вх}} = 0$  входные токи ОУ протекают через конденсатор, заряжая его. Это приводит к появлению линейно изменяющейся составляющей выходного напряжения, которая при  $t \rightarrow \infty$  приводит к нарастанию выходного напряжения ОУ до максимальной величины даже при  $U_{\text{вх}} = 0$ .

Если заземлить неинвертирующий вход ОУ через резистор  $R_2$ , сопротивление которого совпадает с сопротивлением  $R_1$ , то на погрешность интегрирования будет влиять только разность входных токов ОУ, которая обычно в 3—5 раз меньше  $I_{\text{вх}}$ . Вы-

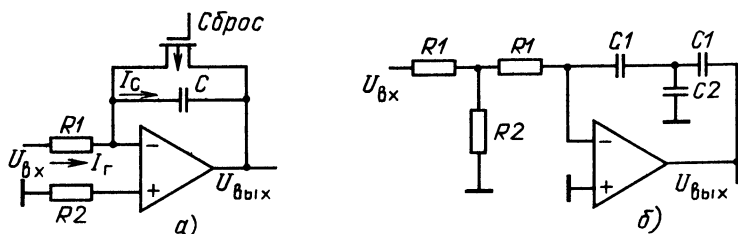


Рис. 4.30. Схемы простейшего (а) и модифицированного (б) интеграторов

бирая сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  из условия  $R_1 = R_2 \gg \gg U_{\text{см}}/I_p$ , можно практически исключить и влияние  $U_{\text{см}}$ .

Для интегратора, построенного на ОУ с однополюсной АЧХ, передаточная функция при  $R_1 = R_2 = R$  имеет вид  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = = -K_U/(p/K_U f_{\text{ср}} + 1)(pK_U RC + 1)$ . Переходная характеристика реального интегратора в отличие от идеального не является абсолютно линейной, хотя и весьма близка к ней на большей части переходного процесса. Учитывая, что  $K_U \gg 1$  и обычно

$$K_U RC \gg 1/f_{\text{ср}}, \text{ получаем } U_{\text{вых}}(t) = \int_0^t U_{\text{вх}} [(t/RC) + (1/2\pi f_{\text{ср}} RC) + \exp \times \times (-2\pi f_{\text{ср}} t)] dt.$$

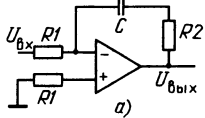
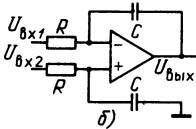
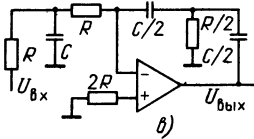
Отклонение реальной переходной характеристики от идеальной сказывается особенно сильно в начальный момент интегрирования (из-за конечного значения быстродействия ОУ) и в области больших значений времени (из-за конечного значения  $K_U$ ). Наибольшая точность интегрирования достигается, когда время интегрирования  $t_n \ll K_U RC$ , а амплитуда сигнала на входе интегратора  $U_{\text{вых}} \ll U_{\text{вх}} K_U$ . Более подробно улучшение характеристик инвертирующего интегратора в области высоких частот и влияние выходного сопротивления ОУ рассмотрены в [9].

Функциональные возможности базовой схемы интегратора можно существенно расширить, изменив цепь ОС (табл. 4.4). В первой схеме таблицы дополнительно к интегрированию входного сигнала осуществляется суммирование результата интегрирования со входным сигналом, умноженным на отношение  $R_2/R_1$ . Во второй схеме показано, как проинтегрировать разность двух напряжений. Если в этой схеме заменить резисторы генераторами токов, то на выходе получится результат интегрирования разности токов. Способ получения двойного интегратора от входного аналогового сигнала демонстрирует последняя схема.

Для увеличения постоянной времени интегрирования увеличивают либо сопротивление  $R$ , либо емкость  $C$ , либо одновременно и то, и другое. Однако резисторы с большими сопротивлениями имеют большие разбросы и значительную паразитную емкость. Более того, при использовании больших сопротивлений возрастает влияние ошибок интегрирования, обусловленных входными токами ОУ. Возрастает при этом и температурные погрешности, обусловленные большими ТКС резисторов и дрейфом входных токов ОУ. Если же применяются конденсаторы большой емкости, то точность интегрирования ухудшается из-за больших разбросов и паразитных утечек этих конденсаторов. Кроме того конденсаторы с большими емкостями громоздки и имеют плохие частотные характеристики. Чтобы использовать низкоомные резисторы и конденсаторы с малой емкостью и получать большие постоян-

Таблица 4.4.

## Основные схемы интеграторов

Схема	Выполняемая функция
<p>Интегратор с суммированием</p>  <p>а)</p>	$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{R_1 C} \int U_{\text{вх}} dt + \frac{R_2}{R_1} U_{\text{вх}}$
<p>Интегратор разности</p>  <p>б)</p>	$U_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \int (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}) dt$
<p>Двойной интегратор</p>  <p>в)</p>	$U_{\text{вых}} = \frac{4}{(RC)^2} \iint U_{\text{вх}} dt$

ные интегрирования, можно заменить их в схеме Т-образными сборками (рис. 4.30, б). Выходное напряжение в этом случае

$$U_{\text{вых}} = -\left(1/R_3 C_3\right) \int_0^t U_{\text{вх}} dt, \text{ где } R_3 = 2R_1 + R_1^2/R_2; C_3 = C_1^2/(2C_1 + C_2).$$

На рис. 4.31 показана схема интегратора, обеспечивающего большую постоянную времени интегрирования при сравнительно малой емкости конденсатора за счет применения дополнительного ОУ. Передаточная характеристика интегратора определяется выражением  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = \beta / \{2 - \beta + pRC[2 + (2n + 1)(R + R_0)/R_0]\} = 1/(\alpha + pT)$ , где  $\alpha = (2 - \beta)/\beta$ ,  $T = RC[2 + (2n + 1)(R + R_0)/R_0]/\beta$ ,  $\beta = 1 + R_2/R_1$ . При  $\beta = 2$  это выражение имеет вид  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 1/pT$ , т. е. при  $\beta = 2$  показанная схема представляет собой идеальный интегратор. Из формулы для величины  $\alpha$  видно, что значение  $\beta$  требует точной настройки. Однако величина  $\beta$  в этой схеме определяется отношением двух сопротивлений и поэтому данный параметр можно сделать не зависящим от температуры.

Если  $R_0$  представляет собой выходное сопротивление усилителя с единичным усилителем, то отношение  $R/R_0$  может быть очень большим. На базе ОУ можно построить повторитель с выходным

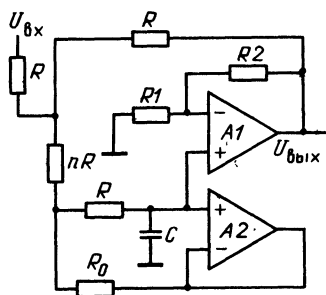


Рис. 4.31. Схема интегратора с минимизированной емкостью интегрирующего конденсатора

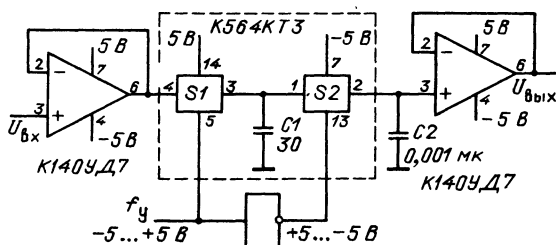


Рис. 4.32. Схема интегратора на переключаемых конденсаторах

сопротивлением около 1 Ом и коэффициентом передачи 0,9995. Тогда при  $R_0 = 1$  кОм,  $R = 10$  кОм и  $C = 100$  пФ можно реализовать интегратор, имеющий постоянную интегрирования  $T = 1$  мс. Учитывая, что собственное входное сопротивление повторителя напряжения на постоянном токе может достигать величин порядка 10 ГОм, положительная ОС в ОУ не будет приводить к заметному ухудшению добротности конденсатора  $C$ . Изложенное выше показывает, что в предложенной схеме интегратора при сравнительно небольших емкостях конденсатора  $C$  достижимы постоянные времени интегрирования, типичные для многих случаев применения интеграторов на ОУ. Эта особенность делает схему удобной для реализации в виде полупроводниковой микросхемы, в которой тонкопленочный конденсатор может быть размещен на одной с ОУ и резисторами подложке. Коэффициент передачи такого интегратора удобно регулировать с помощью резистора  $nR$ . Изменить это сопротивление можно как при изготовлении микросхем интегратора (например, с помощью лазерной подгонки), так и при настройке в аппаратуре конкретного типа, если от резистора  $nR$  сделаны внешние выводы для подключения подстроечного резистора.

Во многих случаях при интегрировании сигнала, частота которого изменяется в широких пределах, необходимо сохранить постоянным коэффициент передачи интегратора. Это требование можно выполнить, используя переключающиеся конденсаторы вместо обычного резистора на входе интегратора. Цепь, заменяющая резистор в интеграторе, обведена на рис. 4.32 штриховой линией. В случае предлагаемой замены необходимо, чтобы управляющий переключателями  $S1$  и  $S2$  сигнал имел частоту, равную наивысшей гармонике в спектре частот входного сигнала. Такой управляющий сигнал рекомендуется формировать, используя ФАП, работающий в режиме умножителя, или получить его

с помощью соответствующей подпрограммы в микропроцессорной системе.

Часть схемы, обведенная штриховой линией, выполняет две операции в зависимости от состояния ключей. В первом такте (переключатель  $S1$  открыт, а  $S2$  закрыт) входной сигнал проходит на конденсатор  $C1$ , т. е. осуществляется выборка входного сигнала, во втором такте (открыт переключатель  $S2$ , а  $S1$  закрыт) сигнал с  $C1$  поступает на конденсатор  $C2$  и на выход устройства. Действующее сопротивление  $R_d$  части схемы, обведенной штриховой линией, пропорционально частоте управляющего сигнала и емкости запоминающего конденсатора  $C1$ . Как показано в [25], сопротивление  $R_d = 1/f_y C_1$ . Из приведенных выше выражений следует, что выходное напряжение обычного интегратора

$$\text{ра на ОУ равно } U_{\text{вых}}(t) = - \int_0^t [U_{\text{вх}}(f_{\text{вх}})/2\pi f_{\text{вх}} RC] dt + U_{\text{вых}}(t=0).$$

Учитывая, что для нормальной работы описываемого устройства частота управляющего сигнала  $f_y$  должна быть значительно больше частоты входного сигнала  $f_{\text{вх}}$ , т. е.  $f_y = N f_{\text{вх}}$ , перепишем

$$\text{выражение для } U_{\text{вых}} \text{ в следующем виде: } U_{\text{вых}}(t) = - \int_0^t (U_{\text{вх}} N f_{\text{вх}} C_1 / 2\pi f_{\text{вх}} C_2) dt + U_{\text{вых}}(t=0).$$

Введем обозначение  $K = NC_1/2\pi C_2$ , при котором последнее выражение упрощается и записывается в виде  $U_{\text{вых}}(t) = K \int_0^t U_{\text{вх}} dt + U_{\text{вых}}(t=0)$ .

Необходимо отметить, что для понимания работы интегратора приведены упрощенные расчетные выражения для  $U_{\text{вых}}$ . При точных расчетах  $K = 1/(1 + 2\pi C_2/NC_1)$ . Последнее выражение совпадает с приведенными ранее при  $C_2 \gg C_1$ , что обычно и выполняется на практике. Схема на рис. 4.32 во многих случаях предпочтительнее обычного инвертирующего интегратора, в котором ОУ насыщается из-за действия напряжения смещения нуля на его входе. Коэффициент передачи  $K$  сохраняется постоянным при изменении частоты входного сигнала от 10 Гц до 10 кГц. Было выбрано  $N=32$ , при котором расчетное значение  $K=0,13$ , а экспериментальное  $K=0,16$ . Для приведенных на схеме параметров элементов значения  $N > 32$  вызывают искажения выходного сигнала. Размах входного интегрируемого сигнала устанавливался равным  $\pm 2,5$  В, при этом на выходе получался постоянный в указанном выше диапазоне частот сигнал с амплитудой  $\pm 0,4$  В.

Из-за неидеальности ОУ выходное напряжение интегратора, полученное в процессе интегрирования, не уменьшается до нуля

при подаче нулевого входного сигнала, а, продолжая изменяться, достигает максимального значения. Это делает практически невозможным правильное интегрирование низкочастотных сигналов. Для устранения этого недостатка выходное напряжение интегратора периодически «сбрасывают» до некоторого заданного уровня. В простейшем интеграторе для сброса используется аналоговый ключ на МДП-транзисторе (рис. 4.30, а). В режиме «сброс» (ключ замкнут) задаются начальные условия интегрирования. Ключ увеличивает начальную ошибку интегрирования на  $U_k = U_{вх} r_{от} / R$ , где  $r_{от}$  — сопротивление замкнутого МДП-ключа. В режиме интегрирования МДП-ключ разомкнут и вносит ошибку из-за конечного сопротивления  $r_{от}$  в разомкнутом состоянии, заряда  $C$  токами утечки МДП-транзистора и передачи части управляющего сигнала в цепь интегрирования. Преобладает в суммарном токе утечки МДП-ключа обычно ток утечки перехода сток-исток  $I_y \approx U_{вх} / r_p$ .

Уменьшить ток утечки перехода сток-исток можно, используя двухтранзисторную цепь сброса (рис 4.33). Напряжение сток-исток  $U_{с.и}$  транзистора  $VT1$  в режиме интегрирования уменьшается до величины  $U_{с.и} = U_{R2} \approx U_{вх} R_2 / r_p$ . Следовательно, ток утечки между стоком и истоком  $VT1$  будет меньше в  $r_p / R_2$  раз, чем в схеме на рис. 4.30, а.

В схеме на рис. 4.33 выходной сигнал подается на регенераторный компаратор, т. е. компаратор с положительной ОС и гистерезисом передаточной характеристики. В момент, когда выходное напряжение достигает величины, равной  $[U_1 + (n-1)U_{ст}]n$ , переключается выходное напряжение  $A2$  и транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  открываются. Вследствие этого выходное напряжение  $U_{вх}$  интегратора, изменяясь с постоянной времени  $R_{вх}C$  ( $R_{вх}$  — выходное сопротивление  $A2$  без ОС), стремится к величине, равной  $[U_1 - (n-1)U_{ст}] / n$ . В момент, когда  $U_{вх} = [U_1 - (n-1)U_{ст}] / n$ , выходное напряжение  $A2$  вернется в свое исходное состояние, транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  закроются и будет продолжено интегрирование  $U_{вх}$ , т. е.  $U_{вх} = -(1/RC) \int U_{вх} dt$ . Границы изменения выходного напряжения  $A1$  можно регулировать изменением соотношения между резисторами в цепи ОС  $A2$ . Сопротивление резистора  $R4$  выбирается с таким расчетом, чтобы обеспечить нормальную работу стабилизатора и не превысить максимально допустимый выходной ток  $A2$ .

Определение среднего значения напряжения сигнала на большом интервале интегрирования усложняется, когда необходимо проанализировать интервал не постоянной, а переменной длительности. Описываемая схема на рис. 4.34 позволяет находить интегральное значение любого сигнала при длительности интегрирования от 1 мин до 1 ч. Основными элементами схемы являются интегратор-генератор, реверсивный счетчик и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) [9]. Выходное напряжение связано со

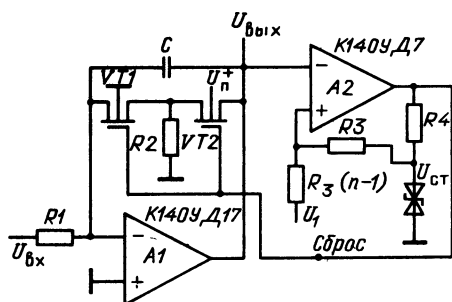
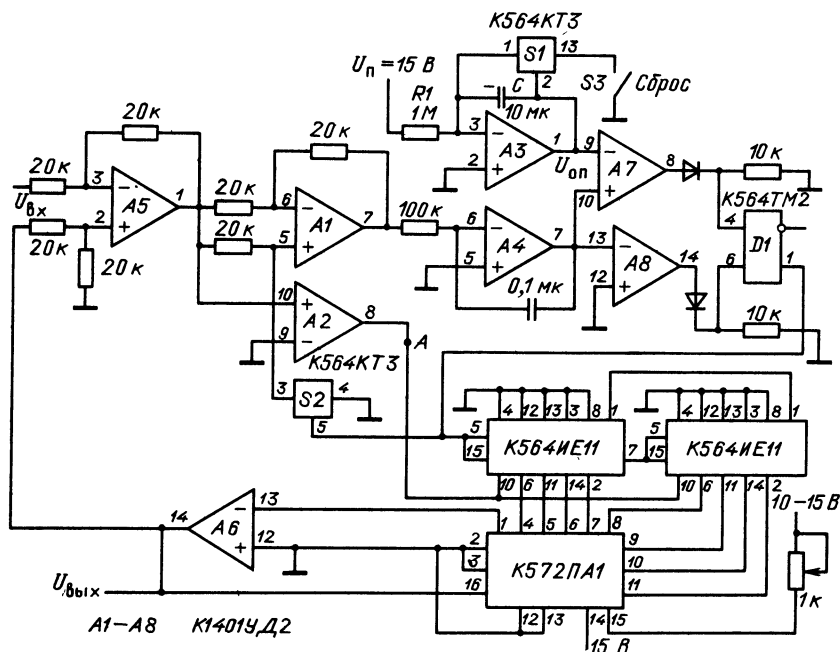


Рис. 4.33. Схема интегратора с автоматическим сбросом

Рис. 4.34. Схема для определения среднего значения сигнала



входным выражением (4.8). Такая передаточная характеристика реализуется, если в схеме использована необходимого вида ОС и правильно подобраны параметры элементов. Покажем, что в приведенной схеме эти условия выполнены.

Для управления реверсивным счетчиком использован генератор, управляемый напряжением (ГУН), выполненный на усилителях  $A1$  и  $A2$ . Счетчик воздействует на частоту ГУН. Частота этого генератора определяется также напряжением на входе устройства  $U_{вх}$  и опорным напряжением  $U_{оп}$ . Для выбранной схемы генератора частота выходного сигнала в точке  $A$

$$f_0 = K_1 U_{вх} / U_{оп} = K_1 (U_{вх} - U_{вых}) / U_{оп}, \quad (4.9)$$

где  $K_1$  — некоторая постоянная. Показания реверсивного счетчика возрастают со скоростью, пропорциональной  $f_0$ , при положительном  $U_{\text{вх}}$  и уменьшаются с той же скоростью при отрицательном  $U_{\text{вх}}$ . Таким образом, состояние счетчика в любой момент времени можно описать уравнением

$$B = \int_0^t f_0 dt = K_1 \int_0^t [(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})/U_{\text{оп}}] dt. \quad (14.10)$$

Представим линейно изменяющиеся опорное и выходное напряжение в виде

$$U_{\text{вых}} = K_3 B; \quad U_{\text{оп}} = K_2 t, \quad (4.11)$$

где  $K_2$  и  $K_3$  представляют собой соответственно начальную амплитуду линейно изменяющегося напряжения и коэффициент пропорциональности ЦАП К572ПА1.

Подставив частоту  $f_0$ , определяемую выражением (4.9), в (4.10) и затем полученное в (4.11), выберем параметры элементов схемы таким образом, чтобы выполнялось равенство  $K_1 K_3 = K_2$ ,

получим  $U_{\text{вых}} = \int_0^t [(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})/t] dt$ . Продифференцировав обе ча-

сти последнего уравнения по времени, приведем его к следующему виду:  $U_{\text{вых}} + t(dU_{\text{вых}}/dt) = d(U_0 t)/dt = U_{\text{вх}}$ . Интегрирование последнего равенства в пределах  $0-t$  дает выражение, совпадающее с (4.8), что и требовалось доказать.

В приведенном устройстве для построения генератора линейно изменяющегося напряжения использована обычная схема интегратора со сбросом, выполненная на АЗ. Чтобы получить высокую точность интегрирования в указанном выше диапазоне времени, необходимо использовать конденсатор с минимальным током утечки. Максимальное время интегрирования 1 ч достигается при использовании конденсатора емкостью 10 мкФ и входном напряжении интегратора 0,03 В.

В устройстве применена специальная схема ГУН, которая как при отрицательном, так и положительном входном напряжении вызывает на выходе интегратора А4 линейное изменение положительного напряжения, начиная от его исходного значения  $U_{\text{вх}}$ . При этом на выходе RS-триггера D1 устанавливается высокий уровень напряжения, соответствующий лог. 1. Появление на выходе D1 высокого уровня напряжения вызывает увеличение или уменьшение показаний счетчика. В тот момент времени, когда линейно изменяющееся напряжение на выходе интегратора А4 достигает уровня напряжения  $U_{\text{оп}}$ , триггер D1 устанавливается в исходное состояние и напряжение ОС вызывает линейное уменьшение напряжения на выходе А4 с той же скоростью, с какой оно до этого возрастало. Когда линейно изменяющееся напряжение



достигает потенциала земли, производится установка интегратора А4 в исходное состояние. Затем на вход интегратора поступает новое значение  $U_{вх}$  и весь процесс повторяется до тех пор, пока линейно изменяющееся напряжение на выходе интегратора А4 не станет равным выходному напряжению А3, которое медленно нарастает, стремясь к напряжению  $U_n$  питания А3. Код на выходе реверсивного счетчика и входе ЦАП определяет в каждый момент времени результат интегрирования, выраженный в цифровом виде. В свою очередь, результат интегрирования, представленный аналоговым сигналом, может быть получен на выходе ЦАП.

Точность интегрирования существенно зависит от работы генератора линейно изменяющегося напряжения А3. Из-за неидеальности этого генератора минимальное напряжение опорного сигнала будет всегда выше потенциала земли. Нижний предел в общем случае определяется частотными свойствами ГУН. Скорость нарастания выходного напряжения А3 должна выбираться с таким расчетом, чтобы это напряжение не достигло напряжения  $U_n$  питания А3 при наибольшей длительности времени интегрирования.

Чтобы уменьшить ошибку из-за конечной величины  $U_{оп}$  в начальный момент интегрирования, к неинвертирующему входу А3 можно подключить цепи регулировки смещения между  $U_n$  и землей. На выходе А3 напряжение будет близко к нулю в начале интегрирования (переключатель S3 разомкнут), если напряжение на неинвертирующем входе А3 равно  $U_n r_{от}/R_1$ , где  $r_{от}$  — сопротивление замкнутого переключателя S1. Устройство предназначено для интегрирования сравнительно медленных сигналов. Например, при частоте сигнала на выходе ГУН, равной 10 кГц, точность интегрирования примерно равна 1 % через 2 мин после начала интегрирования при полном времени усреднения, равном 1 ч. Очевидно, точность повышается как при увеличении  $f_0$ , так и при увеличении продолжительности интегрирования. Опорное напряжение ЦАП выбирается равным максимальному амплитудному значению входного сигнала. В схеме применены ОУ К1401УД2, выполненные по четыре в одном корпусе.

**Дифференцирование аналоговых сигналов** осуществляется ОУ с конденсатором, подключенным к его входу. Уравнения, описывающие функционирование простейшего аналогового дифференциатора (рис. 4.35) на базе идеального ОУ, записываются исходя из равенства  $I_r = I_{oc}$  при  $R_1 = 0$  и  $C_{oc} = 0$ . Тогда  $U_{вх}(p) = -U_{вых}(p) \times$

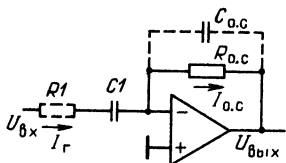


Рис. 4.35. Схема простейшего дифференциатора

$\times R_{oc}/pC_1$  или  $U_{вых}(t) = -C_1 R_{oc} dU_{вх}/dt$ . Статические ошибки определяются в основном величинами  $U_{см}$  и входных токов ОУ. При повышении частоты возрастает усиление дифференциатора и увеличивается составляющая ошибки из-за внутренних шумов ОУ ( $U_{вых ш} \approx e_{ш} RCp$ ). Дифференциатор имеет двухполюсную с нулем АЧХ, что указывает на возможность его самовозбуждения и появления динамической ошибки из-за колебательности переходного процесса. Кроме этого полное входное сопротивление дифференциатора имеет емкостный характер и, следовательно, на высоких частотах ток, отбираемый от генератора сигнала, может увеличиваться, что меняет условия работы последнего, если его сопротивление недостаточно мало.

Полное входное сопротивление дифференциатора можно увеличить, включив последовательно с конденсатором  $C_1$  резистор  $R_1$ . Уменьшения влияния шумов и улучшения стабильности работы схемы можно достичь, шунтируя резистор  $R_{oc}$  конденсатором  $C_{oc}$ . Ниже приведен анализ влияния конечной полосы пропускания ОУ, резистора  $R_1$  и конденсатора  $C_{oc}$  на динамические характеристики дифференциатора.

При однополюсной АЧХ ОУ ( $\omega_{cp} = \omega_T/K'_U$ ) выходное напряжение дифференциатора, оперирующего с линейно нарастающими напряжениями ( $U_{вх} = k/p^2$ ),  $U_{вых} = k\omega_T/[p^2 + p(\omega_{cp}) + 1/R_{oc}C_1 + \omega_T/R_{oc}C_1]p$ .

Обычно справедливо неравенство  $\omega_T/R_{oc} \gg (\omega_{cp}/2 + 1/2R_{oc}C_1)^2$ . Поэтому переходный процесс выходного напряжения имеет вид, характерный для колебательного звена с собственной частотой колебаний  $\omega_3 = \sqrt{\omega_T/R_{oc}C_1} = \sqrt{\omega_T\omega_2}$  и временем их затухания  $\tau_3 \approx \omega_{cp}/2 + 1/2R_{oc}C_1$ . Тогда

$$U_{вых}(t) \approx kR_{oc}C_1 \{1 - (\cos t \sqrt{\omega_T/R_{oc}C_1}) \exp[-t(\omega_{cp} + 1/R_{oc}C_1)/2]\}.$$

(4.12)

Фазовый сдвиг входного сигнала достигает  $180^\circ$  в районе частоты  $\omega_3$ , передаточная характеристика имеет выброс, а дифференциатор склонен к самовозбуждению.

При включении в схему рис. 4.35 резистора  $R_1$  напряжение  $U_{вых} = -k\omega_T/(p^2 + \omega_T R_1 p/R_{oc} + \omega_T/R_{oc}C_1)p$ . Выброс при переходном процессе будет отсутствовать, если равны полюса этой передаточной функции, т. е.  $(\omega_T R_1/R_{oc})^2 = 4\omega_T/R_{oc}C_1$ . Отсюда следует, что оптимальная величина  $R_1$  равна  $R_{10} = \sqrt{4R_{oc}/\omega_T C_1} = 2R_{oc}/K'_U(\omega_3)$ , где  $K'_U(\omega_3)$  — коэффициент усиления ОУ на частоте  $\omega_3$ . В этом случае переходная характеристика при  $U_{вх} = k/p^2$

$$U_{вых}(t) = -kR_{oc}C_1 [1 - (1 + \omega_3 t) \exp(-\omega_3 t)].$$

(4.13)

Если  $R_1 < R_{10}$ , то переходный процесс принимает вид выражения (4.12) с той же частотой собственных колебаний, но с временем затухания  $\tau'_3 \approx 2R_{oc}/R_1 \omega_T \ll \tau_3$ . В этом случае большое полное входное сопротивление можно получить при увеличении сопротив-

ления  $R_{o.c}$  и пропорциональном уменьшении емкости  $C1$  при постоянной  $\omega_3$ . Очевидно, что значение  $R_{10}$  также увеличивается. Если  $\omega_2 \ll \omega_3$ , действие конечной полосы пропускания ОУ можно не учитывать и  $U_{\text{вых}}(p) = -kR_{o.c}C_1/p (1 + pC_1R_1) (1 + pC_{o.c}R_{o.c})$ . Выполняя равенство  $R_1C_1 = R_{o.c}C_{o.c}$ , переходную характеристику можно записать подобно выражению (4.13) с заменой  $\omega_3$  на  $\omega_2 = 1/R_1C_1 = 1/R_{o.c}C_{o.c}$ .

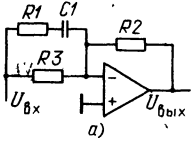
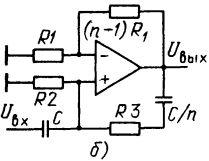
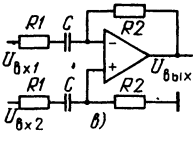
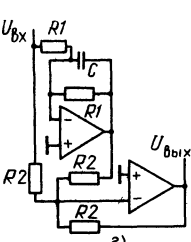
Увеличить постоянную дифференцирования можно увеличением сопротивления  $R_{o.c}$  или емкости  $C1$ . Однако у резисторов с большими сопротивлениями больше разброс номинала и паразитная емкость. Кроме этого при увеличении сопротивления  $R_{o.c}$  увеличиваются ошибки, обусловленные входными токами ОУ, и возрастает влияние температуры на точность дифференцирования. Не следует применять и конденсаторы с большими емкостями из-за значительных разбросов номинала, больших габаритов и паразитных утечек тока. Обычно конденсаторы с большой емкостью имеют плохие частотные характеристики, т. е. их емкость сильно уменьшается с увеличением частоты. Поэтому целесообразно пользоваться резисторами и конденсаторами с небольшими номинальными значениями, если заменить их в схеме Т-образными резисторами или конденсаторными сборками, как это было описано для интеграторов. Получаемые значения для эквивалентных  $R_2$  и  $C_2$  в таком дифференциаторе совпадают с приведенными для схемы на рис. 4.30, б.

Функциональные возможности дифференциаторов можно существенно расширить, видоизменив их цепь ОС (табл. 4.5). Так, в первой схеме к результату дифференцирования добавляется некоторая часть входного сигнала, которую можно изменять в зависимости от отношения  $R_2/R_3$ . Максимальная рабочая частота этого дифференциатора не превышает  $1/2\pi R_1C$ . Чтобы обеспечить нормальную работу схемы б в табл. 4.5, необходимо выполнить условие  $R_3 \ll R_2/n$ . Диапазон рабочей частоты для этой схемы меньше  $n/R_3C$  и выбирается с таким расчетом, чтобы  $\omega_2 \approx n/R_3C < \omega_3$ . В схеме табл. 4.5 существенное влияние на точность работы может оказать конечное значение коэффициента ослабления синфазного сигнала. Поэтому в дифференциаторе целесообразно использовать ОУ К140УД6, К153УД5 или аналогичные им по параметрам. Наконец, в последней схеме дифференциатора в табл. 4.5 достижимо выходное напряжение шума почти в 100 раз меньше, чем в других описанных выше схемах. В последних двух значение максимальной рабочей частоты такое же, как в первой.

Рассмотренные схемы дифференциаторов обеспечивают хорошую точность при частоте входного сигнала больше нескольких сотен герц. Для обработки сигналов низкой частоты используются специализированные дифференциаторы. Одна из возможных схем показана на рис. 4.36. Как по точности, так и по устойчивости к воз-

Таблица 4.5

Основные схемы дифференциаторов

Наименование	Схема	Выполняемая функция	Примечание
Суммирующий		$U_{\text{вых}} = - \left( R_2 C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} + U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_3} \right)$	Рабочая частота $0 < \omega < \frac{1}{R_2 C}$
Неинвертирующий		$U_{\text{вых}} = (n+1) R_2 C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}$	Рабочая частота $\omega < n R_3 C$ ; $R_3 \ll \frac{R_2}{n}$ $\omega_2 = \frac{n}{R_3 C} < \omega_3$
Дифференцирующий		$U_{\text{вых}} = R_2 C \frac{d(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}})}{dt}$	Дополнительная погрешность из-за конечной величины $K_{\text{осс}}$ $0 < \omega < \frac{1}{R_2 C}$
Маломушмий		$U_{\text{вых}} = R_1 C \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}$ $U_{\text{вых ш(р)}} = U_{\text{ш}} \left( 1 + \frac{1}{1 + p R_1 C} \right)$	$U_{\text{вых ш}}$ почти в $10^2$ раз меньше, чем в простейшем дифференциаторе

действию шумов эта схема значительно превосходит рассмотренные выше дифференциаторы, даже если в последних применены прецизионные ОУ и конденсаторы с малыми токами утечки и дрейфами.

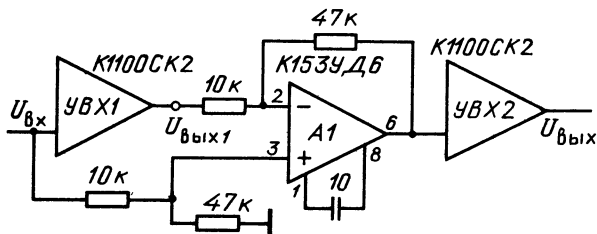


Рис. 4.36. Схема сверхнизкочастотного дифференциатора

Дифференциатор состоит из двух усилителей выборки-хранения (УВХ) и ОУ. Как показано в гл. 8, УВХ обеспечивают выборку входного сигнала в течение короткого промежутка времени, а затем длительное время удерживают на выходе выбранное напряжение. В результате этого выходное напряжение УВХ1 представляет собой ступенчатую аппроксимацию линейно изменяющегося входного сигнала  $U_{вх}$ . Чем выше частота выборок входного сигнала, тем точнее аппроксимация  $U_{вх}$  получается на выходе УВХ1. Дифференциальный усилитель на А1 усиливает разность  $U_{вх} - U_{вых1}$ . В течение времени выборки эта разность равна нулю и, следовательно, равны нулю выходные напряжения А1 и входное напряжение УВХ2. Однако в течение каждого периода хранения УВХ1 дифференциальный входной сигнал А1 не равен нулю, поскольку входной сигнал дифференциатора продолжает изменяться, а выходной сигнал УВХ1 сохраняется постоянным. Таким образом, в режиме хранения УВХ1 напряжение на выходе А1 увеличивается пропорционально изменению входного напряжения во времени. Если изменение  $U_{вх}$  относительно  $U_{вых1}$  сравнительно мало в течение времени хранения УВХ1, то эта пропорциональность является линейной.

Как на входе ДУ, так и на выходе А1 изменение напряжения имеет пилообразную форму. Вершины пилообразных сигналов образуют огибающую, которая представляет собой производную по времени от входного сигнала. Чтобы выделить эту огибающую, применяется УВХ2, которое в режиме выборки повторяет входной пилообразный сигнал и переходит к хранению, когда достигается напряжение, соответствующее вершине сигнала. Таким образом, на выходе УВХ2 появляется ступенчатая аппроксимация производной входного сигнала.

В рассматриваемом дифференциаторе высокочастотная составляющая шума не оказывает на его работу столь существенного влияния, как в обычной схеме на ОУ. Преимуществом рассмотренной схемы является то, что рабочая частота здесь устанавливается простым изменением частот выборок УВХ. Благодаря этому дифференциатор может работать в широком диапазоне частот входного сигнала в отличие от своего аналогового варианта, где увеличение постоянной времени дифференцирующей RC-цепи для уменьшения влияния шума приводит к сужению полосы рабочих частот.

Математическое описание работы устройства может быть представлено уравнением  $U_p = (dU/dt)dt$ , где  $U_p$  — результирующее выходное напряжение непосредственно перед следующей выборкой входного сигнала,  $dU/dt$  — изменение входного напряжения между выборками.

Период выборки УВХ1 следует сразу за переходом УВХ2 к хранению. Чтобы этого достичь, можно для управления работой УВХ1 использовать одновибратор на таймере КР1006ВИ1 (см. гл. 7). Длительности выборок УВХ можно установить одинаковыми, если применить запоминающие конденсаторы  $C_{31}$  и  $C_{32}$  с одинаковой

емкостью. Емкости конденсаторов  $C_{31}$  и  $C_{32}$  выбираются в зависимости от максимальной величины приращения входного сигнала между соседними выборками и частоты выборок. Чтобы обеспечить наибольшую точность дифференцирования, необходимо устанавливать частоту выборок не менее чем в 100 раз выше частоты входного сигнала. Учитывая, что время выборки указанного типа УВХ около 1 мкс, максимальная частота входного сигнала равна 10 кГц. При этом точность дифференцирования будет не выше 1%. Рекомендуется применять запоминающие конденсаторы емкостью 100 пФ... 0,015 мкФ. Скажность управляющих выборок импульсов определяет точность аппроксимации входного сигнала на выходах УВХ.

Показанная на рис. 4.37 схема может выполнять функции интегратора, дифференциатора или активного фильтра в зависимости от сочетания параметров внешних элементов. По существу показанная схема является полосовым активным фильтром с Т-образной цепью ОС ОУ [4].

Чтобы продемонстрировать универсальность применения показанной схемы, необходимо получить в общем виде выражение для ее передаточной характеристики. Учитывая, что для ОУ в инвертирующем включении справедливо уравнение  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = Z_{\text{о.с}}/Z_1$ , получаем  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -K_U' / [1 + C_2(\bar{1} + pC_1R_1)/C_1(1 + p2C_2R_3) + (1 + K_U')(1 + pC_1R_1)(1 + 2pC_2R_3 + p^2C_2^2R_2R_3)/pC_1C_2(1 + 2pC_2R_3)]$ , где  $K_U'$  — коэффициент усиления ОУ.

При  $R_1C_1 = 2R_3C_2$ , предполагая, что  $K_U' \rightarrow \infty$ , получаем  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -2p/C_2R_1(p^2 + 2/C_2R_2 + 1/C_2^2R_2R_3)$ . Последнее выражение принимает вид передаточной характеристики, свойственной дифференциатору при  $R_2 = R_3$ . Тогда  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 2p/R_1C_2(p + 1/R_2C_2)^2$ . Таким образом, при использовании ОУ с большими значениями коэффициентов усиления ( $K_U' > 10^5$ ) и выборе параметров внешних элементов так, чтобы выполнялись равенства  $C_1R_1 = 2C_2R_3$  и  $R_2 = R_3$ , показанная на рис. 4.37 схема обеспечит дифференцирование входного сигнала.

Теперь исключим  $R2$  из схемы, т. е. предположим, что  $R_2 \rightarrow \infty$ , и так же, как в предыдущем случае, выполним равенство  $R_1C_1 = 2R_3C_2$  и выберем ОУ, для которого справедливо предположение  $K_U' \rightarrow \infty$ . Тогда получим выражение передаточной характеристики схемы, характерное для интегратора, т. е.  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -2/pR_1C_2$ .

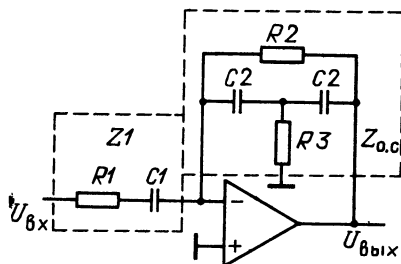


Рис. 4.37. Универсальная схема дифференциатора

Предположим, что известны или заданы сопротивление входного резистора  $R_1$ , коэффициент демпфирования  $\zeta$ , центральная и нижняя частоты полосового фильтра  $\omega$  и  $\omega_n$  соответственно. Тогда параметры внешних элементов можно вычислить из выражений  $C_1 = 2\zeta/\omega_0 R_1$ ,  $C_2 = 2\omega_n/\omega_0^2 R_1$ ,  $R_2 = \omega_0 R_1/2\zeta\omega_n$ ,  $R_3 = \zeta\omega_0 R_1/2\omega_n$ . При указанных значениях внешних резисторов и конденсаторов и  $K'_0 \rightarrow \infty$  передаточная характеристика показанной схемы принимает вид, характерный для активного фильтра 2-го порядка:  $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -\omega_0^2 p/\omega_n (p^2 + 2\zeta\omega_0 p + \omega_0^2)$ .

#### 4.6. ОБРАБОТКА РАДИОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ

Наиболее распространенными устройствами обработки радиочастотных сигналов являются умножители частоты, модуляторы-демодуляторы и различные амплитудные, частотные и фазовые детекторы.

**Умножители частоты.** В основу построения схем удвоителей и утроителей частоты положены следующие общеизвестные преобразования тригонометрических функций:  $\cos 2x = 1 - 2\sin^2 x$ ;  $\sin 3x = 3\sin x - 4\sin^3 x$ . Схемная реализация удвоителя частоты с применением аналогового перемножителя очевидна. Для этого следует объединить входы перемножителя и подать на них синусоидальное напряжение  $U_m \sin \omega t$ . В этом случае выходное напряжение перемножителя будет иметь вид  $K_n U_m^2 (1 - \cos 2\omega t)$ , где  $K_n$  — коэффициент передачи перемножителя, т. е. в выходном сигнале перемножителя будут содержаться некоторая постоянная составляющая напряжения и сигнал удвоенной частоты. Если нет необходимости сохранять форму входного сигнала, а нужно просто удвоить частоту, то можно воспользоваться схемой выделения абсолютной величины сигнала (см. § 4.3). При двухполярном синусоидальном сигнале на выходе такой схемы частота сигнала удваивается.

Другой тип схем удвоения частоты строится на базе интегратора (рис. 4.38). На входе интегратора может быть включен компаратор напряжения, который преобразует сигнал практически любой формы и амплитуды в однополярные прямоугольные импульсы  $U_{\text{вх}}$ . Сформированные таким образом прямоугольные сигналы интегрируются с помощью  $A1$  и тем самым сдвигаются по фазе. Выходной сигнал интегратора преобразуется с помощью компаратора на  $A2$  в прямоугольные импульсы, сдвинутые по фазе относительно входных пря-

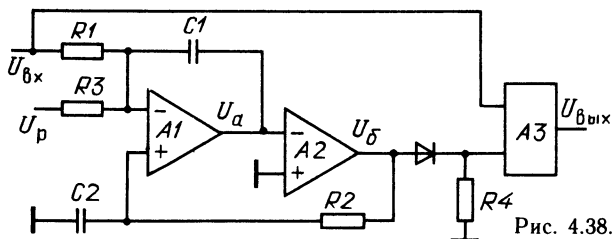


Рис. 4.38. Схема удвоителя частоты,

моугольных импульсов на  $90^\circ$ . Затем входные импульсы и сформированные на выходе  $A2$  подаются на логический элемент  $A3$ , выполняющий функцию Иключающее ИЛИ. Интегратор и компаратор охвачены общей ОС, образованной цепью  $R2C2$ . С помощью этой цепи выделяется постоянная составляющая для задания режима работы  $A1$ , при котором выходное напряжение интегратора изменяется симметрично относительно нуля. Благодаря этому входные прямоугольные импульсы могут быть не обязательно симметричными относительно нуля. Диапазон рабочих частот схемы определяется выбором параметров  $R1$ ,  $C1$  и  $R2$ ,  $C2$ . При заданных  $R1$ ,  $C1$  определен коэффициент передачи интегратора, который уменьшается при увеличении частоты. Следовательно, амплитуда выходного напряжения интегратора будет изменяться в зависимости и от частоты входного сигнала, и от его амплитуды. Чтобы с максимальной эффективностью управлять  $A2$ , размах выходного напряжения  $A1$  должен быть больше 1 В. Другое ограничение на частотный диапазон обрабатываемых сигналов накладывается цепью  $R2C2$ . С одной стороны, при больших  $R2$ ,  $C2$  минимизируется влияние высокочастотных составляющих  $U_{вх}$ , с другой — хуже отлаживаются быстрые изменения среднего уровня импульсов  $U_{вх}$ . Из сказанного выше следует, что оптимальным является соотношение  $R2C2 \geq 10 R1C1$ . Для устранения исходной ошибки на выходе  $A2$  можно через резистор  $R3$  подключить к инвертирующему входу  $A1$  источник регулирующего напряжения  $U_p$ . Сопротивление  $R3$  рассчитывается из выражения  $R3 \approx -U_p R1 / \bar{U}_{вх}$ , где  $\bar{U}_{вх}$  — среднее значение входного напряжения.

Схема утроения частоты значительно сложнее рассмотренных, поскольку для ее реализации необходимо выполнить две операции над входным сигналом. Сначала возвести синусоидальный входной сигнал  $U_{вх}$  в куб, а затем вычесть из утроенного входного сигнала значение  $4 U_m^3 \sin^3 \omega t$ . Для возведения в куб используются два перемножителя. Первый с объединенными входами дает на выходе  $U_m^2 \sin^2 \omega t$ . На входы второго перемножителя подаются значения  $U_m^2 \sin^2 \omega t$  и  $U_m \sin \omega t$  и на выходе получается  $U_m^3 \sin^3 \omega t$ . Затем входной синусоидальный сигнал  $U_m \sin \omega t$  и значение  $U_m^3 \sin^3 \omega t$  подаются на вход схемы вычитания на ОУ с требуемыми постоянными коэффициентами передачи и достигается утроение частоты, поскольку  $\sin 3\omega t = 3 \sin \omega t - 4 \sin^3 \omega t$ .

**Амплитудный модулятор.** Модулируемое по амплитуде колебание обычно описывается выражением  $U_0 \cos \omega t (1 + K_m U_m \cos \omega t)$ , в котором  $U_0 \cos \omega t$  — колебание несущей частоты,  $K_m$  — коэффициент амплитудной модуляции,  $U_m \cos \omega_m t$  — модулирующее колебание. Поскольку произведение косинусов двух величин равно сумме косинусов разности и суммы этих величин, то из этого следует, что модулированное по амплитуде колебание состоит из трех составляющих: колебания несущей частоты и двух дополнительных колебаний с частотами  $\omega + \omega_m$  и  $\omega - \omega_m$ . Коэффициент амплитудной модуляции оп-



ределяет амплитуду колебаний с дополнительными — боковыми — частотами. При изменении  $K_m$  в диапазоне от 0 до 1 амплитуда колебаний с боковыми частотами изменяется от 0 до  $U_0/2$ . Самым простым является амплитудный модулятор на базе К525ПС3 (см. рис. 3.14). Глубину модуляции в этой схеме можно отрегулировать с помощью внешнего резистора за счет добавления к модулирующему сигналу части потенциала источника положительного напряжения питания. Поэтому в схеме можно получить полную модуляцию, т. е.  $K_m=1$  при  $U_0 \rightarrow 0$ .

**Демодулятор.** Чтобы выделить огибающую модулированного по амплитуде сигнала, достаточно умножить модулированный сигнал на усиленный сигнал несущей частоты (рис. 4.39). В этой схеме модулированный сигнал поступает на перемножитель К525ПС3 и на компаратор К521СА3. На стабилитроне формируется прямоугольное напряжение амплитудой от 0 до  $U_{ст}$ . Величина  $U_{ст}$  выбирается с таким расчетом, чтобы произведение  $U_{ст}$  и максимальной амплитуды модулированного сигнала было меньше максимального размаха выходного напряжения перемножителя. В этом случае на выходе перемножителя появится выделенная огибающая модулированного по амплитуде входного сигнала, содержащая короткие по времени выбросы в моменты перехода входного сигнала через нуль. Для устранения этих высокочастотных выбросов к выходу перемножителя можно подключить фильтр нижних частот (см. § 4.2), характеристическая частота которого приблизительно равна максимальной составляющей частоты огибающей модулированного сигнала.

Работу демодулятора этого типа можно описать, используя обычные в этом случае математические соотношения для радиотехнических систем [14]. Немодулированные колебания прямоугольной формы с частотой несущей, которые сформированы на выходе компаратора, можно записать в следующем виде:  $U_y(t) = (4U_{y0}/\pi) \sum_{n=1}^{\infty} \times$

$\times [\cos(2n-1)\omega t]/(2n-1)$ . Поскольку модулированный по амплитуде сигнал обычно представляют в виде  $U_x(t) = U_{x0} \cos \omega t (1 + K_m U_m \times \times \cos \omega_m t)$ , то выражение для выходного сигнала перемножителя  $U_{вых}(t) = K_n U_x(t) U_y(t)$  можно упростить, учитывая только первые члены ряда для  $U_y(t)$ , т. е.  $U_{вых}(t) = (4K_n U_{x0} U_{y0}/\pi) [0,5(1 + K_m U_m \times \times \cos \omega_m t)(1 + \cos 2\omega t) + (\cos 2\omega t + \cos 4\omega t)/2]$ . Пропустив получен-

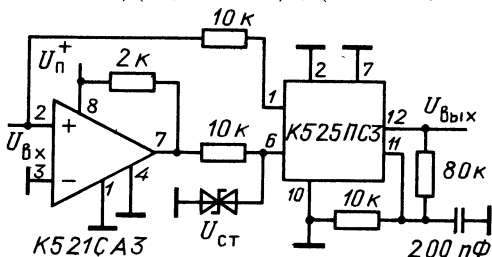


Рис. 4.39. Схема демодулятора

ный сигнал через фильтр нижних частот, получим  $U_{\text{вых}}(t) = 2K_n U_{x0} U_{y0} (1 + K_m U_m \cos \omega_m t) / \pi$ .

**Фазовый детектор.** Это устройство предназначено для преобразования в напряжение значения разности фаз двух сигналов  $U_1$ ,  $U_2$ . Обычно для двух сигналов фиксируются моменты перехода их через нуль, сравниваются, и разница по времени переходов через нуль преобразуется в напряжение. Построенный по такому принципу фазовый детектор (рис. 4.40) работает с сигналами произвольной формы. Два ОУ на входе работают в режиме компараторов, сравнивающих текущие значения напряжения периодических входных сигналов с нулем. ОУ подключены к логическому элементу  $D1$ , выполняющему логическую операцию И (обведен штриховой линией). На базе  $A3$  реализован фильтр нижних частот. Выходное напряжение  $D1$  изменяется от 0 до  $U_{\text{ст}}$ . Напряжение  $U_{\text{ст}}$  устанавливается на выходе  $D1$ , когда закрыты оба диода  $VD1$ ,  $VD2$ . Эти диоды закрываются положительным напряжением на катодах. Если любой из диодов  $VD1$ ,  $VD2$  открыт, т. е. на один из катодов подано напряжение  $U_A < 0$  или  $U_B < 0$ , то транзистор закрыт и  $U_{\text{вых}} = 0$ . Если  $U_A$  и  $U_B$  совпадают по фазе, то напряжение на выходе  $D1$  равно половине периода изменения  $U_1$ ,  $U_2$  и, следовательно,  $U_{\text{вых}} = -U_{\text{ст}} R_2 / 2R_1$ . Если  $U_1$  и  $U_2$  всегда изменяются в противофазе, то всегда  $U_A$ ,  $U_B \leq D$  и  $U_{\text{вых}} = 0$ . С увеличением продолжительности совпадения  $U_1$  и  $U_2$  по фазе пропорционально увеличивается  $U_{\text{вых}}$ . Описанное устройство контролирует изменения фазы в диапазоне  $\Delta\Phi = 0 \dots 180^\circ$ , следовательно,  $U_{\text{вых}}$  можно представить следующим выражением:  $U_{\text{вых}} = -\Delta\Phi U_{\text{ст}} R_2 (R_1 \cdot 360^\circ)$ .

Точность работы устройства в основном определяется стабильностью напряжения  $U_{\text{ст}}$  и максимальной скоростью нарастания выходного напряжения  $A1$ ,  $A2$ . Для существенного повышения точности и диапазона рабочих частот схемы необходимо в качестве  $A1$ ,  $A2$  использовать компараторы К521СА3 и ввести в  $D1$  переключаемый генератор стабильного тока для питания стабилитрона. После этого точность детектора будет в значительной степени зависеть только от параметров выходного фильтра.

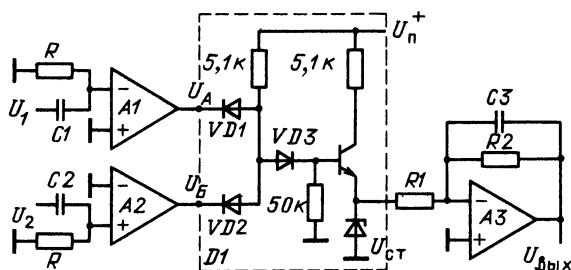


Рис. 4.40. Схема фазового детектора

#### 4.7. ВЫПОЛНЕНИЕ СПЕЦИАЛЬНЫХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ

Схема на рис. 4.41 обеспечивает извлечение квадратного корня с точностью 1% для входных напряжений, изменяющихся в диапазоне 0...100 В. Схема состоит из трех каскадов: каскада возведения в квадрат на  $A1$ , компаратора на  $A2$  и повторителя напряжения на  $A3$ . Устройство работает посредством сравнения входного напряжения со значением квадрата входного напряжения, которое поступает по цепи ОС. Когда эти напряжения равны, то выходное напряжение равно корню квадратному из входного. Схема может работать для положительных входных сигналов произвольной амплитуды, если на вход напряжение подается через делитель, например для  $U_{вх}=100$  В необходим делитель 1:10. Входное напряжение сравнивается с отрицательным выходным напряжением  $A1$  с помощью  $A2$ , на базе которого построен неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равным  $R_{10}/R_7$ . Выходное напряжение  $A2$ , которое всегда положительно, подается через фильтр, построенный на  $VD2$   $R_{11}$  —  $R_{13}$  и  $C1$ , на вход  $A3$ . Фильтр устраняет отрицательные выбросы выходного напряжения  $A2$ , возможные при быстрых изменениях  $U_{вх}$ , и сглаживает высокочастотные составляющие выходного сигнала  $A2$ .

Схема возведения в квадрат на базе  $A1$  выполняет требуемую функцию благодаря включению в цепь ОС ОУ диода  $VD1$ . Требуемая точность работы схемы возведения в квадрат достигается путем настройки всего устройства в некоторых точках диапазона изменения  $U_{вх}$  с помощью подстроечных резисторов  $R1$  и  $R6$ . Сначала при  $U_{вх}=10$  В подстройкой резистора  $R1$  устанавливается  $U_{вых}=\sqrt{10}$ . Затем  $U_{вх}$  уменьшается, в нескольких точках проверяется выполнение равенства  $U_{вых}=\sqrt{U_{вх}}$ , и если необходимо, то производится подстройка с помощью  $R6$ . После этого вновь при  $U_{вх}=10$  В с помощью  $R1$  устанавливается  $U_{вых}=\sqrt{10}$  и затем при  $U_{вх}<10$  В подстраивается  $U_{вых}$  с помощью  $R6$ . Обычно после этого достигается точность вычисления корня квадратного, равная 1%, но если этой точности недостаточно, то производится третий цикл

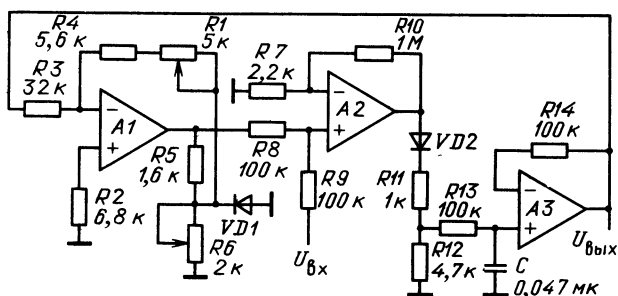


Рис. 4.41. Схема извлечения квадратного корня

подстройки. Диод  $V D 1$  необходимо подобрать таким образом, чтобы при напряжении на нем  $0,8 \text{ В}$  его сопротивление было примерно равно  $160 \text{ Ом}$ .

**Вычисление среднеквадратического значения.** К характеристикам, описывающим сигнал, относятся его среднеквадратическое, амплитудное и среднее значения. Среднеквадратическое значение наиболее полно описывает сигнал, так как является показателем энергии, которую он несет и которая не зависит от формы сигнала. Например, некоторые методы температурных измерений основаны на преобразовании теплового изменения сигнала в приращение энергии и измерении последней.

Используя средства аналоговой вычислительной техники, можно произвести математическую операцию получения среднеквадратического значения, либо определяя среднюю величину сигнала и затем соответствующее ей среднеквадратическое значение, либо сразу вычисляя последнее. Хотя применение первого метода ограничено для некоторых типов сигналов, он проще реализуется. Для получения средней величины сигнал выпрямляется схемой выделения абсолютной величины и затем фильтруется. Из полученной таким образом средней величины определяется среднеквадратическое значение после умножения на некоторый коэффициент, зависящий от формы входного сигнала. Для определения коэффициента преобразования среднее значение данного сигнала сравнивается с его среднеквадратическим значением с помощью уравнения  $U = \sqrt{(1/T) \int U^2(t) dt} = \sqrt{[\bar{U}(t)]^2}$ .

Например, для синусоиды среднеквадратическое значение равно средней абсолютной величине, умноженной на коэффициент  $1,1$ . Для биполярного прямоугольного сигнала коэффициент равен  $1$ . При известной форме сигнала коэффициент преобразования можно учесть введением усиления сигнала непосредственно в схеме выделения среднего значения.

Чтобы полностью реализовать указанную выше последовательность математических операций и выделить, таким образом, среднеквадратическое значение сигнала произвольной формы, можно воспользоваться схемами, показанными на рис. 4.42, *а*. Первая схема обеспечивает точность около  $1\%$ . Входной каскад на  $A1$  выполняет операцию выделения абсолютного значения сигнала. Следующий каскад обеспечивает квадратичное преобразование напряжения. Он выполнен на усилителе  $A2$  и кусочно-линейном аппроксиматоре на транзисторах  $V T 1 - V T 6$ . Пороги срабатывания аппроксиматоров задаются делителями напряжения в базовых цепях транзисторов, а проводимости соответствующих ветвей аппроксиматора определяются резисторами в цепях эмиттеров. Пороговые напряжения аппроксимации изменяются в геометрической прогрессии, что позволяет получить достаточно высокую точность в широком диапазоне изменения амплитуды при небольшом числе ветвей.

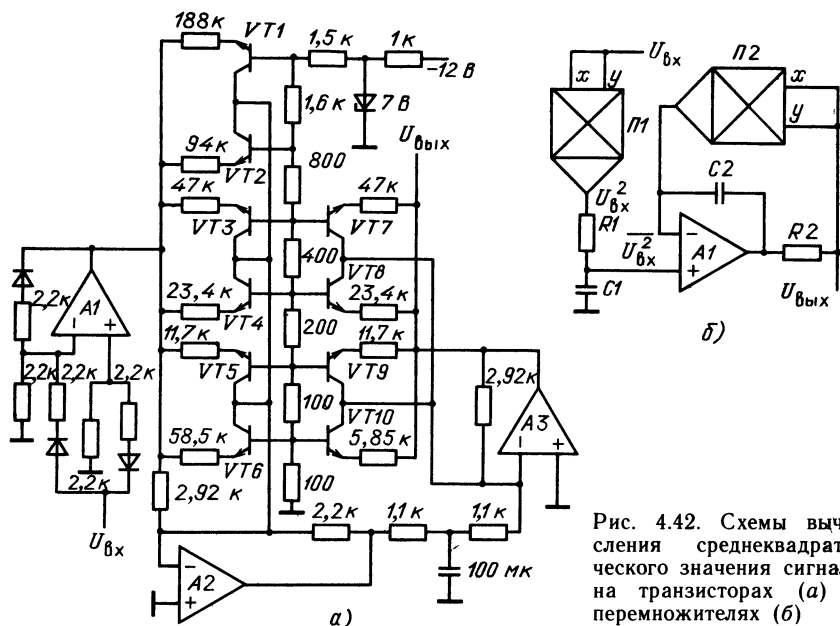


Рис. 4.42. Схемы вычисления среднеквадратического значения сигнала на транзисторах (а) и перемножителях (б)

Фильтр нижних частот, включающий конденсатор  $C$ , интегрирует сигнал, выделяя тем самым из него низкочастотную составляющую на фоне случайных высокочастотных помех. Обратноквадратический преобразователь, служащий для линеаризации передаточной характеристики схемы, как и квадратический, состоит из кусочно-линейного аппроксиматора  $VT7 - VT10$  и усилителя  $A3$ . Аппроксиматор обратноквадратического преобразователя содержит меньшее число ветвей, так как амплитудный динамический диапазон сигнала после интегрирования уменьшается.

Преобразователь обладает единичным коэффициентом передачи эффективного значения. Отношение максимально допустимой амплитуды на входе к эффективному значению не превышает 7. Фильтр нижних частот имеет частоту среза около 10 Гц, определяемую емкостью конденсатора  $C$ . Диапазон изменения входного напряжения лежит в пределах  $\pm 1$  В, а максимальная частота преобразования  $f_{вх} < 10$  кГц.

Схема на перемножителях показана на рис. 4.42, б. Выходной сигнал возводится в квадрат перемножителем  $D1$ , а затем усредняется полосовым фильтром верхних частот на  $A1$ . Параметры фильтра определяются из требуемых значений выброса и длительности переходного процесса. Выход фильтра соединяется со входом ОУ, у которого в цепи ОС включен перемножитель для построения схемы вычислений среднеквадратического значения. Для того чтобы напряжение между входами ОУ было близко к нулю,

его выходное напряжение должно быть такое, чтобы выходные напряжения перемножителя  $D2$  и фильтра были равны. Благодаря тому, что перемножитель в цепи ОС также возводит сигнал в квадрат, на выходе ОУ появляется среднееквадратическое значение входного напряжения. Точность преобразования около 5% ограничивается ошибками перемножителей и усилителей, а диапазон входного напряжения лежит в пределах  $\pm 10$  В.

Простую схему вычисления среднееквадратического значения сигнала можно построить на базе счетверенного ОУ К1401УД2 (рис. 4.43). Схема состоит из четырех функциональных блоков: выделителя абсолютной величины сигнала на базе  $A1$ , логарифмического усилителя на  $A2$ , антилогарифмического усилителя на  $A3$  и интегратора-сумматора на  $A4$ . Выделение абсолютной величины сигнала необходимо по той причине, что логарифмический усилитель обрабатывает только положительные сигналы. Схема на  $A1$  преобразует входное напряжение в ток  $I_{K1} = |U_{вх}|/R$ , протекающий в коллекторной цепи транзистора  $VT1$ . На коллекторе этого транзистора напряжение поддерживается близким к нулю с помощью  $A2$ . В цепь ОС  $A2$  включены два транзистора, чтобы получить удвоенный логарифм от тока  $I_{K1}$ , т. е. возвести в квадрат входное напряжение. Затем выходное напряжение  $A2$  поступает на антилогарифмический усилитель, а точнее на эмиттер транзистора  $VT3$ , включенного в цепь ОС  $A3$ . Если в качестве  $VT1 - VT4$  использованы идентичные по параметрам транзисторы, то справедливо равенство  $U_{э\ B1} + U_{э\ B2} = U_{э\ B3} + U_{э\ B4}$ , где  $U_{э\ B1} - U_{э\ B4}$  — соответственно эмиттерно-базовые напряжения  $VT1 - VT4$ . Тогда токи, протекающие через транзисторы, будут связаны соотношением  $I_{K3} = I_{K1} I_{K2} / I_{K4}$ , где  $I_{K1} - I_{K4}$  — соответственно токи через транзисторы  $VT1 - VT4$ . Последнее равенство будет тем точнее, чем больше  $h_{21э}$  транзисторов и чем меньше входные токи ОУ коллекторных токов транзисторов. Поскольку через транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  протекает одинаковый ток, равный  $I_{K1} = I_{K2} = |U_{вх}|/R$ , то получим  $U_{вых} = I_{K3} R = \sqrt{U_{вх}^2}$ . Диоды в цепях ОС  $A2$  и  $A3$  исключают обратное смещение эмиттерно-базовых переходов транзисторов напряжением, большим 0,7 В. Назначение и выбор сопротивления  $R$ , и емкости  $C_k$  рассмотрены при описании логарифмического усилителя на рис. 4.27, б.

**Возведение в произвольную степень.** Принцип построения логарифмических умножителей может быть использован для выполнения более сложной операции — возведения в степень (рис. 4.44). Функция умножения реализуется цепью, которую часто называют многофункциональной [9]. Как и в предыдущих схемах логарифмических умножителей, эмиттерно-базовые напряжения логарифмирующих транзисторов в цепях ОС ОУ суммируются или вычитаются так, чтобы обеспечить требуемое изменение напряжения на эмиттерно-базовом переходе транзистора  $VT4$  антилогарифмического усилителя  $A4$ . Однако в отличие от описанных выше схем

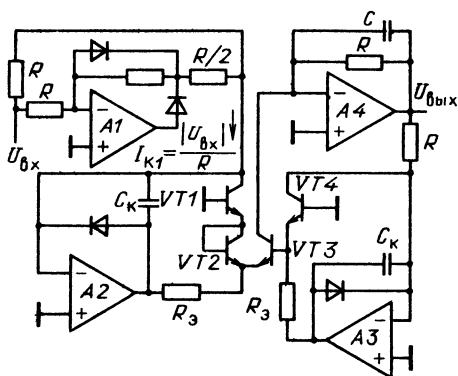


Рис. 4.43. Схема для прецизионного вычисления среднеквадратического значения сигнала

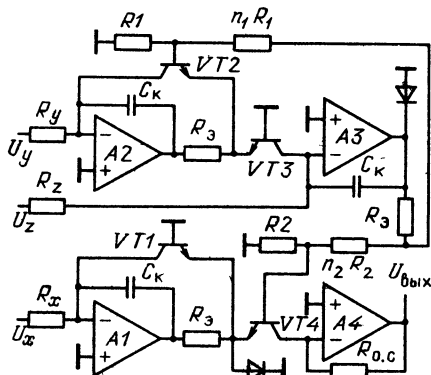


Рис. 4.44. Схема универсального узла умножения и деления

в рассматриваемой логарифмирование сигналов производится с некоторым коэффициентом усиления или ослабления в зависимости от соотношения резисторов в делителе  $R1R2$ . Благодаря действию делителя  $R1$   $n_1R1$  сигнал на выходе  $A3$  представляет собой умноженную в  $n_1+1$  раз разность между эмиттерно-базовыми напряжениями  $U_{э. Б2}$  и  $U_{э. Б3}$  транзисторов  $VT2$  и  $VT3$ . Поскольку эти эмиттерно-базовые напряжения являются логарифмами от значений входных сигналов, их увеличение вызовет соответствующее увеличение значения антилогарифма результирующего сигнала на выходе  $A4$ . Аналогичным образом уменьшение напряжения в делителе  $R2n_2R_2$  вызовет соответствующее изменение сигналов, поступающих с  $A2$  и  $A3$  на антилогарифмический усилитель  $A4$ . Ослабление сигнала, вызванное делителем  $R2$ ,  $n_2R_2$ , будет выражаться в уменьшении в  $n_2+1$  раз напряжения  $U_{э. Б1}$  эмиттерно-базового перехода транзистора  $VT1$ , действующего на антилогарифмический усилитель. Результирующее изменение напряжения  $U_{э. Б4}$  на эмиттерно-базовом переходе транзистора  $VT4$  определяется выражением  $U_{э. Б4} = U_{э. Б1} + (U_{э. Б2} - U_{э. Б3})(n_1+1)/(n_2+1)$ . Каждое из напряжений  $U_{э. Б1} - U_{э. Б4}$  связано логарифмической зависимостью с токами  $I_{K1} - I_{K4}$ , протекающими в коллекторных цепях транзисторов  $VT1 - VT4$ . Предполагая идентичными параметры транзисторов, что справедливо для интегральных транзисторов, расположенных на одном кристалле, получаем  $I_{K4} = I_{K1} (I_{K2}/I_{K3})^m$ , где  $m = (n_1+1)/(n_2+1)$ .

Учитывая, что для входных цепей  $A1 - A3$  справедливы равенства  $I_{K1} = U_x/R_x$ ,  $I_{K2} = U_y/R_y$  и  $I_{K3} = U_z/R_z$  (предполагая входные токи ОУ пренебрежимо малыми по сравнению с  $I_{K1} - I_{K4}$ ), получаем  $U_{\text{вых}} = (R_{0.c}/R_x) U_x (R_z U_y / R_y U_z)^m$ . Последнее выражение при выполнении равенства  $R_{0.c} = R_x = R_y$  приводится к виду  $U_{\text{вых}} = U_x (U_y / U_z)^m$ . Полученное выражение подтверждает определение

описанной схемы как многофункциональной. Действительно, схема на рис. 4.44 позволяет производить не только умножение и деление аналоговых величин, а также возведение в произвольную степень и извлечение корня. Возведение в степень достигается при  $n_2=0$  и  $n_1>0$  выбором соотношения сопротивлений резисторов в делителе  $R1$ ,  $n_1R_1$ . Извлечение корня можно получить, установив  $n_1=0$  и  $n_2>0$ , варьируя соотношение сопротивлений резисторов в делителе  $R2$ ,  $n_2R_2$ . Чтобы получить отрицательное значение  $m$ , достаточно поменять местами входы  $U_y$  и  $U_z$ .

Точность работы схемы определяется теми же факторами, что и в обычном логарифмическом умножителе. Дополнительное влияние оказывает точность отношения сопротивления резисторов делителей напряжений. Нелинейность вычислений обусловлена в первую очередь значениями сопротивлений эмиттеров транзисторов, а не согласованностью их параметров. Рассогласование параметров транзисторов приводит к ошибке смещения нуля и коэффициента передачи, как и в логарифмическом усилителе. В практической схеме устройства трудно получить высокую точность за пределами диапазона  $m=0,2 \dots 5$ . Частотные свойства схемы зависят от амплитуды входных сигналов и значений  $R_z$  и  $C_z$ . При малых амплитудах входных сигналов (менее 1 В) достаточно быстродействия ОУ типа К140УД7. При амплитудах входных сигналов более 1 В целесообразно использовать ОУ К154УД3 или К154УД4 для получения минимальных динамических погрешностей. Диоды в схеме служат для защиты эмиттерно-базовых переходов транзисторов от действия обратных напряжений. Целесообразно использовать в качестве согласованных по параметрам транзисторов VT1 — VT4 транзисторную сборку К198НТ1.

**Реализация тригонометрических функций.** В аналоговых и цифровых вычислительных машинах тригонометрические функции выполняют с помощью электронного устройства, реализующего вычисление линейной аппроксимации заданной функции. Требуемая передаточная функция устройства вычисляется в виде суперпозиции последовательности приращений линейных сегментов простейших функций от входного напряжения. Другими словами, вычисляется некоторый ряд величин, являющийся ближайшей аппроксимацией искомой функции. При таком вычислении точность расчета будет определяться числом сегментов аппроксимирующего ряда. Если достаточно точность вычислений около 1%, то реализовать тригонометрические функции можно сравнительно просто с помощью описанной выше многофункциональной схемы (рис. 4.44). Ниже рассматриваются примеры реализации функций синуса, косинуса и арктангенса.

Синус числа может быть аппроксимирован рядом  $\sin x = x - x^3/3! + x^5/5! - x^7/7! + \dots$ . Реализовать функцию, записанную в правой части выражения, нетрудно с помощью перемножителей, делителей и одного ОУ для выполнения суммирования и вычисления сег-



ментов записанного выше выражения для  $\sin x$ . Но число требуемых для этого аналоговых микросхем будет чрезмерно велико даже при записанном числе сегментов ряда. Существенно меньшие аппаратные затраты требуются при расчете синуса с помощью многофункциональной схемы (рис. 4.44). В приведенной схеме достигается точность вычисления около 0,2% и требуется дополнительно к устройству возведения в степень лишь ДУ на одном ОУ. Выполняемая устройством на рис. 4.45, а математическая операция описывается при  $0 < U_{вх} < \pi U_{оп}/2$  следующим выражением:  $U_{вых} = (U_{вх} - U_{вх}^{2,83}/6,28 U_{оп}^{1,83}) R_2/R_1 = (R_2 U_{оп}/R_1) \sin(U_{вх}/U_{оп})$ , где отношение  $U_{вх}/U_{оп}$  представляет собой угол, измеряемый в радианах. Значение  $U_{оп}$  выбирается в зависимости от амплитуды входного напряжения с таким расчетом, чтобы максимальное значение  $U_{вх}$  не превышало  $3,14 U_{оп}$ . Изменение выходного напряжения можно регулировать выбором отношения  $R_2/R_1$ . Указанная выше точность выполнения функции синуса сохраняется только в пределах первого углового квадранта, т. е. при вычислении синуса угла, изменяющегося от 0 до 90°. Наибольшая точность вычисления достигается при исключении ошибок, обусловленных устройством возведения в степень и ДУ.

Схема устройства, обеспечивающего вычисление косинуса угла с точностью около 1%, приведена на рис. 4.45, б. Устройство также состоит из многофункциональной схемы (см. рис. 4.44) и ДУ. Выполняемая математическая операция в данном случае имеет вид  $U_{вых} = (U_{оп} + U_{вх} - 6,08 U_{вх}^{1,5}/U_{оп}^{0,5}) R_2/R_1 = (U_{оп} R_2/R_1) \cos(4,25 U_{вх}/U_{оп})$ .

Выражение справедливо при изменении входного сигнала в диапазоне  $0 < U_{вх} < \pi U_{оп}/8,5$ . Как и в предыдущем случае,  $U_{оп}$  выбирается исходя из максимального значения  $U_{вх}$ , изменение выходного сигнала регулируется выбором отношения  $R_2/R_1$ , а косинус вычисляется для изменения угла в первом квадранте.

Чтобы вычислить тангенс угла, т. е. отношение синуса угла к косинусу, можно воспользоваться делителем, на входы которого поданы выходные напряжения, получаемые с выходов схем на рис. 4.45, а и б. Проще оказывается реализовать функцию арктангенса. Для этого необходимо включить ДУ в цепь ОС многофунк-

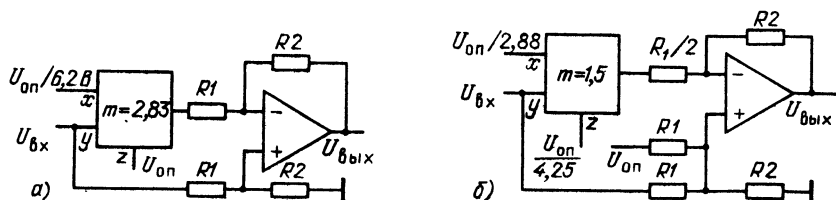


Рис. 4.45. Схемы для вычисления синуса (а) и косинуса (б) угла

циональной схемы (рис. 4.46). Выполняемая математическая операция записывается в следующем виде:  $U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}}(U_y/U_z)^{1,21}/[1 + (U_y/U_z)^{1,21}] = (2U_{\text{оп}}/\pi) \text{tg}^{-1}(U_y/U_z)$ . Средняя ошибка вычисления в этой схеме около 1%, но она, как правило, значительно больше 1% при малых значениях  $U_y$ ,  $U_z$  (равных 10 ... 50 мВ) из-за действия напряжений смещения нуля ОУ. Использование ОУ в цепи ОС может привести к самовозбуждению устройства, исключить которое можно увеличением емкостей корректирующих конденсаторов в логарифмических усилителях многофункциональной схемы (см. рис. 4.44) либо включением корректирующего конденсатора между выходом и входом ОУ.

Динамические и точностные параметры рассмотренных выше схем существенно зависят от амплитуды входных сигналов. Объясняется это тем, что все они базируются на логарифмических усилителях. Поэтому целесообразно на входе каждой из рассмотренных схем, выполняющих тригонометрическую функцию, включать предусилитель для увеличения размаха входного сигнала до максимального значения (обычно 10 В при напряжении питания ОУ, равном  $\pm 15$  В).

**Вычисление длины вектора** является одной из распространенных задач при проектировании систем автоматического управления и может также быть осуществлено с помощью многофункциональной схемы. Эту операцию, определяемую выражением  $U_{\text{вых}} = \sqrt{U_{\text{вх1}}^2 + U_{\text{вх2}}^2}$ , выполняет устройство, схема которого показана на рис. 4.47. Эта схема состоит из умножителя-делителя, двух ОУ и резисторов с одинаковыми сопротивлениями. Сопротивление резисторов целесообразно выбирать в диапазоне 2...51 кОм. Дифференциальный усилитель А2 формирует выходной сигнал и обеспечивает суммирование сигналов. Возведение в квадрат напряжений  $U_{\text{вх1}}$ ,  $U_{\text{вх2}}$  и извлечение квадратного корня реализуются цепью умножителя-делителя и усилителя А1. Преимущество использо-

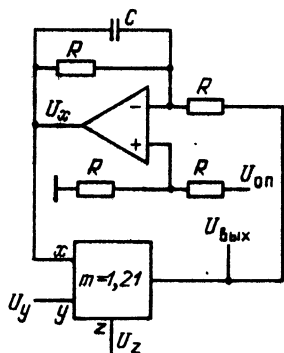


Рис. 4.46. Схема для вычисления арктангенса угла

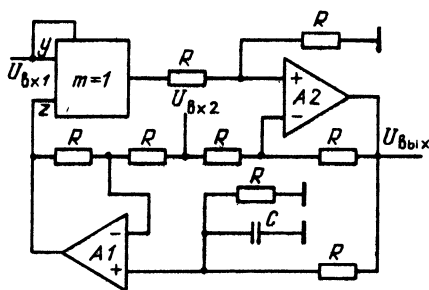


Рис. 4.47. Схема для вычисления длины вектора

вания цепи ОС с выхода на вход  $z$  умножителя-делителя состоит в уменьшении влияния ошибок ОУ и расширения диапазона входных сигналов. Недостатком схемы является появление дополнительных фазовых сдвигов, вводимых активной цепью ОС на ОУ. Следствием этого является сложность настройки схемы при достижении ее предельного быстродействия. Если требования к быстродействию выполнения операции не предъявляются или частота входных сигналов меньше 1 кГц, то исключить самовозбуждение устройства поможет конденсатор  $C \approx 1 \text{ мкФ}$ . Чем больше значения сопротивлений  $R$ , тем меньшая емкость  $C$  требуется. Если в схеме использованы ОУ с внешней коррекцией (например, К153УД2, К153УД4), то устойчивой работы устройства можно добиться увеличением емкости корректирующих конденсаторов выше рекомендуемых для этих ОУ значений.

#### 4.8. ВЗАИМНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ ВЕЛИЧИН

При проектировании микроэлектронной аппаратуры обработки аналоговых сигналов часто требуется перейти от одного вида аналогового сигнала к другому. В этих случаях используются схемы взаимного преобразования аналоговых величин, к которым относятся напряжение, интервал времени, ток, сопротивление, температура и т. д. Большинство этих схем в настоящее время реализуется на ОУ, таймерах и перемножителях.

**Преобразователи напряжения в ток** обычно обеспечивают более качественное решение задачи в измерительных системах, системах обработки сигналов, при передаче сигналов по длинным линиям, при работе ОУ на индуктивную нагрузку и т. д. Ниже описаны одно- и двухполярные преобразователи, используемые как для заземленной так и для незаземленной нагрузки.

В простейших однополярных преобразователях (рис. 4.48) усилитель управляет выходным транзистором. Током  $I_n$  можно управлять по входам  $U_{вх}$  и  $U_n$ . Различие в управлении по этим входам обусловлено только разницей их входных сопротивлений. По входу  $U_{вх}$  входное сопротивление определяется ОУ, а по входу  $U_n$  оно равно  $R$ . Диоды в этих генераторах тока обеспечивают надежный

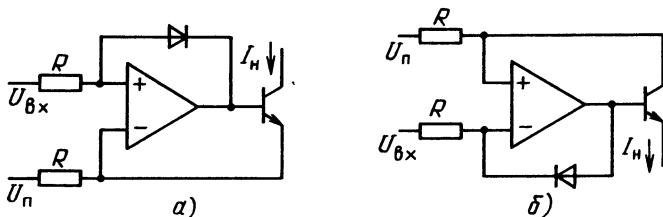


Рис. 4.48. Схемы генераторов втекающего (а) и вытекающего (б) токов

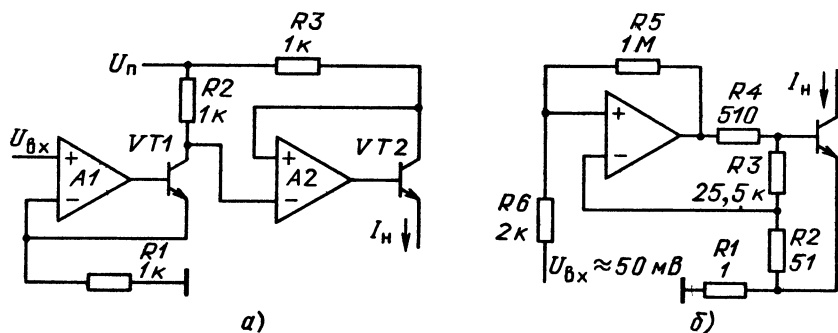


Рис. 4.49. Схемы прецизионного (а) и мощного (б) генераторов тока

выход ОУ в линейный режим работы после включения источника питания. Ток, принимаемый от нагрузки генератором на рис. 4.48, а, равен  $U_{\text{вх}}/h_{21\text{Б}}R$ , а отдаваемый в нагрузку в схеме на рис. 4.48, б  $U_{\text{вх}}h_{21\text{Б}}/R$ , где  $h_{21\text{Б}}$  — коэффициент передачи эмиттерного тока в выходных транзисторах.

Практически исключить влияние  $h_{21\text{Б}}$  и  $U_{\text{п}}$  на  $I_{\text{н}}$  можно, соединив последовательно показанные на рис. 4.48 схемы (рис. 4.49, а). В этом случае напряжение на неинвертирующем входе А2 будет равно  $U_{\text{п}} - U_{\text{вх}}h'_{21\text{Б}}R_2/R_1$ , а ток  $I_{\text{н}} = h'_{21\text{Б}}R_2U_{\text{вх}}/h'_{21\text{Б}}R_1R_3$  уже не будет зависеть от  $U_{\text{п}}$ . Если  $h'_{21\text{Б}} = h_{21\text{Б}}$ , то неидеальность транзисторов также не влияет на  $I_{\text{н}}$ . Влияние  $h_{21\text{Б}}$  на  $I_{\text{н}}$  в преобразователях можно существенно уменьшить или даже исключить использованием составных транзисторов либо полевого транзистора вместо биполярного. Во втором случае выходное сопротивление генератора тока значительно больше. Однако при использовании полевых транзисторов максимальный ток  $I_{\text{н}}$  ограничен током насыщения. Одновременно с этим большое выходное сопротивление сохраняется лишь до частоты около 1 Гц из-за действия больших паразитных емкостей полевого транзистора.

Способ компенсации действия  $h_{21\text{Б}}$ , реализованный в схеме на рис. 4.49, а, целесообразно применять, если возможно использование идентичных по параметрам транзисторов, например 1НТ591 или 198НТ1. Однако максимально допустимый ток в этих транзисторах равен 10 мА. Если требуется обеспечить ток  $I_{\text{н}} \gg 10$  мА, то для уменьшения влияния  $h_{21\text{Б}}$  на зависимость  $I_{\text{н}}$  от  $U_{\text{вх}}$  и увеличения выходного сопротивления схемы рекомендуется ввести в нее дополнительные резисторные делители (рис. 4.49, б). В этой схеме изменения базового тока преобразуются в напряжение на резисторе  $R_4$  и, передаваясь на вход ОУ по цепи ОС, компенсируются [4]. Чтобы обеспечивалось указанное выше улучшение параметров преобразователя, необходимо выполнить условия  $R_5/R_6 = R_3/R_2 = R_4/R_1$ . Чтобы обеспечить изменение напряжения на коллекторе тран-

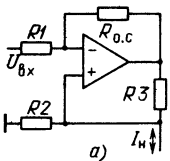
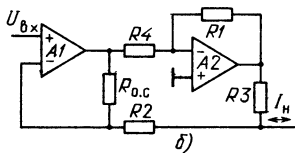
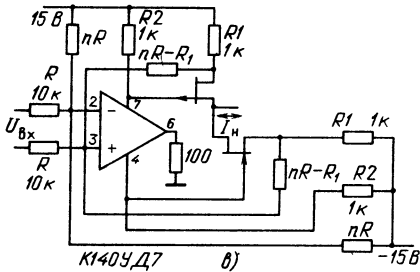
зисторов в возможно большем диапазоне, в показанной на рис. 4.49, б схеме  $U_{\text{вх}} \leq 50$  мВ.

В схемах на рис. 4.48 ОУ можно заменить полупроводниковым компаратором, если допустимы небольшие флуктуации тока  $I_{\text{н}}$ . Для этого выход компаратора подключается к базе транзистора через  $RC$ -цепь, в которой резистор шунтирован диодом. Необходимость в такой схеме может возникнуть, если в разрабатываемом приборе имеются неиспользованные микросхемы в счетверенном компараторе и нет места для установки дополнительного ОУ.

В табл. 4.6 приведены схемы двухполярных преобразователей напряжение-ток для заземленной нагрузки. Схема а табл. 4.6 имеет низкое входное сопротивление, а использование положительной ОС может вызвать самовозбуждение ОУ. Чтобы устранить самовозбуждение, можно шунтировать резистор  $R_2$  конденсатором. Эти недостатки устранены в схеме б табл. 4.6 благодаря применению двух ОУ с общей отрицательной ОС.

Таблица 4.6

Двухполярные преобразователи напряжения в ток для заземленной нагрузки

Схема	$I_{\text{н}}$	$R_{\text{вх}}/R_{\text{вых}}$
 <p>а)</p>	$\frac{U_{\text{вх}}/R_2}{R_3/R_2 = R_{0.c}/R_1}$	$R_1 / \frac{R'_{\text{вых}}}{K'_U \left( \frac{R_{0.c}}{R_1} - \frac{R_3}{R_2} \right)}$
 <p>б)</p>	$\frac{U_{\text{вх}} \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \left( 1 + \frac{R_5}{R_4} \right)}{R_3}$ <p>при <math>1 + \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_5 R_{0.c}}{R_2 R_4}</math></p>	$\frac{R'_{\text{вх}} / R'_{\text{вых}}}{\frac{K'_U}{1 + R_2/R_3} - \frac{R_5 R_{0.c}}{R_2 R_4}}$
 <p>в)</p>	$\frac{n U_{\text{вх}}}{R_1}$	$\frac{R(1 + n/2)}{K'_U R_1}$

Если необходим универсальный двухполярный преобразователь с дифференциальным входом, работающий на заземленную или «плавающую» нагрузку и от подобных источников сигнала, но обладающий высокой точностью, то можно воспользоваться схемой в табл. 4.6. Подавление неустойчивости напряжения питания достигается выбором параметров цепей резисторных делителей и использованием глубокой ОС по цепи питания. Управление выходным каскадом по цепи питания ОУ упрощает подачу смещения на затворы транзисторов и улучшает частотные свойства схемы. Точность преобразования  $U_{вх}$  в  $I_n$  ограничена разбросом отношений сопротивлений резисторов. Полевые транзисторы практически не влияют на точность источника тока, так как они включены в цепь ОС усилителя. Схема не критична только к выбору сопротивления  $R_3$ . Подавление синфазной помехи можно регулировать изменением сопротивления входных резисторов. Однако перед этим необходимо отрегулировать напряжение смещения нуля ОУ, подобрав сопротивление  $nR$ . При входных сигналах от 0 до  $\pm 10$  В ток  $I_n$  увеличивается до 10 мА при отклонении от линейной зависимости не более чем на 0,01%.

Схемы двухполярных преобразователей напряжения в ток для незаземленной нагрузки приведены в табл. 4.7. Простейшая схема такого преобразователя показана в табл. 4.7, схема а. Если амплитуда тока  $I_n$  ограничена малым размахом  $U_{вх}$ , можно изменить цепь ОС, как показано в схеме б табл. 4.7. Если же после этого при некотором максимальном отношении  $R_2/R_3$  ток  $I_n$  ограничивается ОУ, то на выходе следует включить эмиттерный повторитель, как показано в схемах на рис. 4.48. Для плавающего источника входного напряжения применяется схема в табл. 4.7.

Таблица 4.7

**Двухполярные преобразователи напряжения в ток для незаземленной нагрузки**

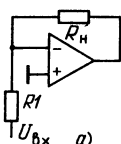
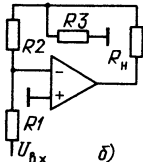
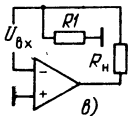
Схема	$I_n$	$R_{вх}$
 <p>а)</p>	$\frac{U_{вх}}{R_1}$	$R_1 K'_U$
 <p>б)</p>	$U_{вх} \frac{1 + R_2/R_3}{R_1}$	$\frac{K'_U R_1}{1 + R_2/R_3}$

Схема	$I_n$	$R_{вх}$
	$\frac{U_{вх}}{R_1}$	$R_1 K'_U$

В системах сбора и обработки аналоговых сигналов от датчиков напряжения (см. гл. 12) часто возникает необходимость согласования с высокой точностью постоянных составляющих дифференциальных сигналов. На рис. 4.50 показаны варианты схем, которые позволяют решить эту задачу без гальванической развязки источника сигнала от выходного напряжения (рис. 4.50, а) и с гальванической развязкой (рис. 4.50, б). В первом случае для получения выходного напряжения относительно любого уровня удобно использовать мостовую схему на двух ОУ. Диапазон допустимых напряжений смещения входного сигнала в схеме (синфазный сигнал) может значительно превышать напряжения источников питания. Первый ОУ, на вход которого могут поступать как постоянное, так и переменное напряжения, вырабатывает сигналы для питания моста. Второй ОУ, включенный в диагональ моста, преобразует сигнал к любому заданному уровню. Причем этот уровень остается постоянным даже при изменении смещения входного сигнала, поскольку мост сбалансирован в точках X и Y.

Балансировка моста осуществляется потенциометром  $R_n$ . Отношения сопротивлений резисторов  $R_1/R_2$  и  $R_3/R_4$  определяют максимально допустимое значение смещения входного напряжения. Так, если смещение входного сигнала может достигать 110 В, то номиналы резисторов  $R_1$  и  $R_3$  должны быть не менее 150 кОм, а  $R_2$  и  $R_4$  — около 10 кОм. Это обеспечит необходимый запас по напряжению между максимально возможным напряжением в точках X и Y (6,9 В) и максимальным значением синфазного входного напряжения усилителя А2 (10...13 В).

Для повышения стабильности работы схемы резисторы  $R_1$ ,  $R_n$ ,  $R_0$  и  $R_{вх}$  следует выбирать таким образом, чтобы номинальные значения их рассеиваемой мощности были в 10 раз выше предельных значений при максимальном смещении. Точность этих резисторов должна быть не хуже 1%. Сопротивления резисторов  $R_0$  и  $R_{вх}$  определяются типом используемых ОУ в схеме и требуемым коэффициентом усиления.

Преобразователь постоянного уровня сигнала с гальванической развязкой от  $U_{вых}$  может быть построен на основе диодно-транзисторных оптоэлектронных элементов (рис. 4.50, б). В связи с тем, что в усилителях с оптической развязкой для уменьшения коэффициен-

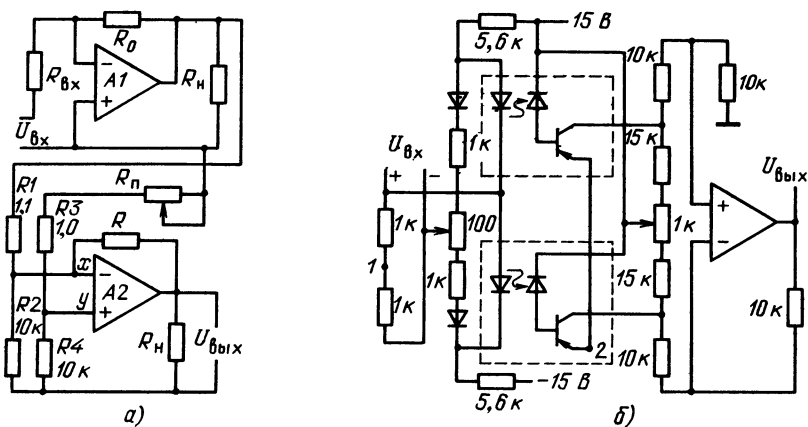


Рис. 4.50. Схемы смещения постоянных составляющих сигналов без гальванической (а) и с гальванической (б) развязкой

та нелинейных искажений нежелательно использовать ОС с выхода на вход, в предлагаемой схеме применены две оптоэлектронные пары. Это дает возможность избежать ограничения частотной характеристики схемы из-за конечной скорости нарастания выходного напряжения ОУ за счет обработки сигналов малого уровня (менее  $\pm 0,1$  В). Коэффициент усиления схемы около 1, полоса пропускания 1 МГц. В зависимости от состояния входов усилитель обеспечивает дифференциальное, инвертирующее или неинвертирующее усиление. Регулировка смещения на входе и выходе оптоэлектронной пары позволяет использовать в схеме элементы без предварительного подбора.

**Преобразователи температуры в частоту или напряжение на ОУ** используются в качестве входных каскадов электронных термометров. В качестве исходных датчиков в таких преобразователях применяются термопары, терморезисторы, полупроводниковые переходы и другие устройства, в которых их электрические параметры зависят от температуры.

Если необходимо преобразовать температуру в диапазоне от  $-55$  до  $+125^\circ\text{C}$  в напряжение, то полупроводниковый диод часто будет наилучшим датчиком, если главными требованиями являются малые габаритные размеры и стоимость, и удовлетворяет точности  $\pm 1^\circ\text{C}$ . Однако в меньшем температурном диапазоне можно получить и более высокую точность. Используя, например, пару биполярных транзисторов, можно построить преобразователь как абсолютной температуры в напряжение, так и разности температур в напряжение.

Для измерения абсолютной температуры можно воспользоваться парой согласованных по параметрам транзисторов в микросхеме



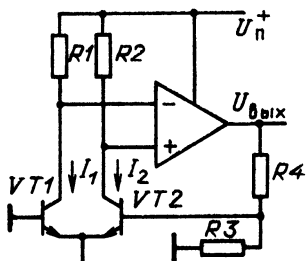


Рис. 4.51. Схема преобразователя температуры в частоту на базе дифференциального усилителя

198НТ1 и включить их в ДУ (рис. 4.51). Ток, протекающий через дифференциальный каскад, делится в плечах каскада не поровну из-за разности напряжений эмиттерно-базовых переходов транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$ , поскольку  $|\Delta U_{Э.Б}| = \varphi_T \ln I_1/I_2$ , где  $\varphi_T = T \text{ К}/11600$ . Следовательно,  $\Delta U_{Э.Б}$  изменяется прямо пропорционально  $\varphi_T$ , т. е. температуре. При нормальной температуре выбирают  $R1$ ,  $R2$  с таким расчетом, чтобы выполнялось соотношение  $R1I_1 = R2I_2$ , при котором дифференциальное напряжение на выходе дифференциального каскада равно нулю. В общем виде, учитывая, что  $I_1/I_2 = R_2/R_1$ , полу-

чаем  $U_{\text{вых}} = \varphi_T (1 + R_4/R_3) \ln R_1/R_2$ . Основными причинами нелинейности передаточной характеристики являются температурные дрейфы разности входных токов ДУ и ОУ. Чувствительность такого преобразователя — исходное значение  $\Delta U_{Э.Б}$  — можно несколько увеличить введением искусственного разбаланса токов  $I_1$ ,  $I_2$ , т. е. увеличением  $\ln I_1/I_2$ . Это можно сделать введением резистора в цепь эмиттера одного из транзисторов. Однако необходимо учитывать, что при этом начинает существенно возрастать влияние нелинейной передаточной характеристики дифференциального каскада, если отношение  $I_1/I_2 > 3$ .

Для измерения разности температур транзисторы дифференциального каскада размещают в разных контролируемых точках. Для кремниевых транзисторов температурный дрейф  $U_{Э.Б}$ , как известно [26], примерно равен  $\Delta U_{Э.Б}/\Delta T \approx -2,5 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ . Поэтому разность температур транзисторов приведет к появлению действующего на входе дифференциального каскада сигнала  $U_{Э.Б1} - U_{Э.Б2} = \Delta T \cdot 2,5 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ . Следовательно, выходное напряжение будет определяться выражением  $U_{\text{вых}} = (1 + R_4/R_3) \Delta T \Delta U_{Э.Б}/\Delta T$ . Перед работой преобразователь следует откалибровать, для чего при нормальной температуре подстройкой  $R3$  или  $R4$  устанавливают  $U_{\text{вых}} = 0$ , а затем, например, при разности температур на транзисторах, равной  $100^\circ\text{С}$ , измеряют  $\Delta U_{\text{вых}}$  и тем самым величину  $\Delta U_{Э.Б}/\Delta T = \Delta U_{\text{вых}}/100^\circ\text{С}$ .

Схема преобразователя температура-частота показана на рис. 4.52. Преобразователь такого типа содержит диодный датчик температуры типа  $VD2$  и обеспечивает измерение температуры в пределах от  $0$  до  $100^\circ\text{С}$  с разрешающей способностью  $\pm 0,1^\circ\text{С}$ ; при этом погрешность измерений не превышает  $\pm 0,3^\circ\text{С}$  во всем диапазоне.

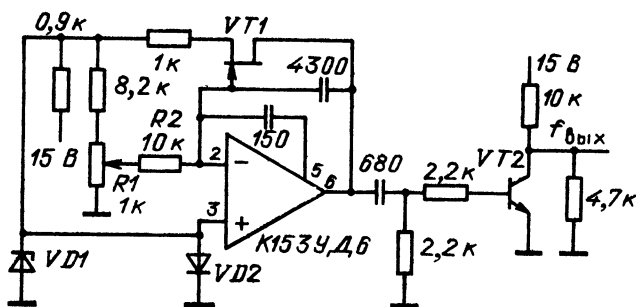


Рис. 4.52. Схема прецизионного преобразователя температуры в частоту

Операционный усилитель типа К153УД6 выполняет функции интегратора. Высокая скорость отслеживания достигается прямой компенсацией с помощью конденсатора емкостью 150 пФ, включенного между инвертирующим входом и выводом 5 микросхемы ОУ. Когда конденсатор емкостью 4300 пФ заряжается до  $-10$  В, на выходе интегратора устанавливается близкое к нулю выходное напряжение с помощью однопереходного транзистора  $VT1$ . Температурно-компенсированный диод  $VD1$  (6,2 В) формирует опорное напряжение, задающее порог открывания однопереходного транзистора, обеспечивает стабильные опорные напряжения, соответствующие нулю и максимальному значению температуры, и задает ток 1 мА, протекающий через диодный датчик температуры  $VD2$ . Транзистор  $VT2$  используется для согласования выходных импульсов с логическими ТТЛ уровнями.

Работа схемы основана на преобразовании напряжения в частоту. Напряжение на среднем выводе потенциометра  $R1$  интегрируется до момента открывания транзистора  $VT1$ , через который происходит разряд конденсатора. Частота колебаний зависит от температуры, поскольку с изменением температуры меняется падение напряжения на диоде  $VD2$  и соответственно на неинвертирующем входе усилителя.

При калибровке схемы диод помещают в среду с температурой  $100^\circ\text{C}$ , после чего потенциометром  $R2$  устанавливают частоту, равную 1000 Гц. Затем диод охлаждают до  $0^\circ\text{C}$  и потенциометром  $R1$  устанавливают частоту 0 Гц. Указанную процедуру повторяют 2...3 раза до тех пор, пока не будет исключено взаимное влияние регулировок. После калибровки схемы выходная частота в десять раз больше температуры в пределах  $0...100^\circ\text{C}$  с погрешностью  $0,3^\circ\text{C}$ . Например, при температуре  $37,5^\circ\text{C}$  частотомер покажет 375 Гц.

**Преобразователь фазового сдвига во временной интервал** строится на двух компараторах и  $JK$ -триггере. На входы компараторов подаются синусоидальные сигналы, поступающие, например, с си-

нускосинусного вращающегося трансформатора. Сигналы сравниваются с нулевыми уровнями и на выходе формируются в прямоугольные, инверсные по фазе. Сформированные сигналы подаются один на  $J$ , а другой на  $K$  входы триггера. При этом на инверсном выходе триггера формируется импульс, длительность которого соответствует сдвигу фазы между входными сигналами компараторов. Если используется компаратор К1121СА1, то угловая погрешность не превышает 5 с для сигналов с частотой, меньшей 10 кГц.

**Преобразователь действующего значения напряжения в постоянное** используется для измерения действующего значения переменного напряжения сложной формы с постоянной составляющей (рис. 4.53) [27]. Как видно, и  $U_{вх}$  через  $R1$ , и  $U_{вх}$  через  $A1$  и  $R2$ ,  $R5$  подаются на  $A2$ . Проводимость канала полевого транзистора  $VT1$  изменяется в зависимости от выходного напряжения  $A2$ . Если воспользоваться парой транзисторов с согласованными параметрами, например К504НТ2А, проводимости каналов у которых примерно равны, а также выбрать сопротивление  $R9$  из условия  $R_9 = R_2 R_4 R_{10} / R_3 R_{11}$ , то получим  $U_{вх} = U_{вх.д} \sqrt{R_3 R_{11} R_{14} / R_1 R_4 R_{10}}$ . Необходимо учитывать, что при малых действующих значениях напряжения  $U_{вх.д}$ ,  $U_{вх}$ , а следовательно, и напряжение сток-исток  $VT1$  стремятся к нулю. Вследствие этого ОС  $A2$  разрывается и устройство может перейти в режим самовозбуждения. Чтобы это исключить, в схему введен узел стабилизации на базе  $A5$ .

При сравнительно больших значениях  $U_{вх} > U_{оп}$  на выходе  $A5$  напряжение низкое и диод  $VD1$  закрыт,  $A5$  не оказывает влияния на работу схемы и  $U_0 = 0$ . Как только  $U_{вх}$  уменьшается настолько, что  $U_{вх} < U_{оп}$ , то на выходе  $A5$  напряжение становится высоким, диод  $VD1$  открывается, устанавливается  $U_0 > 0$  и транзистор  $VT1$  открывается. Рекомендуется выбирать  $U_{оп}$  и  $U_0$  примерно в 25 раз меньше номинального значения выходного напряжения преобразователя. Таким образом, узел стабилизации на  $A5$  препятствует нарушению нормального режима работы схемы, но вместе с тем устанавливает нижний порог чувствительности преобразователя. Для линейаризации вольт-амперных характеристик транзи-

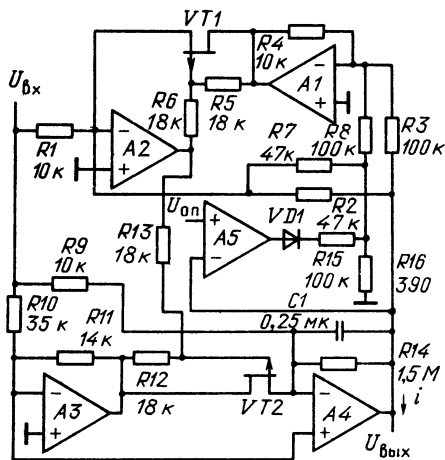


Рис. 4.53. Схема преобразователя действующего значения напряжения в постоянное

сторov  $VT1$ ,  $VT2$  в схему преобразователя введены резисторы  $R5$ ,  $R6$ ,  $R12$ ,  $R13$ . При линейной зависимости проводимости каналов  $VT1$ ,  $VT2$  от управляющего напряжения неидентичность их характеристик может быть учтена при калибровке и не влияет на точность преобразования. Нижнюю граничную частоту входного преобразуемого напряжения определяет постоянная времени  $R_{14}C_1$ , а верхнюю граничную частоту задают ОУ  $A2$ ,  $A3$ . Основным в схеме является  $A2$ , который в первую очередь и определяет динамические и точностные параметры преобразователя. В качестве  $A2$ ,  $A3$  рекомендуется использовать ОУ типа К544УД2А. От  $A1$ ,  $A4$  и  $A5$  требуется только максимальная точность, поэтому могут быть применены прецизионные ОУ К140УД17 или К153УД5.

Преобразователь при использовании указанных ОУ обеспечивает при выходном напряжении 5 В преобразование номинального действующего входного напряжения до 200 мВ. В диапазоне частот входного сигнала от 20 Гц до 100 кГц обеспечивается приведенная погрешность менее 0,5%. Температурный дрейф погрешности примерно 0,15%/10°С. Эти параметры получаются для приведенных на схеме сопротивлений резисторов, когда преобразователь рассчитан для работы с входными напряжениями, имеющими коэффициент амплитуды меньше 4. При увеличении коэффициента амплитуды, который определяется сопротивлениями  $R1$ ,  $R10$ ,  $R14$ , соответственно увеличиваются температурные погрешности.

**Преобразователь напряжения в длительность импульса**, обеспечивающий точность лучше 1%, при линейной зависимости формируемых импульсов от управляющего напряжения показан на рис. 4.54. Входное напряжение должно изменяться в пределах  $0 \dots U_n$ . Таймер работает в режиме одновибратора, запускаемого по триггерному входу тактовыми импульсами амплитудой  $0 \dots U_n$ . Синхронно с тактовыми импульсами на входе ОУ формируются импульсы с амплитудой, пропорциональной входному напряжению. Интегратор на базе ОУ обеспечивает преобразование входных импульсов в постоянное напряжение, которое подается на внутренний резисторный делитель таймера. Чем больше входное напряжение, тем больше напряжение на выводе 5 и, следовательно, тем до большего напряжения должен зарядиться конденсатор  $C_1$ , чтобы на выходе таймера установилось исходное напряжение. Для нормальной работы преобразователя период тактовых сигналов должен быть меньше  $R_1C_1$  и более чем в  $10^2$  раз меньше  $R_1C_1$ .

Преобразователи напряжения в длительность импульса применяют в информационно-телеметрических системах АЦП и др. Простота схем на таймерах позволяет разместить их в непосредственной близости от датчиков аналоговых сигналов, «на месте» преобразовать аналоговую величину в цифровые сигналы, которые можно передавать по длинным линиям связи и не опасаться воздействия помех в линии на точность принимаемой информации.

**Преобразователь сопротивления в длительность импульса**, используемый в системах управления производственными процессами

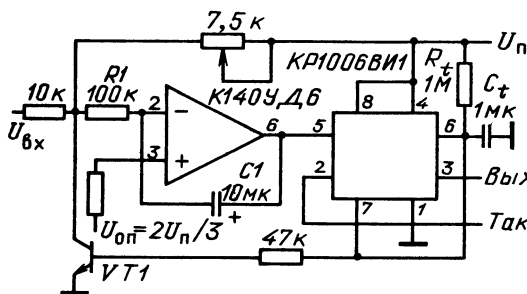


Рис. 4.54. Схема преобразователя напряжения в длительность импульса

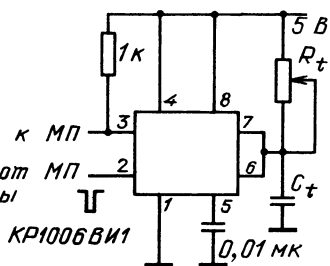


Рис. 4.55. Схема преобразователя сопротивления в длительность импульса

или телевизионной игре, построенных на микропроцессоре К580ИК80, можно выполнить на одном таймере (рис. 4.55). Тактовые импульсы с выхода микропроцессора подаются на триггерный вход таймера, включенного по схеме одновибратора. Длительность выходного сигнала таймера, равная  $1,1 R_t C_t$ , пропорциональна сопротивлению потенциометра  $R_t$ . Этот сигнал поступает на вход микропроцессора, который увеличивает содержимое внутреннего регистра, пока остается высоким выходное напряжение таймера. Когда необходимо ввести в микропроцессор информацию о значении сопротивления, происходит обращение к подпрограмме и на вывод 2 таймера подается сигнал запуска. Содержимое регистра микропроцессора увеличивается за время, обратно пропорциональное его тактовой частоте, обеспечивая прием 100 дискретных значений сопротивления потенциометра  $R_t$ .

## ГЛАВА 5

### ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Для цифровой обработки аналоговые сигналы должны подвергаться дискретизации, а затем квантованию. Сформированные в результате этих процедур цифровые сигналы подвергаются обработке с помощью цифровых систем. При выполнении каждого этапа преобразования аналогового сигнала в код вносятся погрешности, которые обычно делят на три группы: методологические, статические и динамические. Методологическая погрешность обусловлена самим принципом перехода от непрерывных сигналов к дискретным, когда в цифровые слова преобразуется не бесконечное, а конечное множество значений аналогового сигнала в течение некоторого времени его изменения.

## 5.1. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ И КВАНТОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Необходимое число преобразований аналогового сигнала в цифровой определяется спектром частот аналогового сигнала или требуемой точностью преобразования. В соответствии с теоремой отсчетов Шеннона непрерывный сигнал  $U_{вх}(t)$  можно представить в виде суммы  $N$  выборок этого сигнала, осуществляемых с интервалами времени  $\Delta T$  [28]. Тогда

$$U_{вх}(t) = \sum_{N=-\infty}^{+\infty} U_{вх}(N\Delta T) \frac{\sin [2\pi f_{max}(t - N\Delta T)]}{2\pi f_{max}(t - N\Delta T)},$$

где  $f_{max} = 1/2\Delta T$  — максимальная частота в спектре входного сигнала. Из этой теоремы следует, что для точного восстановления сигнала частота выборок его мгновенных значений должна быть по крайней мере в два раза больше  $f_{max}$ . Это правило справедливо при равномерной дискретизации, т.е. при одинаковых значениях  $\Delta T$ , и оно определяет требуемое быстродействие АЦП. По существу дискретизацию непрерывного сигнала осуществляет УВХ, а собственно АЦП выполняет квантование этого выбранного сигнала, неизменного на интервале  $\Delta T$ .

Из сказанного следует, что дискретизация сигналов с высокочастотными составляющими может привести к возникновению существенных погрешностей в реальных АЦП с конечными динамическими характеристиками УВХ. Уменьшить эти погрешности можно, включив фильтры нижней частоты на входе УВХ либо увеличив частоту дискретизации. Последнее требует применения более быстросрабатывающих АЦП, что не всегда приемлемо.

Вместе с тем следует учитывать, что УВХ не всегда необходимо применять на входе АЦП. Объясняется это следующим образом. Время, необходимое для выполнения преобразования аналогового сигнала в цифровой, определяет максимальную погрешность обработки каждого выбранного значения изменяющегося во времени аналогового сигнала. Например, в случае синусоидального сигнала, подаваемого непосредственно на вход АЦП, от момента начала преобразования  $t_n$  до момента окончания преобразования  $t_k$  входной сигнал изменится на величину  $\Delta U$ . АЦП не воспримет такое изменение  $U_{вх}$  только в том случае, если  $\Delta U < U_{оп}/2^N$ , где  $U_{оп}$  — напряжение опорного источника питания,  $N$  — число двоичных разрядов на выходе АЦП. Максимально допустимое изменение  $U_{вх}$  за интервал времени  $\Delta T = t_k - t_n$  зависит от параметров входного сигнала и АЦП и может быть рассчитано для худшего случая. Таким случаем является момент пересечения синусоидальным входным сигналом своего нулевого уровня, когда величина  $\Delta U_{вх}/\Delta T$  максимальна и равна  $U_{max}2\pi f_{max}$ , где  $U_{max}$  — максимальное значение  $U_{вх}$ . Следовательно, если  $\Delta U_{вх} = U_{max}2\pi f_{max}\Delta T \leq U_{оп}/2^N$ , то УВХ на входе АЦП не требуется. Если же последнее неравенство не выпол-

няется, то возникает погрешность преобразования, связанная с неопределенностью, прямо пропорциональной  $\Delta T$ . Уменьшение  $\Delta T$  за счет увеличения быстродействия АЦП обеспечивает прямо пропорциональное уменьшение погрешности преобразования, обусловленной неопределенностью значения  $\Delta U_{\text{вх}}$  в интервале времени  $t_n - t_k$ . Использование УВХ позволяет обычно сузить интервал неопределенности до значения времени выборки УВХ мгновенного значения  $U_{\text{вх}}$ .

На входе АЦП устройство выборки-хранения работает в трех режимах: слежение, хранение и выборка. В режиме слежения УВХ передает входной сигнал на выход без искажений. Затем по команде от внешнего устройства УВХ сохраняет на выходе значение  $U_{\text{вх}}$ , действовавшее в момент подачи команды. В этом режиме АЦП преобразует  $U_{\text{вх}}$  в цифровую форму. После окончания преобразования УВХ вновь переводится в режим слежения, однако для этого требуется некоторое время, которое и называется временем выборки  $t_b$ . Чем меньше это время, тем меньше погрешность неопределенности, которая уменьшается в  $\Delta T/t_b$  раз при использовании УВХ на входе АЦП.

Описанная погрешность неопределенности относится к динамической погрешности АЦП, для оценки которой используется понятие апертурной неопределенности, взаимосвязанной с апертурным временем. Действие апертурной погрешности проявляется как неопределенность момента, к которому относится результат преобразования аналогового сигнала.

При выполнении преобразования аналогового сигнала в цифровой наибольшее время тратится на установление переходных процессов в аналоговых узлах схемы. Если частота выборок аналоговых сигналов повышается, то наступает момент, когда точность установления аналогового сигнала становится сравнимой с шагом квантования — минимальным дискретом  $U_{\text{вх}}$  различимого АЦП. Кроме того, при преобразовании из-за прямой передачи цифровых сигналов через паразитные емкости в цепи аналоговых сигналов возникают дополнительные переходные процессы. Влияние этих переходных процессов тем больше, чем выше необходимая точность преобразования. Чем больше длительность переходных процессов в аналоговых узлах преобразователя, тем реже можно выполнять выборку новых значений  $U_{\text{вх}}$ . При этом существенное влияние на результирующую точность преобразования оказывают статические погрешности входящих в АЦП узлов. Сколь угодно малые значения методологической и динамической погрешностей преобразования нельзя использовать в полной мере при больших статических погрешностях узлов АЦП. Поэтому все составляющие погрешности преобразования должны снижаться равномерно, если необходимо создать рациональную по параметрам и аппаратурным затратам структуру АЦП.

После дискретизации с помощью УВХ или одновременно с дискретизацией (без УВХ) выполняется квантование дискрета  $U_{вх}$ , т. е. его преобразование в цифровой код. Эта операция иногда называется кодированием.

Методологическую погрешность кодирования называют шумом квантования. Максимальное значение этой погрешности равно половине кванта, т. е. величине, равной  $U_{оп}/2^{N+1}$ . Чтобы шум квантования не зависел от параметров входного сигнала, рекомендуют выбирать значение кванта, равное среднеквадратическому значению шума  $U_{вх}$ . В этом случае плотность вероятности такого шума в пределах кванта имеет равномерный закон распределения.

## 5.2. КОДЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Для совместной работы АЦП с ЭВМ обычно используются разновидности натурального двоичного кода. Однако в некоторых случаях отдается предпочтение другим кодам. Например, для работы совместно с семисегментными светоиндикаторами целесообразно использовать двоично-десятичный код, а для АЦП, работающих в условиях повышенных внешних помех, наилучшие результаты может дать использование кода Грея. Любое целое число в двоичном коде можно представить в следующем виде:  $A_n = a_n 2^n + a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_0 2^0$ , где  $a_i$  могут иметь значения 0 или 1. Если необходимо представить дробное число, то можно воспользоваться суммой  $A_d = a_n 2^{-n} + a_{n-1} 2^{-n+1} + \dots + a_1 2^{-1}$ . В преобразователях используются однополярные и двухполярные коды. Простейшими однополярными кодами, используемыми в преобразователях, являются прямой двоичный код и двоично-десятичный. Для совместного рассмотрения основные разновидности этих кодов приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

### Однополярные коды

Десятичное число	Двоичные коды		Двоично-десятичные коды	
	прямой	Грея	8-4-2-1	2-4-2-1
1	0001	0001	0001	0001
2	0010	0011	0010	0010
3	0011	0010	0011	0011
4	0100	0110	0100	0100
5	0101	0111	0101	0101
6	0110	0101	0110	0110
7	0111	0100	0111	0111
8	1000	1100	1000	1110
9	1001	1101	1001	1111
10	1010	1111	10000	10000
11	1011	1110	10001	10001
12	1100	1010	10010	10010



Десятичное число	Двоичные коды		Двоично-десятичные коды	
	прямой	Грея	8-4-2-1	2-4-2-1
13	1101	1011	10011	10011
14	1110	1001	10100	10100
15	1111	1000	10101	10101

Результат преобразования в двоичном коде нетрудно перевести в десятичную систему счисления, воспользовавшись выражением  $A = \sum_{i=1}^n a_i 2^i$ . Например, при коде

1010 число  $A = 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 8 + 0 + 2 + 0 = 10$ . Из табл. 5.1. видно, что прямой двоичный код может применяться только для однополярных сигналов. Если к  $N$ -разрядному прямому двоичному коду добавить слева разряд, то его можно использовать для задания полярности сигнала. Обычно число считают положительным, если в этом разряде установлен 0, и отрицательным, если 1. Однако такой код, называемый прямым двоичным со знаком, непригоден для совместного использования с ЭВМ.

Преимуществом кода Грея является то, что при переходах в соседние кодовые комбинации изменяется значение только одного разряда. Это свойство кода делает его очень удобным для применения в преобразователях угол-код, поскольку исключается появление ложных промежуточных кодов. Преобразователи напряжения-код, использующие на выходе код Грея и построенные на переключаемых компараторах усилителях тока [34], обеспечивают обычно большее, чем при других кодах, быстродействие. Объясняется это уменьшением влияния динамических ошибок, вызванных переходными процессами в аналоговых узлах преобразователя. Вместе с тем код Грея неудобно использовать тогда, когда необходима работа АЦП с ЭВМ или при выводе цифровой информации на ЦАП. В тех случаях, когда следует выполнить переход от кода Грея к прямому двоичному коду и наоборот, используют несложные логические схемы [29]. Прямой двоичный код преобразуется в код Грея следующим образом. При условии, что в крайнем левом разряде цифрового слова в прямом коде установлен 0, то и в коде Грея в этом разряде должен быть 0. В следующем разряде слева направо каждое изменение значения разряда прямого кода требует установки 1 в коде Грея, а отсутствие изменения соответствует 0. В случае обратного преобразования из кода Грея в прямой крайние левые разряды совпадают, а при перемещении слева направо каждый разряд в прямом коде будет дополнением от предыдущего разряда в прямом коде.

С точки зрения простоты восприятия наибольшие преимущества имеют двоично-десятичные коды. В этих кодах каждая десятичная цифра от 0 до 9 может быть представлена группой из четырех двоичных цифр или тетрадой. Значения в тетраде больше 9 не разрешены. Двоично-десятичный код обладает избыточностью, поскольку каждая тетрада имеет всего 10/16 разрешенных значений дробного числа по сравнению с обычным прямым кодом (табл. 5.1). Хотя каждая тетрада позволяет сформировать 15 комбинаций из четырех цифр, однако 6 комбинаций не используются. Возможность исключения любых шести комбинаций приводит ко

многим вариантам организации двоично-десятичных кодов. Код 8-4-2-1 в табл. 5.1 получается при использовании первых четырех степеней прямого кода:  $2^3=8$ ,  $2^2=4$ ,  $2^1=2$ ,  $2^0=1$ . Во многих случаях применения таких кодов вводят дополнительный разряд с весом, равным значению полной шкалы. Тогда при применении кода на выходе цифрового вольтметра или другого измерительного прибора обеспечивается возможность контроля выхода напряжения за пределы диапазона измерения.

Существенно большее распространение по сравнению с кодом 8-4-2-1 имеет двоично-десятичный код 2-4-2-1. В первом разряде тетрады в этом коде вместо обычного веса 8 используется вес, равный 2. Этот код имел широкое распространение в приборах 60-х годов, так как требовал наименьших аппаратурных затрат по сравнению с приборами, в которых применялись другие двоично-десятичные коды. Объясняется это тем, что когда все разряды равны 1, то полный диапазон шкалы обеспечивается без четвертого разряда тетрады.

Для преобразования двухполярных аналоговых сигналов необходимо в цифровом слове иметь информацию о полярности сигнала. Для этих целей обычно являются удобными двухполярные коды, приведенные в табл. 5.2.

Таблица 5.2.

### Двухполярные коды

Десятичное число	Двоичные коды			
	прямой	обратный	смещенный	дополнительный
+7	0111	0111	1111	0110
+6	0110	0110	1110	0110
+5	0101	0101	1101	0101
+4	0100	0100	1100	0100
+3	0011	0011	1011	0011
+2	0010	0010	1010	0010
+1	0001	0001	1001	0001
+0	0000	0000	1000	0000
-0	1000	1111	1000	0000
-1	1001	1110	0111	1111
-2	1010	1101	0110	1110
-3	1011	1100	0101	1101
-4	1100	1011	0100	1011
-5	1101	1010	0011	1010
-6	1110	1001	0010	1001
-7	1111	1000	0001	1000
-8			0000	

Прямой код со знаком применяется в ЦАП, когда необходимо получить плавные переходы от малого положительного напряжения к малому отрицательному, а также в цифровых вольтметрах. Недостатком этого кода является то, что значению нуля соответствуют два кода. Вследствие этого обычно требуются значительные аппаратурные затраты для правильного обнаружения знака.

Самым простым двухполярным кодом обычно считают смещенный код. Из табл. 5.2 нетрудно убедиться, что смещенный 3-разрядный код является прямым 4-разрядным кодом; у которого 0 в первом разряде соответствует отрицательному числу,

а 1 — положительному. Дополнительным достоинством этого кода является то, что это обычный тип рабочего кода в ЭВМ. Кроме того, смещенный код легко преобразуется в дополнительный код, даже более распространенный при выполнении цифровых вычислений, у которого к тому же нулевой аналоговый сигнал представлен только одним значением цифрового слова. Хотя в смещенном коде слово 0000 при вычислениях не используется, оно необходимо при контроле правильности работы соответствующего прибора. Применение смещенного кода существенно усложняет то, что главный кодовый переход из 1000 в 0111 расположен в области нуля десятичного числа. Это приводит к существенному снижению быстродействия приборов при контроле малых по амплитуде сигналов, а также большой дифференциальной нелинейности. Недостатком смещенного кода является и то, что по сравнению с прямым кодом обычно значительно больше погрешность смещения нуля.

Дополнительный код получается из прямого инвертированием цифрового слова и добавлением к результату единицы в старшем разряде. Например, чтобы перейти от числа 1011 в прямом коде получим вначале 0100, а затем, прибавив 0001, получим то же число в дополнительном коде в виде 0101. Такая процедура перехода из одного кода в другой иногда является предпочтительной при вычислениях для замены операции сложения вычитанием или наоборот. Внимательно проанализировав смещенный и дополнительный коды, нетрудно заметить, что один переходит в другой путем инверсии значения первого разряда (см. табл. 5.2).

И, наконец, последним, достаточно широко распространенным кодом является обратный. Этот код получается из прямого путем инверсии значащих разрядов для отрицательных чисел. Коды положительных чисел у них совпадают. Недостатками этого кода являются двойственное представление нулевого значения и более сложная аппаратная реализация узлов при переходе от цифровой к аналоговой форме представления сигнала.

### **5.3. ПЕРЕДАЧА АНАЛоговых СИГНАЛОВ ПО ДЛИННЫМ ЛИНИЯМ СВЯЗИ**

Для передачи с высокой точностью аналоговых сигналов по линиям связи, длина которых достигает 10 и даже 1000 м, используются специальные методы и схемы. Передача аналоговых сигналов по проводам на большие расстояния обычно требуется при дистанционном управлении различными исполнительными устройствами в современном роботизированном производстве. Исполнительные устройства строятся на базе различных электродвигателей или электромагнитно-механических приборов, управляемых аналоговыми сигналами. При этом существует два подхода к организации дистанционного управления: либо непосредственно передать аналоговый сигнал, либо преобразовать аналоговый сигнал в цифровой, передать цифровой сигнал по витым парам проводов и на месте преобразовать его вновь в аналоговый сигнал, усилив последний до требуемой мощности. Метод непосредственной передачи аналоговых сигналов сравнительно большой мощности предпочтителен тогда, когда допустимо некоторое ухудшение точности при приеме сигнала исполнительным устройством и требуется максимальная простота и дешевизна линии связи (включая схемы передатчика

и приемника сигнала). Если же потеря точности в линии связи недопустима, второстепенным являются требования к стоимости линии связи и допустила аппаратурная избыточность в схемах приемника и передатчика, то вместо аналоговых сигналов применяют передачу эквивалентных им цифровых сигналов. Такая цифровая передача сигналов особенно предпочтительна при очень длинных линиях связи (более 10 м) в условиях повышенных электромагнитных помех.

Обычно применяют два метода цифровой передачи аналоговых сигналов. Один из методов заключается в том, что аналоговый сигнал преобразуется с помощью АЦП в цифровое слово. Параллельный код на выходе АЦП преобразуется в последовательный и в сопровождении тактовых импульсов передается по двум витым парам проводов к приемнику исполнительного устройства. Здесь; наоборот, последовательный код цифрового слова преобразуется в параллельный, затем с помощью ЦАП в аналоговый сигнал и после этого усиливается до мощности, требуемой для управления исполнительным устройством.

Во втором методе цифровой передачи аналоговых сигналов применяются преобразователи напряжения в частоту и обратно (см. гл. 9 и 11). Передатчик преобразует аналоговый сигнал в частоту, усиливает последовательность цифровых сигналов с переменной частотой до требуемой мощности и передает их в линию. Приемник сигналов с линии формирует поступающие сигналы и преобразует переменную их частоту в напряжение или ток, которые затем усиливаются до мощности, необходимой для управления исполнительным устройством.

Последний метод цифровой передачи аналоговых сигналов требует меньших аппаратурных затрат, поскольку в качестве преобразователя в передатчике и приемнике может быть использована одна микросхема КР1108ПП1 и можно обойтись без преобразователей параллельного кода в последовательный и наоборот (см. § 10.1). Более того, здесь необходима только одна пара витых проводов.

Ниже рассмотрены некоторые схемы усилителей мощности для исполнительных устройств, которые могут быть использованы и в качестве передатчиков аналоговых и цифровых сигналов, работающих на длинные линии. При такой передаче аналоговых сигналов возникают существенные трудности, обусловленные неидеальностью параметров протяженной линии связи. Во-первых, витая пара проводов имеет существенные значения сопротивления и распределенных емкости и индуктивности. Кроме того, на разных концах линии связи в местах соединения ее с общими точками приборов может возникать разность потенциалов до нескольких сотен вольт. Чтобы уменьшить действие этих факторов могут использоваться трехпроводные линии связи, в которых к передатчику си-

сигнала от приемника подводятся не только общий и сигнальный провода, но и провод напряжения питания. Для уменьшения числа проводов от двух в качестве передатчиков аналоговых сигналов обычно применяют схемы, в которых провод напряжения питания объединен с сигнальным. В этом случае второй провод подключается не к общей точке приемника, а ко входу приемника со входным сопротивлением  $R_n$ . В схеме передатчика должен использоваться плавающий источник сигнала  $U_r$ , например термopара или резисторный мост с терморезисторами. При передаче напряжения по длинной линии возникают ошибки из-за падения напряжения на проводе. Чтобы уменьшить потери, необходимо либо увеличить сечение провода, либо выбрать провод с малым удельным сопротивлением. И то, и другое непрактично, поскольку в первом случае увеличивается вес линии связи, а во втором случае — ее стоимость. Поэтому полезный сигнал в линии связи представлен не напряжением, а током. Благодаря этому в линии связи можно использовать не коаксиальный кабель с нормированным сопротивлением, а витую пару проводов, имеющую значительные разбросы сопротивления. Но и в этом случае требуется согласовать выходное сопротивление  $R_v$  источника тока с сопротивлением линии  $R_n$ . Простое подключение к выходу источника тока сопротивления  $R_v = R_n$  обычно недопустимо, так как вдвое уменьшается полезный сигнал в линии. Поэтому, чтобы выполнить согласование, в схему вводят ОУ, охватывающий отрицательной ОС источник тока с согласующим сопротивлением [35]. Этот ОУ устанавливает напряжение на  $R_n$  равным входному, независимо от сопротивления  $R_n$ . Ниже описаны схемы универсального и прецизионного передатчиков.

В универсальном передатчике (рис. 5.1) плавающее питание ОУ организовано с помощью цепи стабилитронов  $VD2—VD4$ . В этой схеме работа на витую пару проводов обеспечивается ОУ, который создает в цепи нагрузки  $R_n$  ток в зависимости от  $U_{вх}$ . Операционный усилитель включен по схеме неинвертирующего усилителя с эмиттерным повторителем на выходе. Ток через тран-

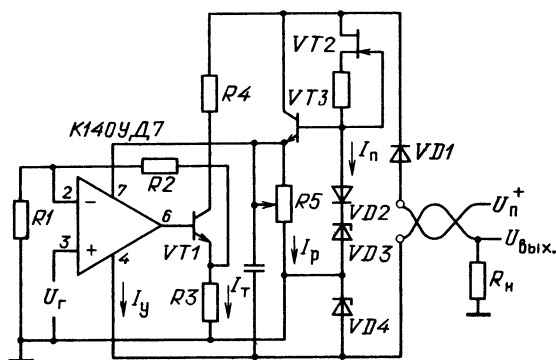


Рис. 5.1. Схема усилителя сигнала в двухпроводной линии связи

зистор изменяется прямо пропорционально изменению  $U_{\text{вх}}$ . Напряжение на эмиттере  $VT1$  равно  $U_{\text{вх}}(1 + R_2/R_1)$ , следовательно, протекающий через  $VT1$  ток  $I_T = U_{\text{вх}}(1 + R_2/R_1)/R_3$ . Этот ток, так же как ток из цепи ОС ОУ, протекает через стабилитрон  $VD4$  и поступает в цепь нагрузки  $R_n$ . Ток  $I_y$  в цепи питания ОУ и ток  $I_n$  в цепи организации плавающего питания для ОУ изменяются в зависимости от напряжения  $U_{\text{вых}}$  на  $R_n$ . Поскольку в цепь организации плавающего питания ОУ включен генератор постоянного тока на базе полевого транзистора  $VT3$ , то изменения  $I_n$  незначительны. Снизить до минимума можно и изменения тока  $I_y$  в зависимости от  $U_{\text{вых}}$  и, следовательно, тока в резисторе  $R_n$ . Для этого  $VT1$  можно заменить составным транзистором, тем самым практически исключив влияние тока  $I_T$  на  $I_y$ . За счет этого можно снизить до долей процента ошибку, обусловленную изменением токов во вспомогательных цепях схемы при изменении  $U_{\text{вх}}$  и  $I_T$ .

Поскольку цепь плавающего питания ОУ связана с  $R_n$ , изменение выходного напряжения является изменением отрицательного напряжения питания ОУ. Это изменение напряжения  $U_{\text{вых}}$  передается по цепи стабилитронов  $VD2$ — $VD4$  на базу транзистора  $VT3$  и затем поступает на ОУ в цепь подключения положительного источника питания. Диод  $VD2$  введен в схему, чтобы скомпенсировать падение напряжения на эмиттерно-базовом переходе  $VT3$ . Благодаря этому на ОУ подается симметричное напряжение питания, равное сумме падений напряжений на стабилитронах  $VD3$ ,  $VD4$ . Поэтому должны выбираться стабилитроны с таким расчетом, чтобы при заданном  $U_n^+$  обеспечить максимальное напряжение питания ОУ, но вместе с тем и требуемый диапазон изменения  $U_{\text{вых}}$ . Включение диода  $VD1$  в схему исключает протекание через  $R_n$  тока, при котором требуется  $U_n^+$  больше действующего.

Чтобы установить желаемое значение постоянной составляющей тока  $I_{\text{вых0}} = I_T + I_y + I_p$ , к эмиттеру транзистора  $VT3$  подключается цепь регулировочного тока  $I_p$ , построенная на резисторе  $R5$ . Изменение тока  $I_{\text{вых0}}$  в зависимости от температуры вносит основную температурную погрешность в работу передатчика. Например, протекающий по цепи питания ОУ ток  $I_y$  может изменяться на 25% при изменении температуры окружающей среды в диапазоне  $-55... +125^\circ \text{C}$ . Дополнительную погрешность вносит дрейф тока  $I_T$ , обусловленный температурным дрейфом  $U_{\text{см}}$  в ОУ. Температурный дрейф  $I_y$  возрастает при увеличении отношения резисторов  $R_2/R_1$ . Дрейф тока  $I_n$  минимизируется выбором величины  $I_n$ , при которой минимален температурный дрейф стабилитронов  $VD3$ ,  $VD4$ .

В прецизионном передатчике (рис. 5.2) для уменьшения влияния температурного дрейфа тока  $I_{\text{вых0}}$  используется его компенсация с помощью соответствующего изменения коэффициента передачи усилителя на  $A1$ , т. е. тока  $I_y$ , протекающего через  $R3$ . В этой схеме плавающее питание для  $A1$  организовано цепью, построен-

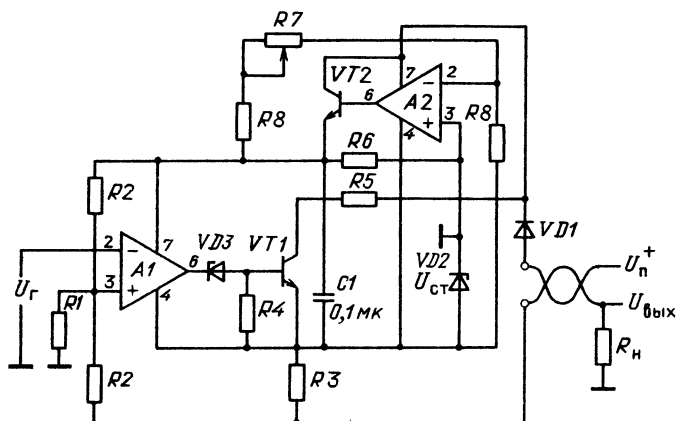


Рис. 5.2. Схема прецизионного усилителя сигнала в двухпроводной линии связи

ной на  $A2$ . Как и в предыдущей схеме, на базе  $A1$  реализован преобразователь напряжения  $U_{вх}$  в ток  $I_T$  транзистора  $VT1$ . Поскольку в этой схеме отрицательное плавающее напряжение питания подается на эмиттер транзистора  $VT1$ , то потенциал этого эмиттера остается неизменным. Однако изменяется в зависимости от  $U_{вых}$  ток через  $R3$  и сигнал ОС подается на  $A1$  также с  $R_n$ . Вследствие двойного фазового сдвига  $U_{вх}$  сигнал ОС подается на инвертирующий вход  $A1$  для обеспечения устойчивой работы схемы. Для нормальной работы схемы необходимо одновременное смещение по напряжению выхода и входов  $A1$ . Требуемое напряжение смещения по постоянному току выхода  $A1$  достигается включением в схему стабилитрона  $VD3$ , а необходимое смещение рабочей точки по входу  $A1$  обеспечивают резисторы  $R2$ , подключенные к неинвертирующему входу ОУ.

Положительный входной сигнал  $U_{вх}$  усиливается в  $(2 + R_2/R_1)$  раз обеспечивая пропорциональное изменение тока через  $VT1$ . Изменения токов через  $R2$  и  $R3$  под воздействием  $U_{вх}$  вызывают изменение напряжения на  $R_n$ . Протекающий при  $U_{вх}=0$  ток  $I_{вх0}$  изменяется под действием дестабилизирующих факторов значительно слабее в описываемой схеме благодаря действию корректирующей ОС. Сказывается лишь изменение тока в цепи  $R2$ , подключаемой к  $R_n$ . Это происходит из-за изменений плавающего напряжения питания, вызванных конечным значением коэффициента подавления нестабильности питания посредством  $A2$  и током, протекающим в цепь  $VD2$  через  $R6$ . Однако влиянием этих ошибок в большинстве случаев можно пренебречь. Чтобы снизить действие погрешности из-за изменения тока через  $R2$ , целесообразно увеличить сопротивление обоих резисторов  $R2$ . Значение плавающего

напряжения питания  $A1$  равно  $2U_{ст}$ , а ток через  $VD2$  равен  $U_{ст}/R_6$ . Для повышения устойчивости схемы к самовозбуждению цепи питания  $A1$  зашунтированы конденсатором  $C1$ .

#### 5.4. ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ЗВУКОВЫХ И ВИДЕОСИГНАЛОВ

Методы цифровой обработки сигналов только начинают применяться в области звуковой техники [2]. Большинство разработок в области цифровой обработки звуковых сигналов направлено на совершенствование одного из звеньев в цепи аппаратуры записи или передачи звука. И только немногие разработки предназначены для принципиальной замены отдельных звеньев. К последним относятся цифровые ревербераторы, устройства сжатия динамического диапазона и подавления шумов, ограничители и др. Наибольшее распространение эти устройства получили пока в цифровых магнитофонах и системах передачи звуковых сигналов. Однако при простоте идеи цифровой обработки эти устройства оказались достаточно сложными по составу аппаратуры. В последние годы были также созданы цифровые синтезаторы и микшерные пульты. Существенную роль во всех этих устройствах играют ЦАП и АЦП, качество работы которых во многом определяет конечный результат последующей цифровой обработки сигналов. Требования, имеют свою специфику. Так, особое внимание уделяется быстродействию, в то же время вполне доступные 12-разрядные преобразователи могут обеспечить отношение сигнал-шум около 70 дБ, что вполне достаточно для многих случаев. Ошибки квантования в АЦП можно представить в виде последовательности случайных величин с равномерным законом их распределения. Тогда эти ошибки образуют стационарный белый шум, эквивалентный общему шуму, свойственному аналоговым системам обработки звуковых сигналов [36]. Уровень этого шума определяет минимальный воспроизводимый или принимаемый сигнал, а следовательно, максимальный динамический диапазон системы. Гармоники, возникающие при квантовании, и образуемые ими составляющие частоты создают при воспроизведении звуковых сигналов существенные искажения, называемые шумом дробления. Для устранения неприятных звуковых эффектов, связанных с шумом дробления, можно увеличить число разрядов АЦП настолько, чтобы исчезли неприятные звуковые эффекты. Неприятные звуковые эффекты при цифровой обработке возникают и тогда, когда входной сигнал АЦП превышает уровень опорного. Эти эффекты можно исключить, ограничив изменение входного сигнала, например, на уровне, меньшем на 3 дБ, чем опорный. Запас по амплитуде необходим, чтобы исключить влияние разброса параметров аппаратуры. Во многих случаях для исключения искажений этого вида на входе АЦП используется эспандер, «сжимающий» передаточную характеристику источника сигнала (см. гл. 4).



Наибольшие проблемы при выборе АЦП для систем цифровой обработки звуковых сигналов вызывает определение оптимального быстродействия АЦП. Обычно считается, что оптимальным является такой АЦП, у которого конечное значение времени преобразования не воспринимается на слух. Такой подход говорит о том, что аналитическое сравнение различных АЦП в звуковой системе пока затруднено, но можно воспользоваться психоакустическим подходом к проблеме выбора точности и быстродействия АЦП. Для этого нужно глубокое понимание сути и причин психоакустических эффектов, создаваемых различными видами погрешностей преобразования. Однозначные количественные соотношения здесь пока не получены несмотря на большое количество литературы, где описываются различные эффекты цифровой обработки звуковых сигналов, но в основном качественно. В [2] показано, что оптимальный АЦП для одной монофонической программы, выбранный на основе психоакустического подхода, должен иметь пропускную способность  $C_t > 0,15$  Мбит/с при разрядности  $N > 12$  (см. гл. 1). Эффект использования такого АЦП примерно втрое лучше, чем 15-разрядного АЦП с временем преобразования 30 мкс, и вдвое лучше, чем узла сжатия передаточной характеристики на входе еще более медленного АЦП той же разрядности.

Важнейшей областью техники обработки звуковых сигналов является запись. В современных системах хранение и запись звуковых сигналов осуществляются на магнитной ленте. Каждое воспроизведение записи на обычном аналоговом магнитофоне приводит к ухудшению сигнала из-за износа ленты. Магнитные материалы, из которых делаются пленки, восприимчивы к аддитивным шумам и имеют нелинейные передаточные характеристики. В лучшем случае в режиме записи ленты обеспечивают отношение сигнал-шум 70 дБ. Существенные искажения могут внести эксцентриситеты во вращающихся частях лентопротяжного механизма, создающие частотную модуляцию сигнала. Влияние этих и других искажений существенно ослабляется при переходе к цифровым магнитофонам, требующим качественной записи сигналов (у которых допустимо значительное изменение длительности) с амплитудой не единицы милливольт, а единицы вольт. Уже сейчас такие магнитофоны практически вытеснили аналоговые в студийной и профессиональной аппаратуре.

В цифровых магнитофонах отфильтрованный аналоговый сигнал поступает на АЦП с УВХ на входе и преобразуется либо в последовательные, либо в параллельные потоки цифровых величин. Эти потоки уплотняются, т. е. повышается частота их следования, и затем «окрашиваются», т. е. в них вводятся цифровые коды распознавания и синхронизации. Полученная цифровая информация с сигналами звукового диапазона записывается на магнитную ленту. Информацию можно закодировать так, что она будет доступна только при воспроизведении на определенном

магнитофоне либо при предварительном исполнении программы раскодирования. Для цифровой записи используют помехоустойчивые коды, обеспечивающие исправление ошибок, которые могут возникнуть при записи информации и хранении ленты. Исправление ошибок основано на введении дополнительных информационных разрядов. Одним из наиболее распространенных кодов с исправлением ошибок является код Хемминга. Кодированная информация разбивается на  $k$ -разрядные слова. Затем определяются значения  $n-k$  избыточных разрядов, которые вводятся в передаваемое из кодера слово. Чтобы ошибка в любом из  $n$  разрядов слова обнаруживалась однозначно исходя из состояния  $n-k$  разрядов, необходимо, чтобы выполнялось неравенство  $n \leq 2^{n-k} - 1$ . Преимуществом цифровой записи являются и расширенные функциональные возможности по обработке речевых сигналов за счет программно-управляемых операций редактирования и монтажа записей, реверберации, простоты создания эффекта хора и т. д.

Экспериментально установлено, что при воспроизведении звуковых сигналов, представленных в цифровой форме, необходим АЦП на 14 разрядов. При этом получается динамический диапазон примерно 85 дБ, и лишь немногие слушатели обнаруживают искажения, вызванные шумом дробления. Были разработаны методы, как сделать в этом случае шум дробления незаметным. Один из них заключается в том, чтобы подать на вход АЦП вместе с полезным сигналом белый шум, уровень которого вдвое превышает среднеквадратическое значение шума дробления. Вторым методом является подача на вход АЦП меандра сигнала с частотой, вдвое меньшей частоты дискретизации. В этом случае амплитуду прибавляемого меандра можно уменьшить на 6 дБ и тогда общий уровень шума увеличится не вдвое, а только на 2 дБ. Таким образом, было установлено, что добавление меандра на вход позволяет уменьшить динамический диапазон невосприимчивости шума дробления до 78 дБ, что соответствует АЦП с 13 разрядами. Сегодня АЦП с такой разрядностью обычно и используются в цифровых магнитофонах, поскольку применяемые даже в студийных условиях магнитные ленты имеют, как правило, динамический диапазон, не превышающий 75 дБ.

Современные системы цифровой записи со встроенным быстродействующим микропроцессором обеспечивают программно-управляемые редактирование и монтаж записей музыкальных программ, введение реверберации, сжатие и расширение динамического диапазона, выравнивание спектров принятых сигналов, подавление шумов без уменьшения динамического диапазона и т. д. В результате значительно улучшено качество профессиональных звуковых систем, полученные новые звуковые эффекты, не достижимые в аналоговой технике.

Наряду с цифровой обработкой звуковых сигналов в последние годы активно развиваются цифровые системы обработки изоб-

ражения. Этому способствовало быстрое совершенствование микросхем, особенно в части повышения степени интеграции функций на кристалле. Появление недорогих быстродействующих АЦП и ЦАП, аналоговых микропроцессоров, однокристальных микроЭВМ, БИС оперативной и постоянной памяти большой емкости способствовало интенсивному внедрению цифровых методов обработки сигналов видеочастотного диапазона. При цифровой обработке изображения особое внимание уделяется особенностям системы зрения человека: нелинейности характеристики восприятия яркости света (по логарифмическому закону), полосовому характеру воспринимаемого диапазона частот, ограниченности воспринимаемого светового потока. Любое изображение содержит много избыточной информации. Эта избыточность приводит к ненужным затратам энергии и повышению стоимости. Ширина полосы частот, необходимая для передачи изображения в виде цифровых сигналов, зависит от числа выполняемых выборок, разрядности цифровых слов, времени передачи и мощности сигнала передатчика. Оптимальный выбор этих характеристик является важной задачей по снижению себестоимости цифровых систем обработки изображения и в конечном счете расширению их внедрения.

Избыточность информации, содержащейся в изображении, может быть описана функцией корреляции между выборками, что основано на взаимной прогнозируемости близлежащих выборок. Устранение или уменьшение коррелированности близлежащих выборок и является основной проблемой организации цифровой обработки изображения. После получения сжатой видеoinформации следующие две операции (аналого-цифровые преобразования и кодирование) являются тривиальными.

В основу решения проблемы устранения избыточности информации, содержащейся в изображении, положены следующие соображения. Если выборки изображения образуют двухкоординатную сетку с числом узлов  $M \times M$  и каждая выборка представлена  $n$ -разрядным цифровым кодом, то для обработки изображения без потери информации потребуется  $M^2 N$  двоичных разрядов. Чтобы определить объем избыточности информации, содержащейся в  $M^2 N$  разрядах, обычно строится гистограмма яркости изображения и вычисляется соответствующая энтропия. Поскольку  $N$ -разрядное цифровое слово содержит информацию о  $2^N$  уровнях квантования входного аналогового сигнала, то требуется анализ всех  $M^2$  выборок, чтобы подсчитать, сколько раз повторяется каждый уровень квантования. По результатам подсчетов строится гистограмма яркости изображения, содержащая информацию о числе  $M_i$  каждого уровня в изображении. Плотность вероятности  $p_i$  появления каждого уровня получают делением  $M_i$  на  $M^2$ . Тогда энтропию каждого уровня можно получить из обычного выражения

$$D = - \sum_{i=1}^{2^N} p_i \log_2(p_i). \text{ Число } D \text{ определяет число разрядов, прихо-}$$

дящихся на один узел изображения. Обычно  $D < N$  и равно примерно 1 разряду/узел. Этот результат говорит о том, что массив  $M^2N$  можно сократить без потери информации об изображении до 1 разряда/узел и тем самым существенно упростить аппаратную реализацию системы цифровой обработки изображения. Цифровая обработка изображения является специальной областью техники, которая строится на базе развитого математического аппарата обработки изображения. Кроме обычного цифрового телевидения цифровая обработка изображения переживает сейчас активное развитие в системах специального назначения. Особое место здесь занимают радиолокация, гидролокация, системы наведения и системы слежения за реальными процессами. Все это отдельные области техники, развитые на цифровых методах обработки сигналов, но обычно с сохранением традиционной идеологии построения систем. Для знакомства с особенностями цифровой обработки сигналов в таких системах необходимо обращаться к специальной литературе [2]. Ниже в гл. 10 и 12 рассмотрены более общие примеры применения программно-управляемой цифровой обработки аналоговых сигналов.

## ГЛАВА 6

### КОМПАРАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Компараторы занимают промежуточное положение между аналоговыми и цифровыми микросхемами и являются простейшими АЦП. По массовости применения в микроэлектронной аппаратуре и номенклатуре компараторы уступают среди аналоговых микросхем только ОУ. Компараторы можно отнести к специализированным ОУ, в которых нормальным является нелинейный режим работы каскадов. Компараторы предназначены для сравнения входного сигнала с опорным. При этом в зависимости от того, больше входной сигнал опорного или меньше (на доли милливольт), на выходе компаратора за минимальное время должно установиться напряжение лог. 0 или лог. 1. Приемниками выходных сигналов компараторов обычно являются логические схемы. Поэтому выходные напряжения каждого компаратора согласуются с ТТЛ, ТЛЭС или КМОП схемами.

Точность измерения компаратора характеризуется напряжением, на которое необходимо превысить уровень опорного, чтобы выходное напряжение достигло порога срабатывания логической схемы. Точностные параметры компараторов аналогичны параметрам ОУ.

Быстродействие компараторов принято характеризовать временем переключения  $t_n$ . Это промежуток времени от начала сравнения до момента, когда выходное напряжение достигает порога сраба-

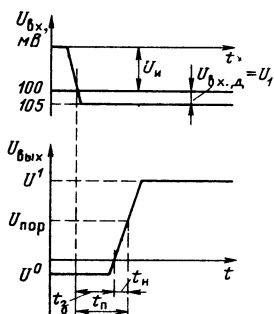


Рис. 6.1. Переходные характеристики компаратора

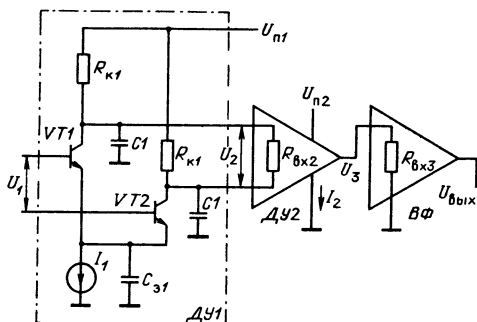


Рис. 6.2. Обобщенная структурная схема компаратора

тивания логической схемы. При использовании стандартной методики измерения (рис. 6.1), когда на один вход подается напряжение перегрузки, равное 100 мВ, а на другой — перепад напряжения той же полярности, но большей амплитуды, время  $t_n$  отсчитывается с момента, когда величины перегрузки и импульсного напряжения сравниваются. Разница между амплитудами перепада напряжения и сигнала перегрузки называется напряжением восстановления. Обычно время переключения приводится для напряжения восстановления  $U_1 = 5$  мВ.

Время переключения компараторов можно разбить на две составляющие: время задержки  $t_z$  и время нарастания  $t_n$  до порога срабатывания логической схемы. Используя для построения компаратора обычные ОУ без ОС, независимо от быстрогодействия последних трудно получить время переключения меньше 1 мкс, причем основной его составляющей будет задержка. Объясняется это тем, что в режиме перегрузки, нормальном для компаратора, как правило, насыщаются транзисторы усилительных каскадов ОУ. Поэтому после снятия перегрузки требуется значительное время для рассасывания накопленного в базах транзисторов заряда. Это является основной причиной разработки специализированных интегральных компараторов напряжения с временем переключения менее 100 нс.

При проектировании компаратора с предельным для данной технологии изготовлением сочетанием точности, быстрогодействия и потребляемой мощности можно воспользоваться пороговой  $A_v$  и удельной  $A_n$  энергиями в качестве целевых функций оптимизации (см. гл. 1), где  $A_v$  и  $A_n$  — энергии, затрачиваемые на входе компаратора и в цепи его питания за время переключения  $U_{вых}$  от напряжения лог. 0 до лог. 1 или наоборот. Подобно ОУ в компараторе обычно три каскада (рис. 6.2): входной дифференциальный усилитель (ДУ1), промежуточный усилитель ДУ2 и выходной формирователь ВФ.

В полупроводниковых компараторах, предназначенных для точного (с относительной погрешностью меньше  $10^{-3}$ ) сравнения быстроменяющихся сигналов большой амплитуды, ДУ работают в нелинейном режиме в течение переключения выходного напряжения. Основным узлом современных компараторов являются ДУ с резисторной нагрузкой. Особенно противоречивы требования к параметрам элементов и режиму работы входного ДУ, который определяет входные параметры компаратора (входные токи, напряжение смещения нуля, их температурные дрейфы и т. д.) и должен за минимальное время при минимальной потребляемой мощности обеспечить максимальный сигнал для переключения промежуточного усилителя.

## 6.1. МИКРОСХЕМОТЕХНИКА КОМПАРАТОРОВ И ИХ ПРОЕКТИРОВАНИЕ С ОПТИМАЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Основные схемотехнические различия современных компараторов заключены в ВФ [30]. Последний может быть эмиттерным повторителем (К521СА2, К521СА1, К521СА5), одноходовым (К521СА3) или дифференциальным (К597СА1) усилителем, логическим элементом (К597СА2, К521СА4) и т. д. Однако независимо от конструкции ВФ должен быть усилителем мощности, формирующим на выходе компаратора соответствующие уровни напряжений  $U^0$  или  $U^1$ . Из сказанного следует, что задачу проектирования компаратора с оптимальными параметрами можно свести к оптимизации структуры из двух последовательно включенных ДУ с учетом входных параметров ВФ.

При  $U_{\text{вх д}} = |U_{\text{н}}| > 3\varphi_{\text{т}}$  токи  $I_1$  и  $I_2$ , протекающие через ДУ1 и ДУ2, почти полностью переключены в одно из плеч, а напряжения на выходах каскадов установлены в соответствующие крайние уровни (см. § 2.1). Это исходное состояние компаратора. Затем полярность  $U_{\text{вх д}}$  меняется и на входе устанавливают небольшое дифференциальное напряжение  $U_1 = 5$  мВ, при котором обычно измеряется  $t_{\text{п}}$  современных компараторов напряжения (см. рис. 6.1). В этом случае для полного переключения тока  $I_2$  в другое плечо ДУ2 (это обеспечит максимальное изменение тока в его нагрузке и, следовательно, минимальное время переключения входного напряжения) необходимо, чтобы дифференциальное выходное напряжение ДУ1 изменилось от исходного  $-I_1 R_1$  до  $U_2 = 2\varphi_{\text{т}}$  ( $U_2 \approx 4\varphi_{\text{т}}$ , если на входе ДУ2 использованы составные транзисторы). Последнее происходит под действием изменения тока в нагрузке ДУ1  $Z_1 = R_1 \parallel (1/pC_1)$  на величину  $\Delta I_{\text{н1}} = I_1(1 + K)$ , где  $R_1 = R_{\text{к1}} \parallel R_{\text{вх 2}}$ ,  $K = \text{th}(U_1/2\varphi_{\text{т}})$ .

Предполагая вначале, что транзисторы ДУ безынерционные, будем считать  $\Delta I_{\text{н1}}$  идеальным перепадом тока в нагрузке  $Z_1$ . Тогда задержку  $t_{\text{п1}}$ , вносимую ДУ1, определим, приравняв ори-

сигнал от  $Z_1 \Delta I_{n1} / p K I_1 R_1 + U_2$ , получив таким образом аналогичное (2.1) выражение, из которого следует, что [31]

$$t_{n1} = R_1 C_1 \ln [(1 + 1/K) / (1 - U_2 / K I_1 R_1)]. \quad (6.1)$$

Поскольку в ДУ1 для исключения погрешности, вносимой ДУ2, выбирается  $K_{U1} \gg 1$ , то  $U_2 \approx 2\varphi_T \ll I_1 R_1$ . Поэтому для расчета  $t_{n2}$  целесообразно считать, что в момент  $t_{n1}$  на вход ДУ2 поступает идеальный перепад напряжения  $U_2$ . Тогда  $t_{n2}$  можно определить аналогично  $t_{n1}$ , учитывая только, что для ДУ2  $K \approx 1$  и

$$t_{n2} \approx R_2 C_2 \ln [2 / (1 - U_3 / I_2 R_2)], \quad (6.2)$$

где  $R_2 = R_{k2} // R_{вх3}$ ;  $R_{k2}$  — сопротивление резисторов в коллекторных цепях транзисторов ДУ2;  $R_{вх3}$  — входное сопротивление ВФ;  $C_2$  — емкость конденсаторов, действующих на выходах ДУ2;  $U_3$  — минимальный диапазон изменения выходного напряжения ДУ2 от исходного значения (при  $U_{вх.д} = U_H$ ) до величины, требуемой для полного переключения тока в нагрузке формирователя.

Общее время переключения двух ДУ и ВФ без учета инерционности транзисторов ДУ

$$t_n = (1 + \lambda)(t_{n1} + t_{n2}), \quad (6.3)$$

где  $\lambda = t_{n3} / (t_{n1} + t_{n2})$  — коэффициент, учитывающий увеличение  $t_n$  из-за задержки  $t_{n3}$  в ВФ. Обычно стремятся обеспечить  $\lambda \ll 1$ , чтобы ВФ не вносил дополнительной задержки.

Полезная мощность, затрачиваемая источником дифференциального входного сигнала на переключение ДУ1,

$$P_{вх} = 2I_{вх}(1 + K)(U_1 + U_{см}) \approx I_1(U_1 + U_{см}) / h_{21Э}. \quad (6.4)$$

Выражение для энергетического порога чувствительности компараторов напряжения, используя (6.1) — (6.4) и учитывая, что  $A_{в} = P_{вх} t_n$ , запишем в виде

$$A_{в} = \frac{(1 + \lambda)(U_1 + U_{см})}{h_{21Э}} \left[ I_1 R_1 C_1 \ln \frac{1 + 1/K}{1 - U_2 / K I_1 R_1} + \frac{I_1}{I_2} \left( I_2 R_2 C_2 \ln \frac{2}{1 - U_3 / I_2 R_2} \right) \right]. \quad (6.5)$$

Осуществив замену  $K I_1 R_1 / U_2 = M$  в первом слагаемом и  $I_2 R_2 / U_3 = N$  в множителе второго слагаемого в квадратных скобках выражения (6.5), можно рассчитать, что первое и второе слагаемые имеют минимумы, равные соответственно  $(I_1 t_{n1})_{min} = 5,3 U_2 C_1 / K$  и  $(I_2 t_{n2})_{min} = 2,7 U_3 C_2$  при

$$M = 1,3 \text{ и } N = 1,7. \quad (6.6)$$

Таким образом, при выполнении (6.6) достигается минимум  $A_{в}$ , зависящий от отношения токов  $I_1 / I_2$ , а не от их абсолютных величин, равный

$$A_{в min} = 5,3(1 + K)(1 + \lambda)(U_1 + U_{см})U_2 C_1(1 + D I_1 / I_2) K h_{21Э}, \quad (6.7)$$

где  $D = K U_3 C_2 / 2 U_2 C_1$ .

Предельно достижимое минимальное значение  $A_{в min}$ , полученное из (6.7) при  $\lambda \ll 1$  и  $I_2/I_1 \gg D$ , равно

$$A_{в.п} \approx (U_1 + U_{см}) \cdot 5,3 C_1 U_2 / K h_{21Э}. \quad (6.8)$$

Для современной технологии изготовления полупроводниковых компараторов с изоляцией элементов  $p$ - $n$  переходом типовыми значениями являются  $h_{21Э} = 100$ ,  $C_1 = 5$  пФ,  $U_{см} = 5$  мВ. Учитывая, что  $U_1 = 5$  мВ, т. е.  $K \approx 0,1$ , из (6.8) получим  $A_{в.п} \approx 10^{-15}$  Дж. Выражение (6.8) определяет минимально достижимое значение произведения  $2I_{вх}(U_1 + U_{см})t_n$  и показывает, что при современной технологии невозможно получить в компараторе с ДУ на входе сочетание входного тока  $I_{вх}$  и быстродействия  $t_n$  лучше, чем дает неравенство  $I_{вх}t_n > 2,7 U_2 C_1 / K h_{21Э} = 70$  мкА·нс.

Коэффициент усиления, обеспечиваемый двумя ДУ, получим из условий (6.6) оптимальности параметров ДУ1 и ДУ2

$$K_U = K_{U1} K_{U2} = (I_1 R_1 / 2\varphi_T) (I_2 R_2 / 2\varphi_T) \approx U_2 U_3 / 2 K \varphi_T^2. \quad (6.9)$$

Энергия, затрачиваемая источником питания на переключение двух ДУ в компараторе, равна  $A_n = (I_1 U_{n1} + I_2 U_{n2}) t_n / (1 + \lambda)$ . Подставив (6.1) – (6.3) в последнее выражение для  $A_n$  и осуществив замены, аналогичные использованным для выражения (6.5), находим, что при выполнении (6.6)  $A_n$  также имеет минимум, равный  $A_{n min} = 5,3 U_{n1} U_2 C_1 (1 + B I_2 / I_1) (1 + D I_1 / I_2) / K$ , (6.10)

где  $B = U_{n2} / U_{n1}$ .

Дифференцируя (6.10) по  $I_1 / I_2$  и приравнявая производную нулю, находим, что при  $I_1 / I_2 = \sqrt{BD}$  получается минимально достижимое значение энергии  $A_n$ , равное  $A_{n п} \approx 5,3 U_{n1} U_2 C_1 (1 + \sqrt{BD})^2 / K$ . Например, если разрабатывается компаратор, у которого  $B = 1$ ,  $C_1 \approx C_2 = 5$  пФ, а  $U_3 = 3$  В и  $\lambda \ll 1$ , то из уравнения  $(I_1 U_{n1} + I_2 U_{n2}) \times \times t_n / (1 + \lambda) = A_{n п} \approx 10^{-9}$  Дж получим, что быстродействие его двух каскадов будет  $t_n = 40$  нс только при условии, что суммарный ток через оба ДУ будет не меньше 2,5 мА.

Очевидно, что компаратор будет тем лучше, чем ближе отношения  $A_{в.п} / A_{в min}$  и  $A_{н.п} / A_{н min}$  к единице, а их сумма к двум.

Для определения условий, при выполнении которых величины  $A_{в min}$  и  $A_{н min}$  одинаково близки к своим предельным значениям, введем условный критерий предпочтения  $K_{у.п}$  в соответствие с [1]:  $K_{у.п} = A_{в.п} / A_{в min} + A_{н.п} / A_{н min}$ . Максимум  $K_{у.п}$ , найденный дифференцированием  $K_{у.п}$  по  $I_1 / I_2$  и приравниванием производной нулю, достигается при

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{B}{1 + (1 + \sqrt{BD})^2} \left( \sqrt{1 + \frac{(1 + 2\sqrt{BD}) [1 + (1 + \sqrt{BD})^2]}{BD}} - 1 \right). \quad (6.11)$$

Зависимости  $A_{в.п} / A_{в min}$  и  $A_{н.п} / A_{н min}$  от  $I_1 / I_2$  приведены на рис.



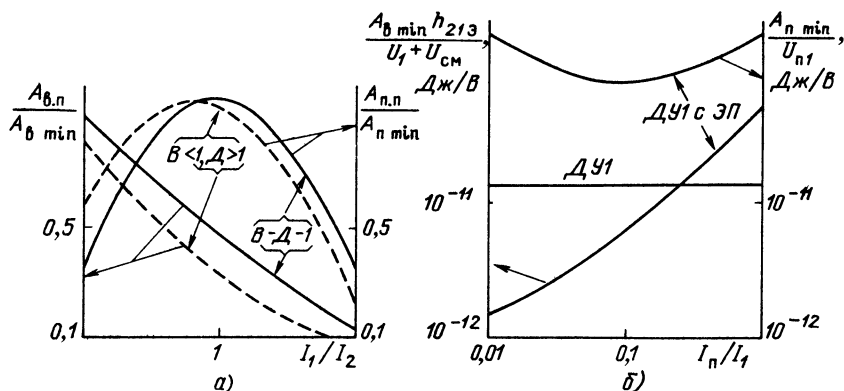


Рис. 6.3. Относительные изменения минимумов пороговой и удельной энергий компараторов (а) и их изменения при включении эмиттерных повторителей на входе (б)

6.3, а. Таким образом, компаратор с ДУ на входе будет иметь близкие к предельным значения энергии  $A_b$  и  $A_n$ , если режим работы и параметры элементов его каскадов выбраны в соответствии с выражениями (6.6) и (6.11).

Включение эмиттерных повторителей (ЭП) на входе ДУ1, которое используется в прецизионных компараторах К521СА3, К597СА3, не является кардинальным способом уменьшения полезной энергии  $A_b$  без увеличения  $A_n$ , как может показаться. Однако ЭП позволяют значительно уменьшить полную энергию, затрачиваемую источником сигнала за счет исключения действия тока перезаряда емкости коллектор — база транзисторов ДУ1 во входных цепях компаратора. Хотя эффективности использования энергий входного сигнала в компараторах с ЭП и без них примерно одинаковы, но абсолютное значение энергии, затрачиваемой на перезаряд входной емкости в компараторе с ЭП, более чем на порядок меньше. Последнее объясняет причину, из-за которой сравнительно медленный компаратор К521СА3 ( $t_n = 200$  нс) быстрее реагирует на малые сигналы, поступающие от генератора тока, чем более быстрый К521СА2 ( $t_n = 80$  нс) даже на большие токовые сигналы.

Используя приведенную выше методику, нетрудно вычислить  $A_{b \min}$  и  $A_{n \min}$  для ДУ1 (первое совпадение с выражением (6.8))  $A_{b \min} \approx (U_1 + U_{см}) \cdot 5,3 U_2 C_1 / K h_{21э}$ ;  $A_{n \min} \approx 5,3 U_{n1} U_2 C_1 / K$ .

Включение ЭП на входе ДУ1 увеличивает задержку его переключения  $t_{n1}$  не меньше чем на  $(U_1 - E) C_{э,п} / I_{пэ}$ , где  $C_{э,п}$  — емкость, действующая в эмиттерной цепи транзистора ЭП,  $I_{пэ}$  — ток в ЭП. Учитывая, что в этом случае  $I_{вх} = 2 I_{пэ} / h_{21э}$  (от двух ЭП), получаем для ДУ1 с ЭП на входе:

$$A_{в min} \approx \frac{2(U_1 + U_{см})}{h_{21Э}} \left[ (U_1 - E) C_{Эп} + \frac{I_{пэ}}{I_1} \frac{10U_2 C_1}{K} \right],$$

$$A_{п min} \approx U_{п1} \left( 2 + \frac{I_1}{I_{пэ}} \right) \left[ (U_1 - E) C_{Эп} + \frac{I_{пэ}}{I_1} \frac{10U_2 C_1}{K} \right],$$

где  $K = \text{th}(U_1/4\varphi_T)$ , если  $I_{пэ} = I_1/2h_{21Э}$ , так как действующее на входе ДУ1 значение  $U_1$  в этом случае уменьшается в 2 раза, и  $K = \text{th}(U_1/2\varphi_T)$ , если  $I_{пэ} \gg I_1'/2h_{21Э}$ . Зависимости  $A_{в min}$  и  $A_{п min}$  для ДУ1 и ДУ1 с ЭП на входе, полученные при  $C_{Эп} \approx C_1 = 5$  пФ,  $h_{21Э} = 100$ , приведены на рис. 6.3, б. Нетрудно вычислить из уравнения  $d(A_{п min})/d(I_{пэ}/I_1) = 0$ , что минимально достижимое значение  $A_{п min}$ , равное  $A_{п пэ}$ , достигается при

$$I_{пэ}/I_1 = 0,5 \sqrt{(U_1 - E) C_{Эп} K / 10U_2 C_1}. \quad (6.12)$$

Оптимальное значение  $A_{в min}$  при выполнении (6.12) равно

$$A_{вэо} = \frac{(U_1 + U_{см})(U_1 - E) C_{Эп}}{h_{21Э}} \left( 2 + \sqrt{\frac{10U_2 C_1}{K(U_1 - E) C_{Эп}}} \right) \approx 4 \cdot 10^{-16} \text{ Дж.}$$

Предельное значение  $A_{в min}$  получается при  $(I_{пэ}/I_1) \ll (U_1 - E) C_{Эп} K / 10U_2 C_1$  и равно  $A_{в пэ} \approx 2(U_1 + U_{см})(U_1 - E) C_{Эп} / h_{21Э} \approx 10^{-16}$  Дж. Однако последнее достигается за счет увеличения  $A_{п min}$  до величины  $10 A_{п пэ} \approx 100 A_{п min}$  (рис. 6.3, б). Включение на входе ДУ1 цепей, компенсирующих ток  $I_{вх}$ , при технологическом разбросе (10—20%) параметров элементов ДУ1 в лучшем случае позволяет уменьшить  $I_{вх}$  в 5 раз и, следовательно, достичь  $A_{п} \approx 2 \cdot 10^{-16}$  Дж при незначительном увеличении  $A_{п пэ}$  по сравнению с обычным ДУ.

Проведенные количественные оценки подтверждаются данными табл. 6.1, которые вычислены при типовых для компараторов значениях  $U_{см} = 5$  мВ и  $U_1 = 5$  мВ. Как видно из таблицы, в К521СА5 и К597СА1 достигнуты сочетания энергий  $A_{в}$  и  $A_{п}$ , близкие к предельным. Нетрудно проверить, что режимы работы каскадов и параметры элементов в этих компараторах совпадают с величинами  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_{п}$ ,  $R_{к1}$ ,  $R_{к2}$ , вычисленными из (6.6), (6.11) (6.12) [32, 33].

Таблица 6.1

#### Информационно-энергетические параметры компараторов

Тип компаратора напряжений	Ближайший аналог	Средний входной ток $I_{вх}$ , мкА	Типовое время переключения $t_{п}$ , нс	Средняя потребляемая $P_{п}$ , мВт	Пороговая энергия, $A_{в} \times 10^{-15}$ Дж	Удельная энергоёмкость, $A_{п} \cdot 10^{-9}$ Дж	Примечание
K521CA1	μA711	10	100	130	20	12	Сдвоенный
K521CA2	μA710	10	80	120	16	11	—
K521CA3	L M111	0,1	200	100	0,4	20	ЭП на входе

Тип компаратора напряжений	Ближайший аналог	Средний входной ток $I_{вх}$ , мкА	Типовое время переключения $t_n$ , нс	Средняя потребляемая $P_n$ , мВт	Пороговая энергия, $A_n \times 10^{-15}$ Дж	Удельная энергоёмкость, $A_n \cdot 10^{-9}$ Дж	Примечание
K521CA4	SE527	2	25 ( $U_1 =$	150	5	3,8	Два выхода
K521CA5	L M710	2	$=50$ мВ)				—
K597CA1	Am 685	10	40	60	1,6	2,4	Два выхода
K597CA2	Am 686	10	6	300	1,2	1,8	»
K597CA3	ICL 8001	0,2	10	350	2	3,5	ЭП на входе
KI401CA1	L M139	0,2	300	40	1,2	12	Счетверенный
			1300	50	6	45	»
K1121CA1	L M119	2	120	150	25	20	

Примечание  $A_n$  и  $A_n$  рассчитаны при  $U_{см} + U_1 = 10$  мВ для всех компараторов, кроме 521CA4

Последовательность расчета оптимальных параметров элементов и каскадов компараторов следующая. Из выражения (6.11) вычисляется отношение  $I_1/I_2$  и подставляется в (6.7) и (6.10), что при известных технологии изготовления компараторов, величинах  $B$ ,  $\lambda$  и входных параметрах ВФ дает систему уравнений с неизвестными в левой части:

$$I_1 t_n = h_{21Э} A_{в мин} / (U_1 + U_{см}); (I_1 + B I_2) t_n = A_{п мин} / U_{п1}. \quad (6.13)$$

При заданном времени  $t_n$  из (6.13) вычисляются токи  $I_1$ ,  $I_2$ . Подставляя значения этих токов в выражения (6.6), получаем требуемые сопротивления резисторов  $R1$  и  $R2$ , а следовательно,  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$ . При использовании ЭП на входе компаратора оптимальная величина тока  $I_{п.э}$  в этих повторителях вычисляется из (6.12).

Полученные выше предельные соотношения и количественные оценки позволяют просто определить реализуемость исходных требований на разработку компаратора. Пусть, например, требуется разработать компаратор, переключаемый входным сигналом  $U_1 = 5$  мВ, имеющий  $I_{вх} = 0,1$  мкА,  $U_{см} = 5$  мВ,  $t_n = 40$  нс, потребляющий от источников питания  $U_n = \pm 10$  В ток  $I_n = 5$  мА, и изготовить его по технологии полупроводниковых микросхем, обеспечивающей в транзисторах  $\tau_\alpha = 2,5$  нс (базовая технология с изоляцией элементов  $p-n$  переходом). Тогда из-за суммарной инерционности транзисторов двух ДУ, равной  $2\tau_\alpha$ , получим требуемое значение  $t_n = t'_n - 2\tau_\alpha = 35$  нс.

Рассчитаем параметры  $A_v$  и  $A_n$ , которые будет иметь такой компаратор:  $A_v = 2I_{вх}(U_1 + U_{см})t_n = 0,6 \cdot 10^{-4}$  пДж,  $A_n = (U_n^+ I_n^+ + U_n^- I_n^-)t_n = 3$  нДж. Поскольку полученное значение  $A_v$  меньше

рассчитанного выше предельно достижимого, а  $A_n$  близко к своему предельному значению, то можно уверенно сказать, что такой компаратор в настоящее время не реализуем.

## 6.2. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОМПАРАТОРОВ

Основные схемы включения и параметры компараторов напряжения приведены в табл. П4 и на рис. П6. Наряду с общими требованиями по применению компараторов каждый из них обладает определенной спецификой работы и, следовательно, использования.

Компараторы, получившие наибольшее распространение в микроэлектронной аппаратуре, можно разделить на четыре группы: общего применения (K521CA2, K521CA5), прецизионные (K521CA3, K597CA3), быстродействующие (K597CA1, K597CA2) и специализированные (K521CA1, K521CA4, K1121CA1, K1401CA1). Компаратор K521CA2 и его усовершенствованная модификация в плоском корпусе (K521CA5) отличаются средними показателями точности и быстродействия. Частыми причинами отказа от применения этих компараторов является их недостаточная высокая чувствительность (около 3 мВ) или отсутствие выхода, согласованного с КМОП схемами. Устранить оба недостатка без увеличения потребляемой мощности можно с помощью показанной на рис. 6.4 схемы. К выходу компаратора подключается эмиттер внешнего транзистора VT1, на базу которого подано напряжение, примерно равное пороговому (1...1,5 В) для ТТЛ схем. Транзисторы VT1 и VT2 образуют ДУ с генератором постоянного тока  $I_r$  в цепи их эмиттеров, выполненным на транзисторе VT3. Как было показано выше, для полного переключения тока в ДК из одного плеча в другое необходимо, чтобы дифференциальное напряжение на базах транзисторов было больше 100 мВ. Таким образом, чтобы ток  $I_r$  полностью переключился из цепи транзистора VT2 в транзистор VT1 или наоборот, необходимо изменить напряжение на базе VT2 на 100 мВ. Из этого следует, что при типовом для компараторов K521CA5 и K521CA2 коэффициенте усиления, равном  $10^3$ , его чувствительность станет 0,1 мВ, что эквивалентно коэффициенту усиления  $3 \cdot 10^4$ . Поскольку цепь VT1 и  $R_n$  управляется переключаемым внутренним током компаратора, увеличения потребляемой мощности не происходит. Кроме того, сигналы на выходе компаратора и дополнительного каскада совпадают по фазе.

Для нормальной работы дополнительного каскада необходимо, чтобы выполнялось неравенство  $I_r R_n \geq U_n^+ - (U_{on} - 0,5 \text{ В})$ . Это значит, что при переключении тока в VT1 этот транзистор должен насыщаться при любых  $U_n^+$  и  $R_n$ . Типовое значение тока  $I_r$  внутреннего генератора в компараторе равно 2 мА. Выходное напряжение лог. 0 будет равно  $U_{on} - 0,5 \text{ В}$ , а лог. 1 — около  $U_n^+$ . При изменении  $U_{вых}$

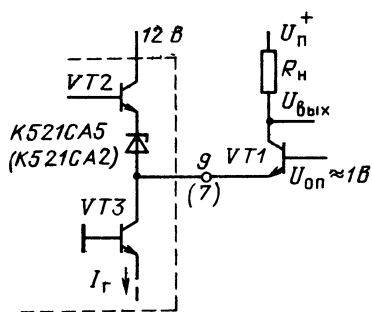


Рис. 6.4. Схема согласования компаратора К521СА5 с КМОП логикой

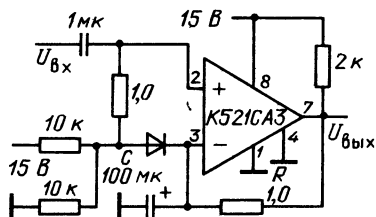


Рис. 6.5. Схема уменьшения напряжения смещения нуля в компараторе К521СА3

от напряжения лог. 1 до напряжения лог. 0 время переключения будет составлять примерно 50 нс, т. е. почти не отличаться от собственного времени переключения компараторов. При обратном переключении из напряжения лог. 0 в лог. 1 время будет определяться постоянной времени цепи  $R_n C_n$ , где  $C_n$  — емкость нагрузки, подключенной к  $U_{\text{вых}}$ . При работе компаратора на простейший КМОП элемент и  $U_n^+ = 9 \text{ В}$  ( $R_n = 5,1 \text{ кОм}$ ) это время не превышает 100 нс. Варьируя значение  $U_n^+$ , можно получать любой величины диапазон изменения напряжения на выходе дополнительного каскада.

В прецизионных компараторах К521СА3, К597СА3 при обработке высокочастотных входных сигналов можно устранить влияние статистических ошибок введения низкочастотной ОС (рис. 6.5). Низкочастотные составляющие входного сигнала подавляются глубокой отрицательной ОС по постоянному току. Для высокочастотного входного сигнала сопротивление конденсатора  $C$  мало и действие отрицательной ОС отсутствует. Диод образует цепь заряда для конденсатора в фильтре нижних частот и уменьшает тем самым время восстановления нормального режима работы устройства. Если к этому времени не предъявляются особые требования, то диод можно исключить. Для исключения действия отрицательной ОС на чувствительность компаратора постоянная времени  $RC$ -цепи должна быть больше периода входного сигнала, умноженного на коэффициент усиления компаратора. Приведенная схема с указанными номиналами элементов хорошо работает при частоте входного сигнала более 1 кГц. Необходимо иметь в виду, что сдвиг фазы в цепи ОС может превысить допустимую величину и это приведет к самовозбуждению компаратора. Последнее может случиться, например, при подключении к выходу осциллографа с большой входной емкостью. В то же время на логический элемент устройство может работать нормально.

Современные полупроводниковые компараторы средней точности (К521СА1, К521СА2, К521СА5), содержащие быстродействующие

дифференциальные каскады и формирователи уровней выходного напряжения, фактически работают как линейные усилители с чувствительностью в единицы милливольт. Поэтому с их помощью при медленно изменяющихся входных сигналах невозможно сформировать четкие фронт и спад выходного напряжения в присутствии на входе шумов или помех с амплитудами даже меньше 1 мВ. Объясняется это следующим образом. Указанные компараторы имеют коэффициент усиления  $K'_U \approx 1000$ . Следовательно, для полного переключения их выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  (от 0 до 3 В или наоборот) необходимо изменить дифференциальный входной сигнал не менее чем на 3 мВ.

При медленно изменяющихся входных сигналах входной сигнал может проходить зону чувствительности компаратора  $U_{\text{ч}} = U_{\text{вых}}/K'_U$  за время  $t_{\text{ч}}$ , значительно большее  $t_{\text{н}} = 10$  нс, т. е. при действии на входе шумов или помех компаратор, работающий как линейный усилитель в течение  $t_{\text{ч}}$ , будет усиливать их в  $10^3$  раз. Поэтому в течение всего времени  $t_{\text{ч}}$  на выходе компаратора напряжение будет произвольно колебаться с частотой входных флуктуаций. Очень часто такой «дребезг» выходного напряжения недопустим, поскольку это приводит к погрешностям в работе цифровой микросхемы, подключенной к выходу компаратора. Наиболее эффективным средством устранения влияния входных флуктуаций напряжения  $U_{\text{ф}}$ , является так же как для ОУ, введение резисторной положительной ОС с выхода на неинвертирующий вход компаратора, т. е. введение гистерезиса передаточной характеристики. Если напряжение гистерезиса  $U_{\text{г}} > U_{\text{ф}}$ , то удастся получить четкое переключение выходного напряжения независимо от скорости изменения входного дифференциального сигнала. Однако в этом случае чувствительность компаратора ухудшается, так как определяется напряжением  $U_{\text{г}} > U_{\text{ч}}$  и, хуже того, задержка переключения выходного напряжения становится зависимой от скорости изменения входного сигнала и мгновенного значения  $U_{\text{г}}$ .

Решить указанную выше проблему можно, включив добавочный усилитель в контур ОС компаратора для компенсации гистерезиса (рис. 6.6). Основным является компаратор А2, а компаратор А1 с транзисторами VT1, VT2 выполняют функцию добавочного усилителя, управляемого входным сигналом и переключающего сигналы в контуре ОС для компенсации гистерезиса [37]. Глубина положительной ОС компаратора А2 определяется отношением  $R/r$ , а компаратора А1 — отношением  $2R/3r$ .

Напряжение гистерезиса компаратора А2 добавляется ко входному сигналу  $U_{\text{вх}}$  либо вычитается из него в зависимости от полярности  $U_{\text{вх}}$ . С помощью компаратора А1 можно устранить влияние гистерезиса компаратора А2 на его чувствительность соответствующим подбором компенсирующего сигнала, поступающего из цепи транзисторов VT1, VT2. При этом не ухудшается помехоустойчивость А2. Например, установив  $r = 150$  Ом, а  $R = 15$  кОм, получим исходное

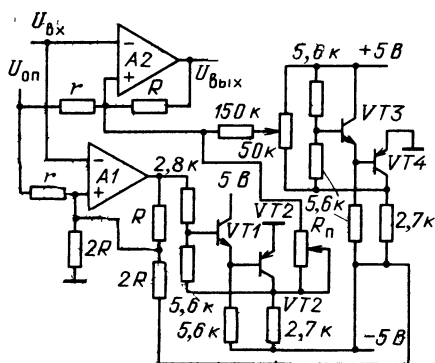
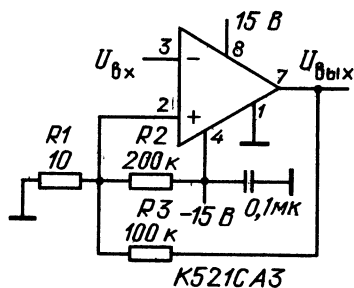
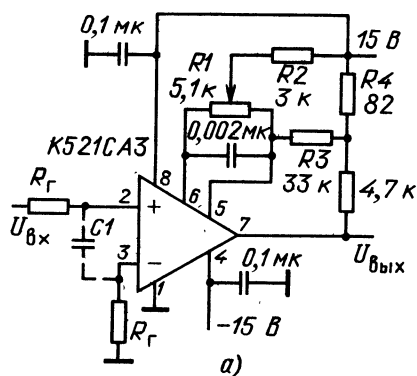


Рис. 6.6. Схема компенсации влияния гистерезиса на точность регенераторных компараторов

Рис. 6.7. Схемы компараторов с гистерезисом передаточной характеристики, введенным по цепям регулировки смещения (а) и входу (б)



значение напряжения гистерезиса  $A1$ , равное 30 мВ (при амплитуде выходного сигнала компараторов 3 В), помехоустойчивость 15 мВ, а чувствительность к изменениям входного напряжения составит 5 мВ, т. е. в 3 раза выше, чем у обычной схемы. Последнее справедливо только для  $U_{вх} > 0$ ,  $U_{оп} > 0$ . Получить максимальное значение чувствительности можно подстройкой резистором  $R_n$  компенсирующего сигнала. Отрицательное напряжение, необходимое для компенсации напряжения смещения компаратора  $A2$ , формируется транзисторным усилителем на  $VT3, VT4$ .

В прецизионных компараторах отсутствует размытость фронта и спада выходного импульса, если входной сигнал проходит зону чувствительности за время меньше  $t_n$ , сопротивление источника входного сигнала меньше 1 кОм и выводы для подключения напряжения питания зашунтированы конденсаторами емкостью больше 0,1 мкФ. В случае высокоомного источника (больше 10 кОм) входного сигнала, медленных его изменениях, отсутствии конденса-

торов, шунтирующих выводы питания, или размещении этих конденсаторов на плате вдали от компаратора генерируется пачка импульсов на его выходе.

Для одного из наиболее распространенных в аппаратуре компараторов К521СА3 известны специальные методы улучшения переходной характеристики в перечисленных выше неблагоприятных режимах работы. В отличие от компараторов средней точности серии К521 в прецизионном компараторе К521СА3 имеются специальные выводы 5 и 6 для регулировки смещения нуля. Эти выводы можно использовать для введения положительной ОС, не затрагивая входы компаратора (рис. 6.7, а). В этой схеме цепь регулировочных резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  может быть исключена, если не производится подстройка напряжения смещения нуля. При высокоомных резисторах на входах компаратора целесообразно между выводами 2 и 3 включить шунтирующий конденсатор  $C_1$  емкостью 100...1000 пФ. Указанные на схеме сопротивления резисторов  $R_3$ ,  $R_4$  обеспечивают напряжение гистерезиса 1...2 мВ. При этом изменение напряжения на резисторе  $R_3$ , равное 0,25 В, изменяет ток в цепи вывода 5, вводя гистерезис по току во входном каскаде компаратора. Показанная на схеме цепь  $R_1R_2$  позволяет регулировать напряжение смещения нуля в диапазоне  $\pm 8$  мВ. Чтобы увеличить напряжение гистерезиса, т. е. нечувствительность компаратора ко входным сигналам, следует увеличить сопротивление  $R_4$ .

Для компараторов, не имеющих специальных выводов для регулировки напряжения смещения нуля, рекомендуется при введении положительной ОС использовать дополнительный делитель, подключенный к источнику отрицательного напряжения (рис. 6.7, б).

Резисторный делитель  $R_1R_2$  обеспечивает отрицательное напряжение смещения неинвертирующего входа компаратора. Благодаря этому напряжение гистерезиса, равное  $U_{\text{вых}}R_3/R_1$ , смещается ниже нуля на величину, равную  $U_{\text{п}}R_1/R_2$ . Таким образом, нижняя граница гистерезиса определяется напряжением  $U_{\text{п}}R_1/R_2$ , а верхняя равна  $U_{\text{вых}}R_3/R_1 + U_{\text{п}}R_1/R_2$ .

Прецизионный однопороговый компаратор можно построить и на сдвоенном компараторе средней точности К521СА1 несмотря на его сравнительно с ОУ низкое усиление ( $K_U \approx 10^3$ ). Благодаря действию высокочастотной положительной ОС компаратор на рис. 6.8 имеет чувствительность около 0,1 мВ. Компаратор  $A_1$  сравнивает входной сигнал с напряжением  $U_{\text{оп}}$ . Сигнал, возникающий в момент равенства этих напряжений, снимается с общего выхода обоих компараторов и подается на инвертирующий вход компаратора  $A_2$ . В результате действия положительной ОС выходное напряжение компаратора К521СА1 полностью переключается и сохраняется в течение времени спада напряжения на инвертирующем входе  $A_2$  до 5 мВ. После этого компаратор самопроизвольно возвращается в исходное состояние, если  $U_{\text{вх}} - U_{\text{оп}} < 5$  мВ. При входном сигнале,



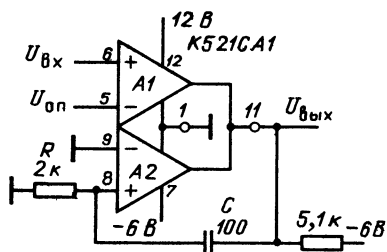


Рис. 6.8. Схема прецизионного компаратора на базе К521СА1

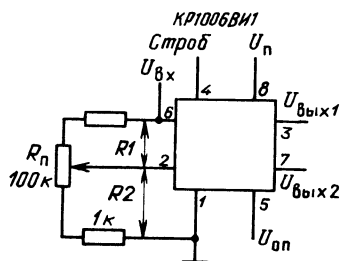


Рис. 6.9. Схема компаратора на таймере

период которого меньше  $2\pi RC$ , выходное напряжение переключается в соответствии с изменением полярности напряжения ( $U_{вх} - U_{оп}$ ), а чувствительность около 0,1 мВ при отрегулированном  $U_{см}$ .

Компаратор с регулируемым гистерезисом передаточной характеристики и значительно большим, чем в К521СА3, выходным током можно построить на таймере КР1006ВВ1 (рис. 6.9). Опорное напряжение  $U_{оп}$ , подаваемое на вывод 5, устанавливает верхний порог срабатывания. Величина гистерезиса передаточной характеристики для этой схемы равна  $U_r = U_{оп}(1 - R_1/R_2)/2$ . Когда выходной сигнал достигает величины верхнего порога срабатывания компаратора, т. е.  $U_{оп}$ , то на выходе таймера устанавливается напряжение, близкое к нулю. Если после этого входное напряжение уменьшится относительно  $U_{оп}$  на величину  $U_r$ , то на выходе вновь установится высокое напряжение. Величину гистерезиса, а следовательно, и нижний порог срабатывания компаратора можно регулировать с помощью резистора  $R_n$ . В отличие от предыдущих схем регенеративных компараторов в приведенной напряжении гистерезиса пропорционально  $U_{оп}$ . Выходной ток таймера может быть увеличен до 200 мА (по сравнению с 50 мА в компараторе К521СА3). В дополнение к низкоомному мощному выходу (вывод 3) таймер имеет выход с открытым коллектором (вывод 7), аналогичный выходу К521СА3. Ток по цепи вывода 7 может быть равен 200 мА.

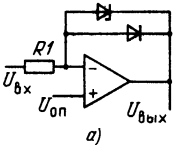
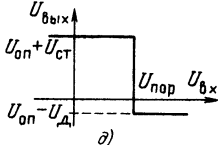
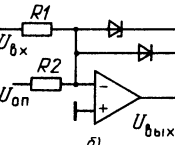
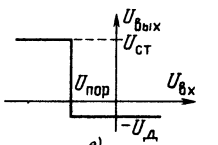
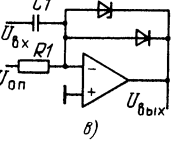
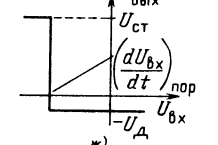
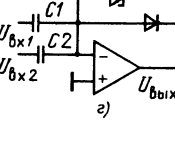

### 6.3. СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ КОМПАРАТОРЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Если при сравнении низкочастотных сигналов с высокой точностью (десятки микровольт) требуется минимальная потребляемая мощность, использование ОУ оказывается часто предпочтительнее применения полупроводниковых компараторов. В этом случае время восстановления будет существенно зависеть от полосы пропускания и скорости нарастания выходного напряжения ОУ. Поэтому, применяя ОУ с внешней коррекцией, необходимо помнить, что при

разомкнутой ОС допустима минимизация емкости цепи корректирующей АЧХ ОУ в период переключения  $U_{\text{вых}}$ . Ниже приведены наиболее интересные схемы сравнения, выполненные на ОУ.

Таблица 6.2

**Однопороговые компараторы**

Схема	Передаточная характеристика	Напряжение порога переключения
 <p>а)</p>	 <p>б)</p>	$U_{\text{пор}} = U_{\text{оп}}$
 <p>б)</p>	 <p>в)</p>	$U_{\text{пор}} = \frac{-U_{\text{оп}} R_1}{R_2}$
 <p>в)</p>	 <p>г)</p>	$\left(\frac{dU_{\text{вх}}}{dt}\right)_{\text{пор}} = -\frac{U_{\text{оп}}}{R_1 C_1}$
 <p>г)</p>	 <p>д)</p>	$\left(\frac{dU_{\text{вх1}}}{dt}\right)_{\text{пор}} = \frac{C_2}{C_1} \frac{dU_{\text{вх2}}}{dt}$

**Однопороговые компараторы.** Реакция компаратора на превышение входным сигналом заданного уровня называется амплитудной дискриминацией или детектированием уровня. В компараторах, приведенных в табл. 6.2, цепь ОС формирует на выходе ОУ сигнал, совместимый с входными уровнями ТТЛ схем. При  $U_{\text{вх}} = U_{\text{оп}}$  (табл. 6.2, схемы а, б) напряжение  $U_{\text{вых}} \approx 0$  (предполагается, что напряжение смещения нуля скомпенсировано), стабилитрон и диод закрыты, а ОС разомкнута. Если входной сигнал изменится на несколько десятков микровольт в ту или иную сторону, то изменение выходного напряжения будет составлять единицы вольт благодаря большому коэффициенту усиления ОУ и прекратится, как

только откроется диод или стабилитрон и коэффициент передачи по цепи ОС станет равным единице. Если  $U_{вх} > U_{оп}$ , то  $U_{вых} = -U_d$  и при  $U_{вх} < U_{оп}$ ,  $U_{вых} = U_{ст}$ , где  $U_{ст}$  и  $U_d$  — падение напряжения соответственно на стабилитроне и диоде.

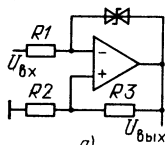
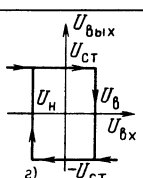
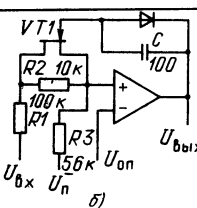
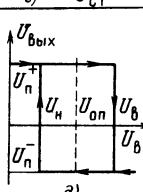
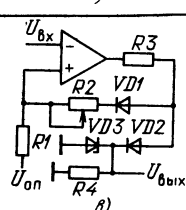
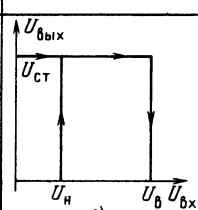
Заменяв один или оба резистора в схеме б табл. 6.2 конденсаторами, можно сравнить скорость нарастания  $U_{вх}$  с постоянным сигналом (схема в, табл. 6.2) или скорости изменения двух сигналов (схема г, табл. 6.2).

Точность сравнения компараторов ограничивает в первую очередь напряжение смещения нуля  $U_{см}$  и входные токи  $I_{вх}$  и  $I_p$ , а в некоторых случаях (схема а, табл. 6.2) и конечный коэффициент ослабления синфазного сигнала [38].

**Регенераторные компараторы.** При очень медленных изменениях или малых амплитудах входного сигнала время переключения однопороговой схемы сравнения зависит от скорости изменения входного напряжения, частоты единичного усиления и коэффициента усиления ОУ. Для уменьшения времени сравнения таких сигналов используют схемы сравнения с положительной ОС — регенераторные компараторы (табл. 6.3). Отличительной особенностью таких компараторов является гистерезис передаточной характеристики.

Таблица 6.3

Регенераторные компараторы

Схема	Передаточная характеристика	Верхний порог переключения	Нижний порог переключения	Гистерезис передаточной характеристики
 <p>а)</p>	 <p>з)</p>	$\frac{2U_{ст}R_2}{R_2 + R_3}$	$-\frac{U_{ст}R_2}{R_2 + R_3}$	$\frac{2U_{ст}R_2}{R_2 + R_3}$
 <p>б)</p>	 <p>д)</p>	$\frac{U_{он}(R_1 + R_2 + R_3)}{R_3}$	$\frac{U_{он}(R_1 + R_3)}{R_3}$	$\frac{U_{он}R_2}{R_3}$
 <p>в)</p>	 <p>е)</p>	$\frac{R_1(U_{ст} - U_{он})}{R_1 + R_2} + U_{он}$		$\frac{R_1(U_{ст} - U_{он})}{R_1 + R_2}$

В простейшем регенераторном компараторе (схема *a*, табл. 6.3) при отрицательном и близком к нулю входном напряжении выходное напряжение положительно, а напряжение на неинвертирующем входе определяет верхний порог переключения  $U_{\text{в}} = U_{\text{ст}} R_2 / (R_2 + R_3)$ . Как только входное напряжение достигает величины  $U_{\text{в}}$ , ток в цепи стабилитрона становится равным нулю, а затем меняет направление и выходное напряжение ОУ переключается. После этого на неинвертирующем входе ОУ устанавливается напряжение, соответствующее нижнему порогу переключения и равное  $U_{\text{н}} = -U_{\text{в}}$ .

Чтобы теперь переключить компаратор в обратное состояние, амплитуда входного напряжения должна измениться от  $U_{\text{н}}$  до  $U_{\text{в}}$ , т. е. на напряжение, равное  $2U_{\text{в}}$ , которое и определяет величину гистерезиса.

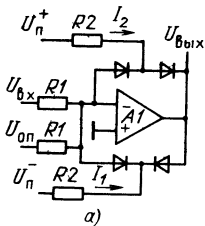
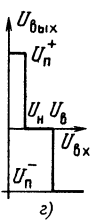
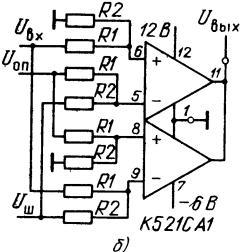
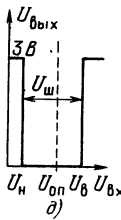
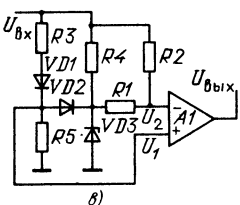
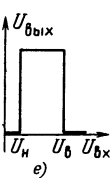
Для получения симметричной петли гистерезиса относительно опорного напряжения уровни выходного напряжения должны быть равны по величине. Изменение по каким-либо причинам одного из этих уровней вызывает смещение гистерезиса и, следовательно, расчетной точки срабатывания компаратора, что приводит к увеличению погрешности сравнения. Этот недостаток в значительной степени устраняется включением в схему управляемого выходным напряжением ключа (полевой транзистор *VT1* в схеме *b* табл. 6.3). Если сопротивление транзистора *VT1* в открытом состоянии меньше 100 Ом, то погрешность установления порогов срабатывания при использовании 1 %-ных резисторов будет меньше 0,01  $U_{\text{оп}}$ . Для увеличения скорости переключения транзистора *VT1* диод шунтирует конденсатором *C*, ускоряющим разряд паразитной емкости исток-затвор *VT1*.

Регенераторный компаратор с постоянным напряжением нижнего порога переключения при регулируемой величине гистерезиса показан на схеме *в* табл. 6.3. Благодаря включению в схему диода *VD1* цепь положительной ОС размыкается при  $U_{\text{вх}} > U_{\text{оп}}$  и на выходе ОУ устанавливается близкое к нулю напряжение, определяемое токами утечки через диод *VD2* и резистор *R4*. Если затем входное напряжение уменьшить до величины  $U_{\text{оп}}$ , выходное напряжение компаратора переключится в противоположное состояние. Выходной сигнал можно снимать как с выхода ОУ, так и со стабилитрона. Преимущество этого компаратора в том, что напряжение лог. 0 приблизительно равно нулю, а не  $-U_{\text{д}}$ , как в других схемах, что упрощает согласование выходных напряжений с ТТЛ схемами. Резистор *R3* включен для ограничения тока диодов при высоком уровне выходного напряжения, а резистор *R4* обеспечивает ток разряда емкости диода *VD2* и увеличивает нагрузочную способность компаратора.

**Двухпороговые компараторы.** Компаратор, состояние выхода которого изменяется два раза при увеличении входного сигнала в некотором диапазоне, называют двухпороговым (табл. 6.4).

Таблица 6.4

## Двухпороговые компараторы

Схема	Передач- ная характе- ристика	Верхний ( $U_в$ ) и нижний ( $U_н$ ) пороги переключения
 <p>а)</p>	 <p>з)</p>	$U_в = \frac{R_1}{R_2} (U_n^+ - U_n) - U_{оп}$ $U_н = \frac{R_1}{R_2} (U_n^- + U_n) - U_{оп}$
 <p>д)</p>	 <p>д)</p>	$U_в = U_{оп} + \frac{U_n R_1}{R_2}$ $U_н = U_{оп} - \frac{U_n R_1}{R_2}$
 <p>е)</p>	 <p>е)</p>	$U_в = U_{ст} + U_n \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$ $U_н = U_{ст} + U_n \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$

Наиболее простыми и благодаря этому наиболее распространенными являются мостовые двухпороговые компараторы (схема а, табл. 6.4). Диодный мост включен в цепь ОС ОУ, а изменение  $U_{вых}$  происходит, как только входной ток  $I_1$  превысит или станет меньше тока  $I_2$ , отдаваемого в мост по цепт резисторов  $R_2$ . При изменении  $U_{вых}$  переключаются диоды и коэффициент передачи

по цепи ОС. Точность уровней дискриминации и минимальная ширина окна ограничиваются десятками милливольт из-за разброса падений напряжений на открытых диодах. Схема имеет температурный дрейф уровней дискриминации порядка единиц милливольт на  $1^\circ\text{C}$ .

Если точность двухпорогового компаратора может быть хуже 10 мВ, а рабочая частота должна быть не менее 10 МГц, целесообразно воспользоваться сдвоенным компаратором К521СА1 (схема б, табл. 6.4). Середина и ширина окна дискриминации регулируются соответственно напряжениями  $U_{оп}$  и  $U_{ш}$ . Допустимые входные дифференциальные и синфазные напряжения компаратора равны 5 В. Однако значения  $U_{вх}$ ,  $U_{оп}$  и  $U_{ш}$  могут быть увеличены с учетом действия резисторных делителей, образованных  $R_1$ ,  $R_2$  и уменьшающих фактическое значение напряжений, приложенных ко входам К521СА1:  $U'_{оп} = U_{оп}R_2/(R_1 + R_2)$ ,  $U'_{вх} = U_{вх}R_2/(R_1 + R_2)$ ,  $U'_п = U_пR_1/(R_1 + R_2)$ . Выравнивая сопротивления резисторов во входных цепях компаратора, уменьшают ошибку, обусловленную его входными токами.

Особый интерес представляет схема двухпорогового компаратора на одном ОУ или полупроводниковом компараторе (схема в, табл. 6.4). Ширина окна дискриминации в этом компараторе может изменяться независимо от пороговых напряжений регулировкой соотношений сопротивлений резисторов. Основными элементами схемы являются стабилитрон, выполняющий функцию источника опорного напряжения, и компаратор. При расчете компаратора пренебрежем действием его входных токов и предположим равными напряжения  $U_d$  диодов  $VD1$ ,  $VD2$ . Когда входное напряжение  $U_{вх} \leq U_{ст} + 2U_d$ , то  $U_1 = U_{вх} - U_d$ . В то же время, когда  $U_{вх} > U_{ст} + 2U_d$ , то  $U_1 = U_{ст} + U_d$ . Стабилитрон  $VD3$  будет закрыт, пока напряжение на входе  $U_{вх} \leq U_{ст}$ . Когда  $U_{вх} > U_{ст}$ , то  $U_2 = (U_{ст}R_2 + U_{вх}R_1)/(R_1 + R_2)$ . В исходном состоянии при  $U_{вх} < U_{ст}$  установлен низкий уровень напряжения на выходе компаратора. При увеличении  $U_{вх}$ , когда  $U_{вх} = U_{ст} + U_d(1 + R_1/R_2)$ , устанавливается высокий уровень напряжения на выходе компаратора, а затем при  $U_{вх} = U_{ст} + U_d(1 + R_2/R_1)$  напряжение на его выходе достигает своего исходного значения. Таким образом, ширина окна дискриминации будет равна  $U_d(R_2^2 - R_1^2)/R_1R_2$ . Недостатком этой схемы является возможность третьего переключения уровня выходного напряжения компаратора, если установить большим отношение  $R_3/R_5$ . Третье переключение выходного напряжения компаратора происходит при  $U_{вх} = [U_{ст}R_2(R_3 + R_5) + U_dR_5(R_1 + R_2)]/(R_2R_5 - R_1R_3)$ . Следовательно, при расчете сопротивлений необходимо выбирать возможно меньшее значение отношения  $R_3/R_5$  и  $R_2R_5 = R_1R_3$ .

Во многих случаях, например при обработке импульсных периодически повторяющихся сигналов в цепях, на которые воздействуют хаотические электромагнитные сигналы, при передаче последовательности цифровых сигналов по длинным линиям,

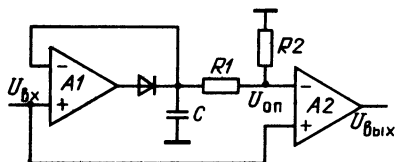


Рис. 6.10. Схема регенератора цифровой последовательности импульсов с автоматической установкой напряжения порога

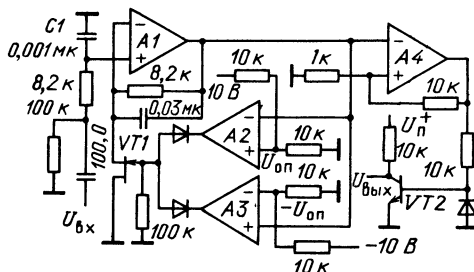


Рис. 6.11. Схема прецизионного регенератора цифровой последовательности импульсов

необходимо выделить цифровой полезный сигнал. Для этой цели используются различные типы регенераторов цифровых последовательностей (РЦП). Простейшим РЦП является компаратор напряжения, на один из входов которого подается регенерирующий сигнал, а на второй — некоторое опорное напряжение, например 1,2...1,5 В при обработке сигналов ТТЛ схем. Если же используются КМОП схемы, то опорное напряжение устанавливается равным примерно 2,5 В при напряжении питания КМОП схемы, равном 5 В, и около 4,5 В при напряжении 9 В.

Если необходимо, чтобы опорное напряжение устанавливалось автоматически на требуемом уровне, можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 6.10. Уровень опорного напряжения компаратора А2 формируется пиковым детектором, который построен на базе А1. На выходе пикового детектора включен резисторный делитель, в средней точке которого формируется опорное напряжение  $U_{оп}$ . На запоминающем конденсаторе С при периодически повторяющихся импульсах на входе РЦП поддерживается напряжение, примерно равное средней амплитуде входных импульсов. Постоянную времени  $C(R_1 + R_2)$  необходимо выбрать таким образом, чтобы за время  $T$  между импульсами напряжение на С изменилось незначительно, т. е.  $C(R_1 + R_2) \gg T$ . Емкость С должна быть такой, чтобы конденсатор успел зарядиться за время импульса  $T_{и}$  практически до амплитудного значения импульса. Только при этом условии не происходит потери ни одного импульса из числа поступающих на вход А1. Учитывая, что выходное напряжение А1 может нарастать со скоростью  $v$  не больше той, которая оговорена для данного ОУ или дифференциального усилителя, получаем, что должно выполняться условие  $T_{и} > U_a/v$ , где  $U_a$  — средняя амплитуда входных импульсов. Для простых дифференциальных усилителей  $v = I_{вых}/C$ , где  $I_{вых}$  — максимальный выходной ток А1.

На рис. 6.11 приведен РЦП для выделения логических сигналов в канале связи с высоким уровнем шумов. Устройство позволяет «очистить» цифровой сигнал от шума (амплитуда которого составляет 70% от амплитуды входного сигнала, не изменяя последнюю и сохраняя уровень сигнала).

Регенератор цифровой последовательности включает регенераторный компаратор (А4) с регулируемым гистерезисом, двухпороговый компаратор (А2, А3) и неинвертирующий усилитель, коэффициент усиления которого регулируется полевым транзистором. Если  $U_{вх} \approx 0$ , то А1 обеспечивает максимальное усиление, поскольку

на выходах  $A2$  и  $A3$  устанавливается высокое напряжение и транзистор  $VT1$  оказывается открытым (т. е. имеет небольшое сопротивление). При  $U_{вх} > 0$  выходное напряжение  $A1$  увеличивается, и когда его величина достигает значения опорного напряжения  $U_{оп}$ , то на выходе  $A2$  устанавливается отрицательное напряжение. Это напряжение переводит транзистор в закрытое состояние, уменьшая тем самым усиление  $A1$ . Выходное напряжение  $A1$  сохраняет положительное значение до тех пор, пока его величина больше, чем произведение входного напряжения на максимальный коэффициент усиления  $A1$ . Для этого достаточно, чтобы входное напряжение было на несколько милливольт больше нуля.

При  $U_{вх} < 0$  выходное напряжение усилителя  $A2$  становится положительным, а усилителя  $A3$  отрицательным. Поэтому транзистор  $VT1$  снова оказывается закрытым, а коэффициент усиления  $A1$  остается небольшим до тех пор, пока входное напряжение не приблизится к нулю. Пороговое напряжение  $A4$  может быть несколько меньше, чем  $U_{оп}$ , для получения наилучшей фильтрации шумов. Конденсатор  $C1$  ограничивает амплитуду высокочастотных выбросов. Устройство работает с сигналами частотой больше 0,01 Гц и амплитудой 1 ... 10 В. В качестве  $VT1$  можно использовать практически любой полевой транзистор с  $p$ - $n$  переходом. Выбор ОУ определяет верхнюю частоту входного сигнала. До частоты 1 МГц может быть использован счетверенный ОУ К1401УД2.

Выбрать больший из двух сигналов и передать его на выход можно с помощью простой схемы (рис. 6.12). На базе усилителя  $A1$  построен двухполярный источник тока, выходное напряжение которого определяется из выражения  $U_{вых} = (e - U_A) \times (R_1 + R_2) / R_1 + U_A = e + [I_{вых} + (e - U_B) / R_2] R_4$ . Из последнего нетрудно определить выходной ток  $I_{вых} = [(e - U_A) (R_1 + R_3) / R_1 + U_A - e] / R_4 - (e - U_B) / R_2$ . Если  $R_1 = R_2$  и  $R_3 = R_4$ , то выражение для  $I_{вых}$  упрощается и может быть записано в виде  $I_{вых} = (U_B - U_A) / R_1$ . Ток  $I_{вых}$  не зависит от сопротивления резистора, через который он протекает, пока  $A1$  работает в линейном режиме. Если  $U_B > U_A$ , выходной ток течет через диод  $VD2$ , а при  $U_B < U_A$  через  $VD1$ . На выходе ОУ  $A2$  сумма токов преобразуется в напряжение, поэтому  $U_{вых} = U_A$  при  $U_A > U_B$  и  $U_{вых} = U_A + [(U_B - U_A) / R_1] R_1 = U_B$  при  $U_B > U_A$ .

Усилитель  $A2$ , выполняющий роль повторителя, может быть исключен, если не требуется согласование устройства с низкоомной нагрузкой. В качестве  $A1$ ,  $A2$  целесообразно использовать двоярный ОУ К140УД20.

В некоторых случаях необходимо уметь выбрать наибольший, наименьший или средний из нескольких аналоговых сигналов. Для определения и передачи на выход максимального из нескольких напряжений можно использовать показанную на рис. 6.13 схему. Максимальное напряжение, например  $U_2$ , установится на выходе, поскольку в остальных цепях входных напряжений диоды будут закрыты большим отрицательным напряжением, приложенным к их анодам. Это объясняется тем, что с выхода на инвертирующие входы всех остальных ОУ, кроме  $A2$ , подается большее, чем на неинвертирующих входах, напряжение. Чтобы согласовать выход с нагрузкой, рекомендуется к нему подключить неинвертирующий повторитель. Резистор  $R$  необходим, чтобы обеспечить формирование напряжения прямого смещения на диоде в цепи с максимальным входным напряжением. При исключении резистора  $R$  из схемы возможно ее самовозбуждение, так как может отсутствовать требуемый ток для прямого смещения диода  $VD2$  либо этот ток будет слишком мал и, следовательно, слишком велико сопротивление диода. Чтобы выделить из нескольких



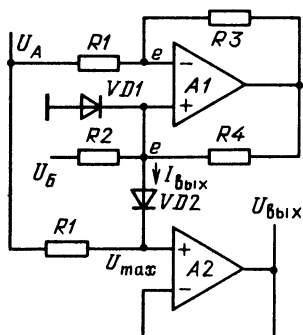


Рис. 6.12. Схема выделения большего по амплитуде из двух сигналов

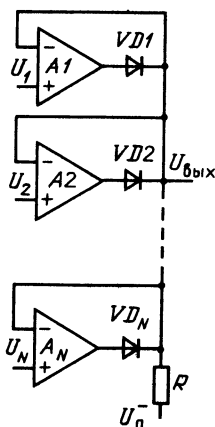


Рис. 6.13. Схема выделения большего по амплитуде из произвольного числа сигналов

сигналов минимальный, можно воспользоваться схемой, аналогичной приведенной, в которой изменено на обратное включение диодов и резистор  $R$  подключен к положительному источнику питания. Тогда можно будет выполнить операцию следующего вида:  $U_{\text{вых}} = \min(U_1, U_2, \dots, U_N)$ . Сопротивление резистора  $R$  зависит от числа обрабатываемых входных сигналов и значения собственного фазового сдвига входного сигнала в использованных ОУ. Обычно достаточно установить  $R = 10 \text{ кОм}$ .

В три раза больше диодов необходимо, если требуется выбрать и передать на выход средний по напряжению сигнал из нескольких поданных на вход схемы (рис. 6.14). В приведенной схеме для трех сигналов каждый сигнал сначала сравнивается с двумя другими и в точках  $A$ ,  $B$ ,  $C$  устанавливается максимальный из двух сравниваемых сигналов. Очевидно, что при этом в двух точках будет установлен максимальный из трех сигнал, а в третьей точке максимальный сигнал будет соответствовать среднему из трех напряжению. Это среднее напряжение затем и выделяется посредством выполнения оставшейся частью схемы операции выбора и передачи на выход минимального из напряжений в точках  $A$ ,  $B$ ,  $C$ . Таким образом, будут справедливы следующие соотношения:  $U_A = \max(U_1, U_2)$ ,  $U_B = \max(U_2, U_3)$ ,  $U_C = \max(U_1, U_3)$ ,  $U_{\text{вых}} = \min(U_A, U_B, U_C)$ . Устройство работает аналогично описанным выше схемам. Целесообразно только резисторы заменить генераторами стабильного тока, чтобы устранить влияние изменения тока через диоды при изменениях  $U_1, U_2, U_3$  на точность выполнения операций с этими сигналами.

При изменениях интервалов времени между импульсами обычно формируются измерительные импульсы с помощью пороговых устройств. Если же измеряются интервалы времени между импульсами, принадлежащими к двум разным последовательностям, то изменение амплитуды измерительных импульсов при неизменном пороге сравнения увеличивает погрешность измерения вследствие изменения ширины измерительных импульсов. Для исключения этой составляющей погрешности используются пороговые устройства, уровень срабатывания которых  $U_{\text{пор}}$  автоматически изменяется

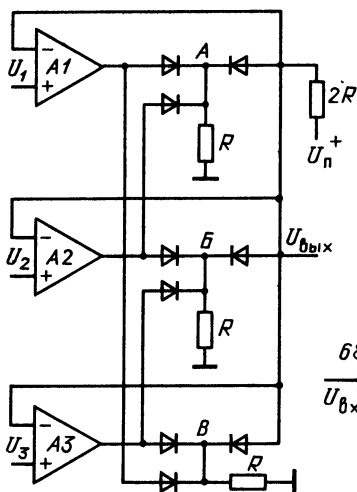


Рис. 6.14. Схема выделения среднего по амплитуде из трех сигналов

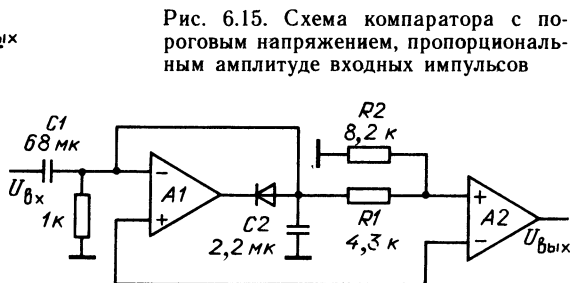


Рис. 6.15. Схема компаратора с пороговым напряжением, пропорциональным амплитуде входных импульсов

пропорционально амплитуде импульсов  $U_{вх}$  и (рис. 6.15). Благодаря этому отношение  $U_{пор} / U_{вх}$  и остается неизменным. В показанной схеме основную функцию выполняет подключаемый к ее выходу компаратор. На базе двух ОУ  $A1, A2$  построен пиковый детектор, формирующий пороговое напряжение, пропорциональное амплитуде входных импульсов. Емкость конденсатора  $C2$  и сопротивления резисторов  $R1, R2$  выбираются в зависимости от частоты входных импульсов и требуемого порогового напряжения. Емкость  $C2$  должна быть настолько большой, чтобы за время  $\tau$  между импульсами напряжение на делителе  $R1R2$  несущественно уменьшилось, т. е.  $(R1 + R2) C2 \approx 10\tau$ . При изменении амплитуды входных импульсов от 0,5 до 6 В пороговое напряжение при показанных на схеме параметрах элементов остается постоянным и примерно равным 25 мс при длительности импульсов около 50 мкс. Если допустимо ухудшение до 10% точности поддержания порогового напряжения, то  $A1$  из схемы можно исключить, соединив цепи выхода и неинвертирующего входа  $A1$ .

## Глава 7

### АНАЛОГОВЫЕ ТАЙМЕРЫ

Таймеры — новый тип функциональных элементов в семействе аналоговых микросхем общего применения. Обладая, как и ОУ, компараторы, перемножители, высокой надежностью, простотой применения в аппаратуре и низкой стоимостью, аналоговые таймеры расширили возможности построения микроэлектронных преобразователей точных интервалов времени длительностью от микросекунды до месяцев. Выпускаемые в настоящее время таймеры делятся на два класса — одноктактные и многотактные (табл. П5, П6). Оте-

чественной промышленностью выпускается в настоящее время только таймер КР1006ВИ1. Среди многотактных зарубежных таймеров самым удачным по структуре, универсальности и массовости использования стал программируемый таймер XR2240. Несмотря на то, что в современном семействе таймеров, выпускаемых за рубежом, насчитывается более десяти наименований микросхем, наиболее широко используются NE555 (аналог КР1006ВИ1) и XR2240, а также NE556 и LM322, первый из которых является сдвоенным таймером NE555, а второй представляет собой его более совершенную модификацию. Создание таймеров вызвано тенденцией повышения степени интеграции реализуемых функций на кристалле кремния, которая превалирует в современных аналоговых и аналого-цифровых микросхемах.

По функциональному составу внутренних узлов и способу выполнения данной функции таймеры не являются полностью аналоговыми или цифровыми микросхемами. Современные таймеры наряду с компараторами напряжения, которые относят к аналоговым микросхемам, содержат узлы, выполняющие цифровые функции, — логические вентили, триггеры, счетчики и др. Компараторы в таймерах обеспечивают повышение чувствительности цифровых структур от единиц вольт до долей милливольт к изменениям входных напряжений. Таким образом, основные функции в таймерах выполняют цифровые узлы, точность же формирования интервала времени определяется в первую очередь компараторами напряжения. Поэтому полупроводниковые таймеры чаще относят не к цифровым, а к аналоговым микросхемам.

Массовое применение таймеров в аппаратуре, разнообразие решаемых ими задач и, следовательно, многообразие требований, предъявляемых к их параметрам в зависимости от типа аппаратуры и качества выполняемых функций, обусловило создание обширного семейства полупроводниковых таймеров [39, 40]. Однотактные таймеры применяются, если длительность формируемых временных интервалов лежит в пределах 1 мкс ... 1 ч. Многотактные программируемые и специализированные таймеры разработаны для аппаратуры, требующей использования генераторов сигналов сверхнизкой частоты с продолжительностью импульсов до нескольких суток.

## 7.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ТАЙМЕРОВ

Семейство однотактных таймеров можно разделить на две группы: таймеры общего применения и специализированные таймеры (рис. 7.1). В однотактном таймере (рис. 7.2, а) длительность формируемого интервала времени определяется током заряда внешнего времязадающего конденсатора  $C_t$ , а ток заряда  $C_t$  — сопротивлением внешнего времязадающего резистора  $R_t$ . Формируемый таймером временной интервал  $T_n$  пропорционален постоянной времени  $R_t C_t$ -цепи и определяется длительностью изменения напря-

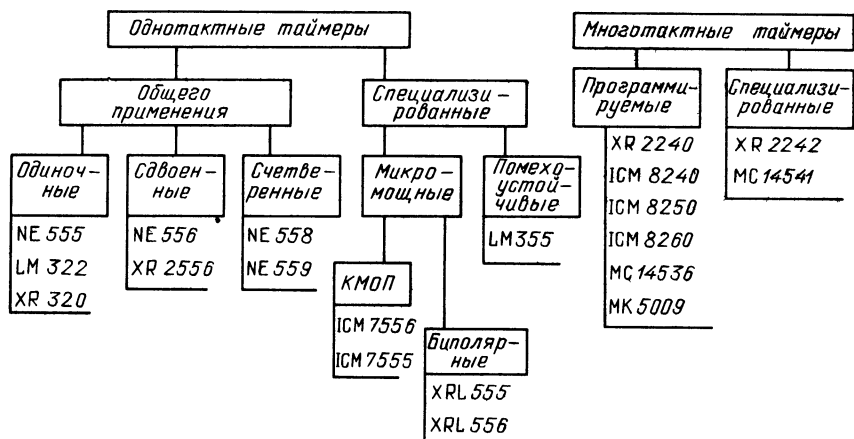


Рис. 7.1. Классификация полупроводниковых таймеров

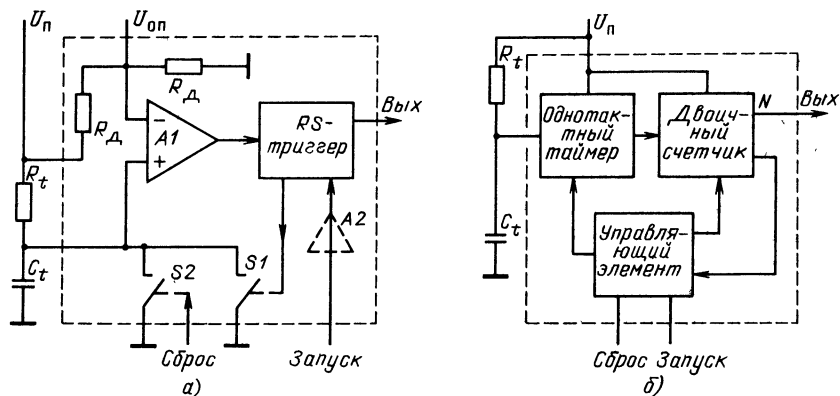


Рис. 7.2. Структурные схемы одноконтного (а) и многотактного (б) таймеров

жения на  $C_t$  в пределах некоторого диапазона, установленного внутренним резисторным делителем таймера.

Одноконтный таймер (рис. 7.2, а) работает следующим образом. В исходном состоянии, когда переключатель  $S1$  замкнут, напряжение на конденсаторе уменьшается до нуля и на выходе таймера устанавливается низкое напряжение, равное 0,1 В. При подаче импульса на вход триггера в нем формируется сигнал, размыкающий переключатель  $S1$ , и на выходе таймера устанавливается высокое напряжение. Если входное сопротивление компаратора  $A1$  значительно больше сопротивления  $R_t$ , конденсатор  $C_t$  будет заряжаться только через  $R_t$ , а напряжение на  $C_t$  будет экспоненциально нарастать с постоянной времени  $R_t C_t$ , стремясь к своему максимальному значению  $U_n$ . Как только напряжение на конденсаторе достигнет

некоторой величины  $U_{оп1}$ , компаратор начнет вырабатывать сигнал, устанавливающий триггер (а следовательно, и весь таймер) в исходное состояние ( $U_{вых} \approx 0$ ). Временной интервал  $T_n$  должен быть значительно больше, чем длительность запускающего импульса. Опорное напряжение  $U_{оп1}$  формируется в таймере внутренним резисторным делителем.

Описанный цикл работы таймера имеет место, при включении его по схеме одновибратора, когда формируется один выходной импульс после подачи внешнего сигнала запуска на вход триггера. Для того чтобы таймер мог работать в режиме асинхронного мультивибратора, управляющий выходной сигнал от времязадающей  $R_1C_1$ -цепи подается на RS-триггер через компаратор A2 с опорным напряжением  $U_{оп2}$ .

Чтобы иметь возможность прервать выполнение таймером заданной функции независимо от завершенности временного цикла, введем переключатель S2. При подаче сигнала сброса S2 замыкается, конденсатор полностью разряжается и напряжение на нем остается близким к нулю до тех пор, пока сигнал сброса не будет снят. Обычно при подаче сигнала сброса на выходе таймера устанавливается низкое напряжение.

Многотактные таймеры разработаны для аппаратуры, требующей использования генераторов сигналов сверхнизкой частоты с продолжительностью импульсов до нескольких суток. Семейство этих таймеров делится на две основные группы (см. рис. 7.1). К первой группе относятся программируемые таймеры, в которых формируемый временной интервал задается программно, установкой соответствующих перемычек на выходах счетчика. В зависимости от вида соединения выходов счетчика многотактный таймер умножает постоянную времени  $R_1C_1$ -цепи в  $n$  раз ( $n$  определяет диапазон программирования или коэффициент умножения счетчиков). Программируемые таймеры содержат таймеры общего применения, выполненные по биполярной технологии, и микромощные. Ко второй группе относятся специализированные таймеры со встроенными счетчиками, у которых однозначно задан коэффициент умножения  $n$ .

Программируемые таймеры работают следующим образом (рис. 7.2, б). При подаче на вход запуска импульса включается внутренний мультивибратор на одноконтном таймере, генерирующий импульсы длительностью  $T_n = R_1C_1$ . Подключенный к выходу таймера  $N$ -разрядный двоичный счетчик подсчитывает входные импульсы и формирует на  $N$  выходах счетчика временные интервалы, длительность которых может устанавливаться от  $T_n$  до  $(2^N - 1)T_n$ . На первом выходе формируется импульс длительностью  $T_n$ , на втором — длительностью  $2T_n$ , на  $N$ -м — длительностью  $(2^N - 1)T_n$ . Счетчик допускает объединение выходов, причем длительность формируемого в этом случае временного интервала определяется суммой длительности импульсов на объединенных выходах. Например, объединены выходы, формирующие отдельно импульсы длительностью  $T_n$ :

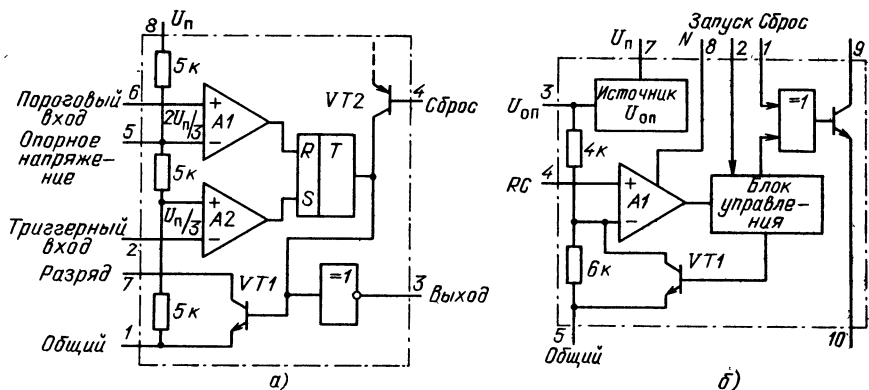


Рис. 7.3. Структурные схемы типового (а) и прецизионного (б) одноканальных таймеров

$8T_n$  и  $128T_n$ , тогда длительность формируемого временного интервала  $T_n + 8T_n + 128T_n = 137T_n$ . Таким образом, объединив соответствующие выходы, получим любую длительность импульса или задержку его фронта в диапазоне  $T_n \dots (2^N - 1)T_n$ . Выполнение таким таймером предварительно заданной программы можно прервать, подав на специальный вход импульс сброса. Для синхронной работы внутреннего одноканального таймера и счетчика используется управляющая цифровая микросхема.

В полупроводниковых таймерах наибольшее распространение получили структуры, использованные в одноканальных таймерах NE555, LM322 и программируемом XR2240. Структура таймера KP1006BII1, аналогичного NE555, показана на рис. 7.3, а. Эти таймеры состоят из четырех функциональных узлов: двух компараторов напряжения на входе, RS-триггера и инвертирующего усилителя мощности на выходе. Внутренний резисторный делитель задает пороговые напряжения, равные  $2U_n/3$  для компаратора A1 и  $U_n/3$  для компаратора A2. Длительность генерируемых выходных импульсов устанавливается внешней времязадающей цепью  $R_t C_t$ . Аналогичен NE555 по структуре и параметрам таймер XR320, разработанный фирмой EXAR. Этот таймер в отличие от NE555 может управляться не только спадом, но и фронтом импульса. Кроме того, таймер XR320 в дополнение к низкоомному выходу имеет инверсный выход с открытым коллектором. Существенным преимуществом XR320 является то, что времязадающий конденсатор  $C_t$  заряжается внутренним генератором постоянного тока, величину которого определяет внешний резистор  $R_t$ . Благодаря этому напряжение на  $C_t$  увеличивается линейно, что важно для некоторых применений одноканальных таймеров. Тем не менее этот таймер используется сравнительно редко, не имеет такого схемотехнического

обеспечения, как NE555, и обладает незначительными преимуществами по сравнению с последним.

Наиболее удачной структурой таймера является использованная в LM322 (рис. 7.3, б). Этот таймер, второй по массовости применения среди одноктактных, существенно превосходит NE555 по сочетанию параметров точности, быстродействия и потребления. Таймер LM322 часто относят к прецизионным, подразумевая под этим не столько его высокие точностные характеристики, сколько специфичность применения в аппаратуре. Таймер содержит источник опорного напряжения 3,15 В, в котором подключается внешний времязадающий резистор. Применен только один компаратор, быстродействие которого можно увеличить, подключив дополнительный вывод  $N$  к источнику питания  $U_n$ . Запускается таймер положительным фронтом импульса. Таймер LM322 существенно отличается от NE555 конструкцией выходного каскада. Хотя использованное в схеме включение транзистора  $VT2$  и делает более универсальным выход таймера, для большинства применений предпочтительнее мощный выходной каскад как в NE555.

Наиболее распространенным в современной микроэлектронной аппаратуре среди многотактных программируемых таймеров является XR2240, полная функциональная схема которого приведена на рис. 7.4. Таймер состоит из трех основных узлов, выделенных штрихпунктирными линиями: одноктактного таймера, подобного NE555; 8-разрядного двоичного счетчика и управляющего триггера. Двоичный счетчик и управляющий триггер питаются от внутреннего источника стабилизированного напряжения 6,3 В, образованного цепью  $VD1R1VT3$ . Внутренний резисторный делитель устанавливает на входах компараторов  $A1$  и  $A2$  пороговые напряжения переключения, равные  $3U_n/4$  и  $U_n/4$  соответственно. Выходами двоичного

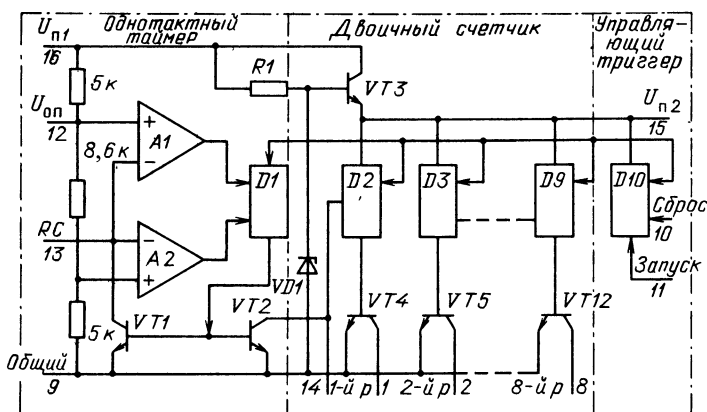


Рис. 7.4. Функциональная схема программируемого таймера

счетчика являются открытые коллекторы транзисторов  $VT4—VT12$ . Триггер  $D10$  управляет работой счетчика  $D2—D9$  и триггера  $D1$  в однотактном таймере, который, в свою очередь, управляет работой первого каскада  $D2$  счетчика.

## 7.2. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТАЙМЕРОВ

Для полного и правильного использования различных возможностей таймера КР1006ВИ1 необходимо знать назначение его выводов, характеристики и требования к выбору параметров времязадающих элементов. Назначение выводов таймера КР1006ВИ1 (см. рис. 7.3, *a*) незначительно отличается от рассмотренного ранее для обобщенной структуры на рис. 7.2, *a*. Напряжение питания  $U_n$ , подаваемое на вывод 8 и измеряемое относительно вывода 1, равно 5 ... 16,5 В. Приращение потребляемого таймером тока на 1 В изменения  $U_n$  равно 0,7 мА. Таймер способен отдать в нагрузку или принять из нее ток не более 200 мА, что позволяет управлять непосредственно лампочками и даже электромагнитными реле. Выходное сопротивление около 10 Ом как для низкого ( $U^0 \approx 0,1$  В), так и для высокого ( $U^1 \approx U_n - 0,5$  В) уровней выходного напряжения. Запуск таймера осуществляется подачей на вывод 2 напряжения менее  $U_n/3$  (эту цепь обычно называют триггерным входом). По отношению к выходу этот вход является инвертирующим. При высоком напряжении на выводе 2 состоянием выхода таймера можно управлять с помощью компаратора  $A1$  по выводу 6, называемому обычно пороговым входом (см. рис. 7.3, *a*). Относительно изменений выходного напряжения этот вывод является неинвертирующим входом таймера.

Входной ток, втекающий для компаратора  $A1$  (вывод 6) и вытекающий для компаратора  $A2$  (вывод 2), не превышает 0,5 мкА. Для сброса таймера, т.е. установления на его выходе низкого напряжения независимо от напряжения на выводах 2 и 6, используется вывод 4. Если напряжение на этом выводе  $U_4 \leq 0,4$  В, напряжение на выходе равно 0,1 ... 0,2 В. При напряжении  $U_4 \geq 1$  В цепь сброса выключена и не влияет на работу таймера. Кроме низкого выхода (вывод 3) таймер имеет и вспомогательный высокоомный выход (вывод 7), представляющий собой открытый коллектор транзистора  $VT1$  (см. рис. 7.3, *a*). Этот вывод обычно используется для организации обратной связи с выхода на входы (выводы 2 и 6) таймера. Допустимое изменение напряжения на выводах 2, 4, 6 и 7 лежит в пределах 0 ... 16,5 В. В таймере имеется доступ через вывод 5 к входам внутренних компараторов, на которые поданы пороговые напряжения. Этот вывод от резисторного делителя позволяет дополнительно управлять работой таймера, изменяя пороговые напряжения компараторов при постоянном напряжении питания. Чтобы избежать влияния внешних помех и пульсаций напряжения питания на точность работы таймера, рекомендуется шунтировать вывод 5 конденсатором емкостью около 0,01 мкФ.



В режиме прямой трансляции сигнала со входа на выход таймер может работать в диапазоне частоты до 10 МГц. Однако приводимое в справочных данных значение погрешности формирования временного интервала, равное 0,5%, измеряется обычно при формировании импульсов длительностью более 10 мкс. Время нарастания выходного напряжения таймера не превышает 100 нс.

Временные параметры этого одноканального таймера слабо зависят от изменений  $U_n$  и температуры и полностью определяются схемотехникой внутренних компараторов и качеством биполярной технологии их изготовления. В таймерах, изготовленных по КМОП технологии, отличающейся худшим согласованием параметров парных транзисторов, зависимость характеристик от  $U_n$  и температуры значительно выше, чем у таймеров, изготовленных по биполярной технологии.

Особенности применения таймера КР1006ВИ1 связаны с неидеальностью его параметров и схемотехникой узлов. Чтобы параметры времязадающей цепи  $R_i C_i$  не влияли на точность формирования временных интервалов, необходимо ограничить диапазон изменения сопротивления  $R_i$  и емкости  $C_i$ . Максимальное сопротивление  $R_i$  определяется входным током  $I_{вх}$  компараторов, протекающим по выводам 2 и 6. Для формирования устойчивых временных интервалов достаточно выбрать максимальное сопротивление  $R_i$  из условия  $R_{i\max} < U_n / I_{вх} R_{i\max} \approx 20 \text{ МОм}$  при  $U_n = 10 \text{ В}$  и  $I_{вх} \approx 0,5 \text{ мкА}$ . При включении таймера по схеме мультивибратора, когда выводы 2 и 6 объединены, входные токи (втекающий по выводу 6 и вытекающий по выводу 2) частично взаимокompенсируются и таймер может сохранить работоспособность при  $R_i > R_{i\max}$ . При включении таймера по схеме одновибратора для  $R_i \approx 20 \text{ МОм}$  отдельные типы таймеров не будут выполнять требуемую функцию. Поэтому не рекомендуется использовать времязадающие резисторы сопротивлением  $R_i > 10 \text{ МОм}$ .

Минимальное сопротивление  $R_i$  определяется максимально допустимым током, протекающим через внутренний транзистор  $VT1$  таймера при его насыщении. Хотя допустимый выходной ток по выводу 7 устанавливают обычно на уровне 100 мА, не рекомендуется использовать малые сопротивления  $R_i$  в сочетании с большими емкостями  $C_i$ . Объясняется это тем, что при разряде конденсаторов  $C_i$  большой емкости транзистор  $VT1$  не мгновенно переходит в режим насыщения, а через время  $t_n$ . В течение этого времени транзистор работает в активном режиме при напряжении коллектор-эмиттер  $U_{кэ} \approx U_n / 2$  и, если  $R_{i\min} \leq U_n / 100 \text{ мА}$ , транзистор  $VT1$  может выйти из строя из-за чрезмерной рассеиваемой на нем мощности. Поэтому при формировании малых временных интервалов рекомендуется ограничиться значением  $R_{i\min} = 1 \text{ кОм}$  и выбрать исходя из этого емкость  $C_i$ . Если же таймер применяется в схеме, где  $C_i \leq 100 \text{ пФ}$ , то сопротивление

$R_i$  может быть уменьшено до 150 Ом; что для аппаратуры специального назначения должно подтверждаться соответствующими техническими условиями.

Минимальная емкость времязадающего конденсатора  $C_i$  должна быть значительно больше изменений собственной входной емкости таймера на выводе 2, 6 и 7 в зависимости от напряжения на них. Поскольку изменение входной емкости при перезарядке  $C_i$  не превышает нескольких пикофард, не рекомендуется при формировании точных временных интервалов использовать  $C_i < 100$  пФ. Можно применять конденсаторы  $C_i$  сколь угодно большой емкости, если их ток утечки пренебрежимо мал. Фактически же чем больше емкость конденсатора, тем больше его ток утечки. Для нормальной работы таймера необходимо, чтобы ток утечки  $C_i$  не превышал зарядный ток через  $R_i$ . Для формирования точных ( $\Delta \approx 1\%$ ) временных интервалов ток утечки через  $C_i$  должен быть более чем на два порядка меньше зарядного тока.

Выходной инвертирующий усилитель таймера (см. рис. 7.3, а) работает в режиме АБ, вследствие чего на переходной характеристике возникает «полка» длительностью 10...20 нс при напряжении 1,5 В. Если таймер нагружен на быстродействующие ТТЛ схемы (например, серий 130 или 533), то наличие такой «полки» недопустимо, так как она находится в их пороговой области и может вызвать ложное срабатывание логического элемента. Чтобы выровнять линию переходного процесса, необходимо выход таймера зашунтировать конденсатором емкостью около 100 пФ.

Программируемые таймеры со встроенными счетчиками обеспечивают такую же точность формирования временных интервалов, как и одноктактные. Однако диапазон, в котором достигается эта точность, значительно расширен (от единиц микросекунд до нескольких суток).

Назначение выводов программируемого таймера следует из его функциональной схемы (см. рис. 7.4). Основное напряжение питания, подаваемое на вывод 16 и измеряемое относительно вывода 9 равно 4...15 В. Приращение потребляемого таймером тока на 1 В увеличения напряжения  $U_{п1}$  равно 1 мА. При напряжении питания 4,5 В внутренний источник стабилизированного напряжения  $U_{п2}$  перестает работать, поэтому выводы 15 и 16 следует объединить, чтобы обеспечить нормальную работу счетчика. Максимальный ток, который выходы счетчика (выводы 1—8) могут принимать от нагрузки, не должен превышать 5 мА. Допустимое изменение напряжения на выводах 1—8 лежит в пределах 0...15 В. Запуск таймера осуществляется положительным фронтом импульса, подаваемого на вывод 11 управляющего триггера (рис. 7.5, а). В момент запуска напряжения на выводах 1—8 начинают изменяться в соответствии с временной диаграммой (рис. 7.5, б). Соединением выводов 1—8 обеспечивается

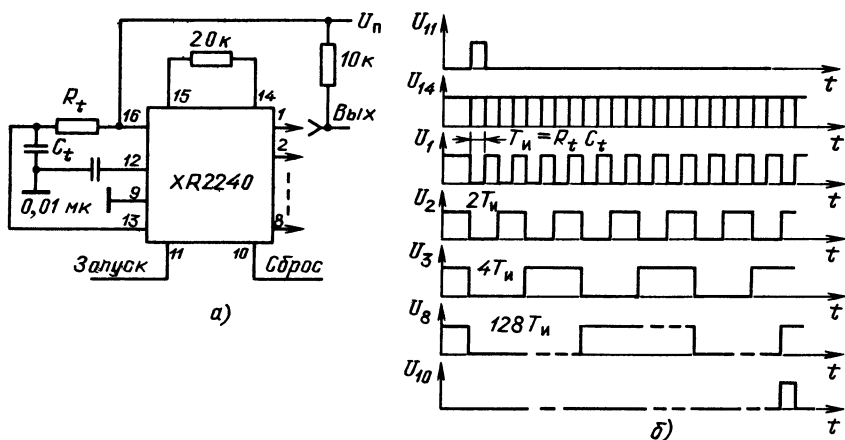


Рис. 7.5. Основная схема включения (а) и временные диаграммы работы (б) программируемого таймера

выполнение на выходе логической функции Проводное ИЛИ. Таймер не воспринимает следующий импульс запуска, поступивший в течение формирования установленного заранее временного интервала. Сброс таймера осуществляется положительным фронтом импульса, подаваемого на вывод 10. В момент подачи импульса сброса транзисторы  $VT4$  —  $VT12$  (см. рис. 7.4) закрываются. Для управления таймером по выводам 10, 11 необходимы импульсы с логическими уровнями, соответствующими ТТЛ схемам, и с длительностью более 1,5 мкс.

Выход внутреннего одноканального таймера (вывод 14) необходимо подключать через резистор сопротивлением более 20 кОм к шине стабилизированного внутреннего источника напряжения питания. Вывод 14 можно использовать и в качестве автономного входа счетчика, работающего от внешних импульсов. Для этого необходимо закрыть транзистор  $VT2$ , заземлив, например, вывод 13 через резистор сопротивлением 1 кОм. В этом случае счетчик срабатывает по срезу положительных импульсов, подаваемых на вывод 14. Этот вывод может использоваться и в качестве дополнительной цепи управления работой счетчика. Счет прекращается независимо от состояний транзистора  $VT2$ , если вывод 14 заземлить. Для управления по выводу 14 необходимы ТТЛ уровни напряжений.

Внутренний одноканальный таймер генерирует импульсы длительностью около 0,35 мкс с частотой, равной  $1/R_t C_t$ . Временязадающая цепь включается между выводами 9 и 16, а ее средняя точка соединяется с выводом 13. Максимальная частота генери-



ратор следующим образом. При положительном входном напряжении, большем  $U_n/3$ ,  $RS$ -триггер таймера удерживает внутренний транзистор  $VT1$  насыщенным и напряжение на времязадающем конденсаторе  $C_t$  близко к нулю. Поэтому и выходное напряжение близко к нулю ( $U_3 \approx 0,1$  В). При подаче на триггерный вход (вывод 2) напряжение менее  $U_n/3$  компаратор  $A1$  в таймере переключает  $RS$ -триггер, транзистор  $VT1$  закрывается, напряжение на  $C_t$  экспоненциально нарастает, стремясь к своему максимальному значению, равному  $U_n$  (рис. 7.6, б); и на выходе устанавливается напряжение  $U_3 \approx U_n$ . Скорость нарастания напряжения  $U_c$  на времязадающем конденсаторе  $C_t$  определяется постоянной времени цепи  $R_t C_t$ . Значение  $U_3 \approx U_n$  сохраняется в течение времени увеличения  $U_c$  до напряжения  $2U_n/3$ . В момент, когда выполняется равенство  $U_c(t) = 2U_n/3$ ,  $RS$ -триггер в таймере переключается в исходное состояние, транзистор  $VT1$  насыщается, разряжая конденсатор  $C_t$  и  $U_c \approx 0,1$  В. Низкий уровень выходного напряжения таймера сохранится до тех пор, пока на триггерный вход вновь не поступит импульс, изменяющий напряжение на выводе 2 от  $U_n$  до величины, меньшей  $U_n/3$ .

Одновибратор запускается срезом положительного импульса амплитудой, равной  $U_n$ . Однако если срез импульса поступит на триггерный вход таймера в период увеличения  $U_c$  от 0 до  $2U_n/3$ , то таймер на этот срез не отреагирует. В то же время, конденсатор  $C_t$  будет мгновенно (за время менее 50 нс) разряжен независимо от величины  $U_c$ , если подать напряжение менее 0,4 В в цепь сброса таймера (вывод 4). Эта цепь не влияет на работу одновибратора, если напряжение на выходе 4 больше 1 В. Когда цепь сброса не используется для управления работой одновибратора, то для уменьшения влияния внешних помех вывод 4 следует подключить к шине питания.

Время задержки  $t_3$ , в течение которого на выходе таймера сохраняется высокий уровень напряжения, равного  $U_n$ , можно рассчитать из уравнения  $U_c(t) = U_n[1 - \exp(-t/R_t C_t)] = 2U_n/3$ , предполагая, что  $U_c = 0$  при насыщенном транзисторе  $VT1$ . Это время  $t_3 = 1,1 R_t C_t$ . Зависимости, позволяющие при заданном времени  $t_3$  определить возможные сочетания  $R_t$  и  $C_t$ , приведены на рис. 7.7. Время  $t_3$  практически не зависит от  $U_n$  при его изменении в диапазоне 5 ... 16 В, поскольку пороговые напряжения внутренних компараторов таймера пропорциональны  $U_n$ .

При расчете  $R_t C_t$ -цепи одновибратора следует учитывать, что низкий уровень напряжения запуска не должен сохраняться дольше времени  $1,1 R_t C_t$ . Нарушение этого условия приводит к тому, что через время  $t_3$  таймер начинает генерировать импульсы произвольной формы. Это объясняется тем, что внутренние компараторы таймера не равносильны по своему воздействию на  $RS$ -триггер. Компаратор  $A1$ , управляемый по выводу 2, обладает при-

оритетом при установлении состояния триггера. Компаратор А2 может управлять триггером только тогда, когда на вывод 2 подано высокое напряжение. Если необходимо управлять одновибратором с помощью импульсов длительностью  $T_n > 1,1R_t C_t$ , то их следует подавать через дифференцируемую  $R_t C_t$ -цепь (см. рис. 7.6, а, Вх 2). Диод VD1 ограничивает напряжение на выводе 2 на уровне  $U_n + U_d$ .

Для формирования длительных временных интервалов при работе одновибратора в аппаратуре с высоким уровнем помех необходимо шунтировать вывод 5 конденсатором (если этот зажим не используется для управления работой таймера). Емкость шунтирующего конденсатора  $C_{ш} \approx 0,01$  мкФ. Нецелесообразно устанавливать шунтирующие конденсаторы емкостью более 0,1 мкФ, поскольку это увеличивает чувствительность пороговых уровней компараторов таймера к низкочастотным нестабильностям напряжения  $U_n$ . Одновибратор может переключиться и от воздействия на триггерный вход внешних помех. Источником помехи может, например, стать паразитная часть емкостной связи между сигнальными цепями многослойной печатной платы, на которой таймер установлен. Предотвратить ложное срабатывание одновибратора в таких случаях позволяет переход к управлению таймером по  $R_t C_t$ -цепи (см. рис. 7.6, а). Резистор R1 шунтирует большое входное сопротивление ( $R_{вх} \approx 200$  кОм) компаратора А2 в таймере, увеличивая тем самым необходимую для переключения одновибратора мощность помехи.

Рис. 7.7. Зависимость характеристик одновибратора от параметров внешних элементов

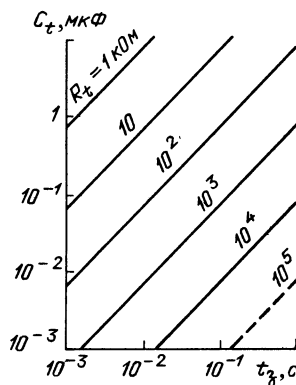
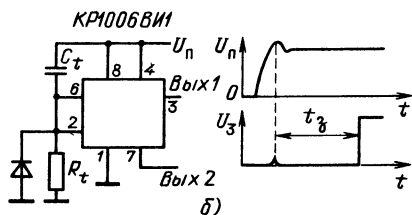
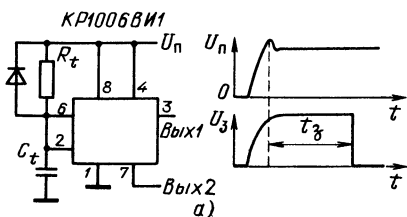


Рис. 7.8. Схемы одновибраторов, запускаемых в момент включения напряжения питания



Если таймер используется для управления электромагнитным реле, то его необходимо подключить к обмотке через диод  $VD1$  (см. рис. 7.6, *а*). При положительном выходном напряжении таймера в обмотке накапливается энергия, которая при переключении выходного напряжения вызывает его изменение на величину, большую  $U_n$ . Вследствие этого на выходе таймера может появиться импульс напряжения отрицательной полярности. Диод  $VD2$  ограничивает амплитуду этого импульса до  $-0,7$  В, а  $VD1$  компенсирует падение напряжения на  $VD2$ , и благодаря этому на выходе таймера минимальное напряжение остается равным нулю.

Во многих типах цифровой аппаратуры строят на таймерах одновибраторы, управляемые по цепи питания. Эти одновибраторы вырабатывают отрицательный (рис. 7.8, *а*) или положительный (рис. 7.8, *б*) импульс выходного напряжения через время  $t_3$  после включения напряжения питания. Используя такие сигналы для запуска или сброса цифровых автоматов, можно исключить влияние на их работу переходного процесса установления  $t_y$  напряжения питания после его включения. Для этого необходимо, чтобы  $t_3 > t_y$ . Тогда через время  $t_3$  таймер вырабатывает сигнал запуска или общего сброса для цифрового автомата, т. е. так называемый сигнал исходной готовности.

В приведенных схемах одновибраторов диоды устраняют влияние возможных выбросов напряжения питания таймера в течение  $t_y$ . В схеме рис. 7.8, *а* конденсатор  $C_t$  поддерживает напряжение триггерного входа на низком уровне в течение нарастания напряжения питания. Благодаря этому выходное напряжение равно  $U_n$  в течение времени  $t_3$ . В схеме рис. 7.8, *б*, наоборот, напряжение на триггерном входе близко к напряжению  $U_n$  в течение его нарастания. Благодаря этому напряжение на выходе таймера  $U_3 \approx 0,1$  В также при  $t_3 = 1,1 R_t C_t$ . При выборе сопротивления  $R_t$  и емкости  $C_t$  следует учитывать, что фактическое время  $t_3$  лежит в пределах от  $1,1 R_t C_t$  до  $1,1 R_t C_t + t_y$ .

В отличие от базовой схемы (см. рис. 7.6, *а*) в одновибраторах, запускаемых в момент включения напряжения питания, вывод 7 свободен. Этот вывод можно использовать в качестве высокоомного выхода (*Вых. 2* на рис. 7.8), образуемого цепью открытого коллектора внутреннего транзистора  $VT1$ . В отличие от ТТЛ схем вывод 7 таймера может быть подключен через резистор к источнику питания 0 ... 16,5 В независимо от напряжения питания таймера. В этом случае полярность выходных импульсов на выводах 3 и 7 совпадает.

Для получения одиночной серии из  $N$  импульсов, задержанных относительно сигнала запуска и друг друга, можно включить последовательно  $N$  одновибраторов. Тогда каждый последующий одновибратор будет запускаться отрицательным фронтом предыдущего. Такую цепочку одновибраторов на одноканальных таймерах

можно заменить одним программируемым таймером, если  $N \leq 8$ . Включение программируемого таймера XR2240 по схеме одновибратора показано на рис. 7.9. При заданных параметрах  $R_t C_t$ -цепи требуемая задержка импульса в диапазоне  $t_3 = (1 \dots 255) R_t C_t$  устанавливается соединением соответствующих выходов таймера с общим выходом одновибратора. Одновибратор запускается положительным импульсом, подаваемым на вывод 11, в результате чего на выходе устанавливается напряжение около 0,1 В на время  $t_3$ , а по истечении этого времени — напряжение, равное 5 В. Поскольку то же напряжение появляется и в цепи сброса таймера, то сформированное выходное напряжение сохранится на выходе до тех пор, пока в цепь запуска не поступит следующий импульс.

Одновибраторы на программируемых таймерах можно соединять последовательно, если необходимо получать время задержки длительностью до года. В этом случае выводы запуска и сброса таймеров соединяют попарно, а счетчик второго таймера блокируют, соединяя с выходом первого. Временязадающую цепь содержит только первый таймер. Сигнал сброса поступает на первый таймер с выхода второго, благодаря чему задержка сигнала, формируемого двумя таймерами, может быть увеличена до  $65536 T_n$ , где  $T_n$  — период импульсов запуска.

Отклонение емкости времязадающего конденсатора  $C_t$  от расчетного значения вызывает ошибку в формировании временных интервалов. Для компенсации этой ошибки можно использовать регулировку напряжения вывода 5 внутреннего резисторного делителя таймера (рис. 7.10). Как было показано в предыдущем параграфе, длительность формируемого одновибратором временного интервала равна времени  $t_3$ , в течение которого конденсатор  $C_t$  зарядится до напряжения  $2 U_n / 3 = U_3$  на выводе 5. В общем случае  $t_3 = -R_t C_t \ln(1 - U_5 / U_n) = K R_t C_t$ . Отношение  $U_5 / U_n$ , определяемое делителем напряжения, образованным из резисторов  $R1$ ,  $R2$  и внутреннего резисторного делителя таймера, равно

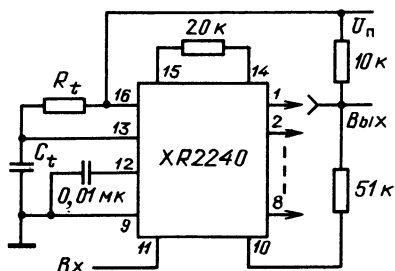


Рис. 7.9. Схема программируемого одновибратора

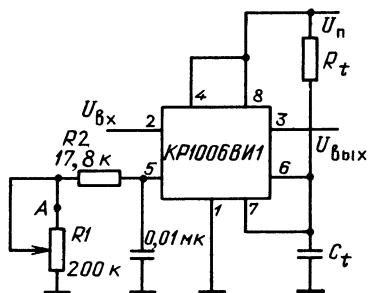


Рис. 7.10. Схема одновибратора с регулируемой задержкой



$R_n/(R_n+5)$ , где  $R_n=10 (R_1+R_2)/(10+R_1+R_2)$ ;  $R_n$ ,  $R_1$  и  $R_2$  — сопротивления в килоомах.

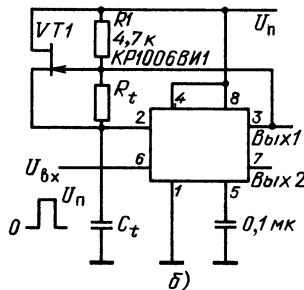
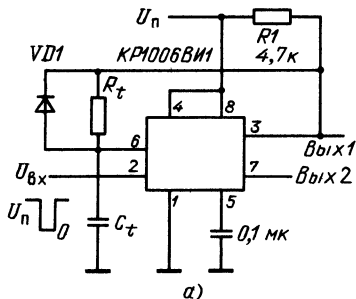
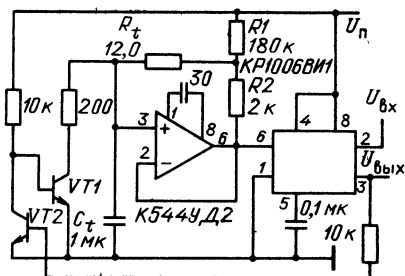
При минимальном сопротивлении резистора  $R_1$  отношение  $U_5/U_n=0,56$ . Поэтому минимальная длительность формируемого временного интервала  $t_{3\min} \approx 0,83 R_1 C_1$ . При максимальном сопротивлении резистора  $R_1$  отношение  $U_5/U_n \approx 2/3$  и длительность импульса  $t_{3\max} \approx 1,07 R_1 C_1$ . Таким образом, регулируя сопротивление резистора  $R_1$ , можно изменять длительность выходного импульса в диапазоне  $\pm 12,5\%$  относительно номинального значения времени  $t_{3.н}=0,95$ . Этот диапазон регулировки  $t_3$  рассчитан исходя из заданного на схеме суммарного сопротивления  $R_2 \approx R_1 + R_2$ . Если использовать другие сопротивления, то и интервал регулировки изменится. При уменьшении сопротивления  $R_2$  увеличивается интервал регулировки длительности формируемого временного интервала. Интервал регулировки коэффициента  $K$  определяется допустимым диапазоном изменения напряжения  $U_5$ . Для приведенной схемы это напряжение может изменяться от 0 до  $2 U_n/3$ . Если же цепь соединения  $R_1 R_2$  разорвать в точке  $A$  и подключить  $R_1$  к шине  $U_n$ , то напряжение  $U_5$  можно будет регулировать в диапазоне  $0-U_n$ , расширив, таким образом, диапазон регулировки коэффициента  $K$ . Следует, однако, учитывать, что при установлении напряжения  $U_5$  вблизи потенциала земли и  $U_n$  точность формирования временных интервалов будет сильно зависеть как от параметров конкретного образца таймера, так и от флуктуаций напряжения  $U_n$  и общей шины.

Для увеличения времени  $t_3$  и диапазона его регулирования обычно в одновибраторах на таймерах используют либо таймер с внутренним программируемым счетчиком (рис. 7.9), либо ОУ с полевыми транзисторами на входе для умножения действующего значения постоянной времени  $R_1 C_1$ -цепи. Оба способа позволяют расширить диапазон формируемых временных интервалов в десятки раз, не используя  $R_1$  и  $C_1$  с номиналами, большими рекомендуемых для одноктактных таймеров.

В показанной на рис. 7.11 схеме одновибратора ОУ К544УД2 играет роль буферного каскада для таймера. Этот каскад увеличивает действующее значение постоянной времени  $R_1 C_1$ -цепи в  $(R_1 + R_2)/R_2$  раз введением положительной ОС. В момент поступления среза импульса на триггерный вход таймера выходное напряжение последнего устанавливается равным  $U_n$ , транзистор  $VT_2$  открывается,  $VT_1$  закрывается и конденсатор  $C_1$  начинает заряжаться через резисторы  $R_1$ ,  $R_2$ . Благодаря большому входному сопротивлению ОУ К544УД2 сопротивления  $R_1$  может быть выбрано значительно большим, чем в обычном одновибраторе. Дополнительно увеличивает действующее значение сопротивления  $R_1$  цепь положительной ОС, образованная резисторами  $R_1$ ,  $R_2$  чтобы исключить возможность самовозбуждения ОУ, коэффици-

Рис. 7.11. Схема одновибратора, обеспечивающего время задержки больше часа

Рис. 7.12. Схемы одновибраторов с высокоомным выходом, запускаемые по срезу (а) и фронту (б) положительного импульса



ент передачи по цепи ОС, равный  $R_1/(R_1 + R_2)$ , должен быть меньше 1.

Когда напряжение на выходе ОУ и выводе 6 таймера достигает  $2U_{п}/3$ , выходное напряжение таймера падает до нуля, транзистор  $VT_2$  закрывается,  $VT_1$  открывается и устройство возвращается в исходное состояние.

Формируемый интервал времени для приведенных на схеме параметров элементов может быть увеличен до  $100R_1C_1$  по сравнению с обычным одновибратором на одноконтурном таймере. Перед применением устройства целесообразно отрегулировать напряжение смещения нуля ОУ, чтобы уменьшить погрешность формирования  $t_3$ . Транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$  в реальной схеме одновибратора можно заменить полевыми транзисторами.

Во многих применениях одновибраторов на одноконтурных таймерах кроме низкоомного выхода необходимо иметь высокоомный, представляющий собой открытый коллектор транзистора (рис. 7.12). Высокоомный выход образует цепь коллектора внутреннего разрядного транзистора  $VT_1$  таймера, отключенную в этих схемах от времязадающей  $R_1C_1$ -цепи. Подключив вывод 7 через нагрузочный резистор сопротивлением более 150 Ом к источнику питания с напряжением 0...16,5 В (независимо от напряжения питания таймера), можно получить выходной сигнал необходимой амплитуды, полярность которого равна полярности сигнала на выводе 3.

В исходном состоянии выходное напряжение одновибратора (рис. 7.12, а) сохраняется на уровне 0 В, поддерживая низким и

напряжение на пороговом входе таймера. При поступлении срез входного импульса на триггерном входе таймера устанавливается высокое выходное напряжение. В течение времени  $t_3 \approx 1,1 R_1 C_1$  конденсатор  $C_1$  заряжается до порогового напряжения  $U_5 \approx 2U_n/3$ . После этого выходное напряжение падает до нуля, т. е. возвращается в исходное состояние, а конденсатор  $C_1$  разряжается через диод  $VD1$ . В отличие от схемы на рис. 7.6, где конденсатор  $C_1$  разряжается через внутренний транзистор  $VT1$ , в рассматриваемом одновибраторе напряжение на  $C_1$  в первый момент падает не до нуля, а до  $U_c \approx 0,7$  В. После этого разряд  $C_1$  до  $U_c \approx 0$  происходит через  $R_1$ . Последнее является существенным недостатком схемы, поскольку она не может использоваться для формирования точных временных интервалов, если частота входных импульсов запуска больше  $1/2 R_1 C_1$ . Это объясняется тем, что неполный разряд  $C_1$  дает начальную ошибку в формировании расчетного времени  $t_3 \approx 1,1 R_1 C_1$ , зависящую от типа и образца диода  $VD1$ , а точнее, от падения напряжения на нем в открытом состоянии. Резистор  $R1$  включен в схему для увеличения размаха выходного напряжения до уровня  $U_n$ . Сопротивление  $R1$  должно выбираться из условия  $R_1 \ll R_i$ .

Если необходим аналогичный описанному одновибратор, но формирующий более точные временные интервалы и управляемый фронтом положительного импульса, то целесообразно, заменив диод полевым транзистором, включить таймер по схеме рис. 7.12, б. В исходном состоянии транзистор  $VT1$  открыт, так как выходное напряжение равно  $U_n$  и конденсатор  $C_1$  заряжен до напряжения  $U_n$ . При подаче на пороговый вход таймера положительного напряжения выходное напряжение таймера падает до нуля, транзистор  $VT1$  закрывается и конденсатор  $C_1$  начинает разряжаться через резистор  $R_1$ . В момент, когда напряжение на конденсаторе  $C_1$  уменьшится до  $U_n/3$ , выходное напряжение установится в исходное состояние, транзистор  $VT1$  вновь откроется и зарядит конденсатор  $C_1$  до напряжения  $U_n$ . Длительность формируемого одновибратором импульса равна  $1,1 R_1 C_1$ . Недостаток схемы в том, что при малых напряжениях питания ( $U_n < 10$  В) увеличивается сопротивление между стоком и истоком транзистора  $VT1$  в открытом состоянии, а при напряжении питания 5...7 В транзистор вообще может не открыться. Поэтому нецелесообразно уменьшать напряжение питания одновибратора на рис. 7.12, б ниже 10 В. Кроме этого на работу транзистора может повлиять низкоомная нагрузка, подключенная к выводу 3, уменьшающая низкий уровень выходного напряжения таймера. В этом случае для управления транзистором  $VT1$  можно использовать выход с открытым коллектором, подключая вывод 7 через нагрузочный резистор сопротивлением 1 кОм к шине питания  $U_n$ .

В цифровых приборах бывает недостаточно точно установить длительность импульса управления. Часто необходимо, чтобы и импульс управления сформировался после заданного интервала време-

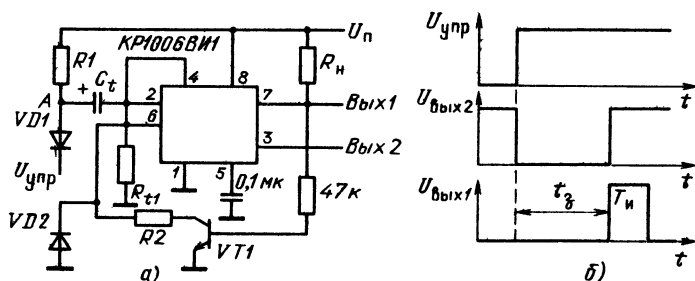


Рис. 7.13. Схема регулируемого одновибратора (а) и временные диаграммы его работы (б)

ни с не менее высокой точностью. Решить эту задачу можно на основе двух одновибраторов совместно с цифровой схемой совпадения, обеспечивающей требуемый выходной импульс. Необходимость во втором одновибраторе отпадает, если воспользоваться схемой одновибратора с транзистором в цепи ОС (рис. 7.13, а). Временные диаграммы работы одновибратора приведены на рис. 7.13, б. В исходном состоянии на входе управления напряжение равно 0,1 В, а в точке А напряжение около 0,8 В. Выводы 2, 4, 6 таймера объединены и заземлены через резистор  $R_{11}$ . Однако напряжение на этих выводах не меньше 0,8 В при  $R_{11} > 50$  кОм. Поэтому цепь сброса не влияет на выходное напряжение таймера и оно удерживается равным  $U_n$ . Внутренний  $p-n-p$  транзистор таймера, осуществляющий сброс его выходного напряжения, работает в активном режиме, поэтому втекает ток в базу внутреннего выходного  $n-p-n$  транзистора, подключенного к выводу 7. Если  $R_{11} \leq R_n$ , то напряжение на выводе 7 близко к 0,1 В и транзистор VT1 закрыт. Таким образом, в исходном состоянии напряжение на обоих выводах времязадающего конденсатора равно 0,8 В и, следовательно,  $C_t$  полностью разряжен.

При подаче на вход управления положительного напряжения амплитудой около  $U_n$  диод VD1 закрывается и напряжение в точке А увеличивается до  $U_n$  за время, равное  $1,5R_1C_t$ . При  $R_1 \ll R_{11}$  положительный импульс напряжения, равного  $U_n$  — 0,8 В, передается на выводы 2, 4, 6; как только напряжение на них увеличится до  $2U_n/3$ , изменится выходное напряжение таймера. Затем конденсатор  $C_t$  разряжается и напряжение на нем уменьшается от  $U_n$  до 0,8 В. В процессе разряда  $C_t$  и формируется требуемый выходной импульс. На участке уменьшения напряжения на  $C_t$  от  $U_n$  до  $U_n/3$  конденсатор разряжается только через  $R_{11}$  в течение времени  $t_3 = 1,1R_1C_t$ . Затем изменяется выходное напряжение таймера и открывается транзистор VT1. Вследствие этого параллельно  $R_{11}$  подключается дополнительный резистор R2 и напряжение на конденсаторе  $C_t$  уменьшается от  $U_n/3$  до 0,8 В из-за его разряда через цепь резисторов с общим сопротивлением  $R_{12} = R_2 R_{11}/(R_2 + R_{11})$ . Время разряда  $C_t$  от  $U_n/3$  до

0,8 В и определяет длительность  $T_n$  формируемого импульса. Она зависит от напряжения  $U_n$ :  $T_n \approx (U_n/75 \text{ В}) R_{12}C_i$ . В момент, когда напряжение на конденсаторе  $C_i$  достигнет значения 0,8 В (т. е. через время  $t_3 + T_n$  после запуска), выходное напряжение таймера станет равным исходному. В течение времени  $t_3 + T_n$  управляющее напряжение должно оставаться равным  $U_n$ . Дiode  $VD2$  ограничивает амплитуду отрицательного напряжения, формируемого на выводах 2, 4, 6 при срезе управляющего сигнала.

В некоторых устройствах генерирование точных временных интервалов по внешней команде требуется крайне редко, и поэтому большую часть времени таймер потребляет мощность не на выполнение основной функции, а на ожидание. Чтобы избежать таких непроизводительных затрат мощности источником питания, применяют схему одновибратора, показанную на рис. 7.14. В режиме ожидания потребляемый устройством ток не превышает 1 мкА. При подаче на вход среза положительного импульса на выходе бистабильной ячейки, собранной на цифровой микросхеме К176ЛА9, устанавливается напряжение  $U_n$  и на таймер подается напряжение питания. Одновременно с этим на вывод 2 таймера через конденсатор  $C2$  поступает срез положительного импульса и на выходе таймера устанавливается напряжение  $U_n$  на время, равное  $1,1R_iC_i$ . В течение этого времени транзистор  $VT1$  обеспечивает ток около 6 мА в цепи питания таймера. Через время  $1,1R_iC_i$  напряжение на выходе таймера уменьшается до нуля, бистабильная ячейка возвращается в исходное состояние, напряжение на базе транзистора падает до нуля и вновь таймер практически не потребляет мощность от источника питания до подачи очередного запускающего импульса. Таким образом можно формировать временные интервалы длительностью до 10 с. Цепь  $RIC1$  необходима для установки бистабильной ячейки в требуемое устойчивое исходное состояние при включении общего питания  $U_n$  устройства.

Одновибратор на таймере положен в основу асинхронного генератора пилообразного напряжения с регулируемыми значениями верхнего и нижнего экстремальных напряжений (рис. 7.15). В схеме предусмотрена плавная регулировка длительности интервала линейного нарастания выходного напряжения. При подаче на триггерный вход таймера среза положительного импульса ток  $I_C$  от транзисторного генератора постоянного тока начинает поступать в конденсатор  $C_i$ . Напряжение на конденсаторе линейно увеличивается со скоростью  $I_C/C_i$  либо от нуля до напряжения  $2U_n/3$ , либо до напряжения, при котором переключается компаратор К521СА3. Напряжение переключения компаратора устанавливается резистором  $R3$ . Выбором емкости конденсатора  $C_i$  и сопротивлений резисторов  $R1$ ,  $R4$ ,  $R5$  можно изменять длительность  $T_n$  нарастающего напряжения от десятков микросекунд до минут  $T_n = \Delta U R_1 C_1 / \{ [U_n R_4 / (R_4 + R_5)] - U_{э.б} \}$ , где  $\Delta U$  — амплитуда выходного напряжения. При макси-

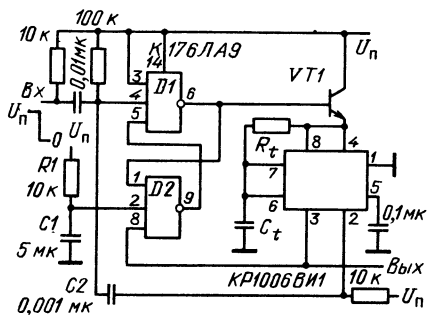


Рис. 7.14. Схема микромощного одно-  
вибратора

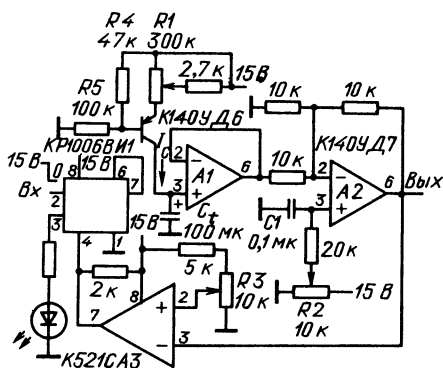


Рис. 7.15. Схема генератора пилооб-  
разного напряжения

мальном сопротивлении резистора  $R1$  и амплитуде выходного на-  
пряжения  $\Delta U = 10$  В получим  $T_n \approx 1,5$  мин.

Операционный усилитель  $A1$  работает как неинвертирующий по-  
вторитель, согласующий выход таймера со входом цепей регулиров-  
ки уровней выходного сигнала. Потенциометром  $R2$  регулируется  
нижний уровень напряжения, генерируемого устройством, потенцио-  
метром  $R3$  — верхний уровень этого напряжения. Конденсатор  $C1$   
уменьшает возможные высокочастотные помехи, поступающие с вы-  
хода таймера. Светодиод может быть использован для индикации  
наличия состояния нарастания линейного выходного напряжения  
устройства. Скорость нарастания выходного напряжения, т. е. угол  
наклона пилообразного сигнала, регулируется резистором  $R1$ . Чем  
больше сопротивление этого резистора, тем меньше ток заряда  $C1$   
и, следовательно, угол наклона. Тип ОУ необходимо выбирать в  
зависимости от скорости заряда  $C1$  таким образом, чтобы собст-  
венная скорость нарастания выходного напряжения ОУ, измеряемая  
в В/мкс,  $v > I_C/C1$ .

#### 7.4. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ТАЙМЕРАХ

Базовая схема мультивибратора на КР1006ВИ1 и изменения напря-  
жений на выводах таймера в этом включении приведены на рис. 7.16.  
Времязадающий конденсатор  $C1$  заряжается через сопротивление  
 $R1 + R2$ , а разряжается через  $R1$ . Поэтому временные параметры  
рабочего цикла мультивибратора могут быть точно установлены  
соответствующим выбором соотношений между сопротивлениями  
 $R1 + R2$  и  $R1$ .

После включения питания  $U_n$  конденсатор  $C1$  заряжается от 0  
до  $2U_n/3$  за время  $t_0 = 1,1(R1 + R2)C1$ . Напряжение на выходе таймера  
в течение этого времени равно  $U_n$ . В момент  $t_0$ , когда напряжение

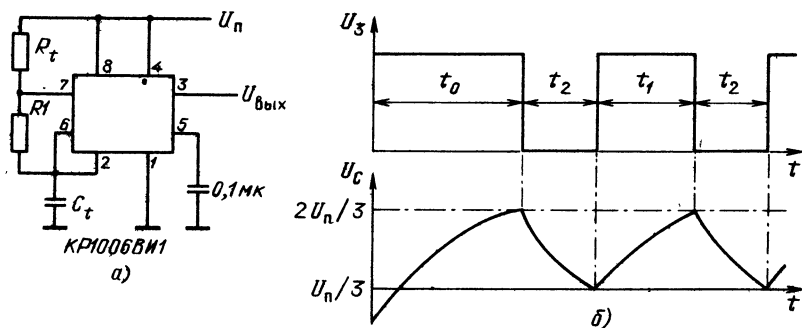


Рис. 7.16. Базовая схема мультивибратора на таймере КР1006ВВ1 (а) и временные диаграммы его работы (б)

на  $C_t$  достигает величины  $2U_n/3$ , потенциал выводов 3 и 7 уменьшается до нуля и конденсатор  $C_t$  начинает разряжаться от  $2U_n/3$  до  $U_n/3$ . Время  $t_0$  определяет продолжительность выхода таймера на периодический режим работы, после чего формируются одинаковые повторяющиеся сигналы. Рабочий цикл таймера в режиме мультивибратора складывается из времени заряда  $C_t$  от  $U_n/3$  до  $2U_n/3$  и времени разряда  $C_t$  от  $2U_n/3$  до  $U_n/3$ . Время заряда  $t_1 = (R_1 + R_t)C_t \ln [(U_n - 2U_n/3)/(U_n - U_n/3)] = 0,693(R_1 + R_t)C_t$ , время разряда  $t_2 = 0,693R_1C_t$ , длительность рабочего цикла мультивибратора  $T_n = t_1 + t_2$ , а частота генерируемых выходных сигналов  $f_r = 1/T_n = 1,443/(2R_1 + R_t)C_t$ .

Коэффициент заполнения выходных импульсов мультивибратора обычно определяют как отношение длительности импульса  $t_1$  к сумме длительностей импульса и паузы  $D = t_1/(t_1 + t_2) = (R_1 + R_t)/(2R_1 + R_t)$ . Возможные комбинации соотношений между  $R_t$ ,  $R_1$  и  $C_t$ , необходимые для получения требуемых частоты  $f_r$  и коэффициента заполнения  $D$  выходных импульсов мультивибратора (рис. 7.16, а), можно определить из графиков на рис. 7.17. Как видно из рисунка, этот мультивибратор позволяет регулировать значение  $D$  выходных

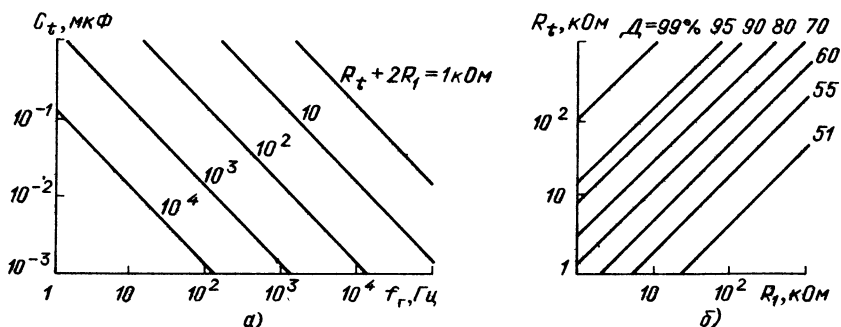


Рис. 7.17. Зависимости параметров базовой схемы мультивибратора от параметров внешних элементов

импульсов в диапазоне  $50\% < D < 100\%$ . Величина, обратная  $D$ , называется скважностью.

Получить  $D < 50\%$  можно, включив в схему на рис. 7.16, *а* диод  $VD1$ , как показано в схеме *б* табл. 7.1. Конденсатор  $C_t$  в таком мультивибраторе будет заряжаться через  $R_t$  и открытый диод  $VD1$ , а разряжаться, как и в базовой схеме, через  $R1$ . Чтобы уменьшить влияние диода  $VD1$  на точность формирования временных интервалов, целесообразно последовательно с резистором  $R1$  включить диод  $VD2$ , идентичный по параметрам диоду  $VD1$  (например, использовать однокристалльные диодные или транзисторные сборки). В этом случае влияние диодов на временные интервалы  $t_1$  и  $t_2$  взаимокompенсирются. Однако времена  $t_1$ ,  $t_2$  импульсов, генерируемых таким мультивибратором, больше аналогичных времен импульсов, генерируемых базовой структурой (схема *а*, табл. 7.1).

Таблица 7.1

Мультивибраторы на одноканальном таймере

Схема	Время выхода на режим $t_0$	Длительность импульса $t_1$	Длительность паузы $t_2$	Коэффициент заполнения $D$
Базовая схема (см. рис. 7.16, <i>а</i> )	$1,1(R_1 + R_t)C_t$	$0,693(R_1 + R_t)C_t$	$0,693R_1C_t$	$50 < \frac{R_1 + R_t}{2R_2 + R_t} < 100$
	$1,2R_tC_t$	$0,76R_tC_t$	$0,76R_1C_t$	$0 < \frac{R_t}{R_1 + R_t} < 100$
	0	$0,693(R_1 + R_t)C_t$	$0,693R_1C_t$	Без шунтирующих диодов $50 < \frac{R_1 + R_t}{2R_1 + R_t} < 100$ ; с шунтирующими диодами $0 < \frac{R_t}{R_1 + R_t} < 100$



Следует учитывать, что чем меньше напряжение  $U_n$ , тем существеннее влияние диодов. Вместе с тем при напряжении питания 15 В погрешность определения параметров  $R_i$  и  $C_i$  в зависимости от требуемой частоты  $f_r$  (рис. 7.17, *а*) не превышает 10%, т. е. лежит в рамках обычного разброса параметров  $R_i$  и  $C_i$ . В схеме *б* табл. 7.1 приведены значения временных параметров сигналов мультивибратора при  $U_n = 15$  В.

Мультивибратор на рис. 7.16, *а* имеет два недостатка. Первый состоит в том, что после включения источника питания на выходе мультивибратора формируется первый временной интервал  $t_0 + t_2$ , который на 55% больше, чем каждый из последующих, имеющих длительность  $t_1 + t_2$ . Объясняется это тем, что конденсатор  $C_i$ , полностью разряженный в исходном состоянии, после включения  $U_n$  заряжается в течение времени  $t_0 = 1,1(R_1 + R_i)C_i > t_1$  до напряжения  $2U_n/3$ , соответствующего верхнему пороговому напряжению срабатывания таймера. Время же заряда  $C_i$  до напряжения  $2U_n/3$  в последующих временных интервалах  $t_1 = 0,693(R_1 + R_i)C_i$ , так как исходное напряжение на конденсаторе  $C_i$  равно  $U_n/3$ , а не 0 В (рис. 7.16, *б*).

Второй недостаток базовой структуры мультивибратора и ее модификации (схема *а*, табл. 7.1) в том, что выходное напряжение таймера в первый момент после включения питания устанавливается на своем высшем уровне около  $U_n$ , а не низшем нулевом. Последнее во многих устройствах, где полезным сигналом является напряжение лог. 1, требует дополнительных аппаратных затрат для исключения действия таймера в течение времени установления напряжения питания.

Устранить оба недостатка можно простой перекомпоновкой элементов мультивибратора на рис. 7.16, *а*, не меняя их числа и номиналов (схема *б*, табл. 7.1). В момент включения питания модифицированного таким образом мультивибратора устанавливаются почти одинаковые потенциалы на выводах 2, 5 и 6. Вследствие этого напряжение на выходе таймера остается равным 0,1 В. Исходное напряжение на выводах 2 и 6  $U_n = 2U_n R_1 / (3R_1 + 2R_d)$ , где  $R_d = 5$  кОм — сопротивление резистора внутреннего делителя в таймере (см. рис. 7.3, *а*). Следовательно, в момент включения питания напряжение на выводах 2 и 6 начинает уменьшаться от исходного значения  $2U_n/3$  (при  $3R_1 \gg 10$  кОм) из-за заряда конденсатора  $C_i$  через резистор  $R_1$ . После уменьшения напряжения  $U_5$  на выводе 5 до  $2U_n/3$  выходное напряжение за время  $0,693R_1C_i$  изменится от 0 до  $U_n$ . Затем конденсатор начинает заряжаться, и в течение времени  $0,693(R_i + R_1)C_i$  напряжение на  $C_i$  уменьшается до нуля, после чего выходное напряжение переключается от  $U_n$  до 0, т. е. возвращается в исходное состояние. Затем описываемый цикл повторяется.

Большие сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_i$  необходимы при генерировании длительных интервалов времени (более 1 с), когда ошибки в работе обычного мультивибратора особенно существенны. При уменьшении сопротивления  $R_1$  до величины, близкой к  $R_d$ , напряжение  $U_n$  становится значительно меньше  $2U_n/3$ . Поэтому в момент включения  $U_n$  напряжение на конденсаторе  $C_t$  равно  $2U_n/3 - U_n$  и за время уменьшения этого напряжения до нуля на выходе таймера поддерживается высокий уровень напряжения. Это время существенно меньше, чем в обычном мультивибраторе, пока выполняется неравенство  $R_d \gg R_1$ . При параметрах элементов, показанных на схеме б табл. 7.1, значение  $D$  выходных колебаний около 66%. Чтобы получить  $D < 50\%$ , необходимо включить в мультивибратор диоды (см. схему б, табл. 7.1). Для управления режимом работы мультивибратора рекомендуется использовать цепь с диодом  $VD_y$ . Если от логического элемента на катод диода подано напряжение 0,1 ... 0,3 В, то генерация колебаний таймером прекращается. Необходимо учитывать, что выходная цепь логического элемента в этом случае должна принять ток  $U_n/R_d$ . Если для управления таймером используется ТТЛ схема, то его напряжение питания должно быть 5 В.

Регулировку частоты и скважности выходных импульсов мультивибратора можно осуществить, разделив цепи заряда и разряда времязадающего конденсатора  $C_t$ . В схеме на рис. 7.18, а это достигается включением диодов  $VD1$ ,  $VD2$ , что позволяет регулировать временные интервалы  $t_1$  и  $t_2$  независимо друг от друга. При такой регулировке одновременно со скважностью изменяется и частота выходных импульсов. В схеме на рис. 7.18, б интервалы  $t_1$  и  $t_2$  регулируются таким образом, что их сумма  $T_n = t_1 + t_2$  остается практически постоянной. Следовательно, скважность выходных импульсов можно регулировать, не меняя их частоты. При проектировании обеих схем целесообразно выбрать  $R_1 = R_2$  и  $R_3 = R_4$ . Тогда, например, при  $R_1 = R_2 = 10$  МОм и  $R_3 = R_4 = 1$  кОм значение  $D$  выходных импульсов можно регулировать в диапазоне 0,01—99,99%. Период выходных сигналов в обеих схемах боль-

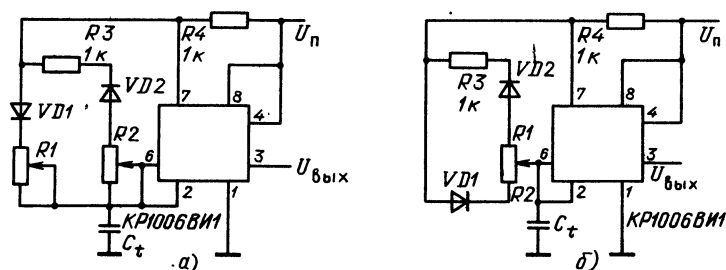


Рис. 7.18. Схемы мультивибраторов с регулируемой длительностью (а) и скважностью (б) импульсов



Скважность регулируется резистором  $R3$ . Таким образом, частота и скважность могут регулироваться независимо друг от друга. Диапазон регулирования частоты можно установить равным 100 Гц... 100 кГц, уменьшив емкость  $C_1$  до 0,01 мкФ.

Во многих типах испытательной и демонстрационной аппаратуры необходим генератор, переключаемый из ждущего режима работы в автоколебательный. Этот генератор нетрудно построить на одном таймере (рис. 7.20). В таком генераторе возможны два способа обеспечения обоих режимов работы: включением резистора  $R3$  в цепь сброса таймера и соединением через диод выводов 3 и 5. Перестройка генератора из мультивибратора ( $M$ ) в одновибратор (0) производится переключателем  $S1$ .

При использовании диода напряжение на выводе 5 уменьшается до 0,9 В при низком уровне выходного напряжения. Чтобы триггерный вход смог отреагировать на очередной импульс, напряжение на конденсаторе  $C_1$  должно стать меньше 0,45 В. Длительности генерируемых таким генератором импульсов в ждущем и автоколебательном режимах различаются на 5%.

Сопротивление резистора  $R3$  выбирается с таким расчетом, чтобы длительность импульса, генерируемого в ждущем режиме, совпала с длительностью импульса в автоколебательном режиме. Резисторы  $R_1$ ,  $R3$  образуют делитель, не позволяющий конденсатору  $C_1$  полностью разрядиться, когда напряжение на выводе 7 близко к нулю.

Недостаток использования резистора в том, что требуется предварительный расчет сопротивления  $R3$  (исходя из необходимых временных характеристик), вследствие чего сложно регулировать длительности импульса. Если же применить диод, то из-за уменьшения пороговых напряжений импульсы получаются значительно короче, чем в структуре с  $R3$ , и существенно зависят от температуры и разброса параметров диода. Таким образом, преимущество использования резистора  $R3$  состоит в возможности получения значительно лучшей точности и большей длительности генерируемых импульсов, а преимущество применения диода — в простоте настройки генератора.

Мультивибратор, формирующий двухполярные выходные импульсы, можно построить на таймере с автоматическим переключением напряжения питания (рис. 7.21). Дифференциальное напряжение между выводами 1 и 8 не превышает 13 В благодаря управлению его величиной с выхода таймера через транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$ . При положительном выходном напряжении, равном 11 В, напряжение на базе  $VT1$  равно 13 В, а на выводах 4 и 8 около 12 В. При этом на выводе 1 напряжение близко к  $-1$  В. Если на выходе устанавливается отрицательное напряжение около  $-11$  В, то на выводе 1 напряжение равно  $-12$  В, а на выводе 8 около 1 В (см. рис. 7.21, б). Для уменьшения выбросов выходного напряже-

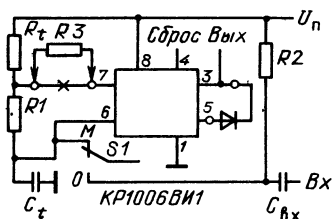


Рис. 7.20. Схема универсального генератора

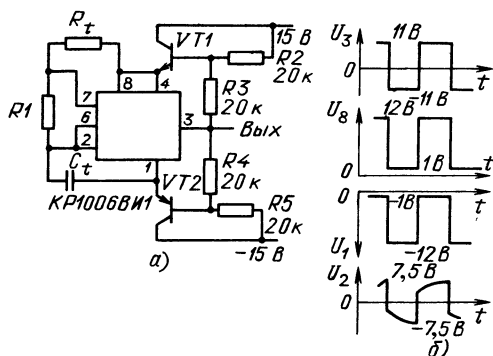


Рис. 7.21. Схема мультивибратора двухполярных импульсов (а) и временные диаграммы его работы (б)

ния базы транзисторов целесообразно зашунтировать конденсаторами емкостью порядка 1000 пФ. В остальном работа схемы аналогична работе мультивибратора на рис. 7.16, а и для выбора сопротивлений  $R_1$ ,  $R_t$  и емкости  $C_t$  можно воспользоваться зависимостями на рис. 7.17. Если необходимо получить несимметричные выходные импульсы, то достаточно изменить соотношения между сопротивлениями резисторов в делителях  $R_2R_3$  и  $R_4R_5$ . Однако в этом случае необходимо следить за тем, чтобы дифференциальное напряжение между выводами 1 и 8 не превышало 16 В при крайних значениях выходного напряжения.

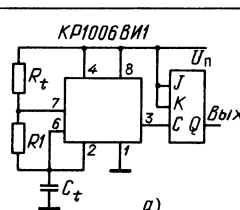
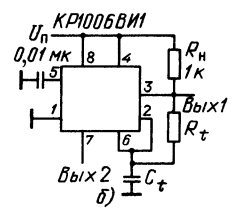
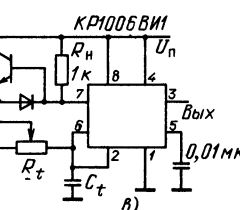
Формирование тактовых импульсов со значением  $D=50\%$ , или так называемого меандра, является обычной задачей в современной цифровой аппаратуре. Меандр, у которого временные интервалы совпадают с точностью 2...3%, можно получить на выходе рассмотренных выше мультивибраторов при  $R_t=0$ ,  $R_1 \rightarrow \infty$  в схеме на рис. 7.16, а и при  $R_1=R_t$  в схеме б табл. 7.1. Однако в этих мультивибраторах невозможно получить предельную для таймера точность совпадения  $t_1$  и  $t_2$ , равную 0,5%. Объясняется это тем, что сопротивление  $R_1$  в схеме на рис. 7.16, а ограничено снизу максимально допустимым выходным током внутреннего транзистора  $VT1$ , а сопротивление  $R_1$  должно быть менее 20 МОм для нормальной работы мультивибратора. Выполнить равенство  $R_1=R_t$  проще, но, чтобы получить высокую точность, необходимы прецизионные резисторы, что не всегда приемлемо. Кроме того, при уменьшении напряжения питания существенное влияние на скважность будет оказывать разброс параметров диодов. Поэтому для генерирования импульсов со значением  $D=50\%$  обычно применяют специализированные мультивибраторы (табл. 7.2), обеспечивающие погрешность менее 1%.

Генерирование меандра с помощью  $JK$ -триггера, подключенного к выходу таймера (табл. 7.2, схема а), не требует изменения ба-

зовой структуры мультивибратора. Частота выходного сигнала триггера, управляемого по счетному входу, в два раза меньше частоты собственных выходных импульсов таймера  $f_r = 1/2 T_n = 1/2(R_t + 2R_1) C_t$ . Поэтому на параметры выходных импульсов триггера влияет не отношение сопротивлений резисторов  $R_t$  и  $R_1$ , а их абсолютная величина.

Таблица 7.2

Генераторы меандра на одноканальном таймере

Схема	Время выхода на режим $t_0$	Время рабочего цикла $t_1 + t_2$	Частота выходных импульсов $f_r$
 <p>а)</p>	$1,793(R_1 + R_t) C_t$	$0,693(2R_1 + R_t) C_t$	$\frac{0,722}{(2R_1 + R_t) C_t}$
 <p>б)</p>	$1,1R_1 C_t$	$1,386R_t C_t$	$\frac{0,722}{R_t C_t}$
 <p>в)</p>	$1,2R_t C_t$	$1,386R_t C_t$	$\frac{0,722}{R_t C_t}$

Построить генератор можно, перекомпоновав элементы базовой структуры мультивибратора, как показано в табл. 7.2, схема б. В отличие от структуры на рис. 7.16, а времязадающая цепь здесь управляется выходным напряжением таймера, а не по выводу 7. Поэтому между выходом таймера и цепью питания включен нагрузочный резистор  $R_n$ , позволяющий увеличить амплитуду выходного напряжения почти до  $U_n$ . Высокая точность при формировании

меандра получается благодаря тому, что заряд и разряд конденсатора  $C_t$  осуществляются через резистор  $R_t$ . На точность влияния и их симметричность относительно пороговых напряжений  $U_n/3$  и  $3U_n/3$ . При рекомендуемом обычно значении  $R_n=1$  кОм сопротивление  $R_t$  необходимо выбирать из условия  $R_t \gg R_n$ , т. е.  $R_t > 10$  кОм. В зависимости от требуемой частоты  $f_t$  выходного сигнала возможные сочетания между сопротивлением  $R_t$  и емкостью  $C_t$  можно определить из графиков на рис. 7.22.

Существенно влияет на точность работы мультивибратора (табл. 7.2, схема б) зависимость частоты генерируемых импульсов от входного сопротивления  $R_{вх}$  и приемника сигнала. При уменьшении сопротивления  $R_{вх}$  и низкий и высокий уровни выходного напряжения изменяются на значение до 1,5 В, неодинаковое для обоих уровней из-за некоторого различия выходных сопротивлений таймера для втекающего и вытекающего токов. Для устранения влияния  $R_{вх}$  можно подключить приемник сигнала к высокоомному выходу (вывод 7), который в рассматриваемом включении таймера свободен. Если же использовать высокоомный выход таймера не представляется возможным или необходим низкоомный мощный вывод, то целесообразно воспользоваться схемой в табл. 7.2. В отличие от рассмотренных выше генераторов меандра в этой структуре конденсатор  $C_t$  заряжается через транзистор и времязадающий резистор  $R_t$ . Перепад напряжения, заряжающего  $C_t$ , равен  $U_n - U_{эб}$ , а разряжающего  $U_n - U_d - U_n$ , где  $U_{эб}$  и  $U_d$  — падения напряжений на переходе эмиттер — база транзистора и диоде,  $U_n$  — падение напряжения на насыщенном внутреннем транзисторе VT1. Поскольку заряд и разряд  $C_t$  происходят через резистор  $R_t$ , погрешности в формировании меандра могут возникать в первую очередь из-за различия напряжений  $U_{эб}$  и  $U_d + U_n$ . Наилучшие характеристики мультивибратора в схеме в табл. 7.2 обеспечивает диод Шотки или цепь диода с транзистором, реализуемая на базе однокристалльной транзисторной сборки. Показанная регулировка рабочей частоты резистором  $R_t$  может быть применена в схеме б табл. 7.2, графики на рис. 7.22 могут быть также использованы для выбора параметров  $R_t$  и  $C_t$  в рассматриваемом мультивибраторе.

Вместо биполярного транзистора и диода в схеме в табл. 7.2 можно включить  $p$ -канальный полевой транзистор (например, КП202), управляемый с выхода таймера. Такой мультивибратор также обеспечивает точность формирования меандра (около 1%), но, во-первых, работает в ограниченном диапазоне напряжения  $U_n=10...15$  В, а во-вторых, указанная точность сохраняется только при низких частотах выходных сигналов из-за значительного (0,5...3 кОм) сопротивления канала большинства полевых транзисторов.

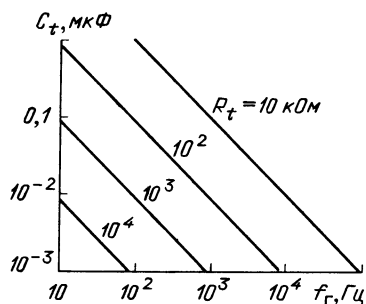


Рис. 7.22. Зависимости параметров генератора меандра от параметров внешних элементов

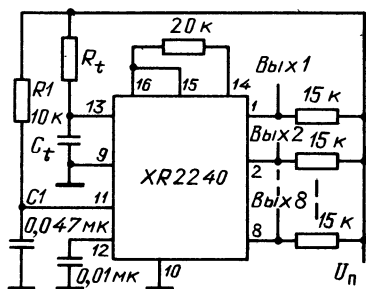


Рис. 7.23. Схема многоканального генератора меандров

Генератор, формирующий одновременно восемь последовательностей импульсов со скважностью 2 и кратными значениями частоты, можно построить на программируемом таймере (рис. 7.23). Генератор запускается в момент включения источника питания, что достигается использованием интегрирующей цепи на выводе 11. При включении  $U_n$  напряжение на выводе 11 близко к нулю. Затем через  $t_0 \approx 0,5 R_t C_t$  на входе запуска напряжение увеличивается до 1,5 В — значения, соответствующего порогу срабатывания управляющего триггера D10 (см. рис. 7.4). При этом на восьми выходах таймера появляются периодические импульсы со скважностью около 2 и частотой  $1/2 R_t C_t$  на выводе 1,  $1/4 R_t C_t$  на выводе 2 и т. д. Если необходимо получить конечное число импульсов с одного или нескольких выходов, то вывод, следующий за последним, используемым из числа выводов 1—8, необходимо соединить с выводом 10. Например, при выполнении какой-либо вычислительной операции или подпрограммы в микропроцессоре, если требуются 16 тактов с периодом  $2 R_t C_t$  и один такт с периодом  $32 R_t C_t$ , необходимо соединить выводы 6 и 10. В этом случае в момент появления положительного импульса на выводе 6 генерирование тактовых сигналов прекратится и на всех выходах таймера установится напряжение  $U_n$ . Для управления работой генератора можно использовать цепь  $R_t C_t$ , отключив ее от источника  $U_n$ .

Генерируемые рассмотренными мультивибраторами на одноканальном таймере временные интервалы  $t_1$ ,  $t_2$  или  $T_n$  можно увеличить от десятков минут до десятков часов, заменив времязадающую  $R_t C_t$ -цепь интегратором на ОУ с полевыми транзисторами на входе (К544УД1, К140УД8 и др.). Входной ток таких ОУ (20...50 пА) значительно меньше входного тока компараторов таймера, благодаря чему времязадающие конденсаторы  $C_t$  могут перезаряжаться токами порядка наноампер, необходимыми для точного формирования импульсов сверхнизкой частоты. В схеме такого генератора, показанной на рис. 7.24, а, таймер работает в режиме



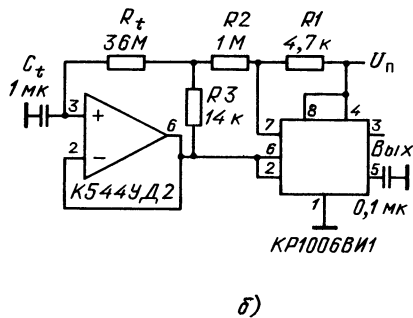
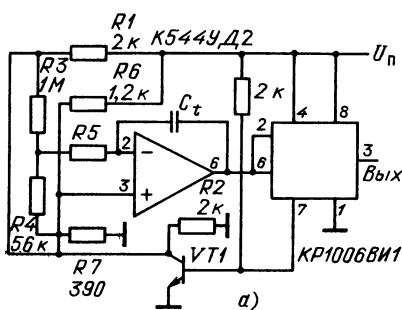


Рис. 7.24. Схемы генераторов импульсов длительностью от часа (а) до суток (б)

мультивибратора. Транзистор  $VT1$  управляется сигналом, поступающим с вывода 7 таймера. Напряжение на коллекторе транзистора  $VT1$  изменяется от нуля при насыщенном транзисторе до  $U_n/2$  при закрытом транзисторе. Напряжение на неинвертирующем входе ОУ с помощью низкоомного делителя  $R6, R7$  устанавливается равным примерно  $U_n/4$ . Резисторы  $R1, R3$  и  $R4$  почти не влияют на это напряжение, так как их сопротивления выбираются значительно большими, чем сопротивления  $R6, R7$ . При открытом транзисторе  $VT1$  ток, поступающий через резистор  $R5$  на неинвертирующий вход ОУ,  $I_0 = U_n R_4 / 4 R_5 (R_3 + R_4)$ . При закрытом транзисторе  $I_0 = 0$ . Уравнение, описывающее работу интегратора, имеет вид  $dU_1/dt = I_0/C$ . Учитывая, что  $U_1$  должно изменяться от  $U_n/3$  до  $2U_n/3$ , получаем

$$t = \int_{U_n/3}^{2U_n/3} (C/I) dU_1 = 8 (R_3 + R_4) R_5 C / 3 R_4.$$

Таким образом, на выходе таймера будут формироваться временные интервалы  $t_1 = t_2 = T_n$ .

Для приведенных на схеме сопротивлений  $R3, R4$   $T_n = 50 R_5 C_t$  и, следовательно, частота выходных импульсов  $f_r = 1/100 R_5 C_t$ . Благодаря малому входному току ОУ можно выбрать  $R_5 \geq 10$  МОм. Например, при  $R_5 \approx 100$  МОм максимальный ток через  $R5$  будет около 2 нА, что намного больше входного тока ОУ К544УД2. При  $R_5 \approx 100$  МОм период выходных сигналов таймера  $T_n \approx 2$  ч при  $C_t = 1$  мкФ. Если же использовать таймер без ОУ, то для максимального допустимого сопротивления вреязадающего резистора ( $R_t \approx 20$  МОм) и  $C_t = 10$  мкФ получим  $T_n \approx 6$  мин.

Несколько больших значений коэффициента умножения постоянной времени  $R_t C_t$ -цепи можно достичь, используя на входе таймера ОУ с положительной невозбуждающей ОС (см. рис. 7.24, б). В этой схеме также необходимо использовать ОУ с полевыми транзисторами на входе, но требуемые сопротивления

резисторов здесь существенно меньше. Благодаря действию положительной ОС, образованной резисторами  $R_2$  и  $R_3$ , период выходного сигнала увеличивается до  $1,4 R_1 C_1 (R_2 + R_3) / R_3$ . Для указанных на схеме параметров элементов  $T_{\text{н}} \approx 100 R_1 C_1$ . Изменить период колебания можно регулировкой сопротивления  $R_3$ . Сопротивление резистора  $R_2$  должно быть значительно больше, чем сопротивление  $R_1$ , чтобы избежать искажения формы выходных сигналов. Эта схема мультивибратора проще, чем на рис. 7.24, а, но может оказаться сложнее при наладке, так как ОУ работает близко к границе своей устойчивости. Следует иметь в виду, что ОУ, устойчиво работающий при нормальной температуре, может самовозбуждаться при ее колебаниях.

Для получения импульсов с частотой до  $10^{-3}$  Гц можно воспользоваться схемой на трех таймерах КР1006ВИ1 (рис. 7.25, а). При сравнительно низкоомных резисторах и конденсаторах небольшой емкости генератор позволяет получить регулируемые периодические сигналы с длительностью до 1 ч. Таймеры  $D1$  и  $D2$  работают в режиме одновибратора, а  $D3$  — в режиме мультивибратора. Генерируемые мультивибратором импульсы поступают на транзисторы  $VT1$  и  $VT2$ , включенные последовательно с времязадающими резисторами  $R1$  и  $R2$  одновибраторов. Транзисторы находятся в насыщении при низком выходном напряжении  $D3$  в течение времени  $0,7 R_4 C_5$ . При высоком выходном напряжении  $D3$  в течение времени  $0,7 (R_3 + R_4) C_5$  транзисторы закрыты. На рис. 7.25, б показано изменение напряжения на времязадающем конденсаторе  $C3$  в течение формируемого таймером  $D1$  временного интервала  $t_1$ . Аналогичный вид имеет и изменение напряжения на времязадающем конденсаторе  $C4$  таймера  $D2$  за время формирования временного интервала  $t_2$ .

Работает генератор следующим образом. При отрицательном перепаде выходного напряжения таймера  $D2$  импульс, запускающий таймер  $D1$ , поступает на его триггерный вход. На выходе таймера  $D1$  устанавливается напряжение, равное  $U_n$ , внутренний разряд-

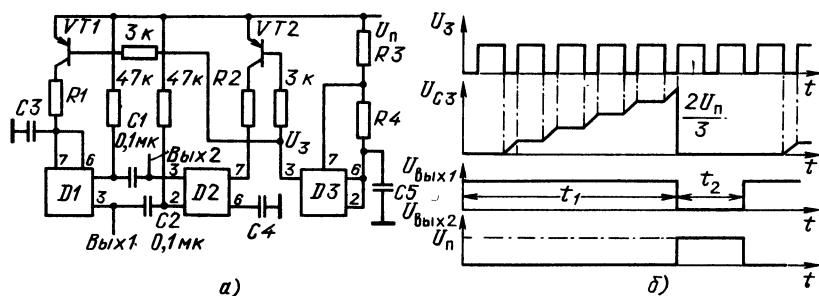


Рис. 7.25. Схема генератора импульсов сверхнизкой частоты (а) и временные диаграммы его работы (б)

ный транзистор таймера  $D1$  закрывается, и конденсатор  $C3$  начинает разряжаться через резистор  $R1$  и насыщенный транзистор  $VT1$ . Поскольку транзистор  $VT1$  находится в насыщении периодически, когда выходное напряжение таймера  $D3$  близко к нулю, то и увеличение напряжения на  $C3$  происходит ступенчато (рис. 7.25, б). Пока транзистор  $VT1$  закрыт, напряжение на конденсаторе  $C3$  практически не увеличивается. В момент достижения напряжением на  $C3$  уровня  $2U_n/3$ , одновибратор на таймере  $D1$  возвращается в свое устойчивое состояние и его выходное напряжение становится равным 0,1 В. Время заряда  $C3$  от 0 до  $2U_n/3$  равно  $t_1 = 1,1R_1C_3(2 + R_3/R_4)$ . При изменении выходного напряжения таймера  $D1$  от  $U_n$  до 0,1 В запускается одновибратор на таймере  $D2$ , поскольку отрицательный перепад напряжения передается через конденсатор  $C2$  на триггерный вход таймера  $D2$ .

Одновибратор на таймере  $D2$  абсолютно идентичен одновибратору на таймере  $D1$ , поэтому процесс формирования временного интервала  $t_2$  аналогичен рассмотренному выше для  $t_1$  и  $t_2 = 1,1 \times \times R_2C_4(2 + R_2/R_4)$ . Генерируемые одновибраторами временные интервалы сдвинуты относительно друг друга по фазе на половину периода. Частота выходных сигналов генератора  $f_r \approx 1/(t_1 + t_2) \approx \approx 10^{-3}$  Гц достигается, например, при  $R_1 = R_2 = 200$  кОм,  $C_3 = C_4 = = 5$  мкФ,  $R_3/R_4 = 200$ . Интервалы времени  $t_1$ ,  $t_2$  и частоту  $f_r$  можно регулировать, если заменить постоянные резисторы  $R1 - R3$  переменными. Для упрощения изображения схемы не показано подключение в таймерах выходов 4, 8 к  $U_n$ , заземление выводов 1 и шунтирование выводов 5 конденсаторами емкостью около 0,01 мкФ. Чтобы уменьшить влияние температуры на формируемые временные интервалы, целесообразно использовать транзисторную сборку К198НТ5. Между выходом таймера  $D3$  и базами этих транзисторов необходимо включить резисторы с сопротивлениями 2...5 кОм, ограничивающие базовые токи в  $VT1$ ,  $VT2$  в режиме насыщения.

Последовательность импульсов низкой частоты можно получить с помощью программируемого таймера, включив его по схеме рис. 7.26. В этой схеме формируются импульсы длительностью  $R_1C_1$  и частотой  $1/(n+1)R_1C_1$ , где  $n$  определяется суммой коэффициентов умножения объединенных выходов таймера. Минимальная частота выходных импульсов  $f_r = 1/256R_1C_1$  получается, когда к выходной шине подключены все выходы 1—8. Генератор работает следующим образом. При напряжении на выходной шине около 0 В напряжение на выводах 10, 11 также близко к нулю. В момент появления положительного импульса на выходной шине напряжение на выводе 10 также становится положительным и происходит общий сброс счетчика таймера. Через время  $0,3 R_1C_1 > 1,5$  мкс, положительное напряжение на выводе 11 увеличивается до порога срабатывания управляющего триггера  $D10$  и счетчик запускается



закрывается. Вследствие этого напряжение в точке *A* уменьшается до 0 В, транзистор закрывается и его коллекторное напряжение возрастает до 15 В. Это приводит к закрыванию диода *VD1* и к установлению на выводе 5 таймера напряжения  $U_5 = 3,6$  В, которое зависит от сопротивления резистора *R5*, включенного параллельно внутреннему резистору таймера, сопротивлением 10 кОм. Диод *VD2* открывается, и на выводе положительного полюса конденсатора *C1* устанавливается максимальное напряжение  $U_{max} \approx 14,5$  В. Поскольку диод *VD3* закрыт, перепад напряжения, равный 12 В, передается на выводы 2 и 6 таймера, напряжение на них становится больше, чем на выводе 5, и выходное напряжение таймера продолжает оставаться низким. Однако в этот момент начинается заряд конденсатора *C1* через *R6*. Если напряжение на выводах 2 и 6 успеет уменьшиться примерно до 1,8 В, прежде чем будет разомкнут переключатель *S1*, то на выходе таймера установится напряжение  $U_n$  и мультивибратор начнет генерировать импульсы. Задержка запуска мультивибратора определяется временем заряда *C1* до напряжения 1,8 В и равна  $t_3 = R_6 C_1 \ln \{U_{max} / [U_{max} - (U_k - U_n)]\}$ , где  $U_k = U_{max} - U_5/2 = 12,7$  В — конечное напряжение на *C1*;  $U_n = 1$  В — начальное напряжение на *C1*. При напряжении  $U_n$  на выходе таймера диод *VD4* открывается, напряжение на выводе 5  $U_5 = 2$  В и *C1* начинает разряжаться через *R7*. Как только напряжение на выводах 2 и 6 увеличится до 2 В, выходное напряжение таймера изменится от  $U_n$  до 0,1 В, диод закроется и на выводе 5 вновь установится 3,6 В. Время, в течение которого на выходе таймера будет поддерживаться высокий уровень сигнала,  $t_1 = R_7 C_1 \ln \times (U_k / \Delta U_k)$ , где  $\Delta U_k = U_{max} - U_5 = 12,5$  В. Затем конденсатор *C1* начинает заряжаться через *R6* и, когда на выводах 2 и 6 напряжение уменьшается от 2 до 1,8 В, на выходе снова устанавливается низкое напряжение. Время, в течение которого на выходе сохраняется напряжение 0,1 В, равно  $t_2 = R_6 C_1 \ln \{[U_{max} - (U_n - U_n)] / [U_{max} - (U_k - U_n)]\}$ . Описанный цикл работы мультивибратора будет повторяться до тех пор, пока переключатель *S1* замкнут.

Последовательность пачек по семь импульсов в каждой генерирует мультивибра-

тор (рис. 7.28), содержащий семиканальный мультиплексор и счетчик. Длительность каждого импульса, их частота и интервал между последовательностями могут регулироваться независимо друг от друга. Мультиплексирование обеспечивает секция, содержащая мультивибратор на таймере *D1*, декадный счетчик и КМОП переключатели *S1* — *S7* с времязадающими резисторами *R1* — *R7*. Таймер *D2* включен по схеме одновибратора и преобразует сопротивления резисторов *R1* — *R7* в пропорциональную им длительность выходных импульсов. Декадный счетчик и таймер *D2* запускаются фронтом выходного импульса мультивибратора на таймере *D1*. Во время работы *R1* — *R7* последовательно подклю-

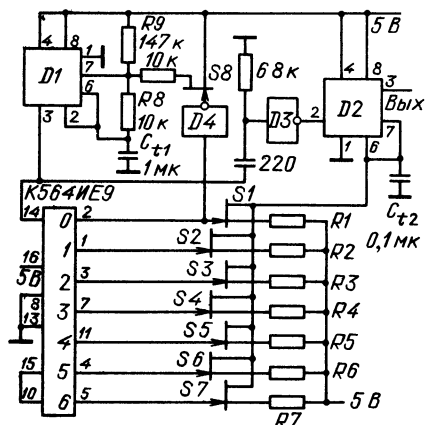


Рис. 7.28. Схема генератора периодических пачек импульсов

чаются к времязадающему конденсатору  $C_{12}$  с помощью аналоговых переключателей  $S1 — S7$ . На входе инвертора  $D3$  RC-цепь дифференцирует тактовые сигналы с выхода таймера  $D1$  для того, чтобы таймер  $D2$  запускался короткими (менее 10 мкс) импульсами. Последним положительным импульсом на выходах счетчика осуществляется его общий сброс. Замкнутый в процессе генерирования последовательности переключатель  $S8$  размыкается, и выходной импульс таймера  $D1$  удлиняется, формируя паузу между пачками сигналов. Тем самым отмечается окончание серии импульсов, а затем процесс автоматически повторяется.

Для приведенных на схеме параметров элементов в секунду вырабатывается три пачки по семь импульсов в каждой. Требуемые длительности импульсов устанавливаются выбором сопротивлений  $R1 — R7$  и емкости  $C_{12}$  в соответствии с равенством  $T_{\text{ш}} = R_i C_{12}$ , где  $i = 1...7$ . Паузы между импульсами определяются сопротивлением  $R8$  и емкостью времязадающего конденсатора  $C_{11}$  на входе таймера  $D1$ . Промежутки между пачками импульсов можно регулировать резистором  $R9$ . Для нормальной работы генератора необходимо следить за тем, чтобы полупериод выходных импульсов таймера  $D1$  был больше любого значения  $T_{\text{ш}}$ .

Рассмотренное устройство можно использовать в качестве многоканального широтно-импульсного модулятора, если сопротивления резисторов  $R1 — R7$  сделать независимыми от напряжений. В системах обработки информации схему можно применить в качестве простейшего программно-временного устройства, определяющего скорость обслуживания нескольких датчиков данных.

Формировать пачки импульсов с перестраиваемыми в широком диапазоне параметрами можно и с помощью мультивибратора на программируемом таймере, включенном по схеме рис. 7.21. Выходной сигнал представляет собой последовательность импульсов длительностью  $R_i C_i$  или пачек таких импульсов. Вид последовательности, т. е. число импульсов в пачке, интервал между пачками и интервал между группами пачек зависят от того, какие из выводов  $1—8$  подключены к выходной шине. Интервал между пачками определяется максимальным номером из числа выводов  $1—8$ , подключенных к выходной шине, а длительность импульса — минимальным номером. Выходы счетчика в этом случае должны подключаться не к равным резисторам, а к одному сопротивлением 15 кОм. Число и длительность импульсов в пачках и интервал между ним могут быть любыми, но в пределах одного цикла работы таймера, равного  $255 R_i C_i$ . Расширить этот диапазон в 255 раз можно последовательным включением двух программируемых таймеров.

В широтно-импульсных модуляторах, преобразователях напряжение — частота, генераторах сигналов развертки и других устройствах используют генераторы треугольных сигналов. У прецизионных генераторов треугольных сигналов, построенных на ОУ общего применения (К153УД2, К140УД7), на частотах более 10 кГц острые вершины треугольников закругляются из-за сравнительно невысокой скорости нарастания выходного напряжения этих ОУ. Приведенные на рис. 7.29 схемы генераторов позволяют формировать треугольные сигналы с частотой до 1 МГц. Если к линейности выходного сигнала не предъявляется высоких требований, то можно воспользоваться сравнительно простой схемой, показанной на рис. 7.29, а. Верхнее и нижнее напряжения выходных сигналов устанавливаются внешней цепью, состоящей из транзистора  $VT1$  и диодов  $VD1, VD2$ . Эта цепь изменяет напряжение на выводе 5 таймера в зависимости от потенциала вывода 3. При выходном напряжении таймера, равном  $U_n$ , транзистор  $VT1$  насыщен и на

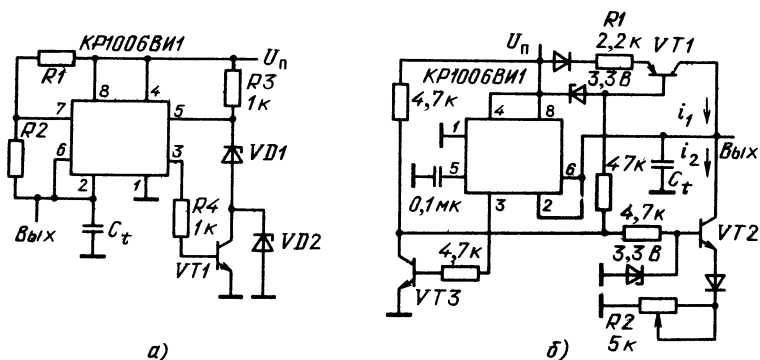


Рис. 7.29. Схемы генераторов однополярных треугольных сигналов постоянной (а) и регулируемой (б) формы

выводе 5 устанавливается напряжение  $U_5 = U_{д1} + U_n$ , где  $U_n$  — напряжение на коллекторе насыщенного транзистора. Когда напряжение на конденсаторе  $C_t$  вырастет до  $U_{д1} + U_n$ , выходное напряжение таймера переключится от  $U_n$  до 0,1 В, транзистор  $VT1$  закроется и на выводе 5 напряжение станет равным  $U_5 = U_{д1} + U_{д2}$ . После этого напряжение на конденсаторе  $C_t$  снова начнет уменьшаться и, когда оно достигнет значения  $(U_{д1} + U_{д2})/2$ , выходное напряжение таймера вновь изменится и станет равным  $U_n$  и т. д. Хотя формируемый на конденсаторе сигнал складывается из нарастающей и спадающей экспонент напряжения, однако он близок к<sup>1</sup> идеальному треугольному колебанию, поскольку изменения напряжения на  $C_t$  находятся на начальных — линейных — участках экспонент. Напряжение на конденсаторе нарастает с постоянной времени  $(R_1 + R_2) C_t$ , а уменьшается с постоянной времени  $R_2 C_t$ . Изменяя сопротивления  $R_1$ ,  $R_2$ , можно получать требуемые соотношения между временами спада и нарастания, а изменяя емкость  $C_t$ , можно устанавливать необходимую частоту треугольных колебаний.

<sup>01</sup> Более точный генератор треугольных сигналов можно построить на таймере, управляющем источником двухполярного тока. Генератор этого типа (рис. 7.29, б) позволяет просто перестраивать форму выходных треугольников, что необходимо при его использовании, например, в измерительных устройствах. Источник двухполярного тока построен на двух источниках однополярного тока. Транзистор  $VT1$  формирует ток заряда  $i_1$ , а  $VT2$  — ток разряда  $i_2$  времязадающего конденсатора  $C_t$ . Однополярные источники тока управляются таймером через инвертор на транзисторе  $VT3$ . Когда  $VT3$  насыщен, напряжение на его коллекторе равно 0,1 В, включен источник тока  $i_1$ , а ток  $i_2 \approx 0$ . Напряжение на  $C_t$  линейно нарастает со скоростью  $i_1/C_t$ . Как только напряжение на конденсаторе достигнет значения  $2U_n/3$ , выходное напряжение таймера изменится от  $U_n$  до 0,1 В, транзистор  $VT3$  закроется и напряжение на его коллекторе увеличится до  $U_n$ . Источник тока на транзисторе  $VT1$  выключается, и включается источник постоянного тока  $i_2$ , разряжающего конденсатор  $C_t$ . Напряжение на конденсаторе  $C_t$  линейно уменьшается с постоянной скоростью  $i_2/C_t$ . Как только это напряжение достигнет значения  $U_n/3$ , вновь изменится выходное напряжение таймера и списанный цикл повторится. Поскольку напряжение на конденсаторе изменяется на  $U_n/3$ ,  $t_1 = U_n C_t / 3i_1$  и  $t_2 = U_n C_t / 3i_2$ . Токи  $i_1$  и  $i_2$  можно рассчитать по формулам  $i_1 = \Delta U_R / R_1$  и  $i_2 = \Delta U_R / R_2$ , где  $\Delta U_R = U_{сг} - U_{э} - U_{д}$  — падение напря-

жения на  $R1$  и  $R2$ ,  $U_{ст}$ ,  $U_{ЭБ}$  и  $U_{д}$  — падения напряжений на стабилитроне, эмиттерно-базовом переходе транзистора и диоде соответственно. Следовательно, форму выходных сигналов можно регулировать изменением сопротивлений  $R1$  и  $R2$ , а частоту  $f_r = 1/(t_1 + t_2)$  изменением емкости  $C_1$ . На  $f_r$  влияют и сопротивления  $R1$ ,  $R2$ . Для параметров элементов на рис. 7.29, б  $f_r \approx (75/C_1)$ , Гц, где  $C_1$  — в мкФ.

Оба генератора на рис. 7.29 имеют большое выходное сопротивление, и для их подключения к нагрузке могут потребоваться буферные повторители с низкоомным выходом. Если скорость нарастания выходного сигнала генераторов  $v_r < 1$  В/мкс, то повторитель можно построить на любом ОУ общего применения. При  $v_r > 1$  В/мкс к выходу таймера можно подключить обычный эмиттерный повторитель либо использовать ОУ К574УД1, К154УД1 с высокой скоростью нарастания выходного напряжения (более 10 В/мкс). Недостатком обоих генераторов являются, во-первых, сильная зависимость параметров выходных сигналов от температуры, а во-вторых, сравнительно узкий диапазон регулирования частоты (примерно две декады).

Прецизионный генератор двухполярного треугольного напряжения с регулируемой частотой в диапазоне 10 Гц...5 кГц показан на рис. 7.30. Действующее значение емкости времязадающего конденсатора  $C_1$  при одновременном увеличении диапазона изменения тока его заряда  $I$  позволяет получить такой широкий диапазон перестройки частоты. Источник двухполярного тока  $I$ , состоящий из ОУ ( $A1 - A3$ ) и транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$ , управляет частотой переключения выходного напряжения таймера и величиной тока заряда  $C_1$ . Частота выходных сигналов пропорциональна скорости заряда конденсатора  $C_1$ , равной  $I/C_1$ , где  $C_s = C_1(1 + K_U)$ ,  $K_U = 4700/(47 + R_0)$  — коэффициент усиления инвертирующего усилителя  $A4$ . Сопротивление  $R_0$  канала полевого транзистора  $VT3$  после регулировки частоты потенциометром  $R1$  можно подстроить потенциометром  $R2$ . Ток перезаряда  $C_1$  равен  $I = (U_n - U_1)/2R$ . Поэтому требуются прецизионные источники питания генераторов  $U_n$ , что является существенным недостатком. Этот недостаток можно устранить, применив прецизионные генераторы тока. Как видно из рис. 7.30,  $R_0$  (а следовательно,  $C_s$ ) и  $I$  регулируются одним потенциометром. При увеличении  $U_1$  возрастает  $I$ , но уменьшается  $C_s$ . Благодаря этому диапазон регулирования частоты выходного сигнала увеличивается более чем на порядок по сравнению с диапазоном генератора на рис. 7.29, б. Форму выходных сигналов можно изменять подключением к эмиттерам транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$  потенциометров вместо резисторов  $2R$ .

Генератор сигнала ступенчатой формы можно построить на программируемом таймере (рис. 7.31). Запускается генератор положительным сигналом, подаваемым

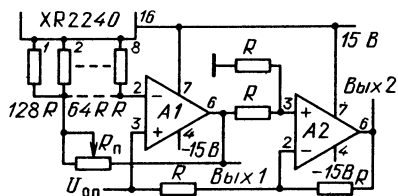
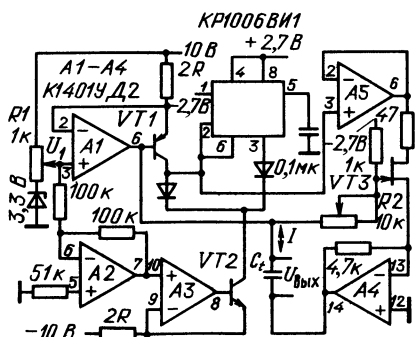


Рис. 7.30. Схема прецизионного генератора двухполярных треугольных сигналов

Рис. 7.31. Схема генератора сигналов ступенчатой формы



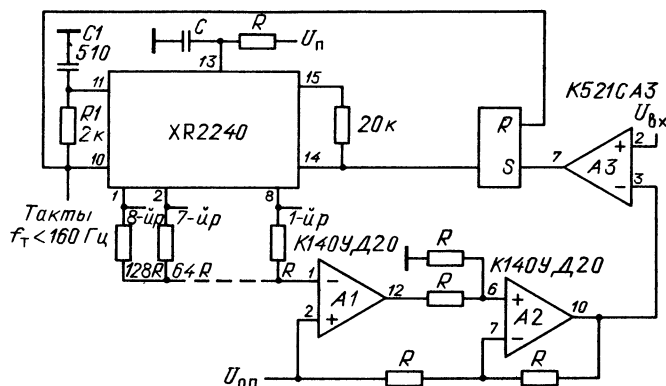


Рис. 7.32. Схема аналого-цифрового преобразователя на таймере XR2240

на вывод 11, а останавливается положительным сигналом, подаваемым на вывод 10. Чтобы обеспечить нормальную работу счетчика, напряжение  $U_{оп} = 5$  В. В этом случае на выходах счетчика формируются импульсы напряжения, достаточные для работы его каскадов. В исходном состоянии, когда выходные транзисторы счетчика (см. рис. 7.4) закрыты, весовые резисторы  $R1 - R8$  не влияют на работу ОУ и выходное напряжение  $A1$  равно  $U_{оп}$ , а на выходе  $A2$  напряжение порядка 0 В. В момент подачи импульса запуска все транзисторы работают в режиме насыщения, и инвертирующий вход  $A1$  оказывается заземлен через резистор сопротивлением  $R/2$ . Следовательно, сопротивление резистора  $R_n$  должно быть равно  $R/2$ , чтобы  $A1$  работал без насыщения выходных каскадов. Тогда  $U_{вых1} = 2U_{оп}$ , а  $U_{вых2} = U_{оп}$ . Генерируемые выходные напряжения имеют форму изменяющихся ступенчато сигналов с амплитудой приращений  $U_{оп}/128$ .

Дополнив схему такого генератора компаратором и RS-триггером, можно реализовать 8-разрядный АЦП (рис. 7.32). При поступлении тактового импульса осуществляется общий сброс счетчика таймера, на выходе RS-триггера устанавливается напряжение лог. 1 и входной одноканальный таймер работает в режиме мультивибратора. По мере увеличения содержимого счетчика изменяются выходные напряжения  $A1$  и  $A2$ . Когда напряжение  $A2$  достигнет значения  $U_{вх}$ , то переключится компаратор, установив тем самым на выходе RS-триггера напряжение, соответствующее напряжению лог. 0. При этом увеличение содержимого счетчика прекращается и на выходах 1—8 таймера сохраняется результат преобразования до поступления следующего тактового импульса. Минимальное время преобразования определяется минимальной частотой формируемых таймером импульсов и равно 6 мс.

Применение таймеров в микроэлектронной аппаратуре достаточно разнообразно. В первую очередь это контрольно-измерительные устройства, источники вторичного электропитания, преобразователи аналоговых величин, бытовая и автомобильная электроника (см. гл. 3, 7 и 8).

**УСТРОЙСТВА ДИСКРЕТИЗАЦИИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ**

В этой главе описываются функциональные узлы, которые нельзя отнести однозначно к аналоговым, поскольку либо эти узлы управляют цифровыми сигналами (УВХ и аналоговые ключи), либо с их помощью осуществляется автоматическая дискретизация по уровню входного сигнала (пиковые детекторы, ограничители). Устройства выборки-хранения и аналоговые ключи получили настолько широкое распространение в современных системах цифровой обработки аналоговых сигналов, что сейчас выпускаются в виде полупроводниковых микросхем (серии 1100 и 590). Однако в тех случаях, когда требуется получить высокое быстродействие или минимизировать погрешность, устройства дискретизации проектируются на ОУ.

**8.1. АНАЛОГОВЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА**

В аналоговой технике элементами памяти, т. е. аналоговыми запоминающими устройствами (АЗУ), являются УВХ и амплитудные (пиковые) детекторы. Функция памяти состоит в хранении на запоминающем конденсаторе в течение некоторого времени мгновенного значения входного напряжения. В режиме выборки УВХ повторяет входной сигнал, а затем по команде запоминает его мгновенное значение и переходит в режим хранения. Режим выборки амплитудных детекторов имеет место, когда входное напряжение становится больше хранимого на конденсаторе, а в режиме хранения напряжение на конденсаторе больше входного. Обычно переход от УВХ к амплитудному детектору осуществляется заменой МДП ключей диодами.

Как правило, быстродействие и точность АЗУ имеют противоположный характер зависимости от емкости запоминающего конденсатора. С одной стороны, конденсатор с меньшей емкостью можно быстрее зарядить, а с другой — конденсатор с большей емкостью более точно хранит напряжение.

В каждой из известных схем АЗУ достигнут определенный компромисс между точностью и быстродействием, отражающий степень совершенства самой структуры АЗУ и правильности выбора параметров и режимов работы его элементов. Для определения наилучшей (при выдвинутых требованиях и реальных ограничениях) структуры необходимо знать предельные возможности каждой, что требует установления оптимальных параметров ее элементов.

**Устройства выборки-хранения на ОУ.** В режиме выборки (или слежения) выходной сигнал УВХ с максимально возможной скоростью достигает значения входного сигнала и затем отслеживает его

до тех пор, пока не поступит команда на хранение. С этого момента УВХ будет хранить значение входного сигнала, которое было на выходе в момент поступления команды на хранение. Иногда УВХ называют устройствами слежения и хранения, если основную часть времени в их работе занимает режим выборки, т. е. слежения за изменениями входного сигнала.

Обобщенной характеристикой точности и быстродействия УВХ является пропускная способность  $C_t$ , определяемая количеством информации о входном сообщении, передаваемом на выход УВХ за единицу времени (см. гл. 1):  $C_t = -(\log_2 \delta) / t_b$ , где  $t_b$  — время, необходимое для выборки нового значения входного сигнала с погрешностью  $\delta$ .

В режиме выборки разница между входным и выходным напряжением УВХ определяется степенью неидеальности МДП ключа и ОУ. В режиме хранения напряжение на запоминающем конденсаторе  $C_3$  изменяется из-за протекания токов утечек ключа и конденсатора, а также входных токов ОУ.

В зависимости от условий эксплуатации УВХ минимальный ток разряда конденсатора может быть получен при использовании либо МДП транзистора, либо полевого транзистора с управляемым переходом. Ток утечки полевых транзисторов с управляемым переходом существенно возрастет при высокой температуре. Хотя у МДП транзистора меньше чувствительность тока утечки к изменению температуры, однако величина этого тока больше, чем у полевого транзистора. Последнее объясняется в первую очередь существованием токов утечки между каналом и подложкой. Эти составляющие тока утечки протекают в цепь истока или затвора или в обе цепи в зависимости от напряжения смещения на электродах. Кроме того, МДП транзисторы имеют значительный ток утечки между истоком и стоком. Обе составляющие тока утечки МДП транзистора минимальны, если разность напряжений на его электродах близка к нулю.

Быстродействие УВХ определяется продолжительностью двух переходных процессов. Первый — время перехода из режима выборки к хранению — включает время размыкания ключа и установления выходного напряжения. Второй — время перехода из режима хранения к режиму выборки (время выборки) — состоит из трех составляющих: замыкание ключа, нарастание напряжения на запоминающем конденсаторе до величины  $U_{вх}$  и установление выходного напряжения с требуемой точностью  $\delta$ .

Обычно превалирует время выборки, основной составляющей которого является заряд запоминающего конденсатора. Длительность процесса выборки прямо пропорциональна емкости конденсатора  $C_3$ , но обратно пропорциональна этой емкости погрешность УВХ. Компромиссным решением является построение двухкаскадного УВХ. Первый каскад с небольшой емкостью запоминающего конденсатора и, следовательно, быстрой выборкой. Сравнительно

большое время хранения получается во втором каскаде УВХ, где конденсатор  $C_3$  заряжается от первого каскада, прежде чем его выходное напряжение изменится больше допустимой величины. Поэтому емкость конденсатора второго каскада может быть значительно больше, чем первого.

Для увеличения времени хранения до нескольких сотен секунд без ухудшения точности и увеличения времени выборки применяются многокаскадные УВХ [45]. Каскады УВХ включаются последовательно друг за другом. Быстродействие определяется также первым каскадом УВХ. Однако, чтобы сохранить высокую точность хранения, каждый каскад должен обеспечивать собственную точность выше требуемой на выходе последнего каскада.

Для построения УВХ достаточно одного ОУ, МДП транзистора и конденсатора. Однако такие УВХ целесообразно использовать, если выходное сопротивление источника сигнала невелико (меньше 100 Ом). В инвертирующем УВХ (рис. 8.1, а) основная часть ошибок работы в режимах выборки и хранения обусловлена транзистором  $VT2$ . В режиме выборки ошибка определяется падением напряжения на сопротивлении открытого транзистора  $VT2$  из-за протекания входного тока ОУ. В режиме хранения транзистор  $VT2$  закрыт, инвертирующий вход ОУ отличен от входного сигнала и ток утечки истока  $VT2$  разряжает конденсатор. Для уменьшения тока утечки транзистора  $VT2$  в схему включен транзистор  $VT1$ , заземляющий сток транзистора  $VT2$  в режиме хранения. Напряжение сток-исток транзистора  $VT2$  близко к нулю (около 0,2 В), и, следовательно, ток утечки минимален. В результате этого конденсатор разряжается только небольшим током утечки перехода затвор-исток транзистора  $VT2$  и выходным током ОУ. Уменьшив емкость  $C_3$ , можно уменьшить и время выборки УВХ. Однако в этом случае будет увеличиваться коммутационная ошибка, обратно пропорциональная  $C_3$ . Эта составляющая ошибки выборки, обусловленная передачей части управляющего сигнала на  $C_3$  через внутренние емкости затвор — сток  $C_{зс}$  и затвор — исток  $C_{зи}$  МДП ключа, при большом изменении входного напряжения на стоке не может быть полностью скомпенсирована ни регулировкой смещения нуля ОУ, ни подачей на конденсатор компенсирующего сигнала. Это объясняется тем, что емкости  $C_{зс}$  и  $C_{зи}$  зависят от уровня входного сигнала (при изменении  $U_{вх}$  от  $-10$  до  $+10$  В емкость  $C_{зс} + C_{зи}$  изменя-

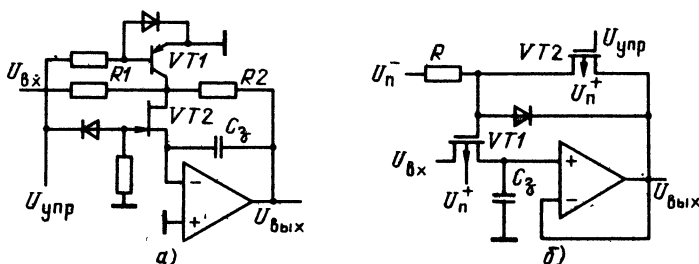


Рис. 8.1. Схемы устройств выборки-хранения с уменьшенными значениями токов утечек МДП транзистора (а) и коммутационной помехи (б)

Хорошую совокупность точности, быстродействия и потребляемой мощности в УВХ можно получить, используя возможность управления режимом работы программируемого ОУ К140УД12 (рис. 8.2). Программирование осуществляется переключаемым генератором тока  $I_y$ , выполненным на базе биполярных транзисторов. При напряжении  $U_{упр} = 0$  транзисторы закрыты и УВХ переходит в режим хранения. В этом режиме  $I_y \approx 0$ , поэтому минимален входной ток ОУ, разряжающий конденсатор  $C_z$ . Когда напряжение  $U_{упр} \geq U_{вх}$ , транзисторы открываются, ток  $I_y \approx 100$  мкА, а УВХ переходит в режим выборки. При этом скорость нарастания выходного напряжения ОУ становится равной 10...15 В/мкс и минимально время выборки. Для показанных на схеме параметров элементов время выборки напряжения  $U_{вх} = 20$  В с точностью 0,1% равно 5 мкс, а скорость спада  $U_{вх}$  в режиме хранения не превышает 0,01% за 1 мс.

В УВХ (табл. 8.1) МДП-транзистор  $VT1$ , включенный между усилителями  $A1$  и  $A2$ , управляет режимом работы УВХ (выборка —  $VT1$  открыт; хранение —  $VT1$  закрыт). Погрешность выборки УВХ обусловлена статической ошибкой  $\delta_c$  и динамической ошибкой  $\delta_d$ , которая включает ошибку недозаряда  $\delta_n$  запоминающего конденса-

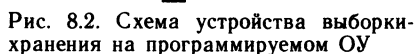
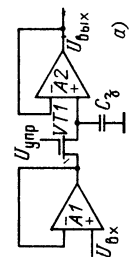
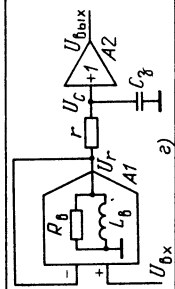
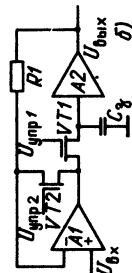
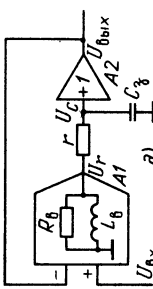
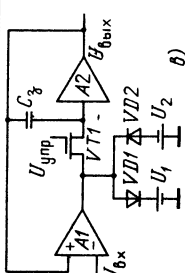
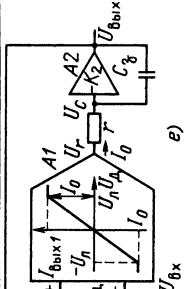


Таблица 8.1

Структуры устройств выборки-хранения на двух ОУ

Структурная схема	Эквивалентная схема	Пропускная способность $C_i$ , макс	Условия достижения $C_i$ , макс
 <p>а)</p>	 <p>з)</p>	$-\log \delta / 2, 2T_a [\ln (5,5 / \delta) - 0,25]$	$(1 + \omega_{r1} C_3) \sqrt{2 / C_3 \omega_{r1} (R_g + r)} = 1, \\ v_2 \geq U_{вм} / t_{a1}, \\ C_3 = 1,1 \eta \gamma (C_{гс} + C_{гс}) / \delta$
 <p>б)</p>	 <p>д)</p>	$-\log \delta / 2, 2T_a [0,5 + \ln \times (11 U_n / \delta U_{вм})]$	$(1 + \omega_{r1} C_3) \sqrt{2 / C_3 \omega_{r1} (R_g + r)} = 1, \\ 1 / 2 \pi T_a \geq \omega_{r1} \leq 0,1 \omega_{r2}, \\ v_1 \geq U_{вм} / 2, 2T_a; \\ v_2 \geq U_{вм} / R_{гс} C_3$
 <p>в)</p>	 <p>е)</p>	$-\log \delta / 2, 2T_a \left\{ 1 + \lambda_0 \ln \times \left[ \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 + \lambda_0} + \frac{\lambda_0}{2}} \right] \right\} \times \left[ \frac{(1 + \sqrt{1 + \lambda_0}) U_n}{\delta U_{вм} (\sqrt{1 + \lambda_0} - 1)} \right]$	$\gamma = 1, \eta = 2, K_{U2} = 1, \\ C_3 = K_{U1} / \omega_{r1} R_{вмх1}, \\ \lambda_0 = \delta R_{вмх1} / 5r$

тора  $C_3$  (в случае ограничения времени выборки) и ошибку управления  $\delta_y$ , возникающую в момент перехода к хранению. Последняя обусловлена передачей части перепада напряжения, размыкающего МДП транзистор, из цепи управления (затвор) в цепь коммутации (сток-исток), что объясняется наличием между этими цепями емкостной связи (далее будет называться коммутационной помехой).

В режиме работы МДП транзистора в УВХ ошибку  $\delta_c \delta_y$  (относительное значение) можно рассчитать по формуле [43]  $\delta_y = (\Delta U_y C_{3,c} + \Delta U_{от} \tilde{C}_{3,c}) \eta / \Delta U_y C_3$ , где  $\Delta U_y$  — перепад управляющего напряжения на затворе;  $\Delta U_y$  — диапазон изменения обрабатываемого сигнала;  $\Delta U_{от}$  — часть перепада управляющего напряжения, соответствующая замкнутому состоянию ключа при заданном напряжении  $U_{от}$  на затворе в режиме выборки, пороговом напряжении  $U_0$  прибора и уровне  $U_k$  коммутируемого ключом сигнала ( $\Delta U_{от} = |U_{от} - U_0 - U_k|$ ),  $C_{3,c}$  — постоянная емкость между затвором и стоком, обусловленная перекрытием металлом затвора области стока (при необходимости следует учитывать емкость  $C_b = 0,2 \dots 0,5$  пФ между соседними выводами микросхемы),  $\tilde{C}_{3,c}$  — емкость затвор-сток, представляющая сосредоточенный эквивалент распределенной емкости затвора над проводящим каналом, отнесенной к стоку (у закрытого прибора  $C_{3,c} \approx 0$ );  $\eta$  — коэффициент, учитывающий увеличение погрешности  $\delta_y$  из-за передачи части коммутационной помехи со входа МДП ключа на его выход в процессе переключения (значение  $\eta$  растет от 1 до 2 при увеличении от 0 до  $\infty$  выходного сопротивления каскада, подсоединенного ко входу ключа, и для схем а, б табл. 8.1  $\eta = 1,1 - 1,5$ , а для схемы в  $\eta = 2$ ).

В первых двух УВХ диапазон изменения коммутируемого сигнала  $\Delta U_k = \Delta U_b$ . Наличие зависимости  $\Delta U_{от} = f(U_k)$  и, следовательно,  $\delta_y = f(U_k)$  не позволяет осуществить в этих схемах достаточно полную компенсацию ошибки  $\delta_y$  известными методами, если  $\Delta U_k > 5$  В. В последней схеме  $\Delta U_k \ll U_b$  и ошибку  $\delta_y$  можно скомпенсировать примерно на 30%.

Поскольку  $\Delta U_{от} \approx \Delta U_y$  при уровне коммутируемого сигнала, соответствующем максимальному значению ошибки  $\delta_y$ , то, домножив числитель и знаменатель выражения для  $\delta_y$  на сопротивление  $r_{от}$  открытого МДП транзистора, получим  $\delta_y = \eta \tau_{y,k} / T_b$ , где  $\eta = \Delta U_y / \Delta U_b = 0,5 \dots 2,5$ , причем для двух первых схем значение  $\eta$  лежит около верхней границы этого диапазона, а для последней — около нижней (причины этого различия будут ясны после рассмотрения особенностей работы схем);  $\tau_{y,k} = r_{от}(C_{3,c} + \tilde{C}_{3,c})$ ;  $T_b = r_{от} C_3$ .

У МДП транзисторов с разными геометрическими размерами канала, но изготовленных по одной технологии при стандартных конструктивных допусках, произведение  $\tau_{y,k} = r_{от}(C_{3,c} + \tilde{C}_{3,c})$  является величиной примерно одинаковой, если  $C_{3,c} + \tilde{C}_{3,c} > (3 \dots 4) C_b$  и равной (при  $\Delta U_{от} = 20$  В): для стандартной  $p$ -канальной технологии 0,30 нс; для стандартной  $n$ -канальной технологии с использованием двойной диффузии 0,03 нс. Применение того или другого метода компенсации

ошибки  $\delta_y$  можно трактовать как уменьшение емкости  $C_{з.с} + \tilde{C}_{з.с}$  и, следовательно, постоянной времени  $\tau_{у.к.}$ . Поэтому последующие формулы справедливы и в этом случае.

За время выборки  $t_b$  УВХ работает в нелинейном режиме в течение времени  $t_n$  нарастания выходного напряжения до уровня, соответствующего линейному режиму работы его усилителей, а затем в течение  $t_y$  выходное напряжение устанавливается с заданной точностью  $\delta$ .

В табл. 8.1 приведены выражения для рассчитанных максимальных значений пропускной способности  $C_{lmax}$  для каждой из схем в табл. 8.1 и условия, при которых эти значения достигаются. Для совместного рассмотрения результаты этих расчетов сведены в табл. 8.1, где использованы следующие обозначения:  $\omega_{т1}$ ,  $\omega_{т2}$  — частоты единичного усиления  $A1$ ,  $A2$ ;  $v_1$ ,  $v_2$  — скорости нарастания выходных напряжений  $A1$ ,  $A2$ ;  $U_{вм}$  — максимальный диапазон изменения  $U_{вх}$ ;  $R_{вых1}$  — выходное сопротивление  $A1$ ;  $U_{л}$  — дифференциальное входное напряжение  $A1$ , соответствующее линейному режиму его работы.

Общеизвестным недостатком схемы *а* табл. 8.1 является суммирование статических ошибок усилителей  $A1$  и  $A2$ .

В схеме *б* табл. 8.1 составляющая статической ошибки, обусловленная  $A2$ , приводится ко входу УВХ уменьшенной в  $K'_{U1}$  раз ( $K'_{U1}$  — коэффициент усиления  $A1$ ). Эта особенность структур с общей ОС позволяет использовать в качестве  $A2$  каскад со сравнительно большим ( $U_{см} \approx 10$  мВ) напряжением смещения нуля и малым усилением  $K_{U2}$ , но благодаря этому быстродействующий (например, простейший каскад с общим истоком, а не ОУ).

Из табл. 8.1 следует, что предельная пропускная способность этой схемы УВХ может быть достигнута только при использовании ОУ со сравнительно небольшой полосой пропускания  $\omega_{т1}$ , но обладающего высокой скоростью нарастания  $v_1$  выходного напряжения. Этим требованиям удовлетворяет ОУ К154УД1 ( $f_T \approx 1$  МГц,  $v \approx 20$  В/мкс). Использование в качестве  $A1$  усилителя К544УД1 ( $f_T \approx 1$  МГц,  $v \approx 5$  В/мкс;  $U_{л} \approx 1$  В) нецелесообразно, поскольку увеличение  $U_{л}$  приводит к значительно большему увеличению времени установления  $U_{вых}$ , чем к уменьшению времени нарастания до  $U_{л}$  (см. гл. 2). В то же время К154УД1 имеет  $U_{л} \approx 50$  мВ и, следовательно, является оптимальным для схемы *б* табл. 8.1. Кроме того, в этой схеме УВХ не устранена возможность достижения выходным напряжением  $A1$  своего максимума. Если последнее случится, то, во-первых, «насыщаются» транзисторы в выходных каскадах ОУ и, во-вторых, уменьшается ток заряда  $C_3$  в нелинейном режиме работы  $A1$ . В результате этого пропускная способность рассматриваемой схемы УВХ может стать значительно мень-



ше, чем схемы *a* табл. 8.1. Более того, «насыщение» выходных каскадов ОУ увеличивает фазовый сдвиг входного сигнала и УВХ, устойчивое при малых входных сигналах, может возбуждаться даже при  $U_{вх}=1$  В. По этой причине диапазон входных сигналов УВХ с повторителем в цепи общей ОС часто ограничивают  $\pm 5$  В, что является их существенным недостатком. Вторым недостаток — необходимость использования двух МДП ключей, требующих согласованных по времени управляющих сигналов. Третьим недостатком обоих рассмотренных структур УВХ является ограниченный цепью  $R_b+r_{от}$  ток заряда  $C_3$  в течение времени нарастания  $U_{вых}$  до нового значения  $U_{вх}$ . Последнее приводит к тому, что даже сравнительно низкая точность ( $\delta=10^{-2}$ ) выборки может быть получена лишь за время больше 1 мкс.

Устранить перечисленные недостатки можно заменой в схеме *b* табл. 8.1 полевого транзистора  $VT2$  двумя биполярными транзисторами (рис. 8.3). Транзисторы  $VT2$ ,  $VT3$  ограничивают изменение выходного напряжения  $A1$  в режиме выборки на уровне  $U_{вх} \pm U_{э.б}$  в течение нарастания  $U_{вых}$  до нового значения  $U_{вх}$ . В период установления  $U_{вых}$  напряжения на эмиттерно-базовых переходах  $VT2$  и  $VT3$  близки к нулю и транзисторы практически не влияют на работу схемы. В режиме хранения  $VT2$  и  $VT3$  автоматически выполняют функцию транзистора  $VT2$  схемы *a* табл. 8.1, что является дополнительным преимуществом описанной схемы. Пропускная способность схемы на рис. 8.3 не лучше, чем схемы *b* табл. 8.1, поскольку введение биполярных транзисторов только облегчает выполнение условий достижения  $C_{tmax}$ .

Из приведенных в табл. 8.1 выражений следует, что максимальная величина  $C_{tmax}$  во всех структурах определяется в первую очередь параметрами МДП ключей, а полученные для каждой структуры требования к параметрам усилителей (исключающие их влияние на величину  $C_i$ ) легко выполнимы при использовании современных ОУ.

Зависимости  $C_{tmax}=f(\delta)$  для рассмотренных УВХ показаны на рис. 8.4. Значения  $C_{tmax}$  определялись для первых двух схем при  $\gamma=2,5$ ,  $\eta=1,5$ ,  $\alpha=200$ ,  $U_{вм}=10$  В, а для третьей при  $R_{вых}/r_{от}=10^3$ ,  $\alpha=200$ .

Проведенный выше анализ показал, что применение традиционных схем УВХ, использующих для управления МДП ключи в канале усиления, не позволяет достичь требуемой во многих системах пропускной способности  $C_i \gg 10$  Мбит/с, т. е. получить  $t_b \ll 1$  мкс при  $\delta=0,01\%$ . Вместе с тем из результатов морфологического анализа УВХ с МДП транзисторами следует очевидный способ повышения  $C_i$  УВХ этого типа — исключение МДП транзистора из канала усиления в схеме *a* табл. 8.1. В схеме на рис. 8.5 ключ  $S1$ , управляющий режимом работы УВХ, вынесен в цепь питания входного усилителя  $A1$ . Последний является усилителем тока с большим выходным сопротивлением, что обеспечивает в режиме хранения

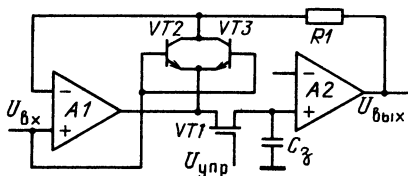
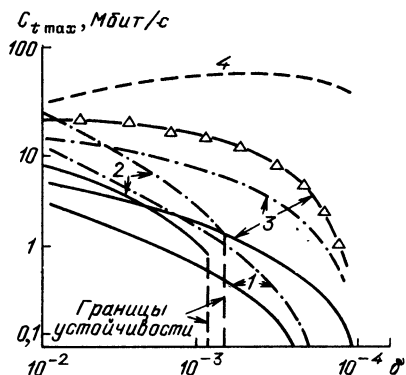


Рис. 8.3. Схема быстродействующего устройства выборки-хранения на ОУ

Рис. 8.4. Предельные зависимости пропускной способности от точности устройства выборки-хранения:

1 — для схемы а табл 8.1; 2 — для схемы б табл 8.1, 3 — для схемы в табл 8.1., 4 — для схемы рис 8.5; —  $\tau_{yx}=0,3$  нс; —  $\tau_{yx}=0,03$  нс, —  $\Delta-\tau_{yx}=0,03$  нс, использована компенсация  $\delta_y$  на 90%



( $S1$  разомкнут) высокую точность. В остальном схемы в табл. 8.1 и на рис. 8.5 совпадают и, следовательно, для последней справедливы полученные выше условия оптимальности АЧХ. В схему введен компенсатор коммутационной помехи  $VT7$ ,  $VT8$ ,  $R2$ , а транзисторы  $VT5$ ,  $VT6$  обеспечивают ток заряда  $C_3$ , значительно больший режимного тока  $I_1$  в усилителе  $A1$  [44]. В момент перехода к хранению перепады напряжений в любом узле схемы не превышают величины  $U_{э.б}$  (падение напряжения на переходе эмиттер-база открытого транзистора), а разнополярные коммутационные помехи, действующие из узлов  $A$ ,  $B$  на величину  $U_C$ , компенсируются с точностью  $\Delta U_{э.б}$  (разность падений напряжений на  $VT7$ ,  $VT8$  при одинаковом токе). Следовательно, при полной симметрии плеч усилителя  $A1$  ( $VT1$ ,  $VT3$ ,  $VT7$  идентичны соответственно транзисторам  $VT2$ ,  $VT4$ ,  $VT8$ ) ошибка выборки  $\delta = 1/K'_{U1}$ .

Время нарастания определяется скоростью заряда током  $I_1$  «паразитных» конденсаторов  $C_n$ , действующих в узлах  $A$ ,  $B$ ,  $B$ . При выполненном условии минимальности времени установления ( $f_2 \approx 2f_T$ ) время выборки  $t_a = (\Delta U_B + U_{э.б} - U_n) C_n / I_1 + 2/\pi f_2 \ln(1/\alpha\delta)$ , где  $U_n = I_1 R + 2\phi_T$ . Поскольку при низкоомном сопротивлении источника сигнала  $K_{U1} \approx R_{вх1} / 2(R + 2\phi_T / I_1)$ ,  $f_T = f_1 K'_{U1} = (1/2\pi R_{вх1} C_3) / K_{U1}$ , то при  $f_T \leq f_2/2$  получим условие, необходимое для достижения минимального времени  $t_y$ :  $I_1 R \gg (I_1 / 2\pi f_2 C_3) - 2\phi_T$ . Минимальная емкость  $C_3$  ограничена полосой пропускания каскада  $A2$ . Из последнего выражения получим  $f_2 \gg 1/2\pi C_3 (R + 2\phi_T / I_1)$ . Следова-

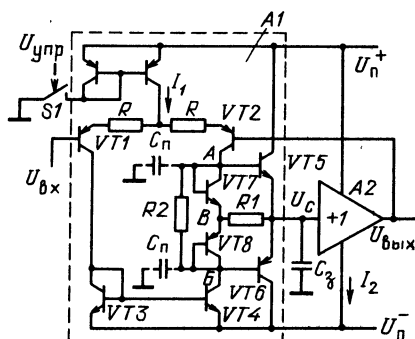


Рис. 8.5. Схема устройства выборки-хранения с управлением по цепи питания

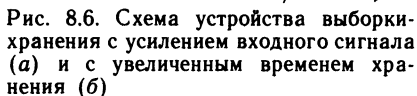
тельно, при заданном значении  $f_2$  большая емкость  $C_3$  требует меньшее сопротивление  $R + 2\varphi/I_1$  и достигается большая точность, если  $\delta = 1/K'_{U1}$  ( $K'_{U1}$  увеличивается при уменьшении значения  $[R + 2\varphi/I_1]$ ). Используя полученное выражение для  $t_b$  и учитывая, что максимальное количество передаваемой на выход в режиме выборки информации о входном сигнале  $Q = \log K'_U = -\log \delta$ , получаем выражение для пропускной способности УВХ с управлением по цепи питания  $C_t = -\log \delta / \{[(\Delta U_b + U_{ЭБ})/I_1 - \delta R_{ВХ1}/2] C_n + (2/\pi f_2) \ln (I_1 r_k / 2U_b)\}$ .

При допустимом сопротивлении нагрузки  $R_{н.д} \geq 2$  кОм, обычно требуемом в современных усилителях и УВХ, точность  $\delta < 10^{-3}$  в режиме хранения будет обеспечена, если выходное сопротивление  $A2 R_{ВХ2} \ll R_{н.д}$   $\delta = 2$  Ом. Даже простейший повторитель на базе транзистора с общим эмиттером и глубокой ОС обеспечит это значение при сравнительно малых токе в выходной цепи ( $I_b = 1$  мА) и коэффициенте усиления  $K'_{U2} \gg 10$  ( $R_{ВХ2} \approx (\varphi_T/I_b)/K'_{U2}$ ). Последнее позволяет использовать в А2 широкополосные усилители (1УС752, 1УС754) с истоковыми повторителями на входе, обеспечивающие  $f_2 \geq 20$  МГц.

Значение  $C_t$ , рассчитанное при  $R_{ВХ1} = 200$  кОм,  $U_b \approx \Delta U_b + U_{ЭБ} = 10$  В,  $C_n = 10$  пФ,  $I_1 = 1$  мА и  $f_2 = 20$  МГц, около 50 Мбит/с. Следовательно, в УВХ с управлением по цепи питания достижима пропускная способность в 5 раз выше, чем в УВХ с МДП транзисторами.

**Полупроводниковые микросхемы УВХ.** Рассмотренные выше структуры УВХ положены в основу выпускаемых серийно полупроводниковых микросхем (табл. П7, рис. П.7). Наиболее удачным по сочетанию параметров является УВХ КР1100СК2. Структура этой микросхемы отличается от схемы б табл. 8.1 тем, что с целью повышения быстродействия в качестве аналогового ключа используются биполярные комплементарные транзисторы, обеспечивающие минимальное сопротивление в открытом состоянии. Применение для управления аналоговым ключом дополнительной логической схемы У1 обеспечивает работу УВХ от ТТЛ и КМОП логических схем (рис. П7). Пороговое напряжение схемы управления задается внешним источником. При этом дифференциальное напряжение между выводами устройства управления равно 0,8...2,4 В. Вместе с тем на входы устройства управления не допускается подача сигналов больше  $U_n^+ - 3$  В и меньше  $U_n^- + 3$  В. Основные параметры КР1100СК2, разводка выводов и рекомендуемые внешние цепи при управлении от ТТЛ, КМОП логических схем и генераторов двухполярных сигналов даны в табл. П7 и на рис. П.7. Ниже представлены некоторые способы улучшения параметров КР1100СК2 и примеры их использования для формирования и обработки аналоговых сигналов.

При обработке аналоговых сигналов с амплитудой меньше 1 В их необходимо усилить до 5 В, чтобы было минимальным влияние



Во многих случаях от УВХ КР1100СК2 требуется запомнить амплитуду короткого (10 мкс) входного сигнала, а затем длительное время (1 с) его хранить практически без изменения исходного значения. Для решения этой задачи можно воспользоваться схемой, состоящей из двух последовательно включенных УВХ, рассчитанных на равное быстродействие (рис. 8.6, б). В первом УВХ благодаря небольшой емкости  $C_{31}$  обеспечивается быстрая выборка  $U_{вх}$ , но и значительное изменение хранимого напряжения. Логический сигнал длительностью 5...10 мкс поступает одновременно на первое УВХ и таймер, включенный по схеме одновибратора (см. гл. 7). На выходе таймера с задержкой 100...150 нс формируется импульс длительностью 10...15 мс, который переводит в режим выборки второе УВХ. Такая длительность импульса необходима, чтобы обеспечить заряд  $C_{32}$  с большой емкостью. Таким образом осуществляются искусственное увеличение длительности  $U_{вх}$ , необходимое для его запоминания вторым УВХ, и точное хранение выбранного за короткое время значения  $U_{вх}$ .

231

жит высокочастотные гармоники, обусловленные работой системы цифровой обработки информации и управляемых ею силовых приборов (реле, электродвигатели). Если такой аналоговый сигнал подать на вход УВХ и управлять его работой импульсами минимальной длительности, формируемыми тактовым генератором цифровой системы, то УВХ будет выполнять роль фильтра нижних частот. Таким образом, одна микросхема может заменить громоздкие пассивные или дорогие активные фильтры, применяемые обычно для решения таких задач.

В тех случаях, когда не требуется высокое быстродействие и необходимо построить УВХ с минимальной потребляемой мощностью, целесообразно использовать микросхему КР1100СК3. Эта микросхема содержит парафазный ОУ, выполненный на двух дифференциальных усилителях, и коммутатор на четырех МДП транзисторах (рис. П7, д). Основное включение микросхемы обеспечивает ее использование в качестве УВХ. Отключив коммутатор, можно использовать микросхему в качестве ОУ с параметрами, аналогичными параметрам К140УД8. При управлении от ТТЛ логических схем (с открытым коллектором) на вывод 2 подается напряжение лог. 1, а на вывод 14 — напряжение лог. 0, тем самым обеспечивается режим выборки. При противоположных указанным напряжениях на выводах 2 и 14 достигается переход к хранению. Коэффициент передачи УВХ определяется отношением  $R_1/R_2$ , время выборки—постоянной времени  $RC$  цепи. При  $C_1=C_2=680$  пФ достигается скорость нарастания  $U_{\text{вых}}$ , равная 10 В/мкс.

Для расширения диапазона входных сигналов КР1100СК2 и уменьшения ошибки, обусловленной коммутационной помехой, можно воспользоваться схемой на рис. 8.7 [46]. В этой схеме внутренний переключатель в КР1100СК2 используется в режиме переключения тока, а выходным интегрирующим усилителем служит ОУ К544УД1. Внутренний выходной усилитель КР1100СК2 в работе схемы не участвует. Параллельный диодный ограничитель  $VD1$ ,  $VD2$  предотвращает затягивание переходного процесса при замыкании ключа, ограничивая тем самым ток заряда, генерируемый первым усилителем в КР1100СК2, а также улучшает характеристики схемы в режиме хранения. Коэффициент передачи схемы регулируется потенциометром  $R3$  в цепи отрицательной ОС. Конденсатор  $C3$ , включенный параллельно  $R6$ , устраняет колебательность переходного процесса. При таком включении КР1100СК2 обеспечивается время выборки, равное 5 мкс, при входном напряжении амплитудой  $\pm 10$  В с погрешностью выборки 0,01%. Точность хранения в показанной схеме примерно на порядок больше, что также достигается токовым режимом работы ключа в КР1100СК2.

**Амплитудные детекторы.** Устройства, предназначенные для запоминания экстремальных значений входного сигнала, называются амплитудными детекторами. Как и УВХ, они работают в режи-

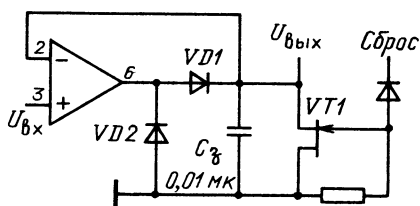
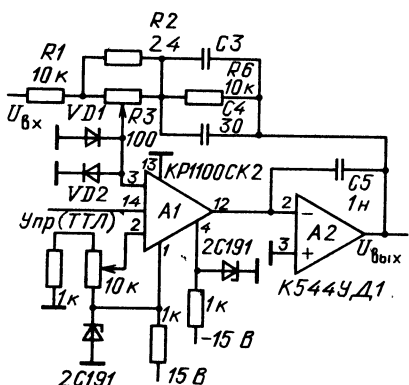


Рис. 8.7. Схема прецизионного усилителя выборки-хранения

Рис. 8.8. Схема однокаскадного амплитудного детектора

мах выборки и хранения. Но в отличие от УВХ режим работы амплитудного детектора определяется входным сигналом. При возрастании входного напряжения  $|U_{вх}|$  оно отслеживается выходным напряжением схемы, а при уменьшении  $|U_{вх}|$  амплитудный детектор переходит в режим хранения и запоминает предыдущее максимальное абсолютное значение входного напряжения. Это напряжение удерживается на выходе детектора в течение некоторого времени либо до появления большего по абсолютной величине сигнала на входе, либо до прихода команды сброса к исходному состоянию.

В простейшем амплитудном детекторе положительных сигналов (рис. 8.8) при возрастании  $U_{вх}$  диод  $VD1$  смещается в прямом направлении и тем самым подключает  $C_3$  к выходу ОУ. При уменьшении  $U_{вх}$  диод  $VD1$  смещается в обратном направлении, отключая конденсатор  $C_3$  от выхода ОУ, и на  $C_3$  хранится ранее установившееся максимальное напряжение. Диод  $VD2$  фиксирует выходное напряжение ОУ на уровне, равном  $-U_d$ , что уменьшает время, необходимое для перехода от режима хранения к выборке. Цепь сброса разряжает конденсатор  $C_3$  до нуля перед новым циклом детектирования.

Для развязки  $C_3$  от нагрузки на выходе детектора включают повторитель в цепь общей ОС со входным ОУ, что уменьшает дополнительную погрешность детектирования, обусловленную напряжением смещения нуля, входными токами и конечным усилением  $A2$  (рис. 8.9, а). Погрешность амплитудного детектора характеризуют изменением напряжения на запоминающем конденсаторе  $C_3$  в режиме хранения и ошибкой выборки. Напряжение на  $C_3$  изменяется в режиме хранения из-за протекания входных токов ОУ и токов утечки диодов, полевого транзистора в цепи сброса и самого запоминающего конденсатора. Токи утечки конденсатора минимальны при использовании тефлоновых и полистирольных конденсаторов. Для уменьшения влияния токов утечки диода  $VD1$  включают дополнительный диод  $VD3$  и резистор  $R2$  (рис. 8.9, б). В режиме

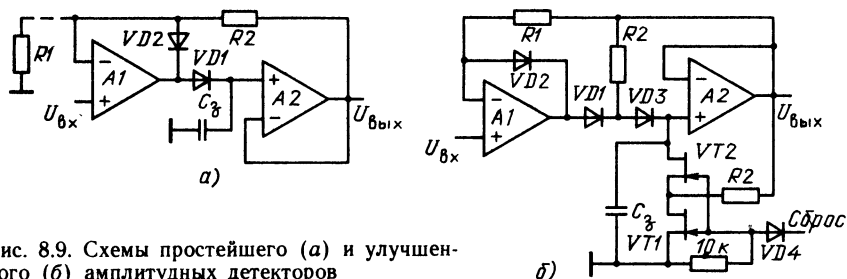


Рис. 8.9. Схемы простейшего (а) и улучшенного (б) амплитудных детекторов

хранения через  $R2$  протекает только небольшой ток утечки диода  $VD1$ , благодаря этому напряжение на  $VD3$  близко к нулю и практически отсутствует ток утечки через этот диод в конденсатор  $C3$ . Для уменьшения тока утечки в конденсаторе  $C3$  из цепи сброса в схему дополнительно включены транзистор  $VT2$  и резистор  $R2$ . В режиме хранения через резистор  $R2$  протекает только небольшой ток утечки транзистора  $VT1$  (меньше  $10\text{ нА}$ ) и напряжения на стоке и истоке  $VT2$  почти равны  $U_{\text{вых}}$ . Поэтому ток утечки между истоком и стоком  $VT2$  обусловлен только небольшим током утечки исток-затвор. Недостатком схемы является то, что удваивается сопротивление открытой цепи сброса. Это приводит к увеличению остаточного напряжения на  $C3$  при включении цепи Сброс. Объясняется тем, что через замкнутый  $VT1$  протекает большой ток (около  $10\text{ мА}$ ), разряжающий конденсатор  $C3$ , что вызывает значительное падение напряжения на сопротивлении  $r_{\text{от}}$  открытого полевого транзистора. Из-за действия этого напряжения замедляется разряд  $C3$ , что приводит к появлению зоны нечувствительности амплитудного детектора вблизи нуля входного напряжения при быстром изменении циклов детектирования. Остаточное напряжение на запоминающем конденсаторе  $C3$  по существу является ложным первым экстремумом анализируемой входной функции.

Для уменьшения остаточного напряжения выход усилителя  $A1$  в схеме на рис. 8.9, б шунтируют дополнительным полевым транзистором, работающим синхронно с  $VT1$ . Благодаря этому выходной ток  $A1$  не протекает через  $VT1$ , пока напряжение на выходе  $A1$  меньше напряжения на открытом диоде  $VD1$ . В такой схеме типы транзистора и усилителя необходимо выбирать исходя из минимального значения сопротивления открытого транзистора и максимального выходного тока ОУ. Остаточное положительное напряжение сброса можно также устранить, если  $C3$  разряжается до отрицательного напряжения. В этом случае амплитудный детектор реагирует на максимум положительного напряжения любой амплитуды.

Статические ошибки выборки обусловлены действием статических показателей неидеальности ОУ, методы улучшения которых описаны в гл. 2. Динамические ошибки выборки возникают в пер-

вую очередь из-за ограниченной скорости нарастания выходного напряжения усилителя и выбросов переходного процесса при заряде  $C_3$ .

Время выборки амплитудного детектора — это минимальное время, необходимое для перехода из режима хранения в режим слежения за входным сигналом с заданной точностью. Это время определяется длительностями заряда запоминающего конденсатора и установления выходного напряжения с заданной точностью. Если это время будет больше, чем длительность максимума входного сигнала, то амплитудный детектор не зафиксирует его действительного значения.

Скорость заряда, ограниченную конечным выходным током ОУ, нетрудно увеличить, заменив диод  $VD1$  в схеме на рис. 8.9,  $a$  транзистором (рис. 8.10). Ток через транзистор ограничивается резистором  $R2$ . При уменьшении входного сигнала эмиттерно-базовый переход транзистора смещается в обратном направлении, так как напряжение на эмиттере фиксируется конденсатором, а на базе оно уменьшается. Для исключения пробоя эмиттерно-базового перехода между выходом  $A1$  и базой транзистора следует включить резистор сопротивлением 1 кОм.

Для увеличения быстродействия иногда ограничивают размах входного сигнала  $A1$ . Это достигается включением в схему дополнительной цепи общей отрицательной ОС на диоде  $VD2$  и резисторе  $R1$  (рис. 8.10). При уменьшении входного сигнала дифференциальное напряжение на входе  $A1$  не может превысить падение напряжения на диоде  $VD2$ , а напряжение на неинвертирующем входе  $A1$  меньше напряжения на  $C_3$  на величину  $U_d$ . Таким образом, для фиксации нового максимума выходное напряжение  $A1$  должно измениться только на  $3U_d$ . Благодаря этому значительно увеличивается разрешающая способность детектора по длительности экстремумов и уменьшается напряжение на обратно смещенном эмиттерно-базовом переходе транзистора, а следовательно, и ток утечки через него [9].

Скорость заряда  $C_3$  можно увеличить, исключив влияние корректирующей цепи ОУ на время заряда  $C_3$ . Когда все диоды закрыты, цепь ОС усилителя  $A1$  разомкнута. Для ОУ с разомкнутой ОС не требуется цепь частотной коррекции с большими емкостями и благодаря этому можно обеспечить значительно большую скорость нарастания выходного напряжения и усиления на высоких частотах. В этом случае к усилителю  $A1$  подключается корректирующий конденсатор только после завершения выборки сигнала с точностью  $\pm U_d$ , т. е. после смещения  $VD1$  или эмиттерно-базового перехода транзистора в прямом направлении.

Заменив входной ОУ в двухкаскадном амплитудном детекторе парой транзисторных эмиттерных повторителей, можно регистрировать пики входного сигнала длительностью  $T_n > 20$  нс и амплитудой от 50 мВ до 5 В (рис. 8.11). В этой схеме входной сигнал запоми-



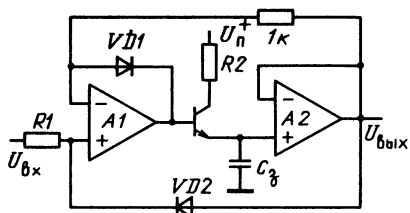


Рис. 8.10. Схема амплитудного детектора положительных сигналов с повышенным быстродействием

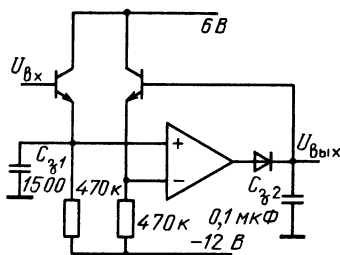


Рис. 8.11. Схема амплитудного детектора с двухэтапным запоминанием

нается на короткое время  $t_1$  на конденсаторе  $C_{з1}$  с небольшой емкостью, который можно зарядить за время  $T_{и}$ . Затем за время  $t_2$  заряжается до величины  $U_{вх}$  конденсатор  $C_{з2}$  с большой емкостью, который и обеспечивает точное и длительное хранение  $U_{вх}$  до поступления следующего пика сигнала на вход устройства. Точность работы схемы зависит от разряда  $C_{з1}$  за время  $t_2$ . Частота повторения пиков сигнала  $U_{вх}$  не должна быть больше  $1/t_2$ , чтобы избежать увеличения динамической ошибки. Для исключения заряда запоминающего конденсатора до значения, превышающего истинное значение экстремума  $U_{вх}$ , необходимо свести к минимуму выбросы переходных процессов. Для устранения этой ошибки ОУ должен иметь минимальную колебательность переходного процесса, что достигается правильным выбором параметров цепей, корректирующих его АЧХ.

Обычно ОУ с внутренней коррекцией имеют колебательную переходную характеристику при подключении к их выходу конденсатора большой емкости. Поэтому желательно применять усилители с внешней коррекцией, допускающие подстройку переходной характеристики. При этом выбор параметров корректирующей цепи осуществляется по виду переходного процесса при подаче на вход амплитудного детектора (без диода  $VD1$ ) ступеньки напряжения (см. гл. 2). Влияние большой емкости  $C_з$  можно уменьшить, если включить резистор с небольшим сопротивлением ( $10...50$  Ом) между выходом  $A1$  и  $C_з$  или последовательно с  $C_з$ .

Любую из рассмотренных схем можно использовать для построения амплитудных детекторов, обеспечивающих усиление входного сигнала, которое получается добавлением резистора  $R1$  в цепь ОС (см. рис. 8.9, а). В результате этого в режиме выборки схема представляет собой неинвертирующий усилитель с коэффициентом передачи  $(R_2 + R_1)/R_1$ . Рассмотренные выше схемы относятся к односторонним амплитудным детекторам, поскольку предназначены для запоминания какого-либо одного вида экстремумов входных сигналов — максимумов или минимумов. Показанные на рис. 8.8—8.11 схемы обеспечивают запоминание максимумов  $U_{вх}$ . Чтобы с

помощью этих же схем можно было запомнить минимумы  $U_{вх}$ , необходимо изменить на обратное включение диодов на рис. 8.8, 8.9 и заменить  $n$ - $p$ - $n$  транзисторы в схемах на рис. 8.10, 8.11 на  $p$ - $n$ - $p$  транзисторы.

Необходимы двусторонние амплитудные детекторы, регистрирующие на выходе как минимумы, так и максимумы  $U_{вх}$ . Один из способов построения двустороннего амплитудного детектора состоит в совмещении детекторов, предназначенных для обработки положительного и отрицательного напряжений. Однако в этом случае потребовалось бы четыре ОУ. Кроме того, на выходе можно получить только дифференциальный сигнал, для объединения которого необходим пятый ОУ.

Более простая схема двухполярного амплитудного детектора показана на рис. 8.12. Здесь выходной сигнал «снимается» относительно уровня земли, а компенсация разряда запоминающих конденсаторов осуществляется в режиме хранения. Амплитудный детектор положительного сигнала выполнен на усилителе  $A2$ , диодах  $VD1$ ,  $VD2$  и конденсаторе  $C1$ . Уменьшение в два раза сигнала на входе  $A2$  компенсируется далее усилителем  $A3$ , так что общее усиление входного сигнала равно единице. Усилители  $A3$  и  $A1$  вместе со своими элементами в цепях ОС реализуют инвертирующий амплитудный детектор отрицательного сигнала. В этой схеме выход детектора положительных сигналов обеспечивает опорное напряжение для детектора отрицательных сигналов. Благодаря этому усилитель  $A3$  суммирует усиленный выходной сигнал положительного детектора с выходным напряжением детектора отрицательных сигналов. Цепь резисторного делителя  $R1$  служит для согласования напряжений смещения сигналов обоих детекторов.

По сравнению с рассмотренными выше схемами детектор на рис. 8.12 обладает значительно большей точностью, поскольку здесь запоминающие конденсаторы  $C1$  и  $C2$  подключены к обоим входам усилителя  $A3$ , что обеспечивает частичную компенсацию влияния входных токов усилителя  $A3$ . Кроме того, соответствующим выбором емкостей можно скомпенсировать влияние входных токов усилителей  $A1$  и  $A2$  на скорость спада напряжения на конденсаторе  $C1$ . При равенстве входных токов всех трех ОУ условие компенсации определяется соотношением  $C_1 = 3C_2$ . Для определения погрешности двустороннего детектора можно просуммировать погрешности детектора положительного и отрицательного сигнала, учитывая, что входной делитель удваивает напряжение смещения нуля усилителя  $A2$ . Делитель на резисторах  $R2$  в два раза увеличивает напряжение смещения нуля  $A3$ , а усиление по петле ОС удваивает погрешность коэффициента передачи усилителя  $A3$ .

Скорость работы двустороннего детектора ограничивается в первую очередь длительностью переходного процесса на запоминающих конденсаторах. При большом сопротивлении резистора  $R2$

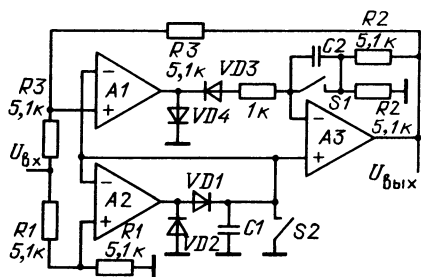


Рис. 8.12. Схема двухполярного амплитудного детектора

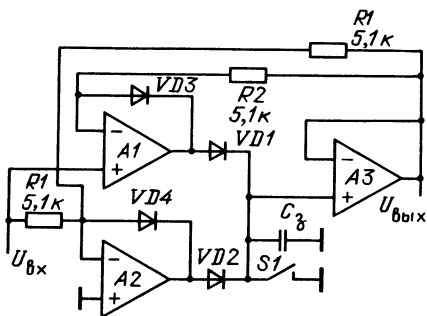


Рис. 8.13. Схема детектора абсолютных значений

время готовности схемы значительно увеличивается из-за ограниченной скорости заряда конденсатора  $C2$ . Усилители  $A1$  и  $A2$  должны сохранять большое входное сопротивление при перегрузках по входу, чтобы исключить разряд  $C1$  в режиме хранения, и на их переходных характеристиках не должно быть выбросов.

Распространенным применением амплитудного детектора является выделение максимального отклонения формы сигнала от заданного значения, например, отклонение показания контрольного индикатора, используемого в системе управления производственным процессом. Часто подобные отклонения происходят как в положительную, так и в отрицательную стороны, а обе полярности нельзя контролировать одним простым амплитудным детектором. Схема на рис. 8.13 представляет собой комбинацию простого амплитудного детектора положительных сигналов с инвертирующим амплитудным детектором отрицательных сигналов при общих запоминающем конденсаторе и выходном буферном каскаде  $A3$ . Усилители  $A1$  и  $A3$  образуют амплитудный детектор положительных сигналов, подобный приведенному на рис. 8.9, а. Положительный сигнал, превышающий напряжение на конденсаторе, дозаряжает последний через усилитель  $A1$  до максимальной величины. Приращение входного отрицательного напряжения фиксируется инвертирующим амплитудным детектором на усилителях  $A2$  и  $A3$ . Если отклонение отрицательного напряжения больше соответствующего напряжения на конденсаторе, то через резистор обратной связи  $R1$  на инвертирующий вход усилителя  $A2$  поступает отрицательное напряжение. В результате этого на выходе усилителя  $A1$  увеличивается напряжение для дозаряда конденсатора до  $U_{\text{вых}} = |U_{\text{вхmax}}|$ , а на инвертирующем входе  $A1$  через резистор обратной связи  $R2$  устанавливается напряжение, равное  $U_{\text{вх}}$ . Таким образом, независимо от полярностей отклонений входного сигнала напряжение на  $C3$ , а значит, и на выходе детектора всегда положительно. Ограничения по точности и быстродействию здесь аналогичны рассмотренным выше для схемы на рис. 8.12.

## 8.2. АНАЛОГОВЫЕ КЛЮЧИ

В микроэлектронной аппаратуре для передачи или отключения аналоговых сигналов применяют биполярные и полевые транзисторы, которые имеют недопустимо большую для многих случаев ошибку коммутации из-за значительных остаточного напряжения, сопротивления в открытом состоянии и токов утечки в закрытом состоянии. Перечисленные ошибки можно значительно уменьшить использованием ОУ совместно с транзисторами.

Ключи на полевых транзисторах и ОУ получили наибольшее распространение благодаря простоте и большому динамическому диапазону коммутируемых сигналов. В простейшем аналоговом коммутаторе на рис. 8.14, а точность коэффициента передачи схемы на порядок больше, чем без ОУ, благодаря включению в цепь ОС ОУ транзистора  $VT3$ , идентичного по параметрам транзисторам  $VT1$  и  $VT2$ . Операционный усилитель включен по схеме инвертирующего усилителя. Коэффициент передачи каждого входного сигнала равен  $(1 + \Delta r_{от}/R)$ , где  $\Delta r_{от}$  — разность сопротивлений открытых транзисторов  $VT3$ ,  $VT1$  или  $VT3$ ,  $VT2$ . Если оба транзистора  $VT1$  и  $VT2$  закрыты, то  $U_{вых} \approx 0$ .

Практически полностью исключено влияние сопротивления на точность передачи аналогового ключа в схеме на рис. 8.14, б. В режиме передачи  $U_{вх}$  на выход управления подается положительное напряжение. Тогда транзистор  $VT1$  открыт, а  $VT2$  закрыт и не влияет на работу схемы. Действующее значение сопротивления транзистора  $VT1$  равно  $r_{от}/K_u$ , где  $K_u$  — собственный коэффициент усиления ОУ. Следовательно, влиянием  $VT1$  на точность коэффициента передачи  $U_{вх}$  можно также пренебречь. Тогда  $U_{вых} = -U_{вх}R_2/R_1$ . При отрицательном напряжении на входе управления  $VT2$  открыт, а  $VT1$  закрыт. Если  $r_{от} \ll R_1$ , то на инвертирующем входе ОУ напряжение равно нулю и  $U_{вх}$  не влияет на  $U_{вых}$ .

Полевые транзисторы в аналоговых ключах требуют, чтобы управляющее напряжение превышало диапазон изменения  $U_{вх}$ . Это приводит к значительным коммутационным помехам (передача управляющего сигнала в цепь коммутации  $U_{вх}$  через паразитные конденсаторы транзистора), ухудшающим динамические параметры таких ключей. Поэтому при увеличении частоты входных сигналов статические составляющие ошибки передачи  $U_{вх}$  меньше динамических уже при частоте входного сигнала больше 10 кГц.

Ключи на биполярных транзисторах и ОУ в отличие от рассмотренных выше управляются меньшими по амплитуде сигналами, обеспечивают большее быстродействие и меньшие коммутационные помехи, но обычно сложнее по структуре.

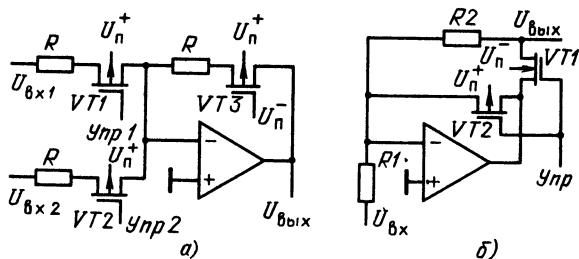


Рис. 8.14. Схемы простейшего (а) и улучшенного (б) аналоговых ключей на полевых транзисторах

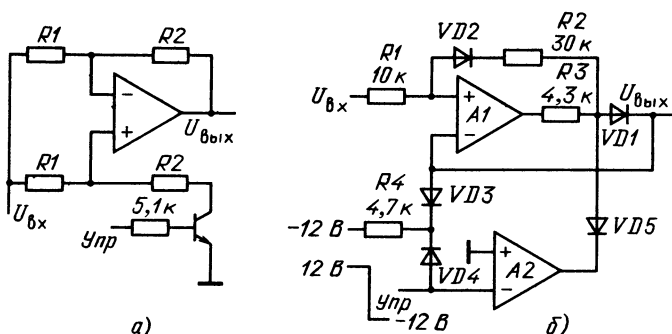


Рис. 8.15. Схемы аналоговых ключей на биполярных транзисторах с малым (а) и большим (б) входными сопротивлениями

В простейшем аналоговом ключе на биполярном транзисторе (рис. 8.15, а) используется способность ОУ ослаблять синфазные сигналы и передавать дифференциальные. Когда на вход управления поступает сигнал больше 1 В, транзистор насыщается, заземляет резистор  $R2$  и схема принимает вид обычного дифференциального усилителя. Поскольку его входы объединены, то дифференциальный входной сигнал равен нулю, а  $U_{вх}$  является синфазным сигналом. Поэтому при  $R_1 = R_2$  сигнал  $U_{вх}$  ослабляется на 70...90 дБ в зависимости от коэффициента ослабления синфазного сигнала ОУ. Когда транзистор закрыт, схема работает в режиме неинвертирующего повторителя, коэффициент передачи которого не зависит от соотношения резисторов  $R_1$  и  $R_2$ .

Недостатки предыдущей схемы (зависимость  $U_{вых}$  от напряжения насыщения транзистора и низкое выходное сопротивление) устранены в схеме на диодах (рис. 8.15, б). Функцию ключа здесь выполняет диод  $VD1$ , управляемый усилителем  $A2$ . Усилитель  $A1$  обеспечивает большое входное сопротивление и передачу на выход входного сигнала с коэффициентом, равным 1. Входной сигнал передается на выход при отрицательном напряжении на входе управления. В этом случае диоды  $VD4$  и  $VD5$  закрыты, а напряжения на входах и выходе  $A1$  равны  $U_{вх}$ . На аноде диода  $VD1$  напряжение равно  $U_{вых} + U_d$ , где  $U_d$  — падение напряжения на открытом диоде. Следовательно, напряжение на катоде  $VD2$  больше, чем на его аноде, этот диод также закрыт и не влияет на работу схемы. Напряжение на выходе  $A1$  определяется падением напряжения на  $R3$ , через который протекает ток, зависящий от  $U_{вх}$  и сопротивлений  $R4$ . Ток  $I_4$  через  $R4$  определяется соотношением  $I_4 = (U_{вых} + 12 \text{ В} - U_d) / R_4$ . В свою очередь, выходное напряжение  $A1$  равно  $U_1 = U_{вых} + U_d + I_4 R_3$ . Таким образом, при напряжении питания усилителей  $A1, A2$ , равном  $U_n = \pm 15$  В, входной сигнал  $U_{вх} = 10$  В будет передаваться на выход без искажений, если падение напряжения на  $R3$  будет меньше 2 В. При этом учитывается, что при  $U_n = \pm 15$  В максимальный размах выходного напряжения у большинства современных ОУ около  $\pm 13$  В. Учитывая изложенное, определяем максимальное значение тока  $I_4$ , которое примерно равно  $2 \text{ В} / R_3 = 0,5 \text{ мА}$  и меньше фактического значения тока  $I_4 \approx 0,4 \text{ мА}$  в приведенной схеме.

При подаче положительного напряжения на вход управления на катодах диодов  $VD3$  и  $VD4$  устанавливается положительное напряжение, а на катоде диода

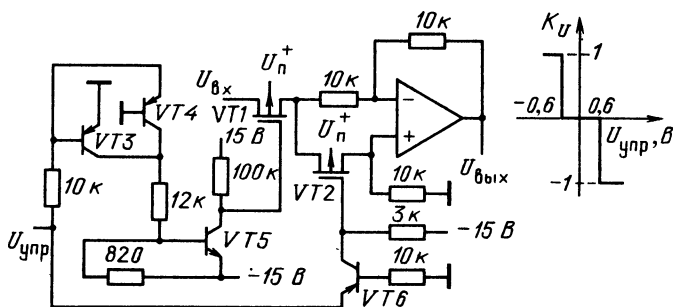


Рис. 8.16. Схема универсального аналогового ключа

$VD5$  и аноде диода  $VD1$  — отрицательное, примерно равное напряжению питания  $A2$ . Следовательно, если  $U_n = \pm 15$  В, а входное напряжение изменяется от  $+10$  до  $-10$  В, то оно не проходит через диод  $VD1$  на выход схемы. Цепь  $VD2R2$  поддерживает на неинвертирующем входе  $A1$  отрицательное напряжение, что обеспечивает установление отрицательного напряжения и на выходе  $A1$ . В противном случае через  $R3$  протекал бы ток около 6 мА, что недопустимо для большинства ОУ. Ток, отбираемый через  $R1$  от источника входного сигнала, в этом случае зависит от  $U_{вх}$  и сопротивлений  $R1, R2$ . В качестве усилителя в этой схеме можно использовать двоянный ОУ К1408УД2 и диодную сборку 2ДС627.

Совместное использование биполярных, полевых транзисторов и ОУ позволяет строить аналоговые ключи, у которых значение и полярность коэффициента передачи зависят от значения управляющего напряжения (рис. 8.16). В показанной схеме основную функцию выполняют полевой транзистор и ОУ, тогда как биполярные транзисторы играют вспомогательную роль, формируя необходимые сигналы управления для полевого. Если  $-0,6 \text{ В} < U_{вх} < 0,6 \text{ В}$ , то все биполярные транзисторы  $VT1$  закрыты,  $VT2$  открыт,  $U_{вых} = 0$  и  $U_{вх}$  не влияет на  $U_{вых}$ . При  $U_{вх} > 0,6 \text{ В}$  открываются транзисторы  $VT1, VT4 - VT6$  и  $U_{вых} \approx -U_{вх}$ . Чтобы исключить влияние сопротивления  $r_{от}$  транзистора  $VT1$  на коэффициент передачи схемы, целесообразно в цепь ОС усилителя включить полевой транзистор, как показано на рис. 8.14, б. При  $U_{вх} < -0,6 \text{ В}$  открываются транзисторы  $VT1 - VT3$  и  $VT5$ . При этом  $U_{вых} \approx U_{вх}$ . Чтобы расширить зону нечувствительности схемы к амплитуде  $U_{упр}$ , можно в эмиттеры биполярных транзисторов включить стабилитроны или диоды.

### 8.3. УСИЛИТЕЛИ-ОГРАНИЧИТЕЛИ

Усилители с ограниченным размахом выходного напряжения используются в формирователе сигналов, цепях защиты от перегрузок, устройствах управления и контроля и т. д. Ниже рассмотрены простейшие и регулируемые схемы усилителей-ограничителей и методы увеличения их точности и быстродействия.

Простейший ограничитель с регулируемым выходным напряжением можно построить на ОУ с ОС, выход которого нагружен на

потенциометр. Выходной сигнал берется со средней точки потенциометра. В такой схеме не требуются стабилитроны, а сигнал ограничивается при достижении выходным напряжением своего максимального значения. С помощью потенциометра изменяется амплитуда формируемого на выходе сигнала. Точность и быстродействие такого ограничителя сравнительно низкие. Объясняется это тем, что разброс максимального значения выходного напряжения ОУ достигает 1 В. На быстродействие ограничителя существенно влияет задержка, вызванная насыщением транзисторов в усилительных каскадах ОУ. Эта задержка в усилителях типа К140УД7 достигает десятков микросекунд.

Основным элементом прецизионных усилителей-ограничителей является диод или стабилитрон, включенный в цепь ОС усилителя. В простейших ограничителях (рис. 8.17) стабилитрон открывается, когда падение напряжения на резисторе в цепи ОС становится равным  $U_{ст}$ . В этом случае на выходе ОУ устанавливается напряжение  $+U_{ст}$  или  $-U_{ст}$  (рис. 8.17, а) и  $\alpha U_{ст}$  или  $-\alpha U_{ст}$  (рис. 8.17, б) в зависимости от полярности входного сигнала. При падении напряжения на  $R_2$ , меньшем  $U_{ст}$ , напряжение  $U_{вых} = -U_{вх} R_2 / R_1$  для схемы на рис. 8.17, а и  $U_{вых} = -U_{вх} R_2 (1 - \alpha) / (R_1 + \alpha R_2)$  для схемы на рис. 8.17, б. Показанное включение стабилитронов вызывает значительные погрешности работы схем из-за действия паразитной емкости стабилитронов ( $C_n \approx 50$  пФ), их токов утечки ( $I_y \approx 1$  мкА) и температурного дрейфа ( $-5$  мВ/°С). Эти погрешности превышают более чем на порядок ошибки, обусловленные неидеальностью современных ОУ.

Токи утечки вызывают ошибки усиления  $U_{вх}$  и снижают точность уровней ограничения  $U_{вых}$ . Ошибку, обусловленную этими токами, можно практически исключить, применив дополнительные диоды  $VD1$  и  $VD2$  (рис. 8.18, а). Токи утечки протекают через резистор  $R_3$ , не попадая на вход ОУ. Падения напряжения на диодах  $VD1$ ,  $VD2$  и резисторе  $R_3$  равны и пренебрежимо малы. Поэтому практически отсутствуют токи утечки диодов  $VD1$ ,  $VD2$ . Последние частично компенсируют и температурный дрейф стабилитрона, так как собственный дрейф диодов имеет противоположный знак и примерно равен  $3$  мВ/°С.

Увеличить быстродействие и точность усилителя-ограничителя можно, подав напряжение смещения на стабилитрон так, чтобы он всегда находился в открытом состоянии (рис. 8.18, б). Благодаря этому удастся уменьшить действие емкости стабилитрона и его температурного дрейфа. Стабилитрон постоянно открыт и ограничивает выходное напряжение только, когда он включается диодным мостом в цепь ОС усилителя. Это условие выполняется при  $U_{вых} = \pm U_{ст} + 2U_d$ . Если  $U_{вх} < |U_{ст} + 2U_d|$ , то  $U_{вых} = U_{вх} R_2 / R_1$ . Следует выбирать сопротивления резисторов  $R_3$  и  $R_4$  так, чтобы температурные дрейфы двух диодов ( $5$  мВ/°С) и стабилитрона ( $-5$  мВ/°С)

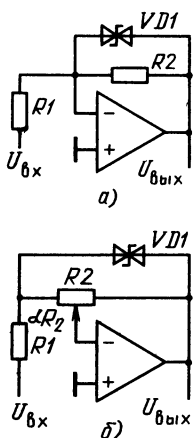


Рис. 8.17. Схемы ограничителей с постоянным (а) и переменным (б) уровнями ограничения

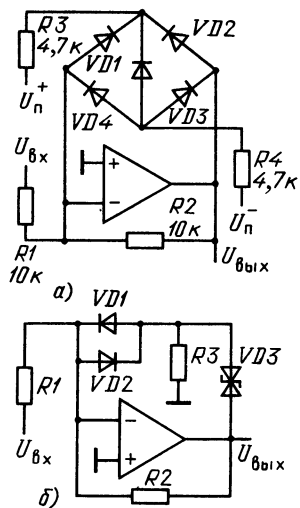


Рис. 8.18. Схемы ограничителей с увеличенными быстродействием (а) и точностью (б)

были равны по абсолютной величине. Кроме того, включение диодов уменьшает действие тока утечки стабилитрона.

Выигрыш в быстродействии получается благодаря тому, что практически отсутствует изменение напряжения на стабилитроне, т. е. при этом паразитный конденсатор не перезаряжается. Все изменения напряжения выделяются на диодах, паразитные емкости которых ( $C_{п} \approx 5\text{ пФ}$ ) на порядок меньше, чем стабилитрона. По сравнению со схемой на рис. 8.17, а при точности 1% полоса пропускания увеличивается с 4 до 300 кГц, ток утечки уменьшается с 0,4 мкА до 7 нА, а дрейф снижается с 5 до 0,6 мВ/°C.

**Регулируемые усилители-ограничители.** Уровнем ограничения  $U_{вых}$  можно управлять изменением соотношения между резисторами  $R1, R2$  в рассмотренных схемах. Если же требуется управлять  $U_{вых}$  посредством отдельного источника напряжения, то схемы необходимо изменить (рис. 8.19). Как и в предыдущих схемах, эффективность ограничения снижается при повышении частоты входного сигнала. Причем для входных сигналов менее 100 мВ можно сохранить высокую точность регулировки порога ограничения вплоть до частот, близких к  $f_T$ . Если же необходимо ограничить на определенном уровне изменения входных сигналов с амплитудой больше 1 В, то диапазон рабочих частот схемы ограничивается мощностной полосой пропускания  $f_P$ , свойственной примененному ОУ. В показанных на рис. 8.19 простейших ограничителях осуществляется ограничение при достижении входным напря-



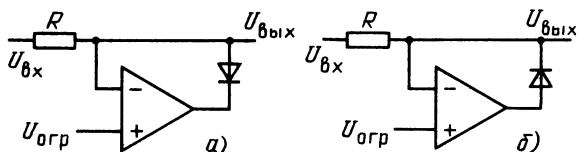


Рис. 8.19. Схемы простейших регулируемых ограничителей по максимуму (а) и минимуму (б) напряжений

жением некоторого максимального (рис. 8.19, а) или минимального (рис. 8.19, б) значения.

В первой схеме при входных сигналах  $U_{вх} \leq U_{огр}$  напряжение на выходе цепи  $U_{вых} = U_{вх}$ . Как только  $U_{вх}$  превысит  $U_{огр}$ , то на выходе цепи при низких частотах получим  $U_{вых} = U_{огр}$ . Во второй схеме пока на входе ограничителя напряжение  $U_{вх} \geq U_{огр}$ , выходное напряжение совпадает с входным. Если же входное напряжение, уменьшаясь, достигает величины  $U_{вх} \leq U_{огр}$ , то устанавливается  $U_{вых} = U_{огр}$ . В обеих схемах ОУ отключен большим дифференциальным входным сигналом в режиме прямой передачи  $U_{вх}$  на выход и диод закрыт приложенным к нему обратным напряжением смещения. В режиме ограничения ОУ работает как неинвертирующий повторитель, выходное напряжение которого определяется величиной  $U_{огр}$  и не зависит от  $U_{вх}$ . В режиме прямой передачи  $U_{вх}$  на выход выходное сопротивление ограничителя равно  $R$ , а в режиме ограничения определяется выходным сопротивлением ОУ, т. е. выходное сопротивление схемы близко к нулю при низкой частоте входного сигнала. Входное сопротивление схемы в режиме ограничения стремится к бесконечности и равно  $R$  в режиме передачи  $U_{вх}$  на выход. Указанные значения входного сопротивления схемы необходимо учитывать при ее расчетах, поскольку ошибка расчеты ограничителя определяется выражением  $U_{см} + I_{вх} R$ , где  $I_{вх}$  — ток, протекающий через резистор  $R$ . Если сопротивление нагрузки  $R_n \gg R$ , то  $I_{вх}$  определяется входным током ОУ и ошибка по напряжению в ограничителе может быть устранена с помощью описанных в гл. 2 методов регулировки напряжения смещения нуля ОУ.

Следует иметь в виду, что в режиме прямой передачи входного сигнала на выход напряжение на выходе ОУ достигает одного из двух своих предельных значений, примерно равных  $U_n^+$  либо  $U_n^-$ , когда некоторые транзисторы в усилительных каскадах ОУ насыщены. Поэтому при быстрых изменениях  $U_{вх}$ , когда это напряжение близко к  $U_{огр}$ , возникает задержка включения ОУ, т. е. переходного в режим повторителя. Вследствие этого на выходе ОУ в момент, когда  $U_{вх} \approx U_{огр}$ , возникает колебательный переходной процесс. Длительность этого переходного процесса, например, для ОУ типа К153УД2 или К140УД7 лежит в диапазоне 10...100 мкс и зависит от требуемой точности работы усилителя-ограничителя. Сказанное необходимо учитывать, если предполагается ограничить наряду с медленными изменениями входного напряжения и кратковременные (длительностью 10...100 мкс) его выбросы. Последние

будут проходить практически без изменений на выход, если не воспользоваться быстродействующими ОУ типа К154УД3 или К154УД4. Методы уменьшения длительности переходных процессов выходного напряжения в усилителях-ограничителях аналогичны методам повышения быстродействия схем для выделения абсолютного значения сигнала (см. гл. 4).

На основе схем, показанных на рис. 8.19, нетрудно построить усилитель-ограничитель, который выполнит симметричное относительно нулевого потенциала ограничение. Для этого схемы на рис. 8.19 необходимо соединить последовательно. Тогда первая схема обеспечит обработку положительных значений входного напряжения, а вторая осуществит ограничение отрицательных значений входного напряжения. Напряжение  $U_{огр}$  подается на первую схему непосредственно (как на рис. 8.19, а), а на вторую через инвертирующий повторитель напряжения.

Недостатком описанных схем регулируемых усилителей-ограничителей и построенных на их основе является низкое входное сопротивление и большое выходное в режиме прямой передачи входного сигнала. Эти недостатки устранены в схеме, показанной на рис. 8.20. В схеме используются три ОУ, каждый из которых обеспечивает формирование определенного участка передаточной характеристики симметричного ограничителя. Основной каскад на  $A1$  осуществляет передачу входного сигнала на выход, если величина этого сигнала  $|U_{вх}| \leq U_{огр}$ . Схема нормально функционирует при  $U_{огр} > 0$ . Резистор  $R1$  на выходе  $A1$  необходим для нормальной работы  $A2$ ,  $A3$  в режимах ограничения  $U_{вх}$ , т. е. если  $|U_{вх}| > U_{огр}$ . Когда последнее условие выполняется,  $A1$  или  $A2$  переходит в режим повторителя, но на выходе схемы напряжение  $U_{огр}$  не установится, если  $R1$  отсутствует. При этом через  $R1$  протекает ток такой величины (в зависимости от  $U_{вх}$ ), при которой на выходе схемы удерживается напряжение  $U_{огр}$  независимо от значения  $U_{вх}$ .

Когда  $U_{вых} = U_{огр}$ , выходное напряжение  $A2$  становится отрицательным, диод  $VD1$  открывается и выход схемы соединяется с выходом  $A2$ . В этом режиме  $A2$  работает в режиме неинвертирующего повторителя, а на входе  $A2$  и, следовательно, на выходе схемы напряжение равно  $U_{огр}$ . Когда  $U_{вх} < U_{огр}$ , на выходе  $A2$  устанавливается положительное напряжение и  $VD1$  закрывается поданным на него обратным напряжением смещения (напряжение анода меньше напряжения катода). Вследствие этого  $A2$  перестает влиять на работу схемы. Подобно  $A2$  работает и  $A3$ , на базе которого построена схема однополупериодного выпрямителя. Когда  $U_{вых}$  уменьшается до величины  $-U_{огр}$ , то  $A3$  переходит в линейный режим работы, диод  $VD2$  открывается и выход схемы ограничителя соединяется с выходом  $A3$ , т. е. фиксируется равным  $-U_{огр}$ .

Для устойчивой работы схемы с любыми значениями  $U_{вх}$  необходимо, чтобы  $R_2 \gg R_1$ . Вместе с тем и сопротивление  $R1$  нельзя

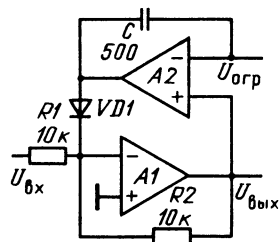
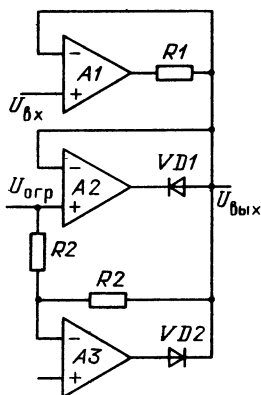


Рис. 8.21. Схема прецизионного регулируемого ограничителя

Рис. 8.20. Схема двухуровневого симметричного ограничителя

выбирать меньше 2 кОм, поскольку в режиме ограничения выходы  $A2$  или  $A3$  оказываются соединенными через  $R1$  с выходом  $A1$ . Допустимая же величина выходного тока большинства ОУ не превышает 5 мА.

Рассмотренные схемы позволяют выполнить формирование выходного сигнала только при больших входных напряжениях или большом коэффициенте усиления схемы, равном  $R_2/R_1$ . Если необходимо с точностью около 1 мВ ограничить на любом уровне любой входной сигнал при любом значении отношения  $R_2/R_1$ , целесообразно использовать схему на рис. 8.21. Отмеченные ее достоинства получены благодаря включению последовательно с ограничивающим элементом (диодом  $VD1$ ) дополнительного усилителя  $A2$ , задающего выходное напряжение ограничения  $U_{огр}$ . Если  $U_{огр} > U_{вых}$ , выходное напряжение усилителя  $A2$  равно  $-10$  В, диод  $VD1$  смещен в обратном направлении и  $A1$  работает в режиме инвертирующего повторителя. Если же  $U_{вых} > U_{огр}$ , диод ограничивает  $U_{вых}$  на уровне  $U_{огр}$ .

## ГЛАВА 9

### ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Преобразование цифровой информации в аналоговую необходимо, чтобы результаты цифровой обработки сигналов могли быть использованы системой, оперирующей с аналоговыми сигналами. ЦАП можно представить в виде управляемого цифровыми сигналами потенциометра, который формирует аналоговый сигнал в виде части напряжения или тока от некоторых их целых величин. Благодаря широкому внедрению в современную электронную аппаратуру микропроцессоров ЦАП, выпущенные в виде БИС,

стали необходимыми элементами при проектировании блоков вычислительной техники, в робототехнике, в системах цифровой связи. В настоящее время ЦАП широко применяются (см. гл. 10) для управления с помощью микроЭВМ обработкой аналоговых сигналов, в измерительных приборах, системах синтеза аналоговых сигналов и т. д.

## 9.1. ПРИНЦИПЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В АНАЛОГОВЫЕ

По способу формирования выходного напряжения в зависимости от цифрового входного кода все ЦАП можно разделить на три группы: с суммированием токов, с суммированием напряжений, с делением напряжений. В ряде работ по ЦАП используются и другие подходы к их классификации, например по виду выходного сигнала, по технологии изготовления [47—49]. Появление дополнительных способов классификации ЦАП объясняется тем, что из трех указанных выше групп ЦАП при реализации в виде БИС получила наибольшее распространение первая — с суммированием токов. ЦАП с суммированием и делением напряжений оказались при прочих равных условиях менее технологичными, однако до сих пор реализуются в аппаратуре на цифровых и аналоговых микросхемах.

Цифро-аналоговые преобразователи, использующие для формирования выходного напряжения суммирование токов, обычно делят на два типа: с использованием взвешенных резисторов и многозвенной цепочки резисторов  $R=2R$ .

ЦАП на основе двоично-взвешенных резисторов состоят из матрицы двоично-взвешенных резисторов,  $N$  переключателей на каждый разряд, управляемых цифровыми сигналами, источника опорного напряжения и суммирующего элемента (рис. 9.1, а). Функцию суммирующего элемента выполняет ОУ в инвертирующем включении, для которого вся матрица резисторов может быть представле-

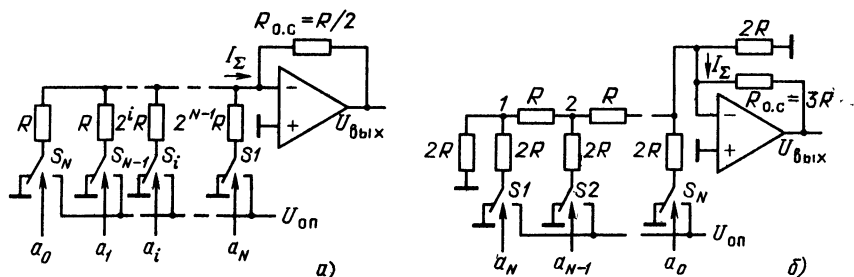


Рис. 9.1. Схемы ЦАП на базе взвешенных резисторов (а) и резисторной матрицы  $R-2R$  (б)

на одним входным резистором. ОУ обеспечивает нулевой потенциал на выходе матрицы резисторов (инвертирующем входе ОУ) независимо от состояния переключателей  $S_1 \dots S_N$ . На цифровые входы ЦАП подается двоичное  $N$ -разрядное цифровое слово. Каждый  $i$ -й цифровой сигнал управляет переключателем  $S_i$ , обеспечивая подключение любого резистора с сопротивлением  $2^i \cdot R$  либо к общей шине, либо к источнику напряжения  $U_{оп}$ . Предполагается, что внутреннее сопротивление источника  $U_{оп}$  и сопротивления переключателей равны нулю. Ток, протекающий через резистор  $2^i \cdot R$  при  $a_i = 1$ , т. е. при его подключении к источнику напряжения  $U_{оп}$ , равен  $I_i = U_{оп} / 2^i \cdot R$ . Если  $a_i = 0$ , то и соответствующий ток  $I_i = 0$ , поскольку равно нулю падение напряжения на резисторе  $2^i \cdot R$ . Таким образом, матрица двоично-взвешенных резисторов формирует двоично-взвешенные токи  $I_i$ , добавляемые (вычитаемые) к суммарному выходному току  $I_\Sigma$  в зависимости от двоичного значения  $a_i$ .

Ток  $I_\Sigma = (U_{оп} \cdot 1^{-N} / R) \sum_{i=0}^{N-1} a_i 2^i$ , и, следовательно, напряжение

$U_{вых} = -I_\Sigma R_{о.с}$  будет пропорционально весовому значению поступающего на ЦАП двоичного  $N$ -разрядного цифрового слова. Когда все  $a_i = 0$ , то  $I_\Sigma = 0$  и, следовательно,  $U_{вых} = 0$ . Если же все  $a_i = 1$ , то выходной ток резисторной матрицы максимален  $I_{\Sigma max} = U_{оп} (2^N - 1) / 2^{N-1} \cdot R$  и, следовательно, максимально по абсолютной величине и напряжение  $U_{вых}$ .

В реальных ЦАП переключатели имеют конечное сопротивление, включены последовательно с двоично-взвешенными резисторами и могут существенно влиять на точность работы схемы. Разброс сопротивлений переключателей существенно влияет на точность в старших разрядах ЦАП с меньшими сопротивлениями резисторов  $2^i \cdot R$ . Чтобы уменьшить сопротивления переключателей, увеличивают их размеры для старших разрядов при изготовлении в виде полупроводниковой БИС. В качестве переключателей могут быть использованы полевые или биполярные транзисторы. Хотя в описанной структуре ЦАП требуется только один резистор на каждый двоичный разряд, однако сопротивление весовых резисторов лежат в широких пределах (например, при  $R = 10$  Ом и  $N = 12$  потребуется  $2^{N-1} \cdot R = 20$  кОм). Это обстоятельство очень затрудняет согласование температурных коэффициентов сопротивлений весовых резисторов независимо от способа их изготовления.

Указанный недостаток можно преодолеть применением в ЦАП резисторной матрицы типа  $R-2R$  (рис. 9.1, б). Использование такой многозвенной однородной резисторной матрицы позволяет исключить требование к абсолютной точности сопротивлений резисторов, а решающее значение начинает оказывать относительный разброс этих сопротивлений. Поскольку матрица резисторов в этом случае является линейной цепью, то ее работу можно проанализировать методом суперпозиции, т. е. вклад в выходное напряжение от

каждой цепи  $i$ -го разряда рассчитать независимо от других цепей. Окончательно все вклады от цепи каждого разряда суммируются для определения результирующего  $U_{\text{вых}}$ . Поскольку на инвертирующем выходе ОУ напряжение равно нулю, эквивалентное сопротивление с любой стороны узлов 1, 2, ...,  $N$  (рис. 9.1, б) равно  $2R$ . Если, например, переключатель  $S_N$  подключен к  $U_{\text{оп}}$ , ток через  $S_N$  в узле  $N$  делится пополам, обеспечивая в узле  $N$  напряжение  $U_{\text{оп}}/3$ . Поскольку коэффициент передачи ОУ относительно узла  $N$  равен  $-3/2$ , то напряжение  $U_{\text{вых}}$ , обусловленное только старшим разрядом ( $a_0=1$ ), будет равно  $-U_{\text{оп}}/2$ .

Рассуждая аналогичным образом, нетрудно убедиться, что вклад узла  $N-1$  в выходное напряжение будет равен  $-U_{\text{оп}}/4$ , узла  $N-2$  равен  $-U_{\text{оп}}/8$  и т. д. Таким образом, выходное напряжение

можно рассчитать из выражения 
$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{оп}} \cdot 2^{-N} \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot 2^i.$$

Основные проблемы, возникающие при создании БИС ЦАП на базе рассмотренных структур, связаны с обеспечением высоких значений точности преобразования и быстродействия. Очевидно, что основным источником погрешности в последней структуре ЦАП будет не только резисторная матрица, но и сопротивления переключателей. Чтобы уменьшить влияние сопротивления переключателей в замкнутом состоянии, можно использовать матрицу с большими сопротивлениями резисторов  $R-2R$ . Однако из-за увеличения паразитной емкости резисторов  $2R$  возрастет время преобразования ЦАП и увеличится влияние токов утечки через переключатели в разомкнутом состоянии. Чтобы преодолеть указанные противоречия, в современных БИС ЦАП применяют инверсное включение резисторной матрицы (см. § 9.2). В этом случае через сопротивления в матрице постоянно протекают токи, а переключатели только коммутируют эти токи между общей шиной и инвертирующим входом ОУ. Тогда быстродействие ЦАП будет в большей степени определяться динамическими характеристиками ОУ, чем паразитными емкостями матрицы сопротивлений. Если предположить ОУ идеальным, то время преобразования такого ЦАП должно определяться только временем изменения состояния переключателей.

В рассмотренных структурах ЦАП с суммированием токов на выходе получается однополярное напряжение, обратное по знаку  $U_{\text{оп}}$ . Во многих случаях требуется получить двухполярный аналоговый сигнал, управляемый с цифровых входов, для чего переключают полярность опорного напряжения по знаковому разряду во входном цифровом слове. Однако для этого необходим переключатель с очень малым сопротивлением, чтобы подключить из двух разнополярных источников опорного напряжения один с требуемой полярностью, либо требуется специальный источник опорного напряжения с переключаемой полярностью. Более распространен

ным является метод смещения двоичного кода с помощью резистора  $R_{см}$ , подключенного к дополнительному источнику опорного напряжения  $U_{оп д}$ . Источник  $U_{оп д}$  соединяется через резистор  $R_{см}$  с инвертирующим входом ОУ. Благодаря этому на инвертирующий вход ОУ подается постоянный ток смещения  $I_{см} = U_{оп д} / R_{см} = -I_{\Sigma max} / 2$ . Следовательно, величина  $I_{см}$  устанавливается противоположной по полярности, но равной по амплитуде току, поступающему на инвертирующий вход ОУ при  $a_0 = 1$  и  $a_i = 0$  в остальных разрядах. Таким образом, полярность аналогового сигнала на выходе ЦАП определяется значением  $a_0$ , которое теперь выполняет роль знакового разряда. Смещенный таким образом двоичный код полностью совпадает с одним из двух дополняющих двоичных кодов (см. гл. 5), за исключением того, что в данном случае получается обратное значение знакового разряда.

Поскольку цифровое слово подается на ЦАП обычно с буферного регистра, то переход от дополнительного кода к смещенному можно получить подключением входа знакового разряда ЦАП к инверсному выходу соответствующего триггера на входе ЦАП. Чтобы обеспечить работу такого двухполярного ЦАП от обратного кода, достаточно уменьшить  $I_{см}$  на величину тока младшего значащего разряда, т. е. установить  $I_{см} = -I_{\Sigma max} (1 + 2^{N-1}) / 2^N$ . Следует иметь в виду, что  $U_{вых}$  в описанном двухполярном ЦАП будет вдвое меньше по амплитуде, чем в однополярном ЦАП на рис. 9.1. Чтобы сохранить прежнее амплитудное значение  $U_{вых}$  в двухполярном ЦАП, следует в два раза увеличить сопротивление  $R_{ос}$ .

Рассмотренные структуры ЦАП относятся к категории умножающих, предназначенных для работы с изменяющимися во времени и по амплитуде источниками опорного напряжения. Такие ЦАП имеют два входа: один для аналогового напряжения, другой для цифрового слова. Аналоговый выходной сигнал равен произведению обоих входных сигналов. Если допускается изменение  $U_{оп}$  в пределах одной полярности, то умножающий ЦАП называют одноквадрантным; если допускается использование двухполярного  $U_{оп}$ , то умножающий ЦАП — двухквадрантный. Четырехквадрантный умножающий ЦАП допускает работу с входными двухполярными аналоговыми и цифровыми сигналами (с разрядом знака) и вырабатывает на выходе двухполярный сигнал с правильной полярностью. Существует два подхода к построению двухквадрантных умножающих ЦАП. Можно, например, использовать двухполярный ЦАП, на который подается однополярное аналоговое напряжение вместо источника  $U_{оп}$  и биполярный двоичный код, или однополярный ЦАП, на который подается двухполярное аналоговое напряжение и цифровой код без знакового разряда. Тип ЦАП выбирается в зависимости от того, какой из сигналов, аналоговый или цифровой, является двухполярным. При втором подходе необходимы переключатели, работающие при токах обеих полярностей. При первом подходе требуется дополнительный инвер-

тирующий повторитель на ОУ, чтобы сформировать опорное напряжение обратной полярности. Совместив оба подхода для построения одной схемы, получим четырехквadrантный умножающий ЦАП.

## 9.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ В НАПРЯЖЕНИЕ

К простейшим преобразователям цифровой информации в аналоговую иногда относят преобразователи частоты в напряжение [50]. Ниже описаны две разновидности таких схем, первую из которых предпочтительно применять при сравнительно высоких частотах (более 10 кГц) входного сигнала, а вторую — при преобразовании продолжительных временных интервалов.

В простейшей схеме преобразователя (рис. 9.2, а) необходим всего один ОУ. При этом, однако, предполагается, что на вход преобразователя поступают нормированные по амплитуде и длительности периодические сигналы, у которых частота является единственным переменным параметром. Эта схема обеспечивает одновременное выполнение следующих операций: дифференцирование входного сигнала, выпрямление и выделение среднего значения выпрямленного сигнала. Входное напряжение в этом случае можно записать в виде  $U_{\text{вх}} = -RC_1 dU_{\text{вх}}/dt = RC_1 \Delta U_{\text{вх}}/\Delta t$ , где  $\Delta t$  — период входного сигнала. Поэтому  $U_{\text{вых}} = RC_1 \Delta U_{\text{вх}} f_{\text{вх}}$ . Как видно из полученного выражения, точность преобразования пропорциональна амплитуде входных сигналов и не зависит от их формы. Поэтому для достижения удовлетворительных результатов от применения такой схемы достаточно нормировать входные сигналы только по амплитуде, например, с помощью ограничителя (см. гл. 8). В рассматриваемой схеме дифференцирование входного сигнала обеспечивается элементами  $R$  и  $C_1$  цепи ОС, которые в основном и определяют передаточную характеристику схемы. Диоды в цепи ОС ОУ позволяют выполнить выпрямление входного сигнала (см. § 4.4). Поскольку точность работы такого

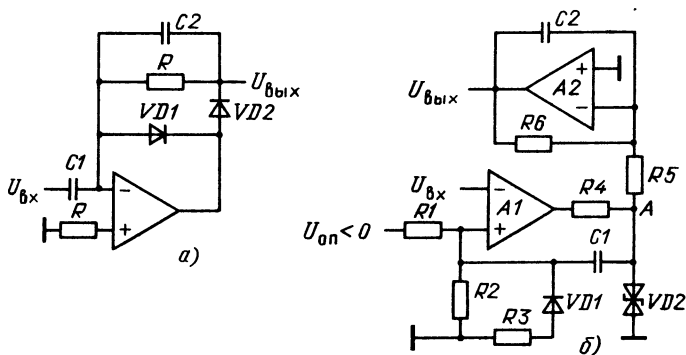


Рис. 9.2. Схемы простейшего (а) и прецизионного (б) преобразователя частота-напряжение



выпрямителя существенно зависит от скорости нарастания входного напряжения ОУ, целесообразно диапазон рабочих частот схемы выбирать из условия  $f < v/2\pi\Delta U_{\text{вых}}$ , где  $v$  — максимальная скорость нарастания  $U_{\text{вых}}$  применяемого ОУ,  $\Delta U_{\text{вых}}$  — диапазон изменения  $U_{\text{вых}}$ . Выделение среднего значения входного сигнала осуществляется благодаря включению в цепь ОС конденсатора  $C2$ . Емкость этого конденсатора зависит от допустимой величины выбросов  $U_{\text{вых}}$  при низкой частоте входных сигналов и от максимального диапазона полосы пропускания схемы.

Чтобы исключить влияние не только формы входного сигнала на точность преобразования, но и нагрузок, можно воспользоваться схемой на двух ОУ (рис. 9.2, б). На основе  $A1$  построен формирователь прямоугольных импульсов, а на  $A2$  — фильтр нижней частоты. При достижении входным напряжением одного из пороговых значений выходное напряжение усилителя  $A1$  переключается в одно из своих крайних значений. При этом на входе фильтра в точке  $A$  формируются прямоугольные импульсы амплитудой, равной  $U_{\text{ст}}$ , и напряжением в паузе между импульсами, равным  $-U_{\text{ст}}$ . Формирователь на  $A1$  работает в режиме одновибратора благодаря введению положительной ОС. Этот одновибратор формирует в точке  $A$  импульсы длительностью  $T_{\text{и}} = (R_1 \parallel R_2) C_1 \ln [2U_{\text{ст}} R_1 / (R_1 \parallel R_2) U_{\text{оп}}]$ . Длительность этих импульсов не зависит от параметров входных сигналов, а частота их следования определяется частотой сигналов  $U_{\text{вх}}$ . Поэтому  $U_{\text{вых}} = (1 - 2f_{\text{вх}} T_{\text{и}}) U_{\text{ст}} R_6 / R_5$ . Так же как в предыдущей схеме, при малых значениях  $C2$  увеличивается погрешность преобразования из-за выбросов  $U_{\text{вых}}$ . Если же емкость  $C2$  увеличивать, то возрастает погрешность преобразования при повышении частоты  $f_{\text{вх}}$ . Включение БИС КР1108ПП1 в режиме преобразователя частота-напряжение приводится в гл. 11.

### 9.3. ТИПОВЫЕ СТРУКТУРЫ БИС ЦАП. ПАРАМЕТРЫ ЦАП

Приведенная на рис. 9.1, б структура ЦАП, модифицированная путем инверсного включения резисторной матрицы, получила распространение в современных БИС ЦАП, изготавливаемых по КМОП и биполярной технологии (рис. 9.3). В упрощенной структуре БИС ЦАП, выполненной по КМОП технологии (рис. 9.3, а), резисторная матрица  $R$ - $2R$  подключается к инвертирующему входу внешнего ОУ. Внутренний резистор  $R_{\text{ос}}$  включается в цепь ОС ОУ. Таким образом, ЦАП с внешними ОУ образует обычный инвертирующий усилитель, у которого входное напряжение равно опорному  $U_{\text{оп}}$ , а выходное напряжение зависит от сопротивления  $R_{\text{м}}$  матрицы  $R$ - $2R$  между точками  $U_{\text{оп}}$  и инвертирующим входом ОУ. В свою очередь, сопротивление  $R_{\text{м}}$  зависит от того, куда подключены резисторы  $2R$ , к общей шине или инвертирующему входу ОУ. Поскольку состояние КМОП транзисторов (открыт или закрыт)  $VT_i$  и  $VT'_i$  зависит от поданного на их затворы уровня логического сигнала, напряжение

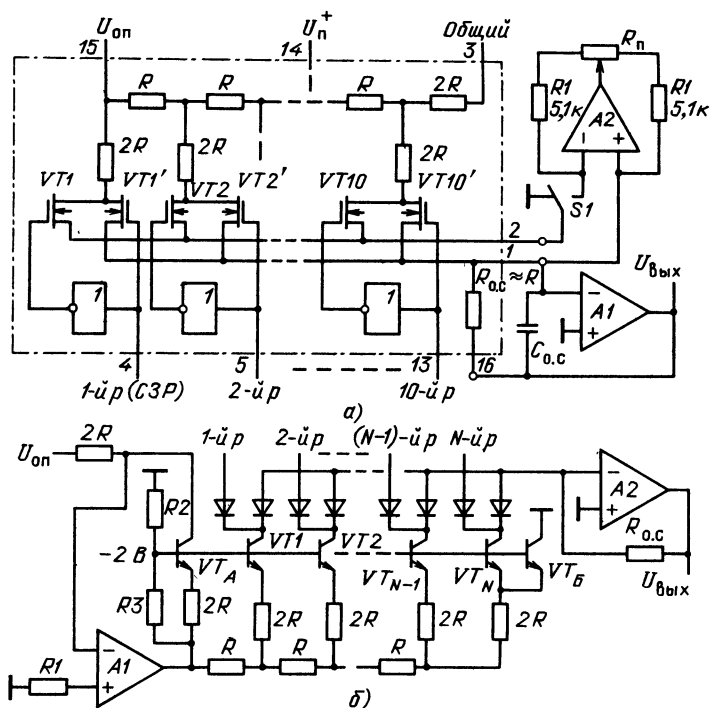


Рис. 9.3. Упрощенные схемы ЦАП, изготовленных по КМОП (а) и биполярной (б) технологиям

$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} R_{\text{о.с}} / R_{\text{м}}$  определяется значением цифрового  $N$ -разрядного слова на входах ЦАП.

В КМОП ЦАП серии 572 матрицу  $R$ - $2R$  образуют тонкопленочные резисторы, а сопротивлением  $R_{\text{м}}$  управляют  $n$ -канальные МОП транзисторы. Удельное сопротивление резисторов около  $2 \text{ кОм}$  на квадрат. Сопротивления  $R = 10 \text{ кОм}$  в ЦАП К572ПА1 и К572ПВ1 и  $R = 30 \text{ кОм}$  в ЦАП К572ПА2. Абсолютный разброс сопротивлений  $R$  в весовых цепях может достигать 50% при очень малом относительном их разбросе, обеспечивающем требуемую точность преобразования. В отличие от К572ПА1 в двух других КМОП ЦАП требуемая точность согласования резисторов матрицы  $R$ - $2R$  достигается после лазерной подгонки. Существенное влияние на точность преобразования оказывают транзисторные переключатели  $VT_i$  и  $VT'_i$ , включенные последовательно с сопротивлениями  $2R$ . Поэтому во всех КМОП ЦАП размеры транзисторов в первых шести разрядах изменяются по двоичному закону. Благодаря этому сопротивление открытых транзисторов  $VT_1, VT_1'$  равно  $20 \text{ Ом}$ ,  $VT_2$  и  $VT_2'$  —  $40 \text{ Ом}$  и т. д.  $VT_5$  и  $VT_5'$ , а у  $VT_6, VT_6'$  и последующих оно составляет  $640 \text{ Ом}$ .

Применение лазерной подгонки резисторов в ЦАП К572ПА2 и К572ПВ1 позволяет уменьшить до требуемой величины влияние сопротивлений транзисторов, но их температурные коэффициенты остаются не согласованными с сопротивлениями резисторов матрицы. Поэтому у этих ЦАП значительны температурный коэффициент нелинейности преобразования (около  $3 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ) и коэффициент передачи (около  $10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ ), существенно снижающие точность преобразования при изменении температуры. Параметры КМОП ЦАП и основные схемы включения приведены в табл. П8 и на рис. П8. В отличие от других ЦАП этой серии в К572ПА1 при напряжении питания  $U_n = 15 \text{ В}$  уровень лог. 1 равен 3,6 В, т. е. при работе от ТТЛ схем на входах необходимо применять цифровые микросхемы с открытым коллектором. Напряжение лог. 1 можно уменьшить, снизив напряжение  $U_n$ , однако тогда увеличится нелинейность преобразования. Например, при  $U_n = 5 \text{ В}$  из-за нелинейности преобразования погрешность ЦАП увеличивается до 0,5%.

Структура К572ПА2 аналогична структуре К572ПА1. Основное ее отличие (кроме разрядности) состоит в том, что на входе ЦАП включены последовательно два 12-разрядных запоминающих регистра (рис. П8, а). Запись в регистры производится при подаче напряжения лог. 1 на выводы 6 (запись в 1-й регистр) и 21 (запись во 2-й регистр). Благодаря тому, что приемники входных цифровых сигналов К572ПА2 и К572ПВ1 подключены к отдельному источнику питания  $U_{n1}$ , для совместимости с ТТЛ схемами достаточно выбрать  $U_{n1} = 5 \text{ В}$ , а для совместимости с КМОП схемами подключить вывод  $U_{n1}$  к шине их питания. Обычно ЦАП серии 572 выходит из строя при подаче входных сигналов до включения питания или при отрицательном напряжении на любом выводе, кроме  $U_{оп}$ .

В упрощенной структуре БИС ЦАП, выполненной по биполярной технологии (рис. 9.3, б), дифференциальное опорное напряжение между базами транзисторов и выходом А1 примерно равно  $U_{оп}$ . Через транзисторы  $VT_1 \dots VT_N$  протекают весовые токи, равные  $U_{оп}/2^N \cdot R$ . Для А2 эти транзисторы являются генераторами весовых токов, переключаемыми логическими сигналами, подаваемыми на цифровые входы ЦАП. При любом сочетании напряжений лог. 0 и лог. 1 на входе ЦАП напряжение  $U_{вых}$  устанавливается таким, чтобы был равен нулю потенциал инвертирующего входа А2. Следовательно, на анодах диодов  $VD'$  всегда поддерживается нулевое напряжение. Если на всех входах ЦАП напряжение меньше нуля, то диоды  $VD$  закрыты и на вход А2 поступает максимальный

ток, равный  $\sum_{i=1}^N U_{оп}/2^i \cdot R = U_{оп}/R$ . В этом случае  $U_{вых} = U_{оп} R_{ос}/R$ .

Если на любой вход подано напряжение больше нуля, то соответствующий диод  $VD'$  закрывается и весовой ток переключается в цепь диода  $VD$ , при этом  $U_{вых}$  уменьшается. Таким образом,  $U_{вых}$  будет пропорционально поданному на входы ЦАП двоичному коду. Для

того чтобы транзисторы  $VT_1—VT_N$  имели одинаковое напряжение  $U_{ЭБ}$  при различных весовых токах, площади их эмиттеров делают различными. Усилитель  $A_2$  нужно исключить из схемы, а  $R_{о.с}$  заземлить. В этом случае падение напряжения на  $R_{о.с}$  обычно ограничено величиной, исключающей насыщение транзисторов. Благодаря сравнительно большим весовым переключаемым токам и малой выходной емкости этого типа ЦАП их быстродействие значительно выше, чем КМОП ЦАП. Параметры и основные схемы включения ЦАП серий 594, 1108, 1118, изготовленных по биполярной технологии, приведены в табл. П8 и на рис. П.8.

**Параметры ЦАП** несмотря на их массовый выпуск в виде полупроводниковых БИС и широкое применение в микроэлектронной аппаратуре до сих пор определяются по-разному и по условиям, и по единицам измерения. Например, в одних и тех же технических условиях на конкретную БИС разные точностные параметры могут давать и в процентах, и в младших значащих разрядах (МЗР), и в милливольтгах или вольтах. Время преобразования может приводиться для разных комбинаций кодов на входе. Поэтому формальное применение БИС ЦАП разных типов не дает ожидаемого эффекта и требуется более детальное ознакомление с условиями, при которых определен тот или иной параметр.

Наиболее часто путаемыми параметрами являются разрешающая способность и точность, хотя это две крайне слабо связанные между собой характеристики реального ЦАП. Разрешающая способность — значение выходного напряжения, соответствующее разнице между двумя уровнями, возникающими при подаче смежных входных цифровых слов. Таким образом, если опорное напряжение 10-разрядного ЦАП равно 10,24 В, то его разрешающая способность равна  $10,24 \text{ В} / 2^{10} = 10 \text{ мВ}$ . Точность же характеризует суммарное отклонение выходного напряжения от своего идеального значения для данной кодовой комбинации. Она определяется многими составляющими, из которых к числу важнейших относятся следующие.

*Напряжение смещения нуля* — смещение выходного напряжения ЦАП относительно нуля в начальной точке преобразования. *Погрешность коэффициента передачи* — смещение выходного напряжения ЦАП относительно значения  $U_{оп}$  в конечной точке преобразования. *Нелинейность (интегральная нелинейность)* — максимальное отклонение реальной характеристики преобразования от идеальной. *Дифференциальная нелинейность* — максимальное отклонение реальной характеристики преобразования от идеальной, которая наблюдается в соседних кодовых переходах.

Таким образом, разрешающая способность характеризует потенциальные возможности ЦАП, а совокупность точностных параметров определяет реализуемость такой потенциальной возможности. Только в идеальных ЦАП точность совпадает с разрешающей способностью. В большинстве ЦАП колебания напряжения источников

питания и температура окружающей среды вызывают существенные изменения характеристик точности преобразования. Большая часть этих изменений обычно не приводится, и их допустимость приходится проверять уже при испытаниях ЦАП в составе аппаратуры.

Наиболее важными из параметров ЦАП, характеризующих его быстродействие, являются следующие. *Время преобразования* — время, которое требуется выходному напряжению ЦАП, чтобы перейти из одного установившегося значения в другое с точностью установления, равной 0,5 МЗР. Время преобразования обычно измеряется при изменении  $U_{\text{вых}}$  от 0 до  $U_{\text{оп}}$ . Для одного и того же ЦАП время преобразования будет разным в зависимости от того, что измеряется — установление тока или напряжения и на какой нагрузке. *Скорость нарастания*  $U_{\text{вых}}$  — максимальная скорость изменения выходного напряжения ЦАП. *Время установления* — время, определяемое аналогично времени преобразования при переходе преобразования при переходе входного цифрового слова к соседней кодовой комбинации.

#### 9.4. ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ

Из описания работы структур ЦАП следует, что выходное напряжение ЦАП непосредственно связано с напряжением опорного источника  $U_{\text{оп}}$ . Все современные БИС ЦАП и большинство БИС АЦП требуют применения внешнего источника опорного напряжения. Проектирование источника  $U_{\text{оп}}$  до сих пор не является простой задачей и особенно, если необходима стабильность  $U_{\text{оп}}$  лучше 0,01% в широком диапазоне изменения напряжения источников питания и температуры окружающей среды. Непросто построить и источник  $U_{\text{оп}}$ , если требуется отдать в нагрузку ток больше 10 мА и сохранить низкое выходное сопротивление при быстрых изменениях тока нагрузки.

В тех случаях, когда ЦАП или АЦП не содержат встроенного источника опорного напряжения, его проектируют на базе ОУ. При этом непосредственно опорное напряжение формирует опорный элемент (обычно стабилитрон), а ОУ обеспечивает требуемый режим работы опорного элемента и его согласование с нагрузкой.

Вольт-амперная характеристика стабилитрона (рис. 9.4, а) не параллельна оси тока в рабочей области стабилитрона, поскольку его динамическое сопротивление  $r_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{ст}} / \Delta I_{\text{ст}}$  конечно и примерно равно 10 Ом. Сопротивление  $r_{\text{ст}}$  образует с нагрузкой  $R_{\text{н}}$  делитель (рис. 9.4, б), уменьшающий выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ . Например, при отключенной нагрузке  $I_{\text{ст}} = 7,5$  мА, напряжение  $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} = 6$  В. Однако при подключении нагрузки с сопротивлением 5 кОм в нее ответвляется ток 1 мА и  $I_{\text{ст}} = 6,5$  мА, а напряжение  $U_{\text{вых}}$  уменьшается на 10 мВ. Следовательно, относительное изменение  $U_{\text{вых}}$  равно 0,16%. Кроме этого уменьшение  $I_{\text{ст}}$  изменяет относительный температурный коэффициент изменения напряжения  $U_{\text{ст}}$ . В то

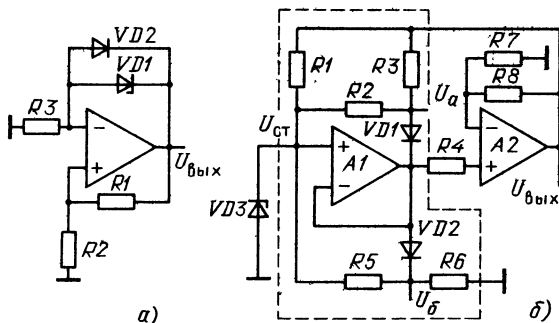
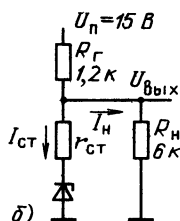
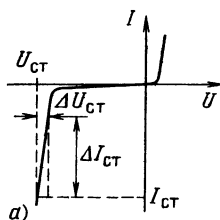


Рис. 9.5. Схемы простейшего (а) и прецизионного (б) источников опорного напряжения

Рис. 9.4. Вольт-амперная характеристика стабилизатора (а) и его обобщенная схема включения (б)

же время при изменении напряжения питания на  $\Delta U_n$  изменяется  $U_{\text{вых}}$  на величину  $\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_n r_{\text{CT}} / (r_{\text{CT}} + R_r)$ . Например, если  $\Delta U_n = 1,2 \text{ В}$ , то  $\Delta U_{\text{вых}} \approx 10 \text{ мВ}$ .

Зависимость  $U_{\text{вых}}$  от  $U_n$  можно существенно уменьшить включением вместо  $R_r$  транзисторного генератора постоянного тока с выходным сопротивлением  $R_{\text{вых}} \gg r_{\text{CT}}$ . Несмотря на то, что сопротивление  $R_{\text{вых}}$  генератора тока может меняться при изменении  $U_n$ , его величина (около 200 кОм) остается значительно больше  $r_{\text{CT}}$ . В свою очередь, зависимость  $U_{\text{вых}}$  от  $I_n$  можно практически исключить, подключив  $R_n$  к стабилизатору через повторитель на ОУ.

В одной из наиболее простых практических схем источника опорного напряжения на ОУ почти исключено влияние  $U_n$  на  $U_{\text{вых}}$  благодаря введению положительной ОС (рис. 9.5, а). Цепь положительной ОС с выхода на неинвертирующий вход ОУ образуют резисторы  $R_1, R_2$ . Коэффициент передачи по цепи положительной ОС, равный  $\beta_n = R_2 / (R_1 + R_2)$ , должен быть меньше единицы, чтобы исключить самовозбуждение ОУ. Выходное напряжение источника  $U_{\text{вых}} = U_{\text{CT}} / (1 - \beta_n)$ . Неинвертирующий вход ОУ смещается цепью  $R_1 R_2$  в сторону положительного напряжения  $U_n^+$ , благодаря чему можно заземлить резистор  $R_3$ , задающий ток в стабилизаторе  $VD1$ , и вывод подключения отрицательного напряжения  $U_n$  питания ОУ. Ток через стабилизатор в этой схеме  $I_{\text{CT}} = \beta_n U_{\text{CT}} / R_3 (1 - \beta_n)$ . Диод  $VD2$  обеспечивает надежный выход в линейный режим работы источника опорного напряжения при включении питания. При выборе значения  $\beta_n$  необходимо учитывать, что для нормальной работы большинства современных ОУ напряжение на неинвертирующем входе должно быть больше на 2...3 В напряжения  $U_n^+$ . Выбирать сопротивления  $R_1, R_2$  необходимо с учетом максимально допусти-

мого выходного тока использованного ОУ. Дрейфовые характеристики описанного источника определяются стабилитроном  $VD1$ .

Для того чтобы получить температурный дрейф выходного напряжения меньше дрейфа напряжения стабилитрона, в схему источника включается компенсатор на ОУ (рис. 9.5, б). Использование компенсатора (обведен штриховой линией) позволяет в широком диапазоне изменения температуры ( $-55...+125^\circ\text{C}$ ) обеспечивать стабильность выходного напряжения, равного 10 В, с точностью 0,1%. В этой схеме сопротивления  $R2$ ,  $R5$  подбираются в зависимости от температурных характеристик диодов  $VD1$ ,  $VD2$  и стабилитрона  $VD3$ .

Для любого полупроводникового стабилитрона существует значение тока, при котором минимален температурный дрейф его напряжения. Обычно именно при этом токе в технических условиях на стабилитрон приводятся его дрейфовые параметры. Если значение этого тока  $I_{ст0}$  неизвестно, то его нетрудно определить экспериментально. Для этого получают зависимости  $U_{ст}$  от  $I_{ст}$  при трех значениях температуры: наибольшей, наименьшей и нормальной. Эти зависимости при некотором значении тока  $I_{ст0}$  будут пересекаться либо различия в значениях  $U_{ст}$  при некотором  $I_{ст0}$  будут минимальны. Таким образом, будет получено оптимальное напряжение стабилитрона  $U_{ст0}$ . При требуемом выходном напряжении  $U_0$  сопротивление резистора  $R1$ , определяющего ток в стабилитроне, вычисляется из выражения  $R1 = (U_0 - U_{ст0}) / I_{ст}$ . Сопротивления резисторов  $R7$ ,  $R8$ , определяющих коэффициент передачи  $A2$ , устанавливаются так, чтобы  $U_0 = U_{ст0}(R_7 + R_8) / R_7$ . Сопротивления  $R7$ ,  $R8$  рассчитываются с точностью выше 0,1%.

Обычно для полупроводниковых стабилитронов дрейф напряжения положительный, т. е.  $U_{ст}$  увеличивается при повышении температуры. В компенсаторе, выполненном на  $A1$ , цепь  $R5R6$   $VD2$  (рис. 9.5, б), обеспечивает отрицательный температурный дрейф выходного напряжения  $U_0$ , а цепь  $R2R3$   $VD1$  дает положительный температурный дрейф напряжения  $U_a$ . Таким образом, если температурный дрейф  $U_{ст}$  положителен, то цепь  $R2R3$   $VD1$  можно исключить из схемы. При отрицательном температурном дрейфе  $U_{ст}$  исключается цепь  $R5R6$   $VD2$ .

Рассчитаем сопротивления  $R2$ ,  $R5$ , предполагая положительным температурный дрейф  $U_{ст}$ . Для расчета необходимо знать значения напряжения  $U_{00}$  при нормальной температуре ( $25^\circ\text{C}$ ). Падение напряжения на диоде  $VD1$  имеет отрицательный температурный дрейф, т. е. уменьшается при повышении температуры. Вследствие этого изменяется падение напряжения на  $R5$  и, следовательно, ток через этот резистор. При уменьшении падения напряжения на  $R5$  ток, отбираемый цепью  $R5R6$ , уменьшается и увеличивается ток через стабилитрон. Чтобы вычислить сопротивление  $R5$ , необходимо знать максимальные напряжения  $U_{ст}$  и  $U_0$  при измене-

нии температуры от нормальной до максимальной у данного прибора. Тогда  $R_5 = \Delta U_6 / \Delta I_5$ , где  $\Delta I_5 = \Delta U_{\text{ст}} / r_{\text{ст}}$ ,  $r_{\text{ст}}$  — сопротивление стабилитрона при  $I_{\text{ст}} = I_{\text{ст}0}$ . Сопротивление  $R_6$  выбирается с таким расчетом, чтобы обеспечивался ток через  $VD2$  больше чем  $I_5 + \Delta I_5$ , где  $I_5 = U_d / R_5$ ,  $U_d$  — падение напряжения на  $VD2$ .

В качестве  $A1$ ,  $A2$  следует выбирать ОУ, у которых дрейф напряжения смещения нуля  $U_{\text{см}}$  значительно меньше скомпенсированного дрейфа напряжения  $U_{\text{ст}}$ . В показанной схеме целесообразно использовать ОУ К140УД14 или К140УД17 с дрейфом  $U_{\text{см}}$  меньше 5 мкВ/°С.

При разработке прецизионных преобразователей аналоговых величин часто необходимы двухполярные источники опорных напряжений. Известные схемы таких источников строятся на резисторных делителях и имеют большое выходное сопротивление. В схеме на рис. 9.6 ток стабилитрона задается транзисторными генераторами тока. Если характеристики  $p-n-p$  и  $n-p-n$  транзисторов абсолютно идентичны, то  $I_1 = I_2 = U_{\text{ЭБ}} / R_3$ . В реальных схемах  $I_1 \neq I_2$ , однако ток  $\Delta I = |I_1 - I_2|$  не влияет на работу схемы благодаря действию цепи ОС ОУ. При любых сопротивлениях  $R1$ ,  $R2$  напряжение  $U_{\text{вых}}$  устанавливается таким, чтобы на инвертирующем входе ОУ напряжение было равно нулю. Пренебрегая входным током ОУ, можно рассчитать ток через резисторы  $R1$ ,  $R2$  из выражения  $I = U_{\text{ст}} / (R_1 + R_2)$ . Значения  $U_{\text{вых1}} = IR_2$  и  $U_{\text{вых2}} = -IR_1$  определяется падениями напряжений соответственно на резисторах  $R1$  и  $R2$ . Изменяем отношения  $R_1 R_2$  можно получить изменение  $U_{\text{вых1}}$  от 0 до  $+U_{\text{ст}}$ , а  $U_{\text{вых2}}$  от 0 до  $-U_{\text{ст}}$ . Однако независимо от величины  $R_1 / R_2$  будет сохраняться  $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = U_{\text{ст}}$ . Ток через стабилитрон  $I_{\text{ст}} = U_{\text{ЭБ}} / R_3$ , где  $U_{\text{ЭБ}}$  — падение напряжения на эмиттерно-базовом переходе транзистора  $VT1$  или  $VT2$ . При увеличении температуры этот ток уменьшается с температурным коэффициентом, примерно равным  $0,3\%/^\circ\text{С}$ . Следовательно, увеличение температуры приведет к появлению отрицательной составляющей температурного дрейфа напряжения  $U_{\text{ст}}$ , равной  $(3 \cdot 10^{-3} U_{\text{ЭБ}} r_{\text{ст}} / R_3) / ^\circ\text{С}$ , уменьшающей либо полностью компенсирующей собственный положительный дрейф  $U_{\text{ст}}$ .

Сопротивление  $R4$  задает ток через транзисторы  $VT1$  и  $VT2$ . Этот ток, равный  $(U_n - 2U_{\text{ЭБ}}) / R_4$ , достаточно установить около 1 мА. Если необходимо однополярное положительное опорное напряжение, то  $A2$  можно исключить из схемы. Дополнительное преимущество

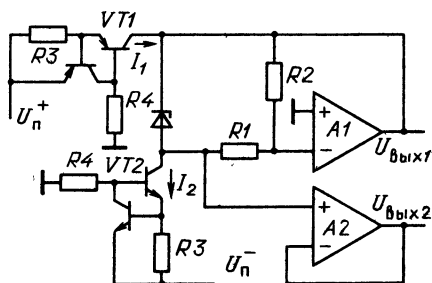


Рис. 9.6. Схема двухполярного источника опорного напряжения



щество этого источника опорного напряжения состоит в том, что стабилитрон не подключается непосредственно ни к одному источнику напряжения питания. Тем самым полностью исключается влияние на выходное напряжение высокочастотных флуктуаций, имеющих место даже на общей шине в сложном приборе.

## 9.5. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ БИС ЦАП

Недостаточно знать перечень характеристик современных БИС ЦАП и основные схемы включения для их успешного применения.

Существенное влияние на результаты применения БИС ЦАП оказывает выполнение эксплуатационных требований, обусловленных особенностями конкретной микросхемы ЦАП. К таким требованиям относится не только использование допустимых входных сигналов, напряжения источников питания, емкости и сопротивления нагрузки, но и выполнение очередности включения разных источников питания, разделение цепей подключения источников питания и общей шины в микросхеме, применение фильтров и т. д.

Для прецизионных ЦАП особое значение приобретает выходное напряжение шума. Особенность проблемы шума в ЦАП заключается в наличии на его выходе всплесков напряжения, вызванных замыканием ключей внутри преобразователя. По амплитуде эти всплески могут достигать нескольких десятков МЗР и создавать трудности в работе следующих за ЦАП устройств обработки аналоговых сигналов. Обычно не удается полностью избавиться от этих всплесков напряжения ни с помощью фильтров нижних частот, ни с помощью полосовых фильтров. Кардинальным решением проблемы подавления таких всплесков является использование на выходе ЦАП устройств выборки-хранения (см. гл. 8). УВХ управляются от цифровой части системы, формирующей новые кодовые комбинации на входе ЦАП. Перед подачей новой кодовой комбинации УВХ переводится в режим хранения, размыкая цепь передачи аналогового сигнала на выход. Благодаря этому всплеск выходного напряжения ЦАП не попадает на выход УВХ, которое затем переводится в режим слежения, повторяя выходной сигнал ЦАП. Таким образом, УВХ выполняет функцию практически идеального фильтра для выходного сигнала ЦАП. Частные особенности применения имеет каждая из микросхем ЦАП серий 572, 594, 1108, 1118.

Специальное внимание при построении ЦАП на базе БИС серии 572 необходимо уделять выбору ОУ и его включению. Поскольку выходным сигналом этих ЦАП являются весовые токи, при изменении входного тока ОУ в температурном диапазоне должно выполняться условие  $I_{вх} < U_{оп}/2^{N+1} \cdot R$ . При изменении входного цифрового слова ЦАП на выходе ОУ будет действовать ошибка, обусловленная его напряжением  $U_{см}$  и равная  $U_{см}(1 + R_{о.с}/R_{м})$ . Поскольку отношение  $R_{о.с}/R_{м}$  изменяется от 1 до 0, ошибка, обусловленная  $U_{см}$ , изменяется в диапазоне  $(1...2)U_{см}$ . Влиянием напряжения

$U_{см}$  можно пренебречь при использовании ОУ, у которых  $U_{см} \ll \ll U_{оп}/2^N$  [51].

Точность работы ЦАП может ухудшить выбор ОУ со сравнительно малым собственным коэффициентом усиления  $K'_U$ . Можно пренебречь влиянием  $K'_U$ , если его величина удовлетворяет неравенству  $K'_U \gg 2^{N+1}$ .

Вследствие большой площади транзисторов  $VT1 - VT5$  и  $VT1' - VT5'$  с уменьшенным сопротивлением в открытом состоянии значительна выходная мощность  $C_{вых}$  у КМОП ЦАП (40...120 пФ в зависимости от кода входного цифрового слова). Эта емкость оказывает существенное влияние на время установления выходного напряжения ОУ до требуемой точности. Объясняется это тем, что  $C_{вых}$ , действующая между инвертирующим входом ОУ и общей шиной, образует полюс на частоте  $f_p = 1/2\pi R_m C_{вых}$ . Если  $f_p < f_T$ , то исходная однополюсная АЧХ ОУ становится двухполюсной, а переходный процесс установления  $U_{вых}$  — колебательным. Чтобы уменьшить действие полюса на время установления выходного напряжения ОУ, резистор  $R_{о.с}$  шунтируют конденсатором  $C_{о.с}$ . Благодаря этому при частоте  $f_0 = 1/2\pi R_{о.с} C_{о.с}$  появляется нуль на АЧХ. Если  $f_0 = f_p$ , то переходной процесс установления  $U_{вых}$  становится апериодическим. Поскольку  $U_{вых}$  зависит от кода цифрового входного слова ЦАП, равенство  $f_0 = f_p$  можно выполнить только для какой-либо одной кодовой комбинации, что снижает эффективность действия  $C_{о.с}$ . Влияние изменения  $R_m$  можно уменьшить, шунтируя инвертирующий вход ОУ резистором  $R_{ш}$ . Тогда полюс появится на частоте  $f'_p = 1/2\pi C_{вых} (R_m \parallel R_{ш})$  и при  $R_{ш} < R_m$  частота  $f'_p$  будет меньше зависеть от  $R_m$ , чем  $f_p$ . В зависимости от частоты единичного усиления  $f_T$  используемого ОУ рекомендуется  $R_{ш}$  и  $C_{о.с}$  рассчитывать из равенства  $(R_m \parallel R_{ш}) C_{вых} = R_{о.с} C_{о.с} = (1 + \sqrt{1 + 8\pi f_T R_{о.с} C_{вых}}) / 4\pi f_T$ .

При выполнении этого условия обеспечивается минимальное время установления выходного напряжения ОУ в диапазоне изменения  $U_{вых} = \pm 100$  мВ, т. е. в зоне линейной работы входного каскада ОУ. При больших изменениях  $U_{вых} > 1$  В скорость изменения выходного напряжения определяется скоростью нарастания ОУ, если  $\Delta U_{вых} / R_{о.с} C_{вых} > v$ . Например, в ЦАП К572ПА1 при  $U_{оп} = \Delta U_{вых} = 10$  В,  $R_{о.с} = 10$  кОм и  $C_{вых} = 100$  пФ ОУ не будет существенно влиять на скорость нарастания  $U_{вых}$ , если  $v > 10$  В/мкс.

Подключением к выходу ЦАП К572ПА1 дополнительного ОУ, обеспечивающего балансировку смещения (см. рис. 9.3, а), можно получить биполярное выходное напряжение. Схема балансировки выполняет инверсию выходных токов ЦАП таким образом, что выходное напряжение ОУ изменяется в диапазоне от  $+U_{оп}$ , когда на всех входах ЦАП уровни лог. 0, до  $-U_{оп}(1 - 2^{-N})$ , если на всех входах уровни лог. 1. Выходное напряжение равно нулю при входном коде 1000...0. Возможный разброс сопротивлений преци-

зионных резисторов  $R1$  можно скомпенсировать с помощью подстроечного резистора. Выходное напряжение  $A1$  определяется

выражением  $U_{\text{оп}}(1 - 2 \sum_{i=1}^{10} x_i \cdot 2^{-i})$ .

Влияние  $C_{\text{вых}}$  на быстродействие ЦАП можно практически устранить включением К572ПА1 в режим переключателя напряжения (рис. 9.7, а). В этой схеме выходы транзисторов  $VT_i$ ,  $VT_i$  соединены с общей шиной и низкоомным источником опорного напряжения (вывод 1). Выходная емкость такой перевернутой резисторной матрицы, образованная распределенными емкостями двух резисторов  $R$  и  $2R$  (см. рис. 9.3, а), невелика (около 10 пФ) и благодаря этому собственное время установления  $U_{\text{вых}}$  ЦАП не превышает 1 мкс. Если в схеме использовать ОУ К154УДЗ, то общее время установления  $U_{\text{вых}}$  с точностью 0,1% не превышает 2 мкс. В отличие от основной схемы включения К572ПА1 в приведенной на рис. 9.7, а допускается подача на вывод 1 только положительного напряжения  $U_{\text{оп}}$ . Максимальное значение  $U_{\text{оп}} = 3,5$  В для К572ПА2 и К572ПВ1 в аналогичном включении. Последнее объясняется тем, что сопротивление открытого МОП транзистора увеличивается при возрастании напряжений затвор-исток и, следовательно, изменяются сопротивления резисторов  $2R$  матрицы. Это приводит к увеличению дифференциальной нелинейности преобразования, которое в К572ПА1 близко к 0,1% при  $U_{\text{оп}} = 3,5$  В, а в К572ПА2 при  $U_{\text{оп}} = 2,5$  В уже достигает 0,05%. Дополнительное преимущество описываемого включения КМОП ЦАП состоит в том, что можно получить выходное напряжение одинаковой с  $U_{\text{оп}}$  полярностью (рис. 9.7, б). Благодаря этому для питания ЦАП достаточно одного источника напряжения. Если отключить резистор  $R1$  от общей шины и соединить его с выводом 1, получим биполярный ЦАП, работающий в смещенном двоичном коде.

При использовании БИС К572ПВ1 в описываемом включении (см. рис. П8, б) целесообразно в качестве  $R_{\text{о.с}}$  использовать один из его внутренних резисторов. Это позволяет получить согласование температурного коэффициента резисторной матрицы с  $R_{\text{о.с}}$  и, следовательно, высокую точность преобразования в широком температурном диапазоне. На вывод 17 подается напряжение лог. 1, чтобы перевести внутренних регистр последовательного приближения в режим запоминающего регистра. Запись информации в этот регистр происходит после подачи на вывод 25 двух подряд импульсов по 5 мкс. При этом вывод 27 должен быть заземлен. Для очищения регистров на вывод 27 подается напряжение лог. 1.

Для преобразования 16-разрядного кода в аналоговый сигнал можно воспользоваться последовательным соединением двух 12-разрядных ЦАП К572ПА2 [52]. При этом динамический диапазон выходных сигналов определяется произведением динамических диапазонов каждого преобразователя, а точность — суммой их



напряжение лог. 1 около  $0,7U_{\text{п.1}}$ . Рекомендуется источник напряжения  $U_{\text{оп}}$  подключать к выводу 23 через температурно-стабильный резистор сопротивлением около 20 Ом либо через подстроечный резистор сопротивлением 100 Ом. По этой цепи протекает ток около 0,5 мА [53]. В состав БИС входят компоненты, позволяющие расширить функциональные возможности ЦАП К594ПА1 (рис. 9.8). Например, включив в цепь ОС в дополнение к резистору  $R_1$  резистор  $R_2$ , можно перейти от традиционного диапазона изменения  $U_{\text{вых}} = 0 \dots 10$  В к диапазону  $0 \dots 20$  В. Резисторы  $R_1 - R_3$  оказываются особенно полезными при построении АЦП на базе К594ПА1, поскольку их ТКС одинаков и совпадает с ТКС резисторов внутренней матрицы ЦАП. С помощью резистора  $R_3$ , как показано на рис. 9.8, нетрудно организовать двухполярное изменение выходного напряжения в диапазонах  $\pm 2,5$ ;  $\pm 5$ ;  $\pm 10$  В. При этом функцию знакового разряда выполняет старший значащий разряд (СЗР). Резистор  $R_{\text{п}}$  обеспечивает подстройку диапазона изменения  $U_{\text{вых}}$ . К выводу 23 можно подключить источник  $U_{\text{оп}}$  непосредственно, если подстройка с помощью  $R_{\text{п}}$  не требуется. Разрешается подключаться также к выводу 22 через резистор 20 кОм, например, для дополнительной коррекции АЧХ внутреннего ОУ. При этом следует иметь в виду, что этот внешний резистор может существенно влиять на выходной ток ЦАП, равный 2 мА [54].

Цифро-аналоговый преобразователь К1108ПА1 изготавливается по биполярной технологии с диэлектрической изоляцией компонентов, за счет чего значительно уменьшаются паразитные емкости, действующие в коллекторных цепях транзисторов, и почти на порядок увеличивается быстродействие по сравнению с К594ПА1. Вывод 8 токового выхода ЦАП (рис. 9.9) целесообразно шунтировать диодом, чтобы изменение напряжения на этом выводе не превышало по абсолютной величине 0,7 В. В основной схеме включения ЦАП (рис. П8) обеспечено изменение  $U_{\text{вых}}$  в диапазоне  $0 \dots 10$  В. Однако, включив в цепь ОС внешнего усилителя А1 в дополнение к резистору  $R_{\text{о.с1}}$  еще резистор  $R_{\text{о.с2}}$  (рис. 9.9), можно расширить диапазон

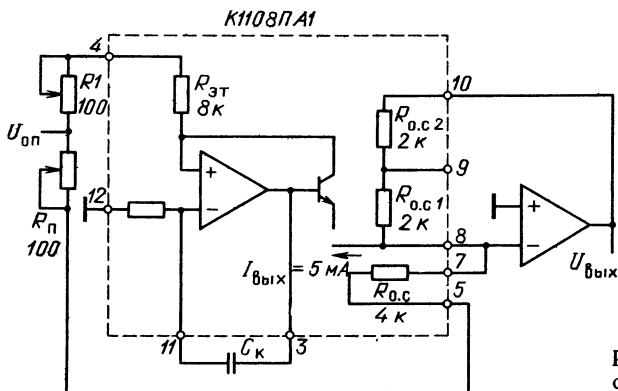


Рис. 9.9. Структурная схема ЦАП К1108ПА1

изменения  $U_{\text{вых}}$  до 0...20 В. На рис. 9.9 показано, как с помощью внутреннего резистора  $R_{\text{о.с}}$  и внешнего подстроечного резистора  $R_{\text{п}}$  организовать двухполярное изменение  $U_{\text{вых}}$  в диапазонах  $\pm 5$  или  $\pm 10$  В. Роль знакового разряда в этом случае будет играть СЗР. С помощью резистора  $R_{\text{п}}$  подстраивается диапазон изменения  $U_{\text{вых}}$ . Следует иметь в виду, что отечественной промышленности пока не выпускается ОУ такого быстродействия, при котором можно было бы полностью использовать динамические свойства БИС К1108ПА1 (включая ОУ К154УД4). Типовое время преобразования для БИС К1108ПА1 равно 200 нс с точностью 0,01%, а в ОУ К154УД4 время установления выходного напряжения 500 нс с точностью 0,1%. Рекомендуемые емкости корректирующего конденсатора  $C_{\text{к}}$  лежат в диапазоне 10...100 пФ.

Чтобы обеспечить максимальное быстродействие ЦАП, необходимо добиться согласования его выходов с нагрузкой. При этом

Рис. 9.10. Схема включения ЦАП К1118ПА1 для управления от ТТЛ логических схем

необходимо следить за тем, чтобы на выводах 14 и 15 напряжение находилось в пределах  $—1,3...2,5$  В при любых значениях выходного тока. Если используется только один выход, то второй должен быть подключен к общей шине непосредственно или через резистор сопротивлением менее 25 Ом. Для достижения максимальной точности преобразования необходимо применять термостабильные резисторы  $R_1$  и  $R_2$ . Напряжение на выводе 12 не должно превышать 15 В. При использовании обоих выходов ЦАП необходимо учитывать, что приращения протекающих по этим цепям токов равны по величине, но противоположны по знаку.

Значительно большими функциональными возможностями обладает ЦАП КР1118ПА2. На входе этого ЦАП имеется 11-разрядный регистр. В ЦАП использован комбинированный способ взвешивания разрядных токов, что позволило исключить влияние геометрии транзисторов и резисторов, а также технологического разброса размеров этих элементов на точностные параметры [57]. Выходное напряжение ЦАП при колебаниях температуры и напряжения питания стабилизируется внутренним ОУ посредством сравнения с  $U_{оп} = -1,024$  В. Для компенсации погрешностей преобразования ЦАП напряжение  $U_{оп}$  можно регулировать в пределах  $—0,8...—1,2$  В. При этом сопротивление нагрузки  $R_n$  (см. рис. П9, б.) должно быть не менее 10 кОм. Подключаемый к выводу 3 конденсатор корректирует АЧХ ОУ. Для работы БИС КР1118ПА2 от ТТЛ схем необходимо к выводу 9 подключить второй источник питания  $U_{п2} = 5$  В. Необходимо при применении ЦАП учитывать, что выводы 5, 6, 8 соединены с общей шиной аналоговой части БИС, а вывод 10 с общей шиной цифровой части БИС. Для работы от парафазных информационных и управляющих цифровых сигналов на выводы 11 (14) и 12 (13) должны подаваться парафазные сигналы от генераторов стробирующих тактовых импульсов.

Наличие десяти информационных, синхронизирующего и пяти управляющих цифровых входов позволяет (см. табл. 9.1): преобразовывать в напряжение прямой или обратный двоичный или биполярный с дополнением до двух код; устанавливать выходное напряжение в конечную точку характеристики преобразования, не меняя входного кода; устанавливать выходное напряжение в начальную точку характеристики преобразования, не меняя входного кода и состояния триггеров внутреннего регистра.

Таблица 9.1

**Режим работы ЦАП КР1118ПА2**

Режим	Код на входе БИС						$U_{вых}$ , В	Тип входного кода и режим работы
	C	H	L	2CD10B	D11..D10A			
1	1	0	0	1	0	00...00 11...11	0 —1,023	Прямой параллельный двоичный код

Режим	Код на входе БИС						$U_{\text{вых}}, \text{В}$	Тип входного кода и режим работы
	C	H	L	2CD10B	D1	D10A		
2	1	1	1	1	1	00...00 11...11	—1,023 0	Обратный параллельный двоичный код
3	1	0	0	0	0	10...00 11...11 00...00 01...11	0 —0,511 —0,512 —1,023	Прямой параллельный биполярный код, дополняющий до двух
4	1	1	1	0	1	10...00 11...11 00...00 01...11	—1,023 —0,512 —0,511 0	Обратный параллельный биполярный код, дополняющий до двух
5	1	1	0	×	×	××...××	—1,024	Режим установки конечной точки характеристики преобразования
6	1	0	1	×	×	××...××	0	Режим установки начальной точки характеристики преобразования
7	0	×	×	×	×	××...××	0	Режим стробирования выхода регистра

Неиспользуемые разрядные входы ЦАП могут оставаться незадействованными, что будет соответствовать подаче на них напряжения лог. 1. Эти входы можно подключить через резисторы сопротивлением 45 кОм к источнику  $U_{п2}$ , если требуется подать на них напряжение лог. 0. В табл. 9.1 знаком × обозначено произвольное состояние, а  $U_{\text{вых}}$  в режимах 1—6 устанавливается после подачи фронта импульса на вывод 12.

## ГЛАВА 10.

### ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМАЯ ОБРАБОТКА АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ.

Снижение стоимости микропроцессоров и ЦАП сделало экономически целесообразным автоматическую обработку под управлением микроконтроллеров аналоговых сигналов в малых измерительных и управляющих системах. Такие системы требуют минимального внимания от оператора, так как микропроцессор обеспечивает их «разумность». Программируемые цифро-аналоговые системы используются сейчас для управления производственными процессами, поддержания искусственного климата, управления автомобилями, в медицинской



электронной аппаратуре, в аппаратуре высококачественного воспроизведения звука, в быту и т. д. Описание схем некоторых устройств этого типа приведено ниже.

В системах цифрового управления обработкой аналоговых сигналов наибольшее распространение получили два варианта их построения. В первом ЦАП применяется в каждом канале аналогового сигнала, а во втором варианте выход одного ЦАП подключен ко многим УВХ. Необходимость решения задачи хранения аналоговой информации при сопряжении микроЭВМ со многими исполнительными устройствами, управляемыми аналоговыми сигналами, возникает тогда, когда необходимо либо одновременно выдавать результат работы ЭВМ на многие датчики, либо управлять работой медленнодействующих устройств (изменение температуры, наведение антенн и др.). В системе, использующей ЦАП в каждом канале, информация хранится в буферном регистре (например, если это ЦАП К572ПА2), т. е. выходной аналоговый сигнал поддерживается постоянным сколь угодно долго. В то же время если применить один ЦАП с несколькими УВХ для хранения информации, то она будет теряться из-за разряда запоминающего конденсатора УВХ (см. гл. 8). Когда время хранения должно быть большим, целесообразно применять первый вариант, т. е. хранить информацию в цифровой форме. Если время хранения аналоговой информации невелико, то очевидно преимущество второго варианта, который и проще, и дешевле.

Кроме подсистем вывода цифровой информации на исполнительные устройства, управляемые аналоговыми сигналами, ЦАП в современной электронной аппаратуре широко применяют для цифрового управления обработкой аналоговых сигналов. Используя ЦАП, можно синтезировать любой сигнал и выполнять различные математические операции над аналоговыми сигналами под управлением микроЭВМ.

## 10.1. УСИЛИТЕЛИ С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Усилители с программируемым коэффициентом передачи нашли широкое применение в автоматике и вычислительной технике. В частности, они используются для расширения динамического диапазона системы связи ЭВМ с объектом. В настоящее время повышение точности и быстродействия таких усилителей весьма актуально в связи с массовым внедрением в средства измерения и преобразования информационно-измерительных систем, в основе которых лежит микроЭВМ.

Большинство существующих программируемых усилителей строятся на ОУ. Коэффициент передачи таких усилителей определяется глубиной ОС, которая изменяется под управлением аналогового мультимплексора. Последний обычно подключает к цепи ОС резисторы в соответствии с управляющим цифровым кодом.

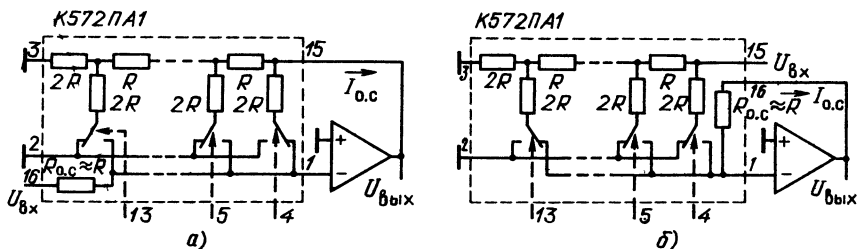


Рис. 10.1. Схемы программируемых усилителей с КМОП ЦАП в цепи обратной связи (а) и во входной цепи (б) ОУ

Использование КМОП ЦАП в цепи ОС ОУ позволяет непосредственно управлять коэффициентом передачи с помощью цифровых сигналов. На рис. 10.1 показаны на примере К572ПА1 включения КМОП ЦАП, обеспечивающие усиление и ослабление аналогового входного сигнала в зависимости от значения цифрового кода. В схеме на рис. 10.1, а матрица резисторов  $R$ - $2R$  включена между выходом и инвертирующим входом ОУ. Входной аналоговый сигнал подается на внешний вывод внутреннего резистора  $R_{o.c.}$ . Таким образом, выходное напряжение ОУ выполняет роль опорного напряжения ЦАП, а ток в цепи ОС  $I_{o.c.} = U_{вых}/R_m$ , где  $R_m = R/(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots$

$\dots + a_{10} 2^{-10}) = R/\sum_{i=1}^{10} a_i 2^{-i}$ . Поскольку  $U_{вх} = I_{o.c.} R_{o.c.}$ , то коэффициент

передачи такого ОУ при показанном на схеме включении ЦАП

равен  $K_U = -1/\sum_{i=1}^{10} a_i \cdot 2^{-i}$ . Величины  $a_1, a_2, \dots, a_{10}$  имеют значения

0 или 1 в зависимости от того, какое напряжение (лог. 0 или лог. 1) подается на входы ЦАП. Следовательно, коэффициент передачи входного напряжения изменяется от 0,999 (когда все  $a_i = 1$ ) до 1024 (когда только  $a_{10} = 1$ , а остальные  $a_i = 0$ ).

В отличие от рассмотренной схемы в представленной на рис. 10.1, б в цепь ОС ОУ включается постоянный внутренний резистор  $R_{o.c.}$ , содержащийся в ЦАП, а матрица резисторов с управляемым сопротивлением  $R_m$  используется в качестве входного резистора. Таким образом, ОУ вновь применяется в инвертирующем включении с постоянным резистором в цепи ОС, сопротивление которого  $R_{o.c.} \approx R < R_m$ . По существу схема является аттенуатором с цифровым управлением. Входной аналоговый сигнал выполняет роль опорного напряжения ЦАП. Ток, протекающий через резистор  $R_m$ , равен

$-I_{o.c.} = (U_{вх} \sum_{i=1}^{10} a_i 2^{-i})/R$ . Ток, протекающий по цепи ОС ОУ, равен

$I_{o.c.} = U_{вых}/R_{o.c.}$  Следовательно, коэффициент передачи ОУ при по-

казанном на схеме включения ЦАП равен  $K_U = - \sum_{i=1}^{10} a_i 2^{-i}$ . Коэф-

фициент передачи будет максимален ( $K_U = 1$ ), если все  $a_i = 1$ , т. е. когда на входы ЦАП поданы напряжения, соответствующие лог. 1. Если же  $a_{10} = 1$ , а все остальные  $a_i = 0$ , то коэффициент передачи  $U_{\text{вх}}$  будет минимален и равен  $K_U \approx 10^{-3}$ . В обеих схемах на рис. 10.1 значение  $K_U$  неопределено при  $a_i = 0$ , т. е. когда на все входы ЦАП поданы напряжения, соответствующие лог. 0. В этом случае в первой схеме  $K_U \gg 10^3$ , а во второй  $K_U \ll 10^{-3}$ . Обычно не возникает проблем с применением ЦАП в качестве аттенюатора. Вместе с тем если в схеме усилителя применен высокочастотный ОУ (например, К154УД3 или К154УД4), то возможно возникновение самовозбуждения, т. е. усилитель начинает генерировать произвольные сигналы при некоторых цифровых кодах на входе ЦАП. Объясняется это значительной (30 ... 120 пФ) паразитной емкостью ЦАП, действующей по цепи вывода 1. Для исключения влияния этой емкости обычно бывает достаточно включения между выходом и инвертирующим входом ОУ корректирующего конденсатора емкостью около 100 пФ. Чтобы уменьшить влияние входного тока ОУ на коэффициент передачи, неинвертирующий вход следует заземлить через резистор сопротивлением 10 кОм для ЦАП К572ПА1 и К572ПВ1 и 30 кОм для К572ПА2.

В рассмотренных выше схемах обычно проявляется прямо пропорциональная зависимость времени установления выходного напряжения от требуемого коэффициента передачи аттенюатора. Этот недостаток можно устранить двумя способами: введением положительной ОС [58] или с помощью программного управления коэффициентом передачи второго усилителя, включаемого в цепь общей ОС с аттенюатором [59].

Обычно чем большее усиление требуется в усилителе с программируемым коэффициентом передачи, тем хуже динамические характеристики схемы. Чтобы минимизировать влияние коэффициента усиления на время установления выходного напряжения ОУ в схеме на рис. 10.2, одновременно с изменением общего коэффициента передачи меняется соответствующим образом коэффициент передачи вспомогательного каскада усилителя.

Если АЧХ всего усилителя однополосная и отсутствует ограничение на скорость нарастания выходных напряжений обоих усилителей, то время установления  $U_{\text{вых}}$  определяется частотой среза двухкаскадного усилителя, охваченного цепью общей отрицательной ОС с помощью ЦАП1. Частота среза  $f_{\text{ср}} = f_n(1 + \beta K_o)$ , где  $K_o$  — это коэффициент усиления схемы при разомкнутой цепи общей ОС. Коэффициент передачи усилителя на базе А2 определяет ЦАП2. Коэффициент передачи всей схемы усилителя  $K_n = 1/\beta$ .

Время установления будет оставаться неизменным при всех значениях коэффициента передачи схемы, если изменять  $K_o$  пропор-

ционально изменениям  $K_n$  так, чтобы значение  $\beta K_0$  оставалось постоянным. Для достижения этого в схему и введен усилитель А2 с местной ОС, коэффициент передачи которого изменится с помощью ЦАП2. В [59] приведена схема, где в качестве ЦАП использованы резисторные сборки с ключами, выполненными на основе К590КН6. Было получено время установления напряжения 10 В с точностью 0,1%, равное 7 мкс, при изменении коэффициента передачи в диапазоне 1...128.

Управляемый с помощью ЦАП усилитель напряжения можно выполнить на базе перемножителя. Если на вход Х перемножителя подать аналоговый сигнал, а ко входу У подключить ЦАП, то изменение напряжения на выходе перемножителя будет определяться выражением  $U_{\text{вых}} = K_y U_x$ , где  $K_y = K_n U_y$ ,  $K_n$  — коэффициент передачи перемножителя. Регулирование безразмерного коэффициента  $K_y$  осуществляется с помощью напряжения  $U_y$ . По сравнению с регулируемыми усилителями на ОУ в усилителе на перемножителях серии 525 значительно шире полоса пропускания. При нелинейности передаточной характеристики менее 1% можно, например, с помощью К525ПС1 получить полосу пропускания до 1 МГц. Для этого необходимо воспользоваться либо низкоомными сопротивлениями в нагрузке К525ПС1 (порядка 100 Ом), либо схемой нагрузки, показанной на рис. 3.10. При использовании схемы на перемножителе в качестве аттенюатора ослабление в ней равно 0 дБ при максимальном управляющем напряжении. При уменьшении управляющего сигнала ослабление возрастает со скоростью 20 дБ на декаду. Однако такая скорость приращения коэффициента ослабления сохраняется только в небольшом диапазоне изменения управляющего сигнала, примерно равном 40 дБ. Более того, при уменьшении усиления возрастает коэффициент нелинейных искажений, который может достигать 5%. Такая величина нелинейных искажений не позволяет использовать перемножитель, например, для управления усилением в аппаратуре высококачественного

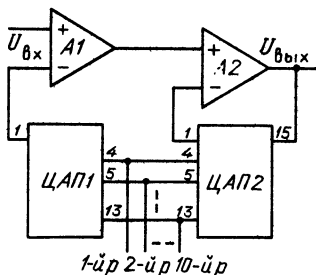


Рис. 10.2. Схема программируемого усилителя с постоянным временем установления

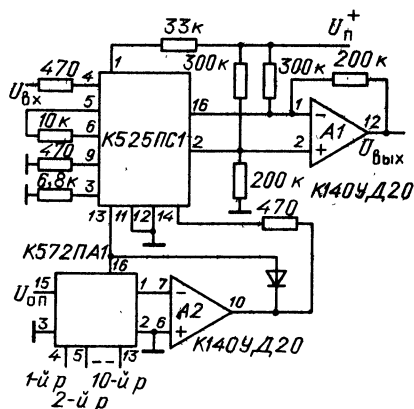


Рис. 10.3. Схема программируемого усилителя на перемножителе

воспроизведения и записи звуковых сигналов. Причина увеличения нелинейных искажений при расширении динамического диапазона управляющего напряжения лежит в основе самого метода нормирования токов, используемого в К525ПС1 [14].

Если необходимо сохранить на выходе с высокой точностью форму входного сигнала в широком динамическом диапазоне, можно воспользоваться схемой, в которой ЦАП введен в цепь управления током перемножителя К525ПС1 (рис. 10.3). На входе А2 включен ЦАП К572ПА1, на который подается отрицательное опорное напряжение. При смене цифрового кода на входе ЦАП изменяется напряжение на выходе А2. На базе А2 построен преобразователь напряжения в ток, обеспечивающий нормальный режим работы перемножителя. Чтобы устранить действие  $U_{см}$  усилителя А2, можно ввести обычную для К525ПС1 цепь регулировки (см. рис. 3.9) по входу Y (вывод 9). В схеме на рис. 10.3, включив вместо источника  $U_{оп}$  второй ЦАП К572ПА1, можно расширить ее динамический диапазон до 100 дБ и получить нелинейные искажения меньше 1%. Здесь К525ПС1 используется в нестандартном режиме работы — двухквadrантного (а не четырехквadrантного) перемножителя за счет того, что отключен генератор тока в узле умножения (вывод 15) и заземлены выводы 11 и 12. Напряжение  $U_{вх}$  может изменяться в диапазоне —10 ... +10 В. Следует иметь в виду, что точность работы преобразователя напряжения в ток на базе ЦАП существенно влияет на динамический диапазон ослабления сигналов.

На основе БИС К572ПА1 можно построить импульсный программируемый усилитель для рентгеноспектрометрического усилительно-преобразовательного тракта [60]. Схема чрезвычайно проста, поскольку состоит из трех последовательно включенных каскадов: буферного предусилителя на ОУ К574УД1 в инвертирующем включении, линейного аттенюатора на К572ПА1 и оконечного усилителя на ОУ К574УД1 в инвертирующем включении. Первый и третий каскады в основном введены для согласования с источником сигнала и нагрузкой самого аттенюатора на ЦАП. Импульсный сигнал с предусилителя подается на вход опорного напряжения ЦАП. БИС К572ПА1 включена по базовой схеме (см. гл. 9) с ОУ К574УД1 на выходе. Таким образом, ЦАП здесь используется непосредственно в канале передачи импульсного сигнала, а не в цепи ОС ОУ. Несмотря на это БИС К572ПА1 не оказывает существенного влияния на динамические характеристики схемы, если достаточна точность, соответствующая 8 разрядам при передаче импульсов длительностью от 0,5 до 10 мкс. В схеме была получена интегральная нелинейность характеристики регулирования 0,5%, а время нарастания импульса амплитудой 10 В на выходе такого импульсного усилителя не превышало 0,2 мкс. В диапазоне регулирования коэффициента передачи от 16 до 255 обеспечивалась передача входных сигналов амплитудой 0,5 ... 500 мВ.

Для работы с различными фотодиодными датчиками излучения можно применять специальный усилитель с программируемым коэффициентом передачи [61]. Такой усилитель обеспечивает режим короткого замыкания фотодиода, что позволяет значительно уменьшить влияние темнового тока фотодиода  $VDI$  и увеличить чувствительность фотоприемника при сохранении временного разрешения (рис. 10.4).

При напряжении на фотодиоде более 10 мВ обычно темновой ток обратносмещенного фотодиода почти не зависит от напряжения смещения. Если же напряжение смещения меньше или равно 1 мВ, то темновой ток практически пропорционален этому напряжению. В упрощенной (по сравнению с приведенной в [61]) схемы фотоприемника (рис. 10.4) применен ОУ К544УД2 с полевыми транзисторами на входе. Однако, обладая большим входным сопротивлением, этот ОУ имеет сравнительно большие напряжения смещения нуля и его температурный дрейф, что не позволяет обеспечить режим короткого замыкания для фотодиода без применения специального стабилизирующего канала. Такой канал реализован в схеме на базе А2, А3. Частота модуляции МДМ усилителя К140УД13 определяется емкостью  $C1$  и выбрана равной 2 кГц. Цепь  $R5C2$  образует фильтр нижней частоты с постоянной времени около 2,5 с, формирующий из демодулированного сигнала напряжение для компенсации  $U_{см}$  в А1. Это обеспечивает подавление сигнала модуляции до уровня шумового напряжения усилителя А1.

Коэффициент передачи стабилизирующего канала определяется произведением коэффициента усиления  $A_2$  на отношение  $R_4/R_3$  и составляет примерно 5000. Благодаря этому напряжение смещения фотодиода зависит только от напряжения смещения нуля ОУ К140УД13 и составляет около 20 мВ, что обеспечивает подавление темнового тока примерно в 500 раз.

Цифро-аналоговый преобразователь К572ПА1 включен, по существу, в цепь ОС  $A1$  и определяет его коэффициент передачи. На вход для опорного напряжения (вывод 15) выходное напряжение  $A1$  подается через резисторный делитель. Этот делитель предназначен для компенсации разброса чувствительности применяемых фотодиодов и разброса номинального выходного тока ЦАП. Емкость  $C_k$  подбирается такой величины, что-

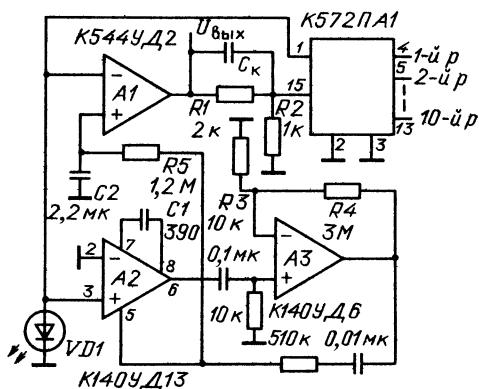


Рис. 10.4. Схема программируемого усилителя тока фотодиода

бы обеспечивалась устойчивая работа усилителя во всем диапазоне регулировки чувствительности и при изменении эквивалентного сопротивления фотодиода под действием света. Выходной ток ЦАП является входным током  $A1$  и равен  $U_{оп}/R_{\Sigma}$ , где  $R_{\Sigma}$  — сопротивление ЦАП между выводами 1 и 15, изменяемое программно,  $U_{оп}$  напряжение на выводе 15. Таким образом,  $U_{вых} = I_d R_{\Sigma} (R_1 + R_2) / R_2$ , где  $I_d$  — ток фотодиода.

При изменении кода цифрового управляющего сигнала на выход ЦАП проникают помехи амплитудой до 3 В и длительностью до 1 мкс. Для исключения действия этих коммутационных помех на выходе фотоприемника может быть включена схема выборки-хранения K1100СК2, которая перед изменением кода управления переводится в режим хранения, а затем примерно через 5 мкс в режим выборки (см. гл. 8).

Применение микропроцессоров сделало возможным реализацию контрольно-измерительных систем на базе унифицированного ряда программно-управляемых узлов, объединенных общим интерфейсом, который обеспечивает возможность программного доступа управляющего микропроцессора к основным функциональным узлам системы. Создание таких контрольно-измерительных систем требуется, например, для полной автоматизации процессов настройки, сбора и первичной обработки спектрометрических данных в реальном масштабе времени. В [62] описан один из модулей программно-управляемого радиоспектрометра — блок высокочастотной модуляции поляризующего магнитного поля с унифицированным выходом на магистраль микропроцессорной системы сбора и обработки спектрометрической информации. Блок содержит задающий генератор с фазовращателем опорного сигнала, формирователь амплитуды модуляции и усилитель мощности. Программно-управляемым является задатчик амплитуды модуляции, который устанавливает амплитуду синусоидального сигнала, поступающего на вход усилителя мощности. По существу эта часть блока модуляции выполняет функции управляемого микропроцессором аттенюатора. Масштабируемый цифровым кодом аналоговый сигнал подается на вход опорного напряжения ЦАП K572ПА1. Коэффициент ослабления этого сигнала с помощью ЦАП определяется 8-разрядным двоичным кодом, который поступает на цифровые входы ЦАП. Тем самым реализуется возможность установки с помощью микроЭВМ требуемой амплитуды модуляции поляризующего магнитного поля.

## 10.2. ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

С помощью ЦАП просто реализовать программное управление от ЭВМ выходными напряжением и током источников питания. Примеры таких источников приведены на рис. 10.5. Генератор тока на рис. 10.5, а построен на БИС K572ПА1 и сдвоенном ОУ K140УД20. При изменении кода на входе ЦАП происходит изменение тока через

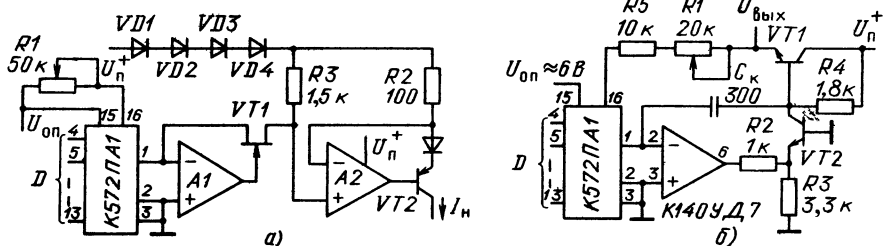


Рис. 10.5. Схемы программируемых источников тока (а) и напряжения (б)

транзистор  $VT1$  в диапазоне 0...1 мА. Вследствие этого напряжение на резисторе  $R3$ , а следовательно, и на  $R2$  изменяется на 1,5 В.

Выходной ток определяется из выражения  $I_n = U_{оп} / R_3 \sum_{i=1}^{10} a_i \cdot 2^{-i}$ .

Смещение диапазона изменения тока осуществляется резистором  $R1$ , а абсолютное значение тока определяет сопротивление  $R2$ . Стабилитрон обеспечивает смещение на 2...2,5 В синфазных напряжений на входах усилителя  $A2$ , что необходимо для его нормальной работы. Максимальное напряжение на нагрузке равно 25 В.

В схеме источника напряжения на рис. 10.5, б обычная цепь ОС ОУ с выхода устройства на вывод 16 ЦАП разомкнута и в нее введен мощный транзистор  $VT1$ . Транзистор  $VT2$ , включенный по схеме с общей базой, преобразует в ток изменение напряжения на выходе ОУ. На выходе ОУ устанавливается такое напряжение, при котором выходной ток ЦАП равен току в цепи резисторов  $R5, R1$ . Поэтому  $U_{вых} = DU_{оп} (R_1 + R_5) / R_m$ . Введение низкочастотных мощных транзисторов в цепь ОС ОУ может привести к его самовозбуждению. Для исключения самовозбуждения в схему включен корректирующий конденсатор  $C_k$ . Влияние разброса суммарного сопротивления ЦАП между выводами 1 и 15 на  $U_{вых}$  можно устранить подстройкой сопротивления  $R1$ .

В импульсном стабилизаторе на базе таймера (рис. 10.6) выходное напряжение изменяется с помощью ЦАП, управляющего пороговым напряжением внутренних компараторов таймера (см. гл. 7). При этом изменяется рабочая частота мультивибратора, определяющая  $U_{вых}$ . Стабилизатор содержит цепи регулирующей ОС и защиты выходного мощного транзистора от короткого замыкания. Таймер включен по схеме мультивибратора, генерирующего прямоугольные выходные сигналы, управляющие работой транзисторов  $VT1, VT2$ . При высоком выходном напряжении таймера транзисторы  $VT1, VT2$  насыщены в течение времени  $t_1 = 0,7 (R_1 + R_2) C_1$  и ток через индуктивность  $L$  поступает в нагрузку  $R_n$  и выходной конденсатор  $C1$ . При низком выходном напряжении тай-



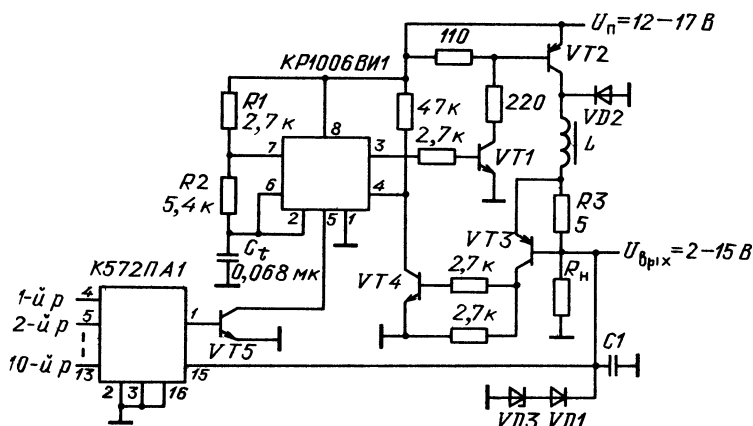


Рис. 10.6. Схема программируемого импульсного стабилизатора напряжения

мера транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  закрыты в течение времени  $t_2 = 0,7 R_2 C_2$  и в нагрузку отдается энергия, накопленная в реактивностях  $L$  и  $C1$ . Пока выходное напряжение меньше напряжения  $U_{э.б} R_{\Sigma} / R$ , при котором открывается транзистор  $VT5$ , последний не влияет на работу таймера. Между выводами 15 и 16 ЦАП К572ПА1 образуется программно-управляемый резисторный делитель со средней точкой на выводе 1. Напряжение на выводе 1 равно  $U_{\text{вых}} R_{\Sigma} / R$ , где  $R_{\Sigma}$  — сопротивление матрицы, изменяющееся от 10 кОм до  $\infty$  в зависимости от подаваемого на ЦАП цифрового слова,  $R \approx 10$  кОм. Как только выполняется равенство  $U_{\text{вых}} R / R_{\Sigma} = U_{э.б}$ , транзистор  $VT5$  открывается и напряжение на выводе 5 уменьшается до 0,1 В. Вследствие этого напряжение на выходе таймера переключается от  $U_n$  до 0. Таким образом модулируется длительность  $t_1$  передачи мощности от источника питания к нагрузке. Если на выводы 4—13 поданы напряжения лог. 0, т. е.  $R_{\Sigma} \rightarrow \infty$ , а напряжение на базе  $VT5$  примерно равно нулю, то на выходе стабилизатора установится среднее значение напряжения  $U_{\text{вых}} = t_1 U_{\text{вх}} f_{\Gamma}$ , где  $f_{\Gamma}$  — рабочая частота мультивибратора. Для защиты выходного транзистора  $VT2$  от перегрузки по току введена цепь ОС на транзисторах  $VT3$ ,  $VT4$ . Эта цепь ограничивает максимальный ток через  $VT2$  на уровне  $0,7 \text{ В} / R_3$ . Если падение напряжения на  $R3$  при увеличении тока в нагрузке становится больше 0,7 В, то транзисторы  $VT3$ ,  $VT4$  насыщаются. Вследствие этого напряжение на выводе 4 уменьшается до 0,1 В, генерирование таймером импульсов прекращается, на его выходе устанавливается напряжение около 0,1 В. При этом транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  закрываются. Генерирование таймером импульсов возобновится только после того, как будут устранены причины перегрузки  $VT2$  по току. Для защиты  $VT2$  от перегрузок по напряжению в схему введен диод  $VD1$ , ограничивающий

отрицательные выбросы напряжения на коллекторе  $VT2$  на уровне  $-1$  В. При указанных на схеме параметрах элементов выходное напряжение лежит в диапазоне  $2 \dots 10$  В при изменении информации на входе ЦАП. Установленное значение  $U_{\text{вых}}$  сохраняется постоянным при изменении  $U_{\text{п}}$  в диапазоне  $12 \dots 16,5$  В, выходной ток около  $100$  мА, а пульсации  $U_{\text{вых}}$  и его относительная нестабильность при изменении  $U_{\text{п}}$  и  $R_{\text{н}}$  не превышают  $10$ . Коэффициент полезного действия стабилизатора примерно равен  $75\%$ .

### 10.3. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Применение ОУ позволяет сформировать различные по форме периодические сигналы, точность повторения которых прямо пропорциональна коэффициенту усиления ОУ. Дополнительные преимущества приобретают схемы на ОУ, которые могут быть перестроены с помощью цифрового слова, подаваемого на них, например, с шины данных микроЭВМ. Достичь этого позволяют БИС ЦАП, встраиваемые в обычные схемы генераторов. Управляемые от ЭВМ ЦАП позволяют формировать аналоговые сигналы любой формы. Можно подключить ЦАП к любой из известных схем генераторов, в которой управление параметрами формируемых сигналов осуществляется изменением напряжения в какой-либо точке схемы. В схемах одновибраторов и мультивибраторов, описанных в гл. 7, просто перейти к управляемому от ЭВМ формированию временных интервалов, подключив выход ЦАП к выводу 5 или 6 таймера КР1006ВИ1. Включив последовательно ЦАП с описанным выше преобразователем напряжение-частота КР1108ПП1, можно построить формирователь тактовых сигналов с программно-управляемой частотой их следования.

Ниже для примера приведены схемы, обеспечивающие программно-управляемое генерирование синусоидального, пилообразного и ступенчатого сигналов.

Простейшей схемой, генерирующей синусоидальный сигнал с высокой точностью поддержания частоты, является генератор с мостом Вина в цепи ОС. При построении генераторов этого типа с регулируемой частотой следует учитывать, что при изменении номинала одного из резисторов, задающих частоту, изменяются условия возникновения генерации, а это может привести к срыву колебаний. В генераторах с мостом Вина условие генерации колебаний заключается в том, что на любой частоте коэффициенты передачи выходного сигнала по цепям положительной и отрицательной ОС были равны  $1$ . Поэтому в обычных генераторах такого типа, чтобы изменить частоту генерируемых синусоидальных сигналов, необходимо использовать два регулируемых пассивных элемента — один в цепи положительной ОС, другой в цепи отрицательной ОС. В приведенной на рис. 10.7 схеме эта задача решается с помощью ЦАП, подключенного ко входам ОУ, охваченных цепями

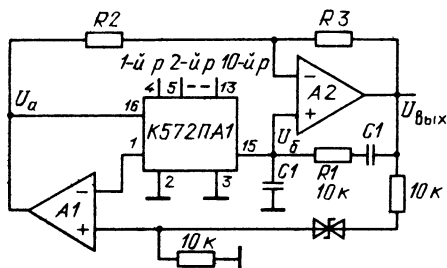


Рис. 10.7. Схема программируемого генератора синусоидального сигнала

общей положительной и отрицательной ОС. ЦАП работает в режиме резистора сопротивлением  $R_{\Sigma}$ , управляемым цифровыми сигналами, например, поступающими с шины данных микропроцессоров. В случае такого включения при изменении  $R_{\Sigma}$  изменяется не только частота генерируемых сигналов, но и усиление в цепи отрицательной ОС  $A1$ . Поскольку ЦАП является элементом моста Вина, с его помощью можно изменять частоту генерируемых сигналов в соответствии с выражением  $\omega_r = 1/C\sqrt{R_1 R_{\Sigma}}$ . Следовательно, когда уменьшается сопротивление  $R_{\Sigma}$ , увеличивается частота генерации и уменьшается амплитуда сигнала  $U_6$ , действующего на неинвертирующем входе  $A2$ . Вместе с тем при уменьшении  $R_{\Sigma}$  увеличивается коэффициент передачи инвертирующего усилителя, реализованного на  $A1$ , так что суммарное усиление по цепям положительной и отрицательной ОС остается равным 1 в широком диапазоне изменения сопротивления ЦАП. Уменьшение амплитуды выходного напряжения, обусловленное изменением параметров моста, равно  $U_{\text{вых}} = U_6(R_1 + 2R_{\Sigma})/R_{\Sigma}$ . Поскольку сигнал  $U_6$  усиливается обоими ОУ, то  $U_{\text{вых}} = 2U_6 - U_a = U_6(2R_{\Sigma} + R_1)/R_{\Sigma}$ . Из сравнения этих выражений видно, что коэффициенты передачи по цепям положительной и отрицательной ОС равны при любых значениях сопротивления  $R_{\Sigma}$ . Таким образом, коэффициент передачи схемы, а следовательно, и амплитуда генерируемых сигналов не зависят от частоты при изменении сопротивления  $R_{\Sigma}$ . Однако в реальном генераторе, построенном в соответствии с показанной схемой, паразитные емкости ЦАП и конечные значения скорости нарастания и полосы пропускания ОУ ограничивают диапазон изменения частоты, в котором амплитуда  $U_{\text{вых}}$  сохраняется постоянной. Для описанной схемы амплитуда генерируемых выходных сигналов сохраняется почти постоянной в диапазоне регулировки  $U_{\text{вых}}$ , равном одной декаде относительно середины рассчитанной частоты  $\omega_r$ . Функции элемента автоматической регулировки усиления выполняет стабилитрон [9].

Схема универсального генератора прямоугольных и пилообразных сигналов, частота которого изменяется под управлением ЦАП, показана на рис. 10.8. Управляемое цифровыми сигналами выходное напряжение ЦАП с повторителем  $A3$  на выходе подается на резистор  $R1$  интегратора, построенного на  $A1$ . Поскольку входное напряжение интегратора определяет скорость изменения его выходного напряжения, следовательно, ЦАП управляет временем,

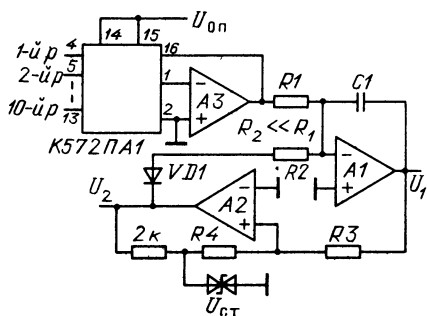


Рис. 10.8. Схема программируемого генератора треугольного и прямоугольного сигналов с расширенным диапазоном регулировки

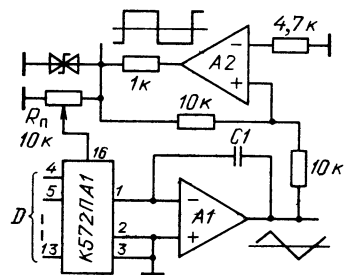


Рис. 10.9. Упрощенная схема универсального программируемого генератора

необходимым напряжению на выходе  $U_1$  для его изменения от одного до другого порогов сравнения компаратора, построенного на  $A2$ . В этом компараторе с гистерезисом передаточной характеристики выходное напряжение переключается, когда напряжение  $U_1$  на входе достигает значения либо  $U_{ст}R_3/R_4$ , либо  $-U_{ст}R_3/R_4$ . Пока это время значительно больше того, что требуется для сброса  $U_1$  (т. е. его изменения от  $-U_{ст}R_3/R_4$  до  $U_{ст}R_3/R_4$  для возврата в исходное состояние), то длительность квазилинейного уменьшения  $U_1$  от  $U_{ст}R_3/R_4$  до  $-U_{ст}R_3/R_4$  определяет ЦАП. Частота генерируемого на выходе  $U_1$  линейно спадающего сигнала (а на выходе  $U_2$  прямоугольного сигнала)  $\omega_r = (U_{оп}R_4 \sum_{i=1}^n a_i/2^i) / U_{ст}R_3C$ . Это вы-

ражение получено в предположении мгновенного сброса  $U_1$ , длительность которого зависит от сопротивлений  $R1$  и  $R2$ . Сброс происходит, когда  $U_1 = -U_{ст}R_3/R_4$  и на выходе  $A2$  устанавливается отрицательное напряжение, примерно равное напряжению питания  $A2$ . При этом открывается диод  $VD1$  и на инвертирующий вход  $A1$  поступает срез импульса большой амплитуды, который перезаряжает конденсатор  $C1$  и вновь возвращает компаратор  $A2$  в исходное состояние. Диод  $VD1$  закрывается и начинается интегрирование выходного напряжения  $A3$ . Прямоугольные импульсы напряжения на выходе  $A2$  имеют длительность  $T_n \approx 1/\omega_r$ . Пауза между импульсами равна продолжительности режима сброса. Недостатком схемы является необходимость в стабильном источнике опорного напряжения, а ее преимуществом — широкий диапазон регулировки частоты формируемых сигналов.

Если же требуется широкий диапазон регулировки, то можно воспользоваться схемой на рис. 10.9. Эта схема позволяет сформировать треугольные и прямоугольные сигналы низкой частоты (до 1 кГц). Построена она на базе интегратора, в котором вместо времязадающего резистора использован ЦАП. Поскольку частота

колебаний на выходе интегратора зависит от тока перезаряда конденсатора  $C1$ , то она определяется выходным током ЦАП, а следовательно, его входным кодом. Поскольку абсолютная величина резисторов ЦАП имеет разброс, то в схему следует ввести подстроечный резистор  $R_n$ . Частота колебаний выходных напряжений

ОУ равна  $(\sum_{i=1}^{10} a_i \cdot 2^{-i}) / 8R_n C_1$ . Второй ОУ включен по схеме конден-

сатора, формирующего прямоугольные двухполярные импульсы. Крутизна фронтов импульсов тем выше, чем больше скорость нарастания выходного напряжения ОУ. Амплитуда формируемых сигналов определяется опорным напряжением стабилитрона.

В схеме на рис. 10.10 использована особенность КМОП ЦАП, состоящая в том, что весовые токи переключаются в нем в одну из двух шин (выводы 1 и 2) в зависимости от кода на цифровых входах. Если на цифровые входы поданы напряжения, соответствующие лог. 1, то выходной ток  $I_1$  максимален, а  $I_2 = 0$ . При напряжениях на цифровых входах, соответствующих лог. 0,  $I_1 = 0$ , а  $I_2$  максимален. При напряжении опорного источника питания  $U_{on}^+ = 10$  В максимальный выходной ток равен 1 мА. Подстроить максимальный выходной ток ЦАП до требуемого значения позволяет резистор  $R1$ . Генераторы тока на ОУ устанавливают напряжения выходов ЦАП близкими к потенциалу земли. Это необходимо для нормальной работы внутренних цепей ЦАП. Чтобы транзисторы работали в активном режиме без насыщения, напряжения на их коллекторах не должны быть больше  $-0,4$  В, так как напряжения на базах транзисторов около  $-0,7$  В. Поэтому питание таймеров должно осуществляться от источника отрицательного напряжения. Таймеры включены по схеме мультивибраторов, генерирующих импульсы отрицательной полярности (*Вых 1*, *Вых 2*) с амплитудой  $0 - U_n^-$ . Поскольку во время задающих цепях таймера использованы источники токов, изменения напряжений на конденсаторах  $C_{11}$  и  $C_{12}$  имеют пилообразную форму с амплитудой от  $U_n^- / 3$  до  $2U_n^- / 3$  (*Вых 3*, *Вых 4*). Недостаток генератора — отрицательная полярность выходных сигналов — может быть устранен, если выходные импульсы таймеров проинвертировать с помощью компараторов напряжения, а сигналы с конденсаторов  $C_{11}$ ,  $C_{12}$  проинвертировать с помощью дополнительных ОУ. Для обеспечения высокой точности обратно пропорциональной зависимости между  $I_1$  и  $I_2$  при изменениях температуры транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$  должны иметь идентичные параметры. Для уменьшения влияния токов базы транзисторов на токи  $I_1$  и  $I_2$  целесообразно использовать в схеме вместо одиночных транзисторов составные.

Программирование генератора осуществляется подачей на выходы ЦАП разнообразных комбинаций напряжений лог. 1 и лог. 0. Для установки постоянных параметров формируемых таймерами

The diagram shows a two-channel differential amplifier. At the top, a current source is formed by a PNP transistor VT1 and a diode VD1, with a resistor R1 connected to its base. The current source is fed by a current  $I_1$  from a supply  $U_{on}$ . The output of the current source is connected to the emitters of two NPN transistors VT2 and VT3. The bases of VT2 and VT3 are connected to a common point through a resistor R2. The collectors of VT2 and VT3 are connected to a common point through a resistor R3. The outputs of the amplifier are taken from the emitters of VT2 and VT3, labeled as  $U_{out1}$  and  $U_{out2}$ . The circuit is powered by a supply  $U_n$ . The components are labeled: VT1, VT2, VT3, VD1, VD2, R1, R2, R3, C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C15, C16, C17, C18, C19, C20, C21, C22, C23, C24, C25, C26, C27, C28, C29, C30, C31, C32, C33, C34, C35, C36, C37, C38, C39, C40, C41, C42, C43, C44, C45, C46, C47, C48, C49, C50, C51, C52, C53, C54, C55, C56, C57, C58, C59, C60, C61, C62, C63, C64, C65, C66, C67, C68, C69, C70, C71, C72, C73, C74, C75, C76, C77, C78, C79, C80, C81, C82, C83, C84, C85, C86, C87, C88, C89, C90, C91, C92, C93, C94, C95, C96, C97, C98, C99, C100.

Генератор, формирующий ступенчатое возрастающее напряжение, допускает изменение амплитуды ступеньки посредством изменения цифрового слова на входах ЦАП (рис. 10.11). Работает генератор от последовательности прямоугольных импульсов, подаваемой на вход схемы. Если амплитуда прямоугольных импульсов постоянна и равна  $U_{\text{и}}$ , то амплитуда ступеньки пилообразного выходного напряжения  $\Delta U_c = U_{\text{он}} R_1 / R_{\Sigma}$ , где  $R_{\Sigma}$  — сопротивление ЦАП между выводами 1 и 15, зависящее от поданных на цифровые входы ЦАП сигналов. По срезу каждого импульса, поступающего на вход схемы, открывается диод  $VD1$  и заряжается конденсатор  $C1$  до значения  $U_{\text{он}} R_1 / R_{\Sigma}$ . Затем диод закрывается и в течение периода входного импульса на выходе схемы поддерживается это напряжение. По срезу второго входного импульса вновь диод  $VD1$  открывается и на конденсаторе  $C1$  напряжение увеличивается на  $U_{\text{он}} R_1 / R_{\Sigma}$  и становится равным  $2 U_{\text{он}} R_1 / R_{\Sigma}$  и так далее. После увеличения  $U_{\text{вых}}$  до максимального выходного напряжения, достижимого в  $A2$ , конденсатор  $C1$  следует разрядить, чтобы начать формирование нового ступенчатого возрастающего напряжения. Для этого параллельно конденсатору  $C1$  включается ключ для разряда  $C1$  по команде от устройства управления ЦАП. Амплитуда приращения выходного сигнала  $\Delta U_c$  определяется цифровым словом, подаваемым на ЦАП. Если на выводы 4—13 в ЦАП поданы цифровые сигналы, соответствующие лог. 0, то  $\Delta U_c \rightarrow 0$ , если же все сигналы соответствуют лог. 1, то напряжение  $\Delta U_c$  максимально, поскольку минимально сопротивление  $R_{\Sigma} = 10 \text{ кОм}$ . Для регулиров-

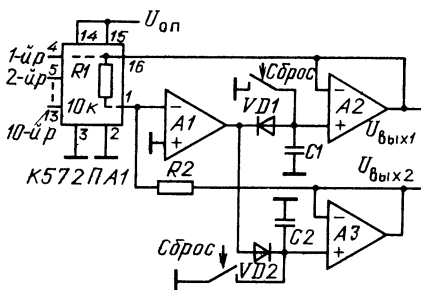


Рис. 10.11. Схема программируемого генератора со ступенчатым приращением напряжения

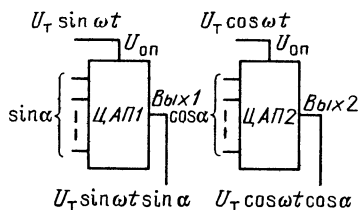


Рис. 10.12. Схема программируемого формирователя синусно-косинусных сигналов

ки длительности ступеньки необходимо изменять частоту входных прямоугольных импульсов. Минимальная длительность ступенек выходного напряжения ограничивается скоростью нарастания выходного напряжения в ОУ, применяемых в схеме. Например, для ОУ типа К140УД7 эта частота не должна превышать 1 кГц. Минимальная частота входных импульсов определяется максимально допустимой величиной разряда конденсатора  $C1$ . Скорость разряда  $C1$  равна  $I_{вх}/C1$ , где  $I_{вх}$  — входной ток А2. Поэтому спад  $U_{вых}$  за период входного импульса  $T$  равен  $I_{вх}T/C1$ .

Дополнительные возможности в формировании сигналов обеспечивает изменение при необходимости опорного напряжения. Эта особенность оказывается полезной при обработке сигналов, поступающих с синусно-косинусных вращающихся трансформаторов (СКВТ) и при построении их имитаторов. На выходах СКВТ формируются два напряжения  $U_1 = U_0 K_T \sin \omega t \sin \theta$  и  $U_2 = U_0 K_T \cos \omega t \cos \theta$ , где  $U_0$  — опорное напряжение с частотой  $\omega$ ,  $K_T$  — коэффициент трансформации СКВТ,  $\theta$  — угол поворота ротора СКВТ. Такие сигналы может имитировать устройство, выполненное на двух ЦАП (рис. 10.12). Синусоидальные входные сигналы выполняют роль опорных напряжений ЦАП. Поворот ротора СКВТ имитируется ЭВМ, формирующей на цифровых входах ЦАП коды, эквивалентные  $\sin \theta$  и  $\cos \theta$ .

На основе ЦАП можно построить программируемое устройство, позволяющее формировать сигналы, амплитуда и фаза которых изменяются по произвольным законам. Такие устройства необходимы при создании различного рода радиотехнических систем. Устройство включает два оперативных запоминающих устройства (ОЗУ) с ЦАП на выходе каждого ОЗУ [28]. Выходные сигналы ЦАП поступают на аналоговый сумматор с восстанавливающим полосовым фильтром на выходе. На входы опорного напряжения ЦАП подаются гармонические сигналы  $A_1(t) \cos \omega_0 t$  на первый ЦАП и  $A_2(t) \sin \omega_0 t$  на второй ЦАП. Таким образом, в устройстве применен дискретно-аналоговый метод формирования сигналов, представляемых в общем случае как  $A_1(t) \cos \omega_0 t + A_2(t) \sin \omega_0 t$ , где  $A_1(t) = A(t) \sin \varphi(t)$ ,  $A_2(t) = A(t) \cos \varphi(t)$ ,  $A(t)$  и  $\varphi(t)$  — медленно изменяющиеся амплитуда и фаза колебания,  $\omega_0$  — средняя частота.

Дискретно-аналоговый метод основан на дискретизации во времени амплитуд квадратурных составляющих  $A_1(t)$  и  $A_2(t)$ , выборки которых квантуются по ампли-

туде и в виде кодовых слов записываются в ОЗУ на входе устройства. Поступающие на ЦАП опорные сигналы умножаются на последовательности  $N$ -разрядных кодовых слов. С выходов ЦАП высокочастотные колебания со средней частотой  $\omega_0$ , модулированные ступенчато изменяющимися напряжениями, поступают на аналоговый сумматор. На выходе сумматора и формируются отрезки колебаний с различными амплитудами и фазами. Оконечный восстанавливающий полосовой фильтр преобразует эти отрезки в колебание с непрерывной амплитудой и фазой. Наименьшие аппаратные затраты при реализации этого метода обеспечивают БИС ЦАП серии 572, поскольку они могут работать в режиме четырехквadrантных перемножителей. Однако для этих ЦАП максимальная частота формируемых сигналов не превышает нескольких сотен килогерц.

Используя ЦАП, управляемый микроЭВМ, можно синтезировать практически любой аналоговый сигнал. Для синтеза необходимо между микроЭВМ и ЦАП включить буферное ОЗУ, в котором формируется цифровая модель аналогового сигнала. ОЗУ должно допускать работу от внешнего тактового генератора. Благодаря этому можно изменять частоту формируемого выходного аналогового сигнала изменением частоты выборки из ОЗУ и подачей на вход ЦАП цифровых слов. Специализированные цифро-аналоговые синтезаторы, построенные по такому принципу, состоят из трех последовательно включенных блоков: накопительного  $N$ -разрядного сумматора, цифрового преобразователя фазы в амплитуду и ЦАП с фильтром нижних частот на выходе. На накопительный сумматор подаются параллельные  $m$ -разрядные цифровые слова, а скорость его работы задается внешним тактовым генератором. Такой цифро-аналоговый синтезатор при подаче на него тактовых

импульсов с частотой  $f_T$  и цифрового слова в двоичном коде  $M = \sum_{i=1}^m a_i 2^{-i}$ , управ-

ляющего частотой и амплитудой, непрерывно формирует мгновенные значения для цифрового эквивалента аналогового сигнала. Накопительный сумматор при этом определяет частотный диапазон и разрешающую способность по частоте выходного сигнала, а преобразователь фазы обеспечивает переход из кода, представляющего фазу сигнала, в код, представляющий амплитуду этого сигнала. Код на выходе максимального сумматора соответствует фазе сигнала в период между 0 и 360°. Входной код цифрового слова  $M$  является числом, добавляемым к содержанию сумматора в каждом такте и определяющим минимальный квант фазы. Частота заполнения сумматора определяется его разрядностью и значением  $f_T$  и равна  $Mf_T/2^m$ .

В качестве преобразователя фазы в амплитуду можно использовать ОЗУ, в которое предварительно записана информация о мгновенных значениях амплитуды синтезируемого сигнала. Информация загружается в ОЗУ либо непосредственно, либо в процессе исполнения в микроЭВМ определенной подпрограммы.

#### 10.4. ВЫПОЛНЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ ПОД УПРАВЛЕНИЕМ ЭВМ

ЦАП позволяют реализовать устройства, способные выполнять математические операции над информацией, представленной в виде аналоговых и цифровых сигналов. Суммирование или вычитание двух цифровых слов с получением результата в виде аналогового



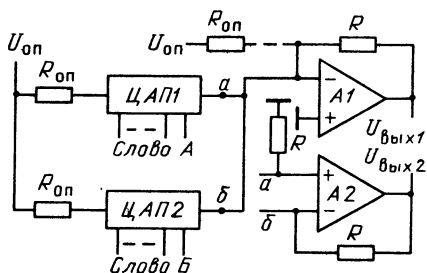


Рис. 10.13. Быстродействующий сумматор цифровых данных

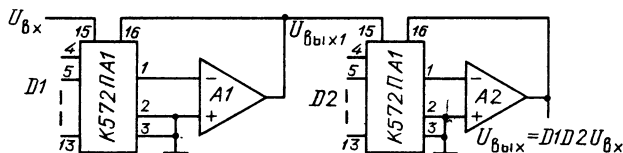


Рис. 10.14. Быстродействующий перемножитель данных, представленных в цифровой и аналоговой форме

сигнала можно выполнить, используя два ЦАП (рис. 10.13). В схеме применяется общий для обоих ЦАП источник опорного напряжения. Суммирование или вычитание осуществляется ОУ, на вход которого с выходов ЦАП подаются токовые сигналы, эквивалентные значению цифрового слова  $A$  или  $B$  на входе ЦАП. На выходе  $A1$  получается однополярное выходное напряжение, которое опреде-

ляется выражением  $U_{\text{вых1}} = I_{\text{оп}} R_{\text{оп}} \left( \sum_{i=1}^N a_{iA} 2^{-i} + \sum_{j=1}^N a_{jB} 2^{-j} \right)$ . Чтобы

получить биполярное выходное напряжение, к инвертирующему входу ОУ необходимо подключить дополнительный резистор  $R_{\text{оп}}$ . Этот резистор обеспечивает дополнительный ток  $I_{\text{оп}}$ , смещающий выходное напряжение ОУ на величину  $U_{\text{см}} = I_{\text{оп}} R_{\text{оп}}$ , и тогда

$U_{\text{вых}} = I_{\text{оп}} R_{\text{оп}} \left( \sum_{i=1}^N a_{iA} 2^{-i} + \sum_{j=1}^N a_{jB} 2^{-j} - 1 \right)$ . При использовании сме-

щенного двоичного кода на входах ЦАП суммируются два цифровых слова с получением результата суммирования в виде аналогового сигнала с правильным знаком.

Подключив к выходам ЦАП в точках  $a$  и  $b$  дифференциальный усилитель  $A2$ , показанный на рис. 10.13, можно осуществить вычитание цифровых слов с получением результата в виде аналого-

вого сигнала  $U_{\text{вых2}} = I_{\text{оп}} R \left( \sum_{i=1}^N a_{iA} 2^{-i} - \sum_{j=1}^N a_{jB} 2^{-j} \right)$ .

При последовательном включении двух ЦАП (рис. 10.14) можно реализовать умножение двух цифровых слов, а результат получить в виде аналогового сигнала. Выходной сигнал первого ЦАП выполняет роль опорного напряжения второго ЦАП. Это

напряжение  $U_{\text{вых1}}$  пропорционально произведению  $U_{\text{вх}}$  на цифровое входное слово  $D1$ . Во втором преобразователе выходное напряжение пропорционально произведению  $U_{\text{вых1}}$  на цифровое слово  $D2$ . Эту взаимосвязь можно представить следующими

$$\text{выражениями: } U_{\text{вых1}} = -U_{\text{вх}} \sum_{i=1}^{10} a_{iA} 2^{-i}, \quad U_{\text{вых2}} = -U_{\text{вых1}} \sum_{j=1}^{10} a_{jB} 2^{-j} =$$

$$= U_{\text{вх}} \sum_{i=1}^{10} a_{iA} 2^{-i} \sum_{j=1}^{10} a_{jB} 2^{-j} = U_{\text{вх}} D1 D2.$$

Наращиванием числа ЦАП можно перемножать любое число цифровых слов. При четном числе ЦАП выходное напряжение будет положительным, а при нечетном отрицательным. Если объединить входы всех ЦАП, то

$$\text{на выходах первого ЦАП напряжение будет равно } -U_{\text{вх}} \sum_{i=1}^{10} a_i 2^{-i},$$

$$\text{на выходе второго } U_{\text{вх}} \left( - \sum_{i=1}^{10} a_i 2^{-i} \right)^2, \text{ а на выходе } n\text{-го}$$

$$U_{\text{вх}} \left( - \sum_{i=1}^{10} a_i 2^{-i} \right)^n.$$

Просуммировав с помощью дополнительного ОУ

$$\text{выходные напряжения ЦАП с соответствующим знаком, получим}$$

$$\text{степенной ряд } U_{\text{вх}} (D + D^2 + \dots + D^n), \text{ где } D = \sum_{i=1}^{10} a_i 2^{-i}.$$

Используя интегратор и ЦАП для управления коэффициентом передачи ОУ, можно реализовать простую схему для вычисления среднего значения аналогового сигнала с высокой точностью (рис. 10.15). Это устройство может использоваться для измерения аналоговых сигналов в произвольном временном диапазоне. Если требуется точность, соответствующая 12 разрядам, то в схеме нетрудно перейти от ЦАП К572ПА1 к ЦАП К572ПА2 или К572ПВ1. ЦАП, включенный в цепь ОС ОУ по схеме на рис. 10.1, а, дает изменение усиления, обратно пропорциональное времени, что

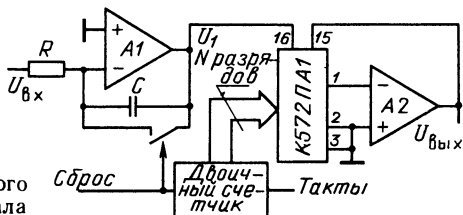


Рис. 10.15. Схема для прецизионного вычисления среднего значения сигнала

обеспечивается двоичным счетчиком, управляемым от внешнего тактового генератора. Выходное напряжение интегратора  $U_1 = -TU_{\text{вх}}/RC$ , где  $T$  — период интегрирования. Коэффициент передачи усилителя  $A2$  определяется содержимым счетчика и обратно пропорционален числу тактовых импульсов, следующих с периодом  $\Delta T$ , т. е.  $K_U = kN_{\text{max}}\Delta T/N\Delta T = kT_{\text{max}}/T$ , где  $k$  — некоторый коэффициент, число  $N_{\text{max}}$  определяется  $n$ -разрядностью ЦАП и равно  $2^n$ . Следовательно,  $U_{\text{вых}} = kT_{\text{max}}\bar{U}_{\text{вх}}/RC$ . Из последнего выражения видно, что  $U_{\text{вых}}$  не зависит от времени интегрирования, а только от  $U_{\text{вх}}$ . Параметры  $RC$ -цепи должны выбираться таким образом, чтобы за время  $T_{\text{max}}$  не достигалось  $U_{1\text{max}}$  — максимальное выходное напряжение  $A1$ , т. е.  $|U_1| < U_{1\text{max}}$  и, следовательно,  $RC \geq T_{\text{max}}\bar{U}_{\text{вхmax}}/U_{1\text{max}}$ . Чтобы выполнить это условие, необходимо рассчитать период тактовых импульсов из выражения  $\Delta T = RC/2^n$ . Для уменьшения выбросов выходного напряжения при переключениях коэффициента передачи  $A2$  между его инвертирующим входом и выходом следует включить корректирующий конденсатор емкостью 50...120 пФ. Полностью устранить выбросы можно включением на выходе  $A2$  УВХ (см. гл. 9), выбирающего новое значение  $U_{\text{вых}}$  по срезу тактового импульса. Содержимое счетчика должно увеличиваться по фронту тактового импульса одновременно с переходом в режим хранения нового значения  $U_{\text{вых}}$  [63].

## 10.5. ПРОГРАММИРУЕМЫЕ АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

В традиционных активных фильтрах регулировка характеристической частоты или добротности выполняется с помощью изменения параметров соответствующих резисторов или конденсаторов (см. гл. 4). Внедрение микропроцессорной техники в обработку аналоговых сигналов потребовало создания фильтров, управляемых цифровым словом [64]. Некоторые из таких фильтров приведены ниже. В этих схемах ЦАП используются как по прямому назначению, так и в качестве программно-перестраиваемого резистора. Кроме такого подхода, основанного на применении ЦАП в пассивных цепях, пока не создан конкурентоспособный подход, например построение активных фильтров, управляемых аналоговыми сигналами.

В простейшем фильтре низкой частоты ЦАП включен в выходную цепь ОУ. Точность настройки на требуемую частоту при использовании прецизионного конденсатора  $C1$  (рис. 10.16) будет определяться разрядностью ЦАП. Ко входу ЦАП может быть подключен микропроцессор или простой набор тумблеров. Полос АЧХ появляется на частоте, пропорциональной амплитуде выходного напряжения, приложенного к конденсатору  $C1$ . Если конденсатор  $C1$  подключен непосредственно к выходу ОУ и если к конденсатору прикладывается напряжение  $kU$ , то оно вызывает такой же ток в цепи ОС, как если бы к конденсатору с емкостью  $kC_1$  было

приложено напряжение  $U$ . Поэтому, пренебрегая действием транзистора, угловую частоту можно рассчитать по формуле  $\omega_1 = 1/kR_\Phi C$ . При этом коэффициент передачи по постоянному току не зависит от коэффициента передачи по цепи ОС  $k$ . Изменяя тем или иным способом коэффициент  $k$ , можно изменять угловую частоту  $\omega_1$ .

Показанная на рис. 10.16 схема обеспечивает изменение  $k$  посредством изменения сопротивления  $R_m$  резисторной матрицы. Это достигается за счет изменения соотношения резисторов  $R_2$  и  $R_3 || R_m$ . Если на входах матрицы напряжения соответствуют лог. 0, то сопротивление  $R_m$  стремится к бесконечности и ЦАП не влияет на работу активного фильтра. Если же на какие-либо входы ЦАП подаются напряжения, соответствующие лог. 1, т. е. примерно 15 В, то параллельно  $R_3$  подключается резистор  $R_m$  с конечным сопротивлением, максимальное значение которого равно 2 кОм/Н. Отношение резисторов  $R_2/(R_3 || R_m)$  определяет потенциал базы транзистора. Транзистор используется в качестве эмиттерного повторителя, передающего на конденсатор изменение напряжения в средней точке делителя  $R_2 R_3$ . Для эффективной работы такого активного фильтра необходимо, чтобы выполнялось условие  $(R_2 || R_3)/h_{213} \ll R_1 || R_{oc}$ , где  $h_{213}$  — коэффициент усиления базового тока транзистора. Величина  $(R_2 || R_3)/h_{213}$  определяет выходное сопротивление эмиттерного повторителя при больших сопротивлениях резистора в цепи базы транзистора. При принятых предположениях получим  $k = 1/[1 + R_2/(R_3 || R_m)]$ . Тогда угловую частоту фильтра можно представить в виде  $\omega_1 = 1/R_{oc} C_1 [1 + R_2/(R_3 || R_m)]$ . Описанную структуру активного фильтра целесообразно применять, когда требуются очень широкий диапазон рабочих частот и минимальные задержки при переходе от одного значения характеристической частоты к другому.

Если диапазон рабочих частот фильтров ограничивается десятками килогерц, то можно воспользоваться схемами на базе К572ПА1. В простейшем программируемом фильтре этого типа (рис. 10.17) цепь  $R1C1$  образует интегратор на базе ОУ. Поскольку

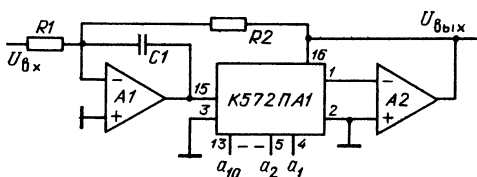
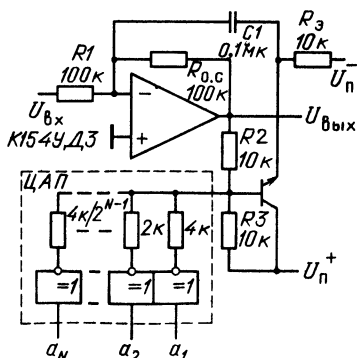


Рис. 10.17. Схема программируемого активного фильтра с ЦАП в канале усиления

Рис. 10.16. Схема простейшего программируемого фильтра

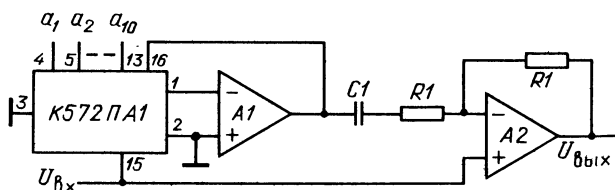
слова ЦАП  $\sum_{i=1}^N a_i 2^{-i}$ . Следовательно,  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K_0 \sum_{i=1}^N a_i 2^{-i}$ . Частотная характеристика схемы определяется выражением  $H_0 =$

$$= -(R_2/R_1)(1 + pR_2C_1/K_0 \sum_{i=1}^N a_i 2^{-i}). \text{ Следовательно, характеристики}$$

ческая частота фильтра  $\omega_0 = (K_0 \sum_{i=1}^N a_i 2^{-i}) / R_2 C_1$ . Для нормальной

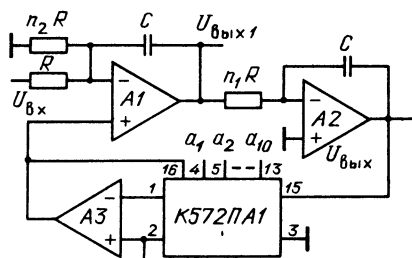
Для построения управляемого цифровыми сигналами фильтра высоких частот можно воспользоваться схемой (рис. 10.18), в которой ЦАП включен во входную цепь. В дополнение к обычной резисторной цепи отрицательной ОС ОУ в схему введена дифференцирующая цепь  $C1R1$  с подключенным к ней последовательно ЦАП. Сигнал, подаваемый на конденсатор  $C1$ , изменяется в зависимости от подаваемых на ЦАП цифровых сигналов, а точнее варьируется коэффициент передачи дифференцирующей цепи. Следовательно, частотную характеристику такого фильтра можно записать в виде

$H_0(p) = -(1 + pK_0 R_1 C_1 \sum_{i=1}^N a_i 2^{-i})$ . Из этого выражения следует, что



288

Рис. 10.19. Схема программируемого активного фильтра с ЦАП в цепи обратной связи



характеристическая частота  $\omega_0 = 1/K_0 R_1 C_1 \sum_{i=1}^N a_i 2^{-i}$ . Как и для пре-

дыдущей схемы, коэффициент передачи должен быть положительным. Преимущество этой схемы перед предыдущей в том, что в выходном напряжении будут содержаться меньшие коммутационные помехи, вызванные работой переключателей в ЦАП.

Программно-управляемый от ЭВМ полосовой активный фильтр можно построить и на основе метода переменных состояний, включив ЦАП в цепь общей ОС (рис. 10.19). В схеме фильтра можно воспользоваться двумя выходами:  $U_{\text{вых}}$  — выход фильтра нижней частоты,  $U_{\text{вых1}}$  — выход полосового фильтра. Для полосового фильтра его добротность и характеристическая частота определяются следующими выражениями:

$$Q = \sqrt{\frac{n_1(n_2+1)}{n_2} K_0 \sum_{i=1}^N a_i 2^{-i}};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{n_2+1}{n_1 n_2} K_0 \sum_{i=1}^N a_i 2^{-i}}.$$

В отличие от схемы на рис. 4.6 значения добротности и характеристической частоты в схеме на рис. 10.19 пропорциональны корню квадратному от весового значения цифрового слова. Коэффициент усиления в полосе пропускания не зависит от цифрового управляющего слова и равен  $-n_1$ . В рассматриваемой схеме обеспечивается значительно лучшее подавление коммутационных помех, чем в двух предыдущих, благодаря тому, что выходной сигнал ЦАП не поступает непосредственно на выход фильтра, а подается на его вход. Однако и в этом случае максимального подавления коммутационных помех можно добиться, если применить широкополосные ОУ, например К154УД4, К574УД2, или включить на выход схемы УВХ.

## 10.6. ПРИМЕНЕНИЕ ЦАП В КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ

В настоящее время ЦАП нашли широкое применение при сопряжении ЭВМ с системами отображения информации. К таким системам относятся, например, дисплеи, где ЦАП используется для управления разверткой электронно-лучевой трубки. В качестве центральных устройств обработки информации в дисплеях применяются микропроцессоры. В ПЗУ микропроцессора содержится информация об алгоритмах регенерации данных, программы преобразования информации. ЦАП в дисплеях упрощает формирование вертикальной развертки. Объясняется это, например, в растровых дисплеях тем, что синхронизация, осуществляемая с помощью генератора тактовых импульсов и логических устройств, получается достаточно точной и с хорошей повторяемостью. Кроме того, в отличие от аналоговых устройств развертки с небольшим остаточным наклоном линий применение ЦАП позволяет получить горизонтальные линии. Недостатком использования ЦАП является необходимость гашения луча во время смены кодов. Однако этот недостаток легко устранить, если входные коды ЦАП менять во время обратного хода луча. При построении на базе ЦАП растровых дисплеев равномерность интервалов между линиями зависит от нелинейности передаточной характеристики ЦАП [28].

Для горизонтальной развертки ЦАП применить труднее, так как требуются одновременно высокие точность и быстродействие и отсутствие выбросов выходного аналогового напряжения при смене кодовых комбинаций. Из имеющихся БИС ЦАП в наибольшей степени всем этим требованиям отвечает К1118ПА2. Этот ЦАП обеспечивает формирование 1024 точек на линию и 1024 линий при частоте кадров 30 Гц. Однако даже если гасить луч в промежутках между шагами горизонтальной развертки, выбросы выходных напряжений ЦАП могут привести к существенным искажениям изображения, если не принять специальных мер. Особенность растрового дисплея состоит в том, что для его нормальной работы в условиях внутренней синхронизации необходимо каждый раз обновлять все изображение независимо от того, все изображение изменяется или его часть. Скорректировать какой-либо местный фрагмент изображения непросто. Эта задача легко решается только в дисплеях с точечной матрицей, также использующих ЦАП для управления разверткой электронно-лучевой трубки. Преимущество применения ЦАП в точечных дисплеях состоит в том, что гашение луча при переходе от точки к точке устраняет влияние выбросов выходного напряжения на изображение.

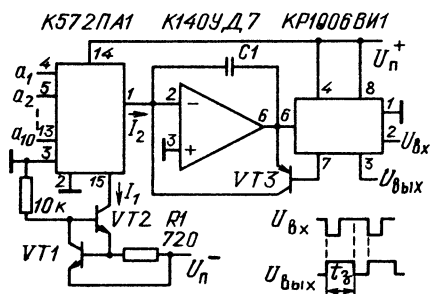


Рис. 10.20. Схема для программного управления задержкой импульсов

Для управления системами развертки обычно требуется одновременное программное управление задержкой импульсов синхронизации. Эту задачу можно решить с помощью ЦАП, управляющего таймером КР1006ВИ1 (рис. 10.20). ЦАП К572ПА1 выполняет функцию программируемого генератора тока, протекающего по цепи вывода 1. Ток в ЦАП задается генератором постоянного тока на транзисторах VT1, VT2. Этот ток равен  $I_1 = U_{ЭБ}/R_1$ , где  $U_{ЭБ}$  — падение напряжения на эмит-

терно-базовом переходе транзистора  $VT1$ . Выходной ток ЦАП в зависимости от поданных на него цифровых сигналов  $I_2 = I_1 \sum_{i=1}^N a_i \cdot 2^{-i}$  и изменяется в диапазоне от 1 мА до примерно 0,1 мкА. При подаче на вывод 2 таймера среза импульса на выходе схемы устанавливается высокий уровень напряжения, а транзистор  $VT3$  закрывается. После этого происходит заряд конденсатора  $C1$  в цепи ОС ОУ К153УД6 со скоростью  $I_1 \sum_{i=1}^N a_i \cdot 2^{-i} / C_1$ . При этом напряжение на выходе ОУ возрастает от своего исходного значения, равного 0, до  $2U_n^+ / 3$ . При достижении выходным напряжением ОУ значения  $2U_n^+ / 3$ , выходное напряжение таймера (см. гл. 7) переключается в свое исходное состояние, транзистор  $VT3$  насыщается и соединяет обкладки конденсатора  $C1$ . Тем самым достигается сдвиг по времени среза импульса на  $t_3 = 2U_n^+ C_1 / I_1 \sum_{i=1}^N a_i \cdot 2^{-i}$ . На выходе таймера сохраняется низкий уровень напряжения до момента поступления на его вход следующего среза импульса. Таким образом, схема позволяет программно изменять коэффициент задержки импульса в диапазоне 1...1024. Рекомендуется выбирать емкость  $C1$  с таким расчетом, чтобы время задержки было не меньше 0,2 мкс и не больше 1 с.

## ГЛАВА 11

### АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Аналого-цифровые преобразователи, а точнее преобразователи напряжения в код, предназначены для сопряжения современных аналоговых измерительных систем с цифровыми системами обработки информации. Любое преобразование напряжения в код основано либо на сравнении входного напряжения с эталонным (опорным), либо на промежуточном преобразовании напряжения во временной интервал (частоту или скважность), длительность которого затем преобразуют в цифровой эквивалент информации. На основе метода сравнения аналогового сигнала с эталонным построены АЦП последовательного приближения, параллельного преобразования и их модификации. На промежуточном преобразовании во временной интервал основаны преобразователи напряжения в частоту, АЦП с пилообразным напряжением, интегрирующие и их модификации. Такое разделение АЦП лежит в основе одного из способов их классификации в зависимости от того, применяется заряд конденсатора или сравнение дискретных уровней напряжения [28]. Аналого-цифровое преобразование с зарядом конденсатора основано на преобразовании в цифровой код периода времени, которое необходимо для заряда конденсатора до уровня входного аналогового сигнала. Сущностью же аналого-цифрового преобразования со сравнением



входного сигнала с эталонным является формирование напряжений с уровнями, представляющими собой эквиваленты цифрового кода, и сравнение этих уровней напряжения с входным напряжением для определения эквивалентного цифрового слова. Требуемые уровни напряжений могут быть сформированы одновременно, последовательно или комбинированным способом.

### 11.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЕ-ЧАСТОТА

Преобразователи напряжение-частота являются простейшими АЦП. Современные схемы преобразователей на дискретных компонентах обеспечивают линейность преобразования от 0,1 до 0,001 %. В полупроводниковых БИС преобразователей достигнута линейность 0,01%. Точность преобразования существенно зависит от динамического диапазона входных сигналов. При широком диапазоне линейность преобразования максимальна. Очень просто построить АЦП на базе преобразователя напряжение-частота, подключив к его выходу цифровой счетчик. Счетчик работает от внешнего тактового генератора и считает импульсы, поступающие на его вход в период между выходными импульсами преобразователя напряжение-частота. Чем больше этот период, тем выше содержимое счетчика. Содержимое счетчика преобразуется на его выходе в двоичный код. И точность, и быстродействие такого АЦП можно увеличить, повысив частоту выходного сигнала тактового генератора. Обладая сравнительно низким быстродействием, прецизионные АЦП этого типа очень удобны для построения цифровых вольтметров.

Один из способов построения преобразователя напряжение-частота представлен на рис. 11.1. Входное напряжение  $U_{вх}$  преобразуется в пропорциональную ему частоту выходных импульсов одинаковой длительности. Чтобы этого достичь, напряжение  $U_{вх}$  сначала преобразуется в ток  $I_{вх}$ . В исходном состоянии переключатель  $S1$  замкнут, конденсатор  $C$  разряжен и напряжение на нем  $U_C=0$ . При размыкании  $S1$  с помощью одновибратора конденсатор заряжается со скоростью  $I_{вх}/C$ . По истечении времени  $\tau=U_{оп}C/I_{вх}$ , когда  $U_C=U_{оп}$ , переключается выходное напряжение компаратора  $A1$  и запускается одновибратор. Последний формирует импульс, по фронту которого  $S1$  замыкается, а напряжение  $U_C$  уменьшается до нуля. По срезу выходного импульса вновь размыкается  $S1$  и описанный цикл работы повторяется. Чем больше  $U_{вх}$  и, следовательно,  $I_{вх}$ , тем меньше  $\tau$  и частота выходных импульсов одновибратора. Описанный способ построения был положен в основу многих схем

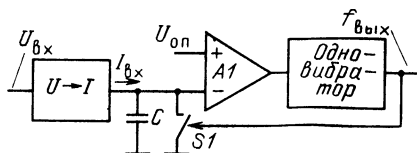


Рис. 11.1. Упрощенная схема преобразователя напряжение-частота

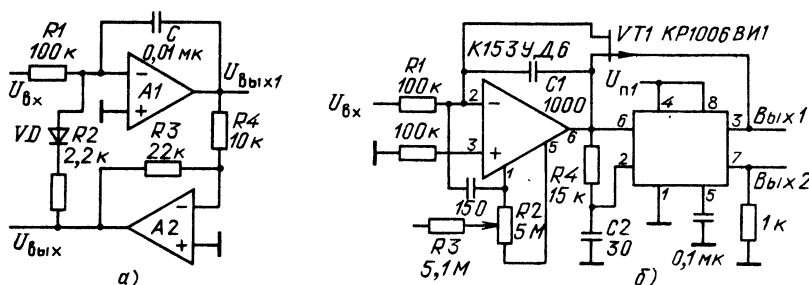


Рис. 11.2. Схемы преобразователей напряжение-частота с ОУ (а) и таймером (б) в цепи обратной связи

преобразователей напряжение-частота, спроектированных на ОУ и выполненных в виде микросхем (например, БИС КР1108ПП1).

Если при преобразовании напряжения в частоту не требуется высокая линейность, можно использовать схему на рис. 11.2, а, построенную на двух ОУ типа К140УД7 [4]. В схеме усилитель А1 работает в режиме интегратора, а усилитель А2 — в режиме компаратора. Когда выходное напряжение компаратора имеет максимальное положительное значение  $U_1$ , диод VD смещается в обратном направлении и напряжение на выходе А1 линейно уменьшается со скоростью, определяемой амплитудой входного положительного сигнала, до тех пор, пока не достигнет величины  $U_1 R_1 / R_2$ . В этот момент компаратор переключается в другое состояние, при котором напряжение на его выходе равно максимальному отрицательному значению  $U_2$ , диод VD открывается и выходное напряжение интегратора быстро нарастает до величины  $U_2 R_1 / R_2$ . При этом компаратор возвращается в первоначальное состояние и цикл повторяется.

Так как время нарастания выходного напряжения интегратора значительно меньше времени спада, которое обратно пропорционально амплитуде входного сигнала, частота циклов повторения  $f$  будет прямо пропорциональна входному напряжению. Пренебрегая собственным временем переключения компаратора, запишем следующее выражение для определения частоты выходных импульсов ( $U_{вх}$  — в вольтах,  $f$  — в герцах):  $f = U_{вх} R_3 / C R_1 R_4 (U_1 - U_2) \approx \approx 10^3 U_{вх}$ . На самом деле размах напряжения на выходе А1 будет несколько больше величины  $(R_1 / R_2) (U_1 - U_2)$  из-за отличного от нуля времени переключения компараторов, а частота соответственно меньше значения, определяемого приведенным выражением, причем эти различия будут особенно значительны при больших амплитудах входного сигнала. Конечные значения времени нарастания выходного напряжения интегратора и времени переключения компаратора внесут существенный вклад в нелинейность зависимости частоты генерируемых импульсов от входного напряжения. При малых  $U_{вх}$  передаточная характеристика схемы будет также

нелинейной из-за наличия дрейфа напряжения смещения интегратора. Поэтому для расширения нижнего предела изменения входного напряжения необходимо включить внешний потенциометр для компенсации этого дрейфа на выходе интегратора. С указанными на рис. 11.2, а номиналами элементов схема обеспечивает линейность преобразования не хуже  $\pm 2\%$  в диапазоне изменения входных напряжений 20 мВ...10 В. При этом частота выходных импульсов изменяется от 20 Гц до 10 кГц. Используя описанную схему, трудно получить погрешность преобразования лучше 1%.

Если требуется средняя погрешность преобразования не хуже 1%, то можно А2 заменить таймером, управляющим полевым транзистором (рис. 11.2, б). Эта схема используется для преобразования отрицательного напряжения, изменяемого от 0 до 10 В. В отличие от рассмотренной выше в последней схеме времязадающей цепью управляется не внутренний разрядный транзистор таймера, а ОУ, работающий в режиме генератора пилообразного напряжения. При высоком уровне выходного напряжения таймера транзистор VT1 закрыт и выходное напряжение ОУ линейно нарастает со скоростью  $U_{вх}/R_1C_1$  от 0 до  $2U_{п1}/3$  В. Как только напряжение на выходах 6 таймера и ОУ достигнет значения  $2U_{п1}/3$ , выходное напряжение таймера станет равным 0,1 В. Транзистор VT1 откроется, и на выходах 6 таймера и ОУ напряжение уменьшится до  $U_6 = |U_{вх}|r_{от}/R_1$ , где  $r_{от}$  — сопротивление открытого полевого транзистора. Чтобы исключить влияние разброса и сильной температурной зависимости этого сопротивления на точность преобразования, необходимо использовать такой полевой транзистор, у которого при  $U_{вх} = -10$  В напряжение  $U_6 \leq 20$  мВ. В этом случае ошибку, вызванную действием  $U_6$ , можно скомпенсировать цепью регулировки напряжения смещения нуля ОУ (резисторы R2, R3). В момент переключения напряжения  $U_6$  от  $2U_{п1}/3$  до 0 выходное напряжение таймера вновь становится равным  $U_{п1}$ , транзистор VT1 закрывается и повторяется описанный выше процесс. Цепь R4C2 формирует на выводе 2 таймера перепад напряжения, сдвинутый по времени на 500 нс относительно перепада, формируемого на выходах 6 таймера и ОУ. Это необходимо для того, чтобы напряжение на выходе ОУ успело достичь своего минимального значения, прежде чем транзистор VT1 закроется и начнется новый цикл заряда конденсатора C1. При отсутствии цепи R4C2 точность преобразования может существенно ухудшиться. Частота генерируемых преобразователем импульсов рассчитывается из выражения  $f_T = 3|U_{вх}|/2U_{п1}/R_1C_1$ . Максимальную точность преобразования можно обеспечить при использовании прецизионного источника питания  $U_{п1}$ . Если получить напряжение  $U_{п1}$  со стабильностью 1% не представляется возможным, то можно вывод 5 таймера зашунтировать стабилитроном 2C191 с  $U_{ст} \approx 9,1$  В. В этом случае пороговое напряжение срабатывания компараторов таймера не за-



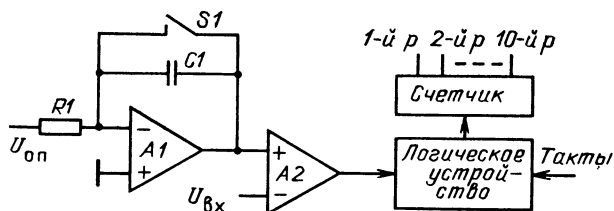
переходит в режим заряда. Выходное напряжение компаратора  $A2$  становится отрицательным, на аноде диода  $VD1$  устанавливается отрицательное запирающее напряжение, и ток  $I_d=0$ . Начинается заряд конденсатора  $C$  током  $I_1$ , поступающим от источника сигнала  $U_{вх}$ . Напряжение  $U_1$  линейно возрастает до тех пор, пока не будет достигнут верхний порог срабатывания компаратора  $A2$ . В этом режиме работы преобразователя верхнее пороговое напряжение определяется и значением  $U_{вх}$ , и параметрами элементов в цепи ОС компаратора. Предполагая равными падения напряжений на открытых диодах, получаем напряжение, действующее со стороны  $VD2$  на резистор  $R_2$ , равное  $-U_{ст}$ . Поэтому верхнее пороговое напряжение определяется выражением  $a(U_{ст} + U_{вх}/b) + U_{вх}/b$ . Следовательно, диапазон изменения  $U_1$  равен  $\Delta U_1 = a(U_{ст} + U_{вх}/b)$ . Как видно,  $\Delta U_1$  зависит от  $U_{вх}$ , а время разряда определяется выражением  $t_p = \Delta U_1 C / (I_d - I_1) = \Delta U_1 C / (U_{ст}/R_2 + U_1/R_1)$ . При  $R_1 = R_2$  соотношение между  $U_{вх}$  и частотой выходных прямоугольных импульсов имеет вид  $f = -U_{вх}/R_1 C a U_{ст}$ .

Качество преобразования напряжения в частоту для приведенной схемы зависит в первую очередь от параметров ОУ и соотношения входных резисторов  $A2$ . Диапазон разброса частоты на выходе преобразователя, вызванный напряжением смещения нуля  $U_{см}$  и током  $I_{вх}$  в  $A1$ , определяется выражением  $\Delta f = (U_{см} + I_{вх} R_1) / R_1 \times \times C a U_{ст}$ . Ошибки, обусловленные разбросом параметров  $R1, R2, C, VD1 - VD7$ , можно существенно снизить подстройкой  $R_{п1}$ . Линейность преобразования в рассматриваемой схеме определяется в основном коэффициентом усиления  $A1$ , временем переключения  $A2$ , точностью выполнения соотношения  $R_1 = b R_2$ , зависимостью от частоты напряжений на парных диодах  $VD1$  и  $VD6, VD2$  и  $VD5$ . При недостаточно большом усилении  $A1$  увеличивается нелинейность преобразования на низкой частоте. В области верхних частот диапазона преобразования нелинейность может возрастать из-за большого времени переключения выходного напряжения  $A2$  и неточности выполнения равенства  $R_1 = b R_2$ . На высоких частотах на линейность преобразования в диапазоне изменения температуры может оказать влияние точность согласования пар диодов в цепи ОС  $A2$ .

## 11.2. ИНТЕГРИРУЮЩИЕ АЦП

Однотактный интегрирующий АЦП (АЦП с пилообразным напряжением) использует линейно нарастающее пилообразное напряжение для преобразования  $U_{вх}$  во временной интервал (рис. 11.4). Этот временной интервал затем используется для выделения с помощью компаратора  $A2$  требуемой части выходных импульсов тактового генератора с помощью счетчика. Число тактовых импульсов, пропущенных компаратором в счетчик, пропорционально  $U_{вх}$ . На рис. 11.4 это число импульсов преобразовано в параллельное цифровое слово. Для возврата интегратора на  $A1$  (см. гл. 4) в исход-

Рис. 11.4. Структурная схема одноктактного интегрирующего АЦП



ное состояние используется переключатель  $S1$ . Напряжение  $U_{оп}$  на входе интегратора определяет наклон пилообразного выходного напряжения  $A1$ . Нелинейность этого напряжения является основным источником погрешности преобразования. Логическое устройство формирует необходимые импульсы для управления работой переключателя и счетчика, и нарушение требуемых временных соотношений для управления интегратором и счетчиком является вторым источником погрешностей АЦП этого типа. Если пилообразное напряжение начнет увеличиваться, например, с опозданием относительно пуска счетчика, то будет получен результат преобразования, соответствующий большему значению  $U_{вх}$ . Если же интегратор будет включен раньше, чем счетчик, то пилообразное напряжение на выходе  $A2$  достигнет уровня  $U_{оп}$  при меньшем, чем нужно, числе импульсов, зафиксированном счетчиком. Таким образом, и динамические параметры компаратора  $A2$  и логического устройства, и ошибки смещения, и нелинейности пилообразного напряжения ограничивают достижимую погрешность одноктактного интегрирующего АЦП.

Существенно большую точность преобразования позволяют получить АЦП с двухтактным интегрированием, у которых выходной цифровой код определяется интегральным или средним значением аналогового сигнала в течение некоторого интервала времени. Такие АЦП, также содержащие на входе интегратор, обеспечивают высокую точность преобразования при обработке аналоговых сигналов в присутствии высокочастотных помех с частотой  $f_n > 1/T_n$ , где  $T_n$  — период интегрирования. Если значение  $T_n$  кратно периоду изменений переменной составляющей напряжения питания АЦП, то исключается влияние нестабильности напряжения источника питания на точность преобразования. Это объясняется тем, что значение интеграла от синусоидального сигнала равно нулю, если интегрирование осуществляется во временном интервале, кратном периоду изменения синусоиды.

АЦП с двухтактным интегрированием обеспечивают высокую точность, имеют сравнительно простую структуру и благодаря этому оказались приемлемыми для изготовления в виде полупроводниковых БИС. Их главным недостатком является большое время преобразования (1 ... 100 мс). Для построения современных прецизион-

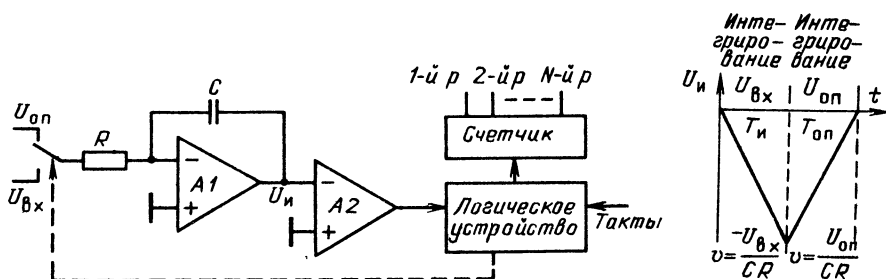


Рис. 11.5. Структурная схема АЦП с двухтактным интегрированием

ных БИС АЦП используется как метод двухтактного интегрирования, так и его модификация — метод уравнивания заряда.

Упрощенная структурная схема АЦП с двухтактным интегрированием представлена на рис. 11.5. Преобразование осуществляется в два этапа. Сначала ко входу интегратора  $A1$  подключается преобразуемое входное напряжение. Если в течение заданного времени интегрирования  $T_{\text{и}}$  напряжения  $U_{\text{вх}}$  его величина остается постоянной, то напряжение  $U_{\text{и}}$  линейно уменьшается (при  $U_{\text{вх}} > 0$ ) от нуля до некоторой величины. Для этого перед первым этапом преобразования интегратор «сбрасывают», т. е. устанавливают в нуль его выходное напряжение  $U_{\text{и}}$ .

Затем вместо аналогового сигнала ко входу интегратора подключается опорное напряжение  $U_{\text{оп}}$ . Полярность опорного напряжения должна быть противоположна полярности преобразуемого аналогового сигнала. Состоянием переключателя  $S1$  управляет логическое устройство. После подключения  $U_{\text{оп}}$  ко входу интегратора напряжение  $U_{\text{и}}$ , изменяясь линейно, стремится к нулю. По истечении времени  $T_{\text{оп}}$  достигается напряжение  $U_{\text{и}} = 0$ , что фиксируется переключением выходного напряжения компаратора  $A2$ , управляющего работой логического устройства. Время  $T_{\text{оп}}$  прямо пропорционально среднему значению преобразуемого аналогового сигнала за период  $T_{\text{и}}$ . Длительность интервала  $T_{\text{и}} = N_{\text{и}} t_{\text{т}}$  определяется числом тактовых импульсов  $N_{\text{и}}$  с периодом  $t_{\text{т}}$ . Аналогично длительность интервала  $T_{\text{оп}} = N_{\text{оп}} t_{\text{т}}$  определяется числом тактовых импульсов  $N_{\text{оп}}$ . В общем виде описанное изменение выходного напряжения интегратора в течение времени  $T_{\text{и}} + T_{\text{оп}}$  можно записать следующим образом:

$$U_{\text{и}}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_{\text{и}}} U_{\text{вх}} dt - \frac{1}{RC} \int_0^{T_{\text{оп}}} U_{\text{оп}} dt = 0.$$

Подставив в это выражение указанные выше значения для  $T_{\text{и}}$  и  $T_{\text{оп}}$ , получим

$$N_{\text{оп}} = \left( \frac{N_n}{U_{\text{оп}}} \int_0^{N_n t_n} U_{\text{вх}} dt \right) / N_n t_n = N_n \bar{U}_{\text{вх}} / U_{\text{оп}}.$$

Здесь  $\bar{U}_{\text{вх}}$  — среднее значение напряжения преобразуемого входного сигнала за время  $T_n$ . Зафиксированное счетчиком число  $N_{\text{оп}}$ , преобразованное в требуемый код, является результатом преобразования аналогового входного напряжения. Из описания работы АЦП с двухтактным интегрированием следует, что главными источниками погрешности преобразования являются нестабильности опорного напряжения и периода тактовых импульсов за время преобразования. По сравнению с влиянием этих двух факторов неидеальностью параметров  $RC$ -цепи интегратора и ОУ обычно можно пренебречь. Время преобразования не постоянно, а определяется значением преобразуемого входного напряжения.

Практические схемы БИС АЦП с двухтактным интегрированием содержат обычно дополнительные функциональные узлы: буферный повторитель на входе интегратора, узел автоматической балансировки напряжения смещения нуля, узел автоматического переключения полярности опорного напряжения для преобразования двухполярного сигнала. В первых БИС АЦП с двухтактным интегрированием аналоговые и цифровые узлы реализовались на разных кристаллах. В настоящее время выпускаются однокристальные АЦП этого типа, к наиболее удачным из которых можно отнести ICL 7106. Этот АЦП обеспечивает автоматическую регулировку напряжения смещения нуля и способен преобразовать в десятичный код двухполярный сигнал. Этап регулировки предшествует каждому циклу преобразования.

В АЦП с двухтактным интегрированием, процесс преобразования можно разделить на фазы: интегрирование входного сигнала, интегрирование эталонного напряжения и подсчет тактовых импульсов. При использовании метода уравнивания заряда все три фазы процесса преобразования совмещены и выполняются за один фиксированный период времени преобразования.

Структурная схема АЦП, построенного по методу уравнивания заряда, представлена на рис. 11.6. В течение заданного времени

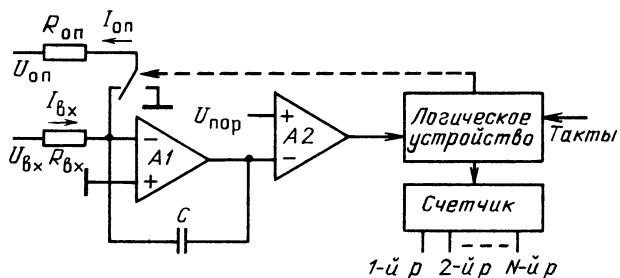


Рис. 11.6. Структурная схема АЦП с уравниванием заряда



преобразования интегрируется сумма непрерывно протекающего входного тока  $I_{вх} = U_{вх}/R_{вх}$  и импульсов эталонного тока  $I_{оп} = U_{оп}/R_{оп}$ . Полярность эталонного тока противоположна полярности входного тока, а значение тока  $I_{оп} \approx 2I_{вх \max}$ . Длительность импульсов эталонного тока определяется периодом тактовой частоты, а их необходимое число находится из условия достижения выходным напряжением интегратора значения порога срабатывания  $U_{пор} \approx 0$  компаратора А2. Компаратор переключается, когда выходное напряжение интегратора достигает значения  $U_{пор}$ . При этом управляющее логическое устройство переключает  $S1$  и подключаемый ко входу интегратора ток  $I_{оп}$  обеспечивает импульсное изменение заряда на конденсаторе. Вследствие этого происходит сброс выходного напряжения интегратора на величину, определяемую амплитудой и длительностью импульса  $I_{оп}$ . Затем вновь происходит интегрирование  $I_{вх}$ . Число  $N_x$  импульсов  $I_{оп}$ , необходимое для достижения баланса заряда на конденсаторе в течение заданного времени преобразования, подсчитывается счетчиком, и его содержимое является результатом преобразования аналогового сигнала в код. Выходное напряжение интегратора представляет собой последовательность пилообразных импульсов.

Выражение, описывающее работу такого АЦП, можно записать, как и при двухтактном интегрировании, из условия равенства зарядов, обеспечиваемых непрерывным током  $I_{вх}$  и импульсами эталонного тока  $I_{оп}$ . При периоде  $t_\tau$  тактовых импульсов заряд, формируемый током  $I_{оп}$  за время импульса [36],

$$q = \int_0^{t_\tau} I_{оп} dt = t_\tau U_{оп} / R_{оп}.$$

За фиксированный период  $T_n = Nt_\tau$  следования заданного числа  $N$  тактовых импульсов заряд, обусловленный входным током,

$$Q = \int_0^{T_n} (U_{вх} / R_{вх}) dt = Nt_\tau \int_0^{Nt_\tau} (U_{вх} / Nt_\tau R_{вх}) dt = Nt_\tau \bar{U}_{вх} / R_{вх},$$

где  $\bar{U}_{вх}$  — среднее значение входного напряжения за время преобразования  $T_n$ . Число импульсов  $I_{оп}$ , требуемое для балансировки заряда, обусловленного током  $I_{вх}$ , определяется из выражения  $N_x = Q/q = NR_{оп} \bar{U}_{вх} / R_{вх} U_{оп}$ . На результат преобразования не оказывают влияние быстрые и медленные изменения тактовой частоты, одинаково воздействующие на заряд, обеспечиваемый током  $I_{вх}$  за время  $Nt_\tau$ , и суммарный заряд, обусловленный импульсами тока  $I_{оп}$ . Фиксированное время преобразования делает удобным применение АЦП с уравниванием заряда в системах сбора аналоговых сигналов с централизованным управлением от ЭВМ.

По достижимому быстродействию АЦП с двухтактным интегрированием и АЦП с уравниванием заряда практически одинаковы. Одинаковы они и по аппаратному составу, за исключением структуры логического устройства. В АЦП двухтактного интегрирования в цифровой его части обычно требуется использование добавочного отсчета периода времени в течение цикла преобразования, когда обрабатывается только  $U_{вх}$ , что увеличивает объем счетчика. Однако для АЦП двухтактного интегрирования требуется компаратор с хорошей временной стабильностью напряжения смещения нуля  $U_{см}$ . В то же время для АЦП с уравниванием заряда требуется стабильность  $U_{см}$  компаратора только в течение одного периода преобразования.

Однополярные АЦП двойного интегрирования можно сделать двухполярными, добавив источник  $U_{оп}$  противоположной полярности, второй компаратор и устройство подключения источника  $U_{оп}$  той полярности, которая требуется для обработки  $U_{вх}$ . В то же время для АЦП с уравниванием заряда необходима на входе только схема выделения абсолютного значения  $U_{вх}$  (см. гл. 4). Даже если предположить, что аппаратные затраты на реализацию двухполярного режима работы одинаковы, то все равно в АЦП с уравниванием заряда появляется еще и возможность измерения параметров переменных сигналов.

Вместе с тем у АЦП с двухтактным интегрированием есть большое преимущество — подавление помех, кратных по своей длительности периоду интегрирования. Это позволяет достичь большей точности измерения, чем в АЦП с уравниванием заряда.

Разновидностью АЦП, основанных на преобразовании входного напряжения во временной интервал с помощью заряда конденсатора, являются АЦП с времяимпульсной модуляцией [29]. Название этого АЦП, самого простого по структуре, отражает тот факт, что уровень аналогового сигнала преобразуется в импульс, длительность которого пропорциональна  $U_{вх}$ . Затем временной интервал преобразуется в цифровую форму с помощью подсчета числа тактов, которое умещается в этом интервале. Этот тип АЦП применяется крайне редко, поскольку при сравнительно низком быстродействии имеет недостаточную для многих применений точность.

### 11.3. АЦП СО СТУПЕНЧАТЫМ ПИЛООБРАЗНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Этот тип преобразователя и описанные в последующих двух параграфах АЦП относятся к категории преобразователей со сравнением дискретных уровней напряжения с  $U_{вх}$ . Среди АЦП последовательного счета (следящий и последовательного приближения) преобразователь со ступенчатым пилообразным напряжением (рис. 11.7) самый простой по структуре, но и самый медленный. Процесс преобразования начинается с записи содержимого двоичного счет-

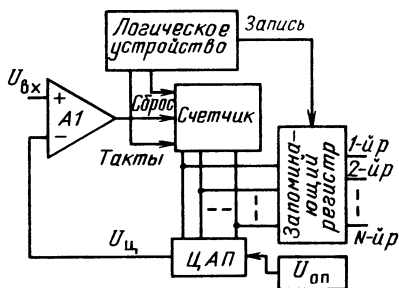


Рис. 11.7. Структурная схема АЦП со ступенчатым пилообразным напряжением

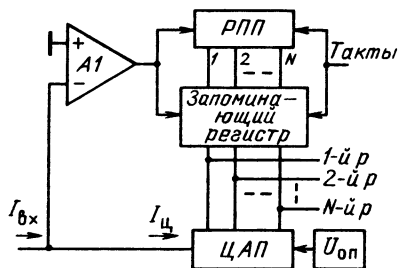


Рис. 11.8. Структурная схема АЦП последовательного приближения

чика в запоминающий регистр. Затем счетчик сбрасывается и на выходе ЦАП устанавливается напряжение  $U_{ц}=0$ . После этого запускается тактовый генератор в логическом устройстве и содержимое счетчика начинает увеличиваться, пока справедливо неравенство  $U_{вх} > U_{ц}$ . Как только  $U_{ц}$  достигнет  $U_{вх}$ , а затем в следующем такте превысит его, изменится выходное напряжение компаратора  $A1$  и содержимое счетчика прекратит увеличиваться. Полученное таким образом цифровое слово на выходе счетчика и будет результатом преобразования напряжения  $U_{вх}$  в код. В следующем цикле преобразования нового значения  $U_{вх}$  это цифровое слово по сигналу записи, формируемому логическим устройством, будет перенесено в запоминающий регистр. Следовательно, максимальное время преобразования такого АЦП равно  $(2^N - 1) T_{и}$ , где  $T_{и}$  — период тактовых импульсов.

Одной из модификаций АЦП со ступенчатым пилообразным напряжением является следящий АЦП, который отличается только заменой двоичного счетчика на реверсивный. Это позволяет начать отсчет не от  $U_{ц}=0$ , а от  $U_{ц}=U_{оп}/2$ . Выходное напряжение компаратора  $A1$  в этом случае будет определять направление счета в зависимости от того, больше или меньше  $U_{ц}$  входного напряжения. В остальном преобразователь этого типа полностью аналогичен АЦП со ступенчатым пилообразным напряжением, а его время преобразования для максимального значения  $U_{вх}$  равно  $T_{и}2^{N-1}$ , т. е. всего в два раза лучше.

#### 11.4. АЦП ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ

Упрощенная структурная схема АЦП последовательного приближения дана на рис. 11.8. Получив команду на выполнение преобразования от генератора тактовых импульсов, регистр последовательного приближения (РПП) устанавливает лог. 1 в первом разряде запоминающего регистра и ЦАП. Если при этом  $U_{вх} > U_{ц}$ , то компа-

ратор напряжения  $A1$  выдает в РПП команду оставить лог. 1 в первом разряде запоминающего регистра и подать лог. 1 во второй разряд ЦАП. Если после этого вновь  $I_{вх} > I_{ц}$ , то  $A1$  выдает в РПП команду оставить лог. 1 во втором разряде запоминающего регистра ЦАП и подать лог. 1 на третий разряд. Если же  $I_{вх} < I_{ц}$ , то компаратор  $A1$  выдает в РПП команду установить во втором разряде лог. 0 и в третий разряд ЦАП подать лог. 1. Затем вновь повторяется описанный выше алгоритм работы блоков АЦП и так далее до  $N$ -го разряда ЦАП. Работа АЦП синхронизируется тактовым генератором. После  $N$  тактов сравнения  $I_{вх}$  с  $I_{ц}$  на выходе запоминающего регистра и на входе ЦАП получается  $N$ -разрядный двоичный код, который является цифровым эквивалентом входного аналогового сигнала. Таким образом, время преобразования такого АЦП равно  $NT_{и}$ , т. е. значительно меньше, чем для рассмотренных АЦП с ЦАП в цепи ОС. Однако при использовании одинаковых компонентов АЦП последовательного приближения, как правило, уступает рассмотренным в § 11.3 по значению дифференциальной нелинейности.

Особенность работы АЦП последовательного приближения состоит в том, что в каждом из  $N$  тактов должно отводиться примерно одинаковое время на завершение всех переходных процессов. Только в этом случае будет достигнута точность, соответствующая  $N$  разрядам. Наибольшее время, как правило, требуется на полное установление напряжения на входе компаратора  $A1$  (выходе ЦАП). Выходной ток ЦАП должен установиться в каждом такте с точностью не хуже  $I_{цmax}/2^{N+1}$ . Поскольку в младших разрядах ЦАП амплитуда подаваемых на выход ЦАП токов значительно больше, чем в старших разрядах, то и требуемое время установления  $I_{ц}$  в первых тактах преобразования значительно больше. Эту особенность работы АЦП последовательного приближения часто используют для дополнительного увеличения их быстродействия посредством постепенного уменьшения длительности  $T_{и}$  при переходе цикла преобразования от младших разрядов к старшим.

На базе этого метода могут быть построены АЦП с погрешностью до 0,005 %. Например, в [65] в основу построения АЦП такой точности для вычислений с плавающей запятой было положено адаптивное усиление преобразуемого сигнала. Важнейшим составным узлом всего преобразователя стал первый АЦП, преобразующий напряжение входного сигнала в код, соответствующий порядку его величины. В качестве второго важного узла для достижения такой точности использован программируемый усилитель, осуществляющий усиление входного сигнала на величину, определяемую этим АЦП. И, наконец, третьим узлом является второй АЦП, преобразующий усиленный входной сигнал в код мантиссы.

## 11.5. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ АЦП

Упрощенная структурная схема АЦП параллельного преобразования приведена на рис. 11.9. Основными элементами  $N$ -разрядного АЦП являются  $2^N - 1$  компараторов напряжения. На один из двух дифференциальных входов каждого компаратора подается индивидуальное опорное напряжение. Такое опорное напряжение для каждого компаратора формируется внутренним резисторным делителем. Разность между опорными напряжениями двух ближайших компараторов равна  $U_{оп}/2^N$ . На другие входы компараторов подается входной сигнал. По функционированию и структуре компараторы в АЦП параллельного преобразования аналогичны компараторам К597СА1 и К597СА2. В их входной каскад встроены триггер-защелка. На выходах компараторов устанавливаются уровни лог. 0 и лог. 1, соответствующие сигналам на входах в момент прихода фронта тактового сигнала. Длительность импульса опроса лежит в пределах 0,1...1 нс. После окончания импульса опроса с помощью триггера-защелки в каждом компараторе хранится мгновенное значение аналогового входного сигнала, представленное на выходах компараторов в виде  $(2^N - 1)$ -разрядного цифрового слова. Дешифратор представляет это слово в виде двоичного  $N$ -разрядного кода и затем по команде дешифрованное слово записывается в выходной регистр. Поскольку каждая из  $2^N - 1$  градаций аналогового входного сигнала преобразуется в цифровой сигнал отдельным компаратором, время преобразования в таком АЦП определяется временем переключения компаратора и задержкой дешифратора и, следовательно, сравнительно невелико. Однако высокое быстродействие достигается ценой значительных аппаратных затрат и большой потребляемой мощности. Например, для 8-разрядного параллельного АЦП К1107ПВ2 требуется 255 компараторов, а всего около  $3 \cdot 10^4$  активных элементов и потребляемая мощность около 3 Вт.

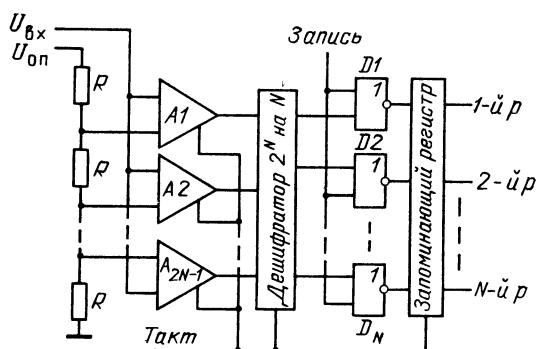


Рис. 11.9. Структурная схема параллельного АЦП

## 11.6. ПАРАМЕТРЫ АЦП И ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

**Параметры АЦП** делятся на точностные, динамические и эксплуатационные. По сравнению с ЦАП (см. § 9.3) точность АЦП характеризуют еще два дополнительных параметра: погрешность квантования и апертурная погрешность. *Погрешность квантования* — погрешность, вызванная значением шага квантования, определяемая как 0,5 единицы МЗР. *Апертурная погрешность* — неопределенность между значением входного сигнала в момент выборки и значением фактически преобразуемой величины  $U_{вх}$ .

К новым по сравнению с ЦАП динамическим параметрам следует отнести частоту дискретизации, время выборки и апертурное время. *Частота дискретизации* — максимальная частота выборок входного аналогового сигнала. *Время выборки* — максимальное время, которое затрачивает АЦП (обычно УВХ на входе АЦП) на получение нового значения  $U_{вх}$ . *Апертурное время* — время, в течение которого сохраняется неопределенность между значением выборки  $U_{вх}$  и моментом времени, к которому она относится.

Эксплуатационные параметры АЦП аналогичны параметрам ЦАП, за исключением диапазонов изменения входных и выходных сигналов.

При разработке АЦП на базе микросхем разработчик сразу сталкивается с проблемой выбора составных частей исходя из их параметров. Например, выбрав быстродействующий АЦП К1108ПВ1 с временем преобразования 1 мкс, трудно получить частоту преобразования 1 МГц. Объясняется это тем, что для полного использования возможностей БИС К1108ПВ1 необходимо на ее входе включить УВХ и, быть может, буферный усилитель. Таким образом, время преобразования всего модуля может возрасти до 2...3 мкс. Более того, многие важные для применения БИС параметры обычно не указываются, например температурные дрейфы второстепенных показателей погрешности АЦП, временная нестабильность точностных параметров, частота дискретизации и др. Часто в документации не приводится и такая важная характеристика, как минимальный временной интервал между преобразованиями, который характеризует время возвращения АЦП в исходное состояние. Этот временной интервал может оказаться не меньше времени преобразования и существенно уменьшит частоту дискретизации.

Таким образом, приводимые в технических условиях параметры АЦП являются только отправной точкой для применения БИС. Итог же правильности использования микросхемы в аппаратуре можно получить лишь в результате комплекса отработочных испытаний узла, содержащего АЦП в приборе. В этом случае необходимо неукоснительно выполнять ограничения, накладываемые на эксплуатационные параметры применяемой БИС. К таким ограничениям относятся выбираемый цифровой код, диапазон входных и выходных сигналов, длительности управляющих импульсов, длительности фронта и среза импульсов. Кроме того, необходимо следить за правильностью выбора напряжений источников питания и соблюдением требуемой последовательности их включения.

Ряд факторов, связанных с применением АЦП в приборе, может просто быть непредсказуемым даже при знании всего набора возможных параметров АЦП. К таким факторам относятся помехи по цепи питания, электромагнитное излучение и специальные виды воздействия. Окончательно пригодность конкретной БИС АЦП для данных условий работы прибора может подтвердить только испытание аппаратуры. Например, электромагнитное излучение может привести к потере одного или нескольких разрядов, особенно в прецизионных и сверхбыстродействующих АЦП. Обеспечение помехозащищенности является одним из наиболее трудных вопросов, не поддающихся выработке единых конкретных рекомендаций на все случаи разработок, так как помехи обычно имеют случайный характер и возникают из разных источников.

Наряду с электромагнитным излучением и случайными помехами на работу АЦП могут существенно влиять помехи по цепям источников питания. Эти помехи вызывают переходные процессы в шинах питания, обусловленные переключением мощных потребителей энергии в системе. Несколько повысить помехоустойчивость АЦП в системе позволяет полное или частичное экранирование, использование отдельных экранированных шин питания, разделение общих шин входной и выходной цепей, аналоговой и цифровой частей прибора. Если источник входного сигнала и АЦП имеют разные общие шины, то необходимо применять АЦП с дифференциальным усилителем на входе, допускающим воздействие больших синфазных сигналов. При очень больших синфазных сигналах может потребоваться гальваническая развязка между датчиком аналогового сигнала и входом АЦП с помощью трансформаторной или оптической связи.

При проектировании АЦП необходимо разделять его погрешности на две составные части: погрешности, вносимые электронными узлами, и погрешность квантования. Погрешность квантования задается разрядностью используемых БИС ЦАП или АЦП, и будет ли эта разрядность реализована, определяется правильностью выбора не только точностных, но и динамических параметров вспомогательных функциональных узлов (источника опорного напряжения, УВХ, компаратора и др.). Правильный выбор компонентов АЦП затруднен различием параметров, описывающих качество компонентов. В гл. 1 показано, что решением проблемы проектирования АЦП является сведение характеристик качества всех входящих в них аналоговых и цифровых узлов к единым информационно-энергетическим параметрам. В этом случае оптимальный выбор компонентов для АЦП с заданными параметрами можно осуществить по пропускной способности его узлов (ОУ, УВХ, ЦАП, цифровых регистров, компараторов и др.).

## 11.7. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ АЦП

Особое место среди преобразователей аналоговых величин в цифровые занимают преобразователи параметров пространственного движения в код. К этой категории АЦП относятся преобразователи временного интервала в код, фазы или частоты в код, перемещения в код. Перечисленные типы преобразователей широко используются в работотехнике, радиолокации, радионавигации, программно-управляемых станках и т. д. Преобразователи пространственного

перемещения в код относят обычно к разряду специализированных, поскольку либо они могут быть построены на базе обычного преобразователя напряжение-код, либо они являются частью одного из вариантов преобразователя напряжение-код. Например, любой из перечисленных преобразователей может состоять из двух функциональных узлов. В качестве первого узла могут использоваться преобразователи частоты в напряжение или преобразователи временного интервала в напряжение, или фазы в напряжение (см. гл. 4). В качестве второго узла можно применить преобразователь напряжение-код. В то же время преобразователь временного интервала в код является частью рассмотренного в § 11.2 одноканального интегрирующего АЦП. Поскольку при любом промежуточном преобразовании ухудшается точность и снижается в целом быстродействие устройства, не говоря о дополнительных аппаратурных затратах, получили распространение специализированные АЦП указанных типов.

**Преобразователь временного интервала в код** является самым простым, так как может быть построен на одном компараторе и счетчике. В этом случае используется классический метод последовательного счета, при котором преобразуемый временной интервал заполняется импульсами постоянной частоты, поступающими от тактового генератора [1]. Существующие схемы преобразователей временного интервала в код обычно разбиваются на две категории: преобразователи сравнительно небольших по длительности периодически повторяющихся временных интервалов и преобразователи одиночных временных интервалов большой длительности. Первый тип преобразователей сравнительно прост, поскольку по минимальной частоте повторяющихся входных импульсов можно синхронизировать работу всей схемы, включая устройства формирования импульсов пуска, сброса и перезаписи результатов преобразования. Второй тип преобразователей сложнее, поскольку за цикл преобразования структура не только должна выполнить основную функцию в режиме самосинхронизации и устранить погрешность исходной неопределенности поступления временного интервала, но и приготовиться к следующему циклу измерения, время начала которого не определено заранее.

**Преобразователи фазы или частоты в код** в качестве преобразуемой величины обычно используют разность между фазами двух сигналов. Самым распространенным методом преобразования в этом случае является сначала переход от фазы к временному интервалу, а затем преобразование времени в код. Переход от фазы к временному интервалу требует обычно одной микросхемы компаратора напряжения. При этом один сигнал является опорным напряжением, а второй входным напряжением. В предварительно усиленных входных сигналах точками отсчета являются обычно их точки перехода через нуль. Усиление входных сигналов позволяет уменьшить влияние помех на точность преобразования. Для устранения влияния помех иногда применяют метод двойного измерения, т. е. измерение выполняется при обоих переходах через нуль входных сигналов за период их изменения. Результат в этом случае рассчитывают как среднее арифметическое от двух замеров и подают на преобразователь время-код. Для построения преобразователей этого типа иногда используют методы, основанные на статистической обработке повтор-



ющихся результатов преобразования [66]. Благодаря этому удается существенно упростить схемы преобразователей и достичь высокой точности преобразования.

Построить преобразователь частоты в код нетрудно, например, используя в качестве измеряемого параметра период сигнала (т. е. временной интервал).

**Преобразователи перемещения в код** являются самостоятельным классом специализированных АЦП. Специфичность этих АЦП связана с тем, что в качестве датчиков аналогового сигнала здесь используются устройства с самой разной природой физических явлений. Исходный аналоговый сигнал в АЦП этого типа может быть представлен и интенсивностью светового потока, и силой электромагнитного поля, и удельным давлением и т. д. Качество преобразователей сегодня практически полностью зависит от параметров датчиков аналоговых сигналов, поскольку электронная часть схем превратилась практически в идеальную по своим параметрам благодаря использованию технологии изготовления полупроводниковых микросхем.

Основным видом АЦП перемещения в код является преобразователь угол-код. Обычно АЦП строится на основе метода последовательного счета. Среди АЦП, построенных по методу последовательного счета, в последние годы все чаще стали применяться циклические преобразователи угла в код. Этот тип преобразователей в каждом цикле преобразования выдает код, который соответствует текущему значению входного угла. Широкое распространение получили циклические преобразователи угла в код с временной разверткой, у которых исходная угловая величина вначале преобразуется в сдвиг фазы, а затем во временной интервал и, наконец, в код.

Для выполнения преобразования угла поворота оси в сдвиг фазы используются фазовращатели. Наибольшее распространение сейчас в электромеханических системах получили индукционные электрические генераторы типа синусно-косинусных вращающихся трансформаторов (СКВТ), или сельсинов. У этих генераторов амплитуда выходного напряжения переменного тока, получаемого с одной или двух обмоток, пропорциональна синусу или косинусу угла поворота ротора генератора. Чтобы воспользоваться таким выходным синусоидальным сигналом, необходимо перейти к его зависимости от угла. В связи с этим в реальных системах преобразователей угол-код, работающих с датчиками типа СКВТ, используют оба выходных напряжения с синусной и косинусной обмотками. Эти напряжения подаются на активную или пассивную фазосдвигающую цепь, на выходе которой образуются сдвинутые по фазе относительно напряжения питания два синусоидальных сигнала. Сдвиг по фазе, пропорциональный углу поворота, преобразуется компаратором во временной интервал, который, в свою очередь, преобразуется в код с помощью описанной выше процедуры.

## **11.8. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ БИС АЦП**

Из множества описанных выше методов преобразования аналоговых величин в цифровые в полупроводниковых БИС используются только методы, обеспечивающие достижение высоких параметров АЦП при реализации структуры их узлов, совместимых по технологии изготовления. В наибольшей степени этим требованиям

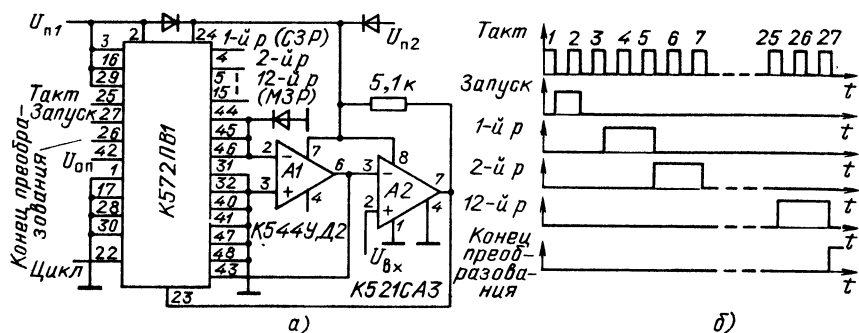


Рис. 11.10. Схема АЦП на базе БИС К572ПВ1 (а) и временные диаграммы его работы (б)

удовлетворяют методы последовательного приближения, параллельного преобразования и двухтактного интегрирования. Первый метод обеспечивает удовлетворительное сочетание точности и быстродействия, второй — возможность достичь высокого быстродействия, а третий — повышенную точность.

На основе метода последовательного приближения были созданы выпускаемые сейчас серийно БИС К572ПВ1, К1113ПВ1, и этот метод положен в основу создания БИС К1108ПВ1. АЦП К572ПВ1 не является функционально законченным, поскольку содержит только ЦАП, РПП и запоминающий регистр. Для использования в качестве АЦП последовательного приближения к БИС К572ПВ1 необходимо добавить компаратор, источник опорного напряжения и тактовый генератор (рис. 11.10, а). Последний должен формировать импульсы со скважностью 2 и максимальной частотой 250 кГц. Для преобразования аналогового сигнала в код требуется 27 тактов (рис. 11.10, б). Напряжение лог. 1 на выводах 22, 23 должно быть не меньше 10 В. Если вывод 2 отсоединить от  $U_{n1}$ , то при подаче на него напряжения лог. 0 четыре старших разряда (выводы 4—7) перейдут в третье состояние, т. е. выходное сопротивление по этим выводам станет около 1 МОм. При подаче напряжения лог. 0 на вывод 16 (отсоединенный от  $U_{n1}$ ) восемь следующих разрядов переходят в третье состояние. Это позволяет производить побайтовый обмен информацией с 8-разрядной шиной данных микроЭВМ. Напряжение на выводе 17 определяет режим работы БИС. При напряжении лог. 0 на этом выводе К572ПВ1 может использоваться в качестве АЦП, а при лог. 1 в качестве ЦАП. Чтобы АЦП на основе К572ПВ1 непрерывно преобразовывал входное напряжение, после однократного запуска необходимо вывод 28 отключить от общей шины и соединить с выводом 22. При этом вывод 27 должен быть заземлен. Усилитель А1 включен между выходом внутренней резисторной матрицы К572ПВ1 и компаратором А2 для повышения

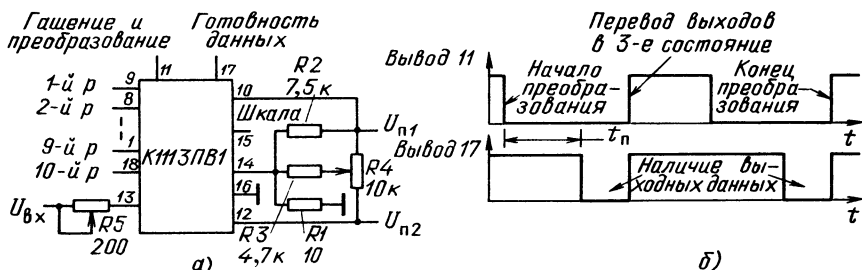


Рис. 11.11. Схема АЦП на базе БИС К1113ПВ1 (а) и временные диаграммы его работы (б)

точности и обеспечения напряжения виртуального нуля на выходе ЦАП. При использовании ОУ К544УД2 время преобразования не меньше 110 мкс. В БИС К572ПВ1 содержатся дополнительные резисторы с сопротивлениями  $2R$ ,  $R$ ,  $R/2$  и  $R/4$  (выводы 31, 32, 40, 41, 45). В зависимости от того, какой из них включен в цепь ОС А1, изменяется допустимый размах  $U_{вх}$ . Если допустимо уменьшение разрядности преобразования, то процесс преобразования можно остановить, подав на вывод 27 повторный импульс [67]. Улучшенной модификацией К572ПВ1 является БИС К572ПВ3 (см. табл. П10 и рис. П10).

БИС К1113ПВ1 является функционально законченным АЦП, сопрягаемым с микропроцессором (рис. 11.11, а). Этот АЦП может преобразовать однополярное напряжение 0...10 В (вывод 15 заземлен) в двухполярное  $\pm 5$  В (на вывод 15 напряжение не подается). При напряжении лог. 1 на выводе 11 буферные каскады переходят в третье состояние и ФПП находится в исходном состоянии. При напряжении лог. 0 на выводе 11 запускается внутренний тактовый генератор и начинается преобразование входного аналогового сигнала в код (рис. 11.11, б). В течение преобразования сигнал на выводе 17 равен напряжению лог. 1. По окончании преобразования на выводе 17 устанавливается напряжение лог. 0, открываются буферные каскады и на выходы АЦП передается результат преобразования. В К1113ПВ1 выведены две общие шины — аналоговая (вывод 14) и цифровая (вывод 16). Напряжение между этими выводами должно быть меньше 0,2 В. Не допускается подача сигналов на АЦП при включенном напряжении питания. Рекомендуется подавать аналоговое напряжение на вход после подачи цифровых сигналов управления. Типовое входное сопротивление по выводу 13 равно 10 кОм. Цепь резисторов  $R1$ — $R4$  позволяет регулировать напряжение смещения нуля АЦП в диапазоне  $\pm 0,3\%$ . Для регулировки полной шкалы используется резистор  $R5$ . При обработке биполярного входного сигнала резистор  $R2$  следует исключить. Чтобы резисторы не ухудшали точность АЦП при

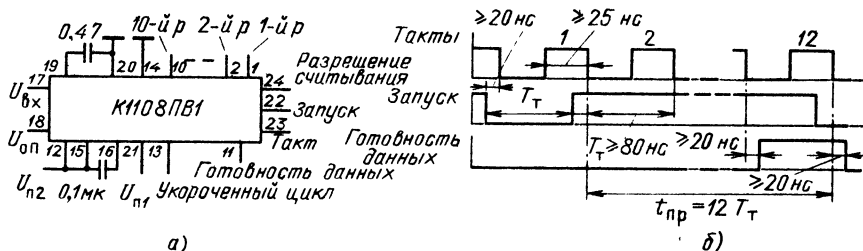


Рис. 11.12. Схема АЦП на базе БИС К1108ПВ1 (а) и временные диаграммы его работы (б)

изменении температуры, дрейф их сопротивления должен быть не больше  $10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ .

В БИС К1108ПВ1 (рис. 11.12) структура отличается от традиционного АЦП последовательного приближения тем, что три старших разряда формируются в первом такте преобразования. Остальные же семь разрядов получают, как в обычном АЦП последовательного приближения. Благодаря этому время преобразования уменьшено до 1 мкс. Недостатком этого АЦП является необходимость использования источника входного сигнала с выходным сопротивлением меньше 0,2 Ом в диапазоне частот до 1 МГц. Внешний источник опорного напряжения должен обеспечивать выходной ток больше 8 мА.

Управление работой АЦП серии К1107 осуществляется с помощью тактовых импульсов (рис. 11.13, а и 11.14). По истечении времени  $t_3 = 10...15$  нс после поступления фронта тактового импульса производится выборка нового значения аналогового сигнала, т. е. в компараторах выключаются триггеры-защелки. Значение  $t_3$  может меняться на несколько наносекунд от образца к образцу АЦП или при изменении температуры. Перекодировка выходных логических сигналов компараторов осуществляется по срезу тактового импульса, а результат перекодировки подается на выходной регистр по фронту следующего тактового импульса (рис. 11.13, б). Задержка распространения сигнала в выходном регистре не превышает 50 нс. По этому же фронту производится следующая выборка. Вследствие этого в момент получения на выходе  $N$ -й выборки на входе производится  $(N+2)$ -я выборка. При  $T_n \geq 20$  нс и  $t_n \geq 30$  нс гарантируется нормальная работа преобразователя. Компараторы подключены к шине входного сигнала через эмиттерные повторители, благодаря чему практически исключается влияние изменения входного тока компараторов и входная емкость уменьшается приблизительно до 100 пФ в АЦП серии 1107. В БИС К1107ПВ4 предусмотрена возможность регулировки точности преобразования в пяти точках диапазона  $U_{вх}$ . Регулировкой  $U_{оп1}$  и  $U_{оп2}$  достигается устранение ошибки в крайних

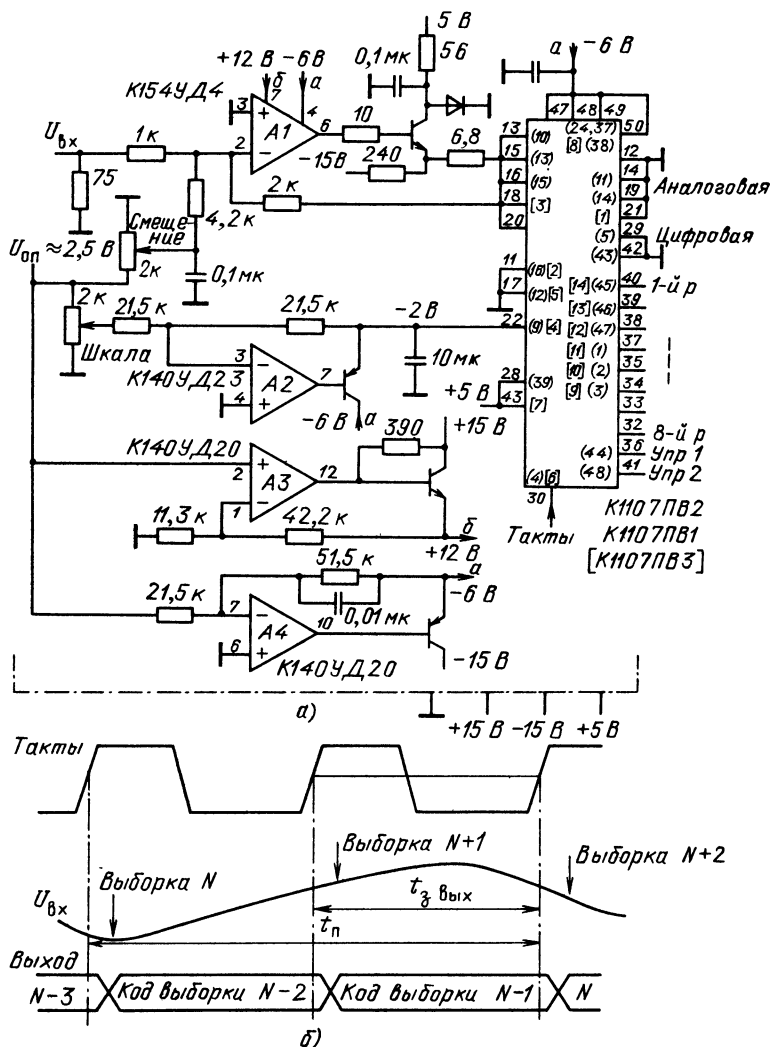


Рис. 11.13. Схема АЦП на базе БИС серии К1107 (а) и временные диаграммы его работы (б)

точках шкалы, а регулировкой промежуточных опорных напряжений  $U_{оп}/2$ ,  $U_{оп}/4$  и  $2U_{оп}/3$  (по выводам 37, 62 и 31) обеспечивается минимальная нелинейность [68]. В этой БИС входной ток практически не зависит от  $U_{вх}$ . При изменении  $U_{вх}$  от  $-2,5$  до  $+2,5 В$  изменение  $\Delta I_{вх} = 0,7 мА$ . Параметры БИС серии 1107 приведены в табл. П11.

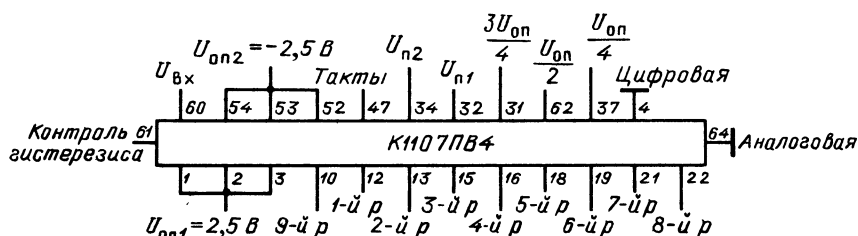


Рис. 11.14. Схема разводки выводов БИС К1107ПВ4

В АЦП последовательного приближения и аналогичных им по быстродействию (следящих или использующих ступенчатое приращение напряжения) на точность работы существенное влияние оказывает постоянство входного аналогового сигнала в течение времени его преобразования в цифровое слово. Чем длительнее время преобразования, тем большее влияние на его точность могут оказать изменения напряжения питания, помехи и шумы. Их источником является в первую очередь УВХ, практически всегда используемое на входе АЦП указанных типов. В режиме выборки УВХ выполняет функцию буферного повторителя, исключаяющего влияние выходного сопротивления источника аналогового сигнала. По команде в виде цифрового сигнала УВХ переходит в режим хранения и на выходе сохраняется значение входного напряжения, достигнутое в момент подачи команды (см. гл. 8). Изменение этого напряжения из-за нестабильности напряжения питания УВХ, помех, вызванных переключением цифровых схем в приборе и из-за шумов в УВХ приводит к тому, что реальная точность преобразования в АЦП указанных типов не превышает 12 разрядов.

Существенно повысить точность преобразования удастся при использовании интегрирующих АЦП. Метод двухтактного интегрирования использован при построении БИС К572ПВ2 (рис. 11.15). Этот АЦП допускает обработку входных сигналов, источник которых не связан по общей шине с  $U_n$ . При этом напряжение между выводами 9 и 24 должно быть в диапазоне 2,4...3,2 В. При использовании  $U_{оп} = 0,1 В$  необходимо установить  $C_1 = 0,47 мкФ$ ,  $R_1 = 47 кОм$ ,  $C_2 = 1 мкФ$ . Если  $U_{оп} = 1 В$ , то следует выбрать  $C_1 = 0,047 мкФ$ ,  $R_1 = 470 кОм$ ,  $C_2 = 0,1 мкФ$ . Подключаемый к выводу 21 конденсатор должен иметь емкость, рассчитываемую из выражения  $C = 4,5/f_T$ , мкФ. Частота  $f_T$  определяется постоянной времени  $RC$ -цепи, подключаемой между выводами 21 и 22. Вместо  $RC$ -цепи между этими выводами можно включить кварцевый резонатор. Допускается подача на вывод 23 тактовых импульсов от внешнего генератора. Чтобы проконтролировать правильность работы АЦП, необходимо выводы 20 и 21 объединить. При этом цифровые индикаторы должны показать число 1888. АЦП практи-



выводами 39 и 40. В момент включения напряжения питания БИС АЦП устанавливается в исходное состояние. Затем по фронту импульса запуска закрывается транзистор и включается генератор тактовых импульсов. Тактовые импульсы одновременно начинают поступать на входы делителя частоты К564ИЕ15 и БИС КР572ПВ2. При прохождении 16 004 тактовых импульсов от внутреннего тактового генератора КР572ПВ2 на выходе делителя формируется сигнал, переключающий триггеры  $D1$ ,  $D2$ , на выходе  $D2$  устанавливается высокий уровень напряжения и транзистор насыщается, прерывая цикл преобразования. При этом на выходах АЦП сохраняется результат преобразования до поступления следующего импульса запуска. Если же импульс запуска поступит до завершения цикла преобразования, то схема на него не отреагирует. В качестве вспомогательного сигнала завершения преобразования можно использовать короткий прямоугольный импульс на выходе триггера  $D1$ .

Преобразование выходного кода КР572ПВ2, предназначенного для работы на семисегментные светоиндикаторы, в обычный двоично-десятичный код можно осуществить с помощью программируемых БИС КР556РТ4. Их программирование осуществляется в соответствии с таблицей, приведенной в [69]. Адресные входы ППЗУ подключаются к выводам КР572ПВ2 вместо индикаторов.

Кроме АЦП общего применения выпускаются специализированные преобразователи аналоговых сигналов, к которым относят преобразователь напряжение-частота и частота-напряжение К1108ПП1. На рис. 11.16 и 11.17 показано, как с помощью К1108ПП1 преобразовать в частоту положительное и отрицательное напряжения и частоту в напряжение. Благодаря использованию на выходе транзистора с открытым коллектором можно подключить к выходу преобразователя как ТТЛ, так и КМОП логические схемы. Частотный диапазон определяется внешней  $RC$ -цепью. Линейность преобразования, равная 0,01%, сохраняется до частоты 10 кГц.

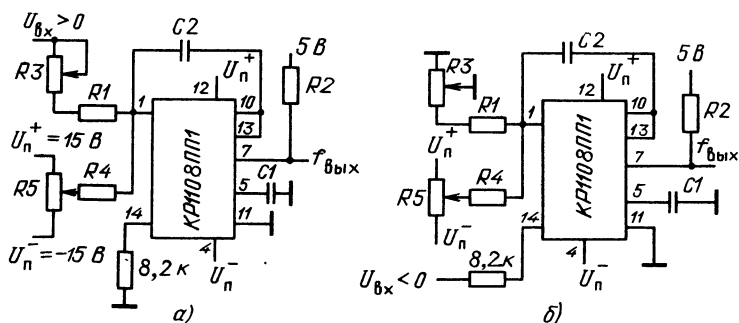


Рис. 11.16. Схемы преобразователей напряжение-частота на базе микросхемы К1108ПП1 при положительном (а) и отрицательном (б) входном сигнале





ые гармоники, недопустимые во многих случаях. Использование на выходе интегрирующих  $RC$ -цепей обычно не дает желаемых результатов и приводит к искажению выходного напряжения при повышении его частоты. Подключив к выходу преобразователя фильтр, получим подавление высокочастотных гармоник на 40 дБ без искажения выходного сигнала. Степень подавления помех зависит от согласованности параметров цепей на входах ОУ. Для получения максимального подавления введен подстроечный резистор  $R_{п1}$ . Ошибки напряжения смещения нуля ОУ устраняются регулировкой сопротивления  $R_{п2}$ .

## ГЛАВА 12.

### **СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ**

Методы цифровой обработки аналоговых сигналов получили особенно широкое распространение после создания однокристальных БИС микропроцессоров, ЦАП и АЦП. В аналоговой электронной аппаратуре методы цифровой обработки сейчас используются в контрольно-измерительной аппаратуре, системах передачи речевых сигналов, сбора и обработки аналоговых сигналов, работающих в реальном масштабе времени, для выполнения сложной математической обработки аналоговой информации и т. д.

При проектировании такой аналого-цифровой аппаратуры возникают обычно две проблемы: как правильно выбрать входящие в них компоненты (АЦП, ЦАП, микропроцессоры, ОЗУ, регистры, компараторы и т. д.) и как правильно соединить эти компоненты, особенно если они находятся в разных блоках комплекса электронной аппаратуры.

При разработке цифровых систем, для которых развит аппарат логического проектирования и моделирования, первая проблема отсутствует. Разработчики же аналого-цифровых систем должны уметь создавать оптимальные по характеристикам приборы, оперируя с параметрами компонентов, различающимися по единицам измерения. Более того, параметры аналоговых микросхем часто нормируются для одного частного случая их работы. Решением проблемы проектирования оптимальных по параметрам аналого-цифровых систем является переход в аналоговых микросхемах к единым информационно-энергетическим параметрам, совместимым с параметрами цифровых микросхем (см. гл. 1). Однако даже в этом случае можно не получить ожидаемое качество обработки аналоговых сигналов из-за пренебрежительного отношения к организации взаимосвязей между аналоговыми и цифровыми узлами системы. Следует иметь в виду, что в аналого-цифровых системах

сигналы передаются не только по линиям связи между входами и выходами узлов обработки информации, но и по шинам питания, заземления и экранирования. Особенно это справедливо для распределенных аналого-цифровых систем, таких как системы сбора и обработки аналоговых сигналов, в которых каждый составляющий узел может иметь свой источник питания и общую шину. Например, датчики аналоговых сигналов (термопары, резисторные мосты) в системе сбора и обработки могут располагаться на расстоянии десятков метров и получать напряжение питания от источников, точки заземления которых имеют потенциалы, значительно отличающиеся от потенциалов точек заземления входного АЦП или микроЭВМ. Таким образом, полезная информация о значении контролируемого параметра датчика поступает на вход системы обработки совместно с помехой. Сигнал помехи может представлять собой либо постоянное синфазное напряжение, либо переменное с прогнозируемым или случайным изменением параметров.

Поскольку все узлы в аналого-цифровой системе должны быть взаимосвязаны, то совершенно очевидно, что при объединении точек заземления всех узлов по цепям связи будет протекать ток. Если этот ток будет изменяться в зависимости от режимов работы различных узлов системы, то общая шина станет линией передачи сигнала ошибки по всей системе. Чтобы уменьшить до минимума влияние линии связи шин заземления узлов системы, необходимо в первую очередь свести к минимуму пассивные и реактивные составляющие полного сопротивления на всех участках линии. Особенно это важно при передаче информации между узлами по экранированным проводам, экраны которых объединяются с общими шинами узлов. Все сказанное выше редко учитывается разработчиками, не имеющими опыта создания сложных аналого-цифровых систем. Вследствие этого часто возникают недоразумения, когда воспроизводимая ими известная схема не обеспечивает описанные ее авторами характеристики. Пассивные и реактивные составляющие полного сопротивления сравнительно коротких проводников могут вызвать значительные помехи в линиях связи от цифровых частей системы к аналоговым, расположенным даже на одной плате. При несовершенных системах автоматического проектирования многослойных печатных плат, ориентированных в первую очередь на применение цифровых микросхем, и при отсутствии контроля качества плат в производстве сопротивление печатного проводника на плате может достигать 10 Ом, а емкость между проводниками в соседних слоях — до 100 пФ. Следовательно, если общая шина, шины питания или цепи передачи цифровых сигналов находятся на плате вблизи линии передачи аналоговых сигналов, то помехи в этой линии могут на входе приемника достигать амплитудных значений изменения напряжения на выходах логических схем.

Даже для разработчиков чисто цифровых приборов проблема помех является не последней, особенно при использовании КМОП логических микросхем средней степени интеграции, обладающих очень высокими входными сопротивлениями. При проектировании же современных аналого-цифровых систем проблема помехозащищенности становится центральной, поскольку все большие объемы обработки информации выполняются во все меньших физических объемах приборов. При этом удельная концентрация мощности источников питания, требуемая на единицу объема современной электронной аппаратуры, продолжает расти, а следовательно, остается по-прежнему актуальной проблема помехоустойчивости аналоговых узлов аппаратуры в аналого-цифровых системах.

Динамические погрешности, возникающие в различных частях системы из-за их неправильного взаимного соединения, могут существенно превысить суммарные статические погрешности, которые обычно и учитываются при расчетах, поскольку приводятся в технических условиях на микросхемы. К таким динамическим погрешностям относятся коммутационные помехи, создаваемые различными узлами системы и существенно увеличивающие время завершения операции, выполняемой тем или иным аналоговым узлом. Например, действие помех может существенно увеличить время преобразования ЦАП или время выборки УВХ. Указанные особенности проектирования систем цифровой обработки аналоговых сигналов должны учитываться на всех стадиях создания таких систем, начиная от разработки электрических схем узлов и их конструкций и заканчивая разработкой схемы сборки узлов в систему, включая ее конструкцию.

Методы цифровой обработки аналоговых сигналов, для реализации которых необходимо применение АЦП, требуют совместимости последних с микропроцессорами как по уровням логических сигналов, числу разрядов, так и по правилам обмена, т. е. интерфейсу.

## **12.1. РАБОТА АЦП В МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЕ**

Среди выпускаемых отечественной промышленностью БИС АЦП только К1113ПВ1 отвечает основным требованиям совместимости с микропроцессорами. Кроме совместимости логических уровней АЦП должен обеспечивать передачу на микропроцессор кодов побайтно, т. е. по 8 разрядов. Обычно для представления отрицательных чисел микропроцессоры используют дополнительный код, что должно предусматриваться в АЦП. Выходной регистр АЦП должен обеспечивать работу в трех состояниях, т. е. с отключением по внешней команде от шины данных микропроцессора. Желательна возможность обращения к выходным данным АЦП по некоторому адресу, что позволяет микропроцессору воспринимать АЦП как одну из ячеек памяти. Поскольку интерфейсы микропроцессоров

разных типов различны, то и требования к интерфейсу АЦП должны быть обобщенными. В тех случаях, когда АЦП не может непосредственно быть подключен к микропроцессору, то либо применяют БИС ввода-вывода (интерфейсные адаптеры), обычно содержащиеся в любом микропроцессорном наборе, либо проектируют схему сопряжения на цифровых микросхемах общего применения [71].

В тех случаях, когда к быстрдействию АЦП не предъявляются высокие требования, аналого-цифровое преобразование можно выполнить с помощью микропроцессора. За счет этого упрощаются не только связи между микропроцессором и источником аналогового сигнала, но и схема цифровой обработки аналоговых сигналов в целом (рис. 12.1). Используя показанную структурную схему, программными средствами можно реализовать АЦП последовательного приближения следящего типа со ступенчатым пилообразным напряжением. Если, например, реализуется АЦП последовательного приближения, то выполняется следующая подпрограмма. В интерфейсном адаптере (ИА) назначаются регистры, работающие с ЦАП и управляемые от компаратора. Затем подготавливается управляющая память ИА и с помощью схемы управления в ИА устанавливается указатель разряда. Если выбранный разряд не последний, то он устанавливается в положение, соответствующее напряжению лог. 1. Если на выходе компаратора при этом установится напряжение лог. 1, то лог. 1 в первом разряде сохранится и запишется лог. 1 в следующий разряд и так далее (см. гл. 11). Таким образом, микропроцессор взял на себя функции регистра последовательного приближения и запоминающего регистра, реализовав их программно. Узел ИА обеспечивает только сопряжение ЦАП и микропроцессора.

При совместной работе АЦП с микропроцессором обычно используется одна из трех описанных ниже процедур обмена, в основе которых лежит либо контроль окончания преобразования, либо прерывание, либо прямой доступ к памяти. Объясняется это тем,

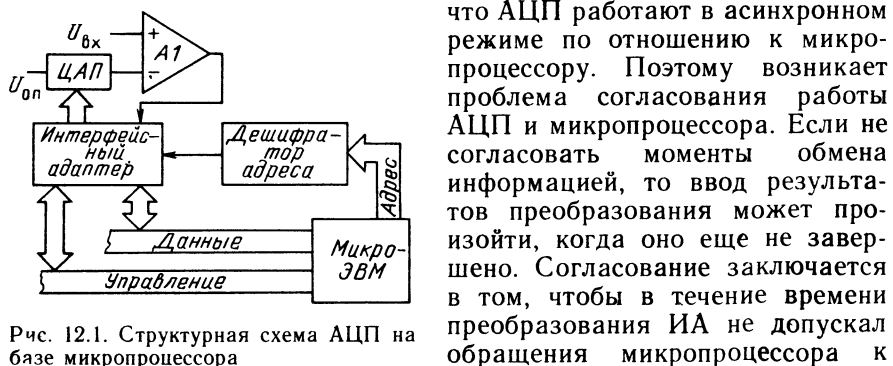


Рис. 12.1. Структурная схема АЦП на базе микропроцессора

что АЦП работают в асинхронном режиме по отношению к микропроцессору. Поэтому возникает проблема согласования работы АЦП и микропроцессора. Если не согласовать моменты обмена информацией, то ввод результатов преобразования может произойти, когда оно еще не завершено. Согласование заключается в том, чтобы в течение времени преобразования ИА не допускал обращения микропроцессора к

АЦП, а после завершения преобразования ИА сообщал об этом микропроцессору. При реализации такой процедуры процесс обмена данными между АЦП и микропроцессором будет состоять из трех операций: запуск преобразования, проверка микропроцессором готовности результата преобразования и ввод информации.

При обмене после окончания преобразования микропроцессор должен получить информацию о завершении преобразования и готовности ИА к передаче данных. Для этого служит «флаг» готовности, который выставляется ИА и периодически опрашивается микропроцессором в процессе выполнения основной программы. Такая процедура обмена не обязательно должна быть инициирована со стороны АЦП, но может выполняться и программой микропроцессора. Для этого сигналы запуска посылаются АЦП в моменты времени, определяемые программой, но не чаще, чем АЦП может преобразовать любое значение входного аналогового сигнала. На эти сигналы ИА реагирует выдачей очередного результата преобразования и запуском нового цикла преобразования в АЦП. После того, как пройдет достаточное время для преобразования нового значения аналогового сигнала в код, программа, исполняемая в микропроцессоре, может снова обращаться к ИА.

В основу второй процедуры обмена с АЦП положена способность большинства микропроцессоров прерывать выполнение программы в ответ на внешнее событие и выполнять специальную подпрограмму обработки этого события. Таким событием может быть завершение в АЦП цикла преобразования. Обычно использование прерывания программы, выполняемой микропроцессором, является более эффективным способом обмена с АЦП, чем непрерывное опрашивание «флага» ИА, особенно если время преобразования в АЦП зависит от приращения аналогового сигнала относительно своего предыдущего значения. Обнаружив запрос на прерывание, микропроцессор откладывает выполнение основной программы и переходит к выполнению подпрограммы прерывания. После выполнения этой подпрограммы по команде возврата микропроцессор продолжает исполнение прерванной основной программы.

Если микропроцессор в аналого-цифровой системе обрабатывает информацию от нескольких АЦП, то возникает проблема идентификации устройства, выставившего запрос на прерывание. Идентификация необходима, чтобы выполнить именно ту подпрограмму, которую нужно. Эта проблема решается обычно двумя способами. Для реализации первого способа должна существовать программа обработки прерываний, которая при поступлении запроса проверяет состояние ИА каждого АЦП и находит требующий обслуживания. Этот способ называют прерыванием с программным опросом. Для реализации второго способа необходимо дополнительное устройство идентификации АЦП, выставившего запрос, которое формирует адрес требуемой подпрограммы обращения. Этот способ называют векторным прерыванием.

В случае прерываний с программным опросом все запросы на прерывание поступают по одной управляющей линии. Эта линия обычно соединена с выходом элемента ИЛИ, на входы которого поступают запросы от ИА всех АЦП. Когда по общей линии в микропроцессор поступает запрос от любого АЦП, то задерживается выполнение текущей команды в микропроцессоре и осуществляется передача управления в некоторую ячейку памяти с фиксированным адресом. При заполнении этой ячейки начинается выполнение программы обработки прерываний. Если же поступает несколько запросов на прерывание, то программа обычно обслуживает то устройство, которое раньше попадает в установленном в подпрограмме порядке опроса. Главным недостатком этого метода обработки запросов от нескольких АЦП является затрата времени на опрос состояний нескольких АЦП, прежде чем будет найден нужный. Если такая задержка слишком велика (например, при использовании большого числа АЦП) или просто нежелательна, то предпочтительно использование векторной системы прерываний, поскольку при ее использовании сразу известен АЦП, выставивший запрос.

В подсистемах сбора и обработки аналоговых сигналов от многих датчиков либо в контрольно-измерительных системах, накапливающих в буферных ОЗУ большие массивы информации об изменениях аналоговых сигналов за значительные интервалы времени, требуется единовременная передача в микропроцессоры больших массивов информации [72]. В таких случаях описанные выше способы обмена АЦП с микропроцессором неэффективны и применяется третий способ — прямой обмен с ОЗУ микропроцессора. Такой обмен без непосредственного участия выполняемой микропроцессором программы называют прямым доступом к памяти. Обмен данными в режиме прямого доступа к памяти отличается от программно-управляемого обмена тем, что управляет обменом внешнее устройство — обычно специальная микросхема в микропроцессорном комплекте.

Можно выделить четыре области совместного применения АЦП с микропроцессорами: контрольно-измерительная аппаратура, системы связи, сбора и цифровой обработки аналоговых сигналов. В каждой из этих областей имеются свои особенности организации совместной работы АЦП с цифровой аппаратурой. Например, в системах связи обычно ограничен динамический диапазон обрабатываемых сигналов и определены алгоритмы обработки. Системы сбора и обработки требуют решения проблем связи узлов, расположенных друг от друга на значительных расстояниях. Эти же и новые проблемы приходится решать при создании микропроцессорных контрольно-измерительных систем. Таким образом, предложенное разделение областей применения АЦП достаточно условно и рассматриваемые ниже особенности применения АЦП могут в значительной степени относиться ко всем областям.

## 12.2. ПРИМЕНЕНИЕ АЦП В КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ

Совместное применение АЦП с микропроцессорами позволяет строить «интеллектуальные» контрольно-измерительные системы, широко применяемые в самых разных областях народного хозяйства. Такие системы, как электронные весы, цифровые вольтметры, устройства контроля качества продукции, не только значительно облегчают труд людей, но и способствуют решению социальных противоречий между сферой обслуживания и контроля, с одной стороны, и сферой потребления и производства — с другой. «Интеллектуальные» системы взвешивания и измерения позволяют исключить колебания результатов измерения и контроля в зависимости от настроения и симпатий, например, продавца и контролера.

На рис. 12.2 показана структурная схема электронного измерителя массы. Заменяв датчик аналогового сигнала, подключаемый к выводу 47 БИС К572ПА2, на датчик, например, температуры, давления, угла поворота и т. д., можно осуществить контроль измерения этих и других параметров. Перед измерением система должна быть отъюстирована для получения правильных результатов во всем диапазоне измерения массы. Для этого необходимо отрегулировать напряжение смещения нуля, т. е. установить напряжение лог. 0 на выходах АЦП при отсутствии нагрузки, а при максимальной нагрузке на выходах АЦП должны появиться напряжения лог. 1. Для регулировки напряжения смещения нуля устанавливается максимальный коэффициент передачи ОУ записью напряжения лог. 1 в младший значащий разряд ЦАП1. Затем на двухполярный ЦАП2 подается напряжение лог. 1 в младший значащий разряд и поочередно устанавливается напряжение лог. 0 и лог. 1 в знаковом разряде. В зависимости от того, какой знак обеспечивает уменьшение значения выходного цифрового слова АЦП, такой и записывается в знаковый разряд входного регистра ЦАП2. Затем методом последовательного приближения (см. гл. 11) увеличивается абсолютное значение выходного напряжения ЦАП2 до получения на выходе АЦП напряжений лог. 0 во всех разрядах. Таким образом компенсируется напряжение смещения нуля, вносимое всеми компонентами схемы. Затем микропроцессор выполняет процедуру регулировки шкалы, т. е. при максимальном грузе на весах регулируется коэффициент передачи ОУ так, чтобы на выходах АЦП установились уровни лог. 1. Для этого также методом

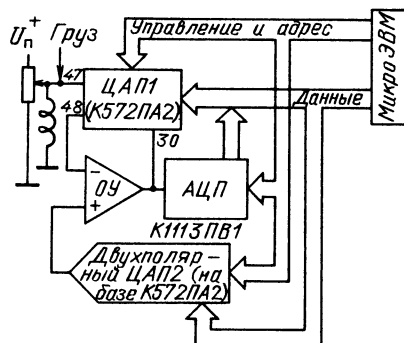


Рис. 12.2. Структурная схема электронных весов



последовательного приближения увеличивается содержимое внутренних запоминающих регистров ЦАП и коэффициент передачи ОУ уменьшается до тех пор, пока не будет достигнут требуемый код на выходе АЦП. Показанное включение ЦАП обеспечивает регулировку коэффициента передачи от 1 до  $4 \cdot 10^3$ . Если требуется регулировка коэффициента передачи в диапазоне от 0 до 1, то необходимо ЦАП включить не в цепь ОС ОУ, а на его входе (см. гл. 9).

Описанная структурная схема универсальна и может быть положена в основу автоматического цифрового вольтметра. Цифровые вольтметры представляют собой разновидность АЦП, но с преобразованием выходной информации в десятичный цифровой код. Это необходимо для работы непосредственно на выпускаемые серийно семисегментные светоиндикаторы. Простейший цифровой вольтметр на базе БИС К572ПВ2 был описан в гл. 11. Для работы такого цифрового вольтметра с максимальной точностью необходима его исходная настройка, которая выполняется вручную с помощью внешних потенциометров. Чтобы получить автоматический режим настройки и переключения диапазонов измерения, можно подключить БИС К572ПВ2 к микропроцессору, как это было показано выше на примере БИС К1113ПВ1. Если точность БИС К572ПВ2 недостаточна, то автоматический цифровой вольтметр можно спроектировать из набора БИС. Существуют два основных типа таких структур: с цифровой ОС и с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал. Первый тип цифрового вольтметра по своей структуре аналогичен показанному на рис. 12.2. В цифровом вольтметре второго типа неизвестное входное напряжение преобразуется в импульс, длительность которого пропорциональна входному напряжению. К выходу преобразователя подключен счетчик, работающий на цифровой индикатор. Одновременно с началом импульса преобразователя включается счетчик, который подсчитывает подаваемые на него тактовые импульсы. В счетчике образуется цифровой эквивалент входного напряжения, как это было описано для интегрирующего АЦП в гл. 11. Счетчик должен иметь на выходе десятичный цифровой код для управления световыми индикаторами.

### **12.3. ПРИМЕНЕНИЕ АЦП В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ**

Передача информации в цифровой форме находит все большее применение: от современной телефонии до спутниковой связи. Аппаратура, в которой осуществлен переход к цифровой передаче информации, обладает рядом существенных преимуществ по сравнению с аппаратурой, использующей аналоговые сигналы для передачи информации. При цифровой передаче упрощается объединение многих независимых сигналов в пакеты для удобства ком-

мутации. Цифровые каналы связи практически нечувствительны к эффекту накопления искажений при ретрансляции, обычно представляющему серьёзную проблему в аналоговых системах связи. Кроме того, появляется возможность достижения очень малых вероятностей ошибок передачи и высокой достоверности воспроизведения переданных сообщений путем обнаружения и исправления ошибок. Цифровые системы связи благодаря возможной аппаратурной избыточности за счет применения микропроцессорных БИС могут легко перестраиваться, что обеспечивает повышение защищенности передаваемой информации от несанкционированного ее использования.

Ниже рассмотрен пример построения системы маломощнейшей оперативной связи и многопрограммной трансляции музыкальных передач в некоторых самолетах гражданской авиации. Цифровые сигналы передаются в виде последовательного кода. Они преобразуются в параллельную форму на приемном конце системы перед подачей в ЦАП. Преобразование звуковых сигналов в цифровую форму и обратно в аналоговую может на первый взгляд показаться ненужным усложнением. Преимущество использования цифровой передачи состоит в повышении помехозащищенности передаваемой информации. Если же передавать аналоговые сигналы, то ухудшается соотношение сигнал-шум, особенно при передаче на большие расстояния. В то же время цифровые сигналы могут быть просто восстановлены. Конечно, можно реализовать систему многопрограммной трансляции, используя только аналоговые методы передачи информации. Например, восьмиканальная аналоговая система потребует восемь каналов аналоговых сигналов, поступающих по отдельным проводам. Цифровая же система может быть реализована с использованием двухпроводной линии. Поэтому цифровая система обеспечивает более простой монтаж, меньшую массу и защиту от возможных перекрестных помех между каналами.

Структурная схема самолетной цифровой системы распространения сигналов звуковой частоты показана на рис. 12.3. Звуковая запись обычно хранится на многодорожечном магнитофоне, выходы которого подключаются к аналоговому мультиплексору. Мультиплексор поочередно соединяет каждый звуковой канал с УВХ. АЦП производит оцифровку выборок и формирует последовательность цифровых слов. К каждому слову добавляется 3-разрядный адрес. Скомпонованные таким образом цифровые слова затем посылаются в двухпроводную линию связи. В оборудованном приемнике кресле пассажира имеется переключатель программ. Переключатель связан с цифровой логической схемой, содержащей дешифратор адреса и преобразователь последовательного кода в параллельный. ЦАП преобразует параллельные цифровые слова в аналоговые сигналы, причем только те слова, которые сопровож-

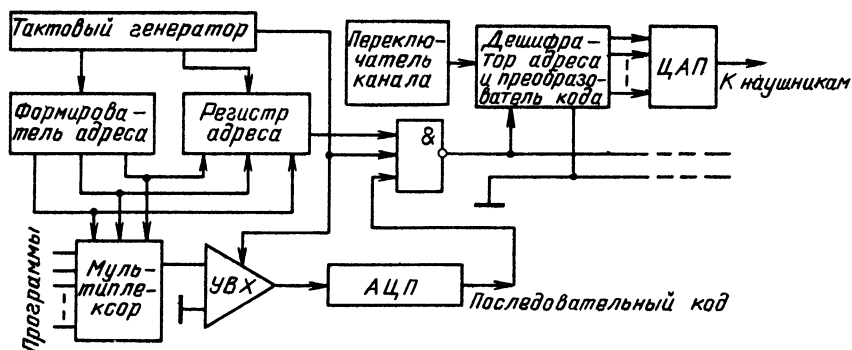


Рис. 12.3. Структурная схема цифровой системы трансляции звуковых сигналов

даются 3-разрядным кодом адреса, соответствующим выбранной программе.

Если последовательность цифровых выборок аналогового сигнала необходимо обработать, а не просто передать, то требуются какие-то методы запоминания выборок. Полупроводниковая память с последовательной выборкой, реализованная на основе статических сдвиговых регистров, обеспечивает удобный и относительно недорогой метод запоминания. Сдвиговые регистры памяти могут быть положены в основу многих применений цифровой обработки аналоговых сигналов.

Для того чтобы заполнить память на регистрах сдвига цифровыми значениями выборок, входы записи регистра подсоединяются к параллельным цифровым шинам АЦП. Как только происходит оцифровка выборки, полученное цифровое слово переписывается по тактовому импульсу. АЦП с памятью на регистрах сдвига могут быть использованы для организации временной задержки аналогового сигнала, выделения и хранения переходных процессов, цифрового устреднения амплитуды и временного сжатия с помощью дискретизации, для коррелирования и цифровой фильтрации в реальном масштабе времени [28].

Передача речевых сообщений на сотни километров при очень незначительном влиянии шумов становится также вполне реальной, если речевой сигнал предварительно преобразуется в цифровую форму. При передаче речевых сообщений в виде аналоговых сигналов их качество постепенно ухудшается из-за действия помех несмотря на расположенные в линии ретрансляторы. Высококачественная регенерация цифровых сигналов требует значительно меньших аппаратных затрат, чем регенерация аналоговых сигналов. На входе тракта передачи аналоговый сигнал квантуется с регулярными интервалами и с помощью УВХ преобразуется в последовательный цифровой код, который и передается в сопровождении тактовых импульсов. На приемном конце тракта у або-

нента сигналы разделяются на цифровые слова и с помощью ЦАП вновь преобразуются в аналоговый сигнал. Для использования тракта передачи цифровых сигналов несколькими абонентами цифровые потоки на передающем конце тракта уплотняют, т. е. передают их со значительно более высокой частотой тактовых импульсов, чем частота дискретизации аналогового речевого сообщения. Для принятой максимальной частоты речевого сообщения 5 кГц частота дискретизации и тактовых импульсов обычно около 10 кГц. В то же время в канале связи пачки импульсов могут передаваться с частотой до 10 МГц.

#### **12.4. СИСТЕМЫ СБОРА И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ**

Рассмотренные в этой главе системы дискретизации и оцифровки аналоговых сигналов представляют собой пример одноканальных систем сбора информации. В общем случае системы сбора информации являются многоканальными и выполняют задачу поочередной обработки нескольких входных аналоговых сигналов. Операцию подключения входных сигналов поочередно к одному выходному каналу выполняет мультиплексор. В системах сбора информации работа мультиплексора осуществляется под управлением логического устройства.

Мультиплексор может быть настроен на последовательную или произвольную выборку каналов. В системах, где аналоговые переменные изменяются с равной скоростью, могут потребоваться выборки с различной частотой. Выбор конкретного канала осуществляется цифровым словом в двоичном коде, который выдается логическим устройством управления. Разрядность управляющего слова зависит от числа переключаемых каналов. Так, восьми-входовый мультиплексор требует 3-разрядного управляющего слова.

На рис. 12.4 в качестве примера приведена структурная схема, где исследуемыми физическими параметрами могут быть давление, температура, напряженность или положение. Первым элементом в каждом аналоговом канале является датчик, который применяется для преобразования физической переменной в электрический сигнал. Масштабный усилитель нормирует сигнал датчика, т. е. усиливает или ослабляет его настолько, чтобы максимальное значение сигнала не превышало 10 В. Обычно для масштабирования сигналов датчика используется ОУ с ЦАП в цепи ОС (см. гл. 10). Описываемая структурная схема представляет собой один из многих возможных способов соединения функциональных узлов многоканальной системы сбора информации. В некоторых случаях параметры, характеризующие состояние исследуемой системы, должны быть измерены одновременно. Совпадающие во времени измерения требуют введения УВХ в каждый аналоговый канал. Все УВХ одновременно переходят в режим хранения. Они остаются в режиме хранения до тех пор, пока их

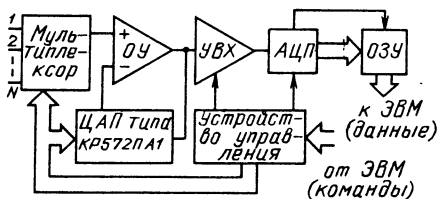


Рис. 12.4. Структурная схема системы сбора и преобразования аналоговых сигналов

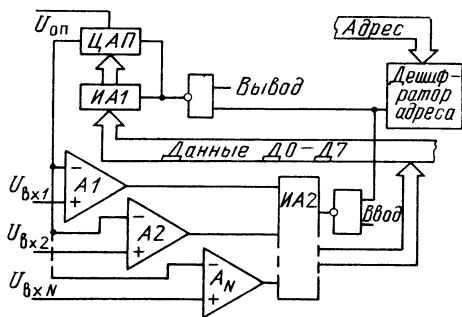


Рис. 12.5. Структурная схема системы сбора аналоговых сигналов на базе микропроцессора

выходы подключаются ко входу АЦП в требуемом порядке. После того, как все хранимые сигналы преобразуются в цифровую форму, УВХ можно перевести в режим выборки новых значений. Однако в такой системе УВХ должны обеспечивать точное хранение выбранного аналогового сигнала в течение времени, которое требуется АЦП для выполнения нескольких преобразований. Это более жесткое требование для УВХ, чем требование хранения на время одного преобразования.

Традиционный подход к построению системы сбора информации сводится к тому, чтобы максимальное число одних и тех же элементов участвовало в обработке информации от разных датчиков. Этот подход имел очевидные экономические преимущества, когда составляющие системы сбора информации, в частности АЦП, были весьма дорогостоящими. Появление недорогих БИС преобразователей, ОУ и УВХ уменьшило экономические преимущества традиционного подхода. Это сделало экономически жизнеспособной систему, использующую отдельные масштабирующие узлы и АЦП в каждом канале. В этом случае можно использовать более медленные преобразователи и отказаться от УВХ, когда аналоговые сигналы изменяются медленно. Тогда в системах сбора информации, в которых датчики далеко разнесены и удалены от центра приема информации, аналоговые сигналы можно преобразовать в цифровую форму прямо у источника сигнала. Информацию можно передавать в цифровом виде последовательным кодом со всеми преимуществами возросшей помехоустойчивости по сравнению с передачей аналогового сигнала.

Если ряд аналоговых величин преобразуется в цифровую форму для последующей обработки в микропроцессоре, то очевидна целесообразность передачи микропроцессору и реализации алгоритма преобразования аналоговых сигналов в цифровые. В этом случае структурная схема системы сбора и обработки существенно упрощается (рис. 12.5). Сравнение выходного сигнала ЦАП с лю-

бым входным аналоговым сигналом выполняется с помощью одного из компараторов напряжения  $A1—A_N$ . Результат сравнения в каждом такте для выбранного компаратора поступает в микропроцессор по одному из проводов  $D0—D7$  шины данных. Интерфейсный адаптер ИА1 образует порт вывода данных, а ИА2 порт ввода данных. На выходе ИА2 должны быть логические схемы с тремя устойчивыми состояниями. Интерфейсный адаптер ИА1 принимает с шины данные и передает их на входы ЦАП, выходной аналоговый сигнал которого поступает на входы компараторов. Аналого-цифровое преобразование для всех восьми каналов реализуется программно аналогично тому, как это было описано для схемы на рис. 12.1. В общем случае программа начинает преобразование для какого-либо одного канала, установив на шине данных некоторое исходное цифровое слово. Это цифровое слово преобразуется в аналоговое напряжение с помощью ЦАП и сравнивается с входными напряжениями во всех каналах  $U_{вх}$ . Результаты всех  $N$  сравнений ( $N=8$  для 8-разрядной шины данных и  $N=16$  для 16-разрядной шины данных) программа получает через ИА2. Затем программа выделяет и анализирует разряд, соответствующий обрабатываемому каналу, и в соответствии с заданным алгоритмом аналого-цифрового преобразования (см. гл. 11) определяет новое цифровое слово, которое необходимо установить на шине данных и т. д. Таким образом программа выбирает требуемый аналоговый входной сигнал, выполняя функцию временного мультиплексирования.

Обычной проблемой, с которой сталкиваются при проектировании многовходовых систем сбора и обработки, является приведение всех аналоговых сигналов к одной шкале. Если входное аналоговое напряжение измеряется вольтами, то преобразовать его с погрешностью, соответствующей 8—10 разрядам, не представляет труда. Если же на вход системы поступает напряжение, измеряемое десятками милливольт, то преобразовать его с той же погрешностью в цифровой код не представляется возможным без предварительного усиления. Поэтому применяется программируемый масштабирующий усилитель перед  $УВХ$  (см. рис. 12.4), который должен усиливать входные аналоговые сигналы с минимальной погрешностью.

В традиционных системах сбора и цифровой обработки аналоговых сигналов коэффициент усиления для каждого аналогового сигнала задается при подготовке программы работы микроЭВМ в виде таблицы коэффициентов. Однако такая система неудобна в тех случаях, когда в процессе эксплуатации аппаратуры параметры датчиков входных аналоговых сигналов часто изменяются либо систему сбора требуется применить в другом устройстве. В этом случае необходима переработка программы работы системы сбора в части таблицы коэффициентов для входных абонентов, которая обычно закладывается в ПЗУ микроЭВМ.

Значительно универсальнее с точки зрения применения система сбора с автоматическим выбором масштабного коэффициента передачи программируемого усилителя. Один из способов реализации такой калибровки состоит в том, чтобы выполнить предварительное грубое быстрое преобразование аналогового сигнала в цифровой код и по его результатам установить коэффициент передачи масштабного усилителя [73]. Для этой цели образуется канал предварительного преобразования на базе АЦП, построенного по методу параллельного преобразования. Для аналоговых сигналов, изменяющихся в диапазоне 0,1...10 В, обычно достаточно (3—4)-разрядного параллельного АЦП. Если входной аналоговый сигнал равен нулю, то на цифровых выходах АЦП устанавливаются напряжения лог. 0 и коэффициент передачи масштабного усилителя максимален. Когда на входе системы сбора, а следовательно, и параллельного АЦП максимальный аналоговый сигнал, то на цифровых выходах этого АЦП устанавливаются напряжения лог. 1 и коэффициент передачи масштабного усилителя минимален.

В некоторых случаях при построении системы сбора и цифровой обработки аналоговых сигналов входные мультиплексоры удобнее расположить рядом с источниками аналоговых сигналов, но на сравнительно большом расстоянии от остальной аппаратуры. Такое построение системы целесообразно при большом числе  $M$  датчиков, расположенных в одном месте, и позволяет уменьшить в  $M$  раз число линий связи между аналоговыми датчиками и системой сбора. В этом случае одинаковое влияние на точность передачи аналоговых сигналов от всех датчиков оказывает только одна общая линия связи, которую просто откалибровать. Для этого на один из входов мультиплексоров с выхода системы подается эталонный аналоговый сигнал от специального усилителя (см. гл. 5), управляемого встроенным в систему ЦАП. Изменяемый микропроцессором системы эталонный сигнал обеспечивает калибровку линии связи для любого значения входного аналогового сигнала. Кроме того, имея цифровое отображение зависимости ошибок сбора и преобразования в канале связи между датчиком и микропроцессором, можно учесть эти ошибки при цифровой обработке результатов опроса всех датчиков.

Построение систем сбора и цифровой обработки аналоговых сигналов на современных БИС ЦАП, АЦП и микропроцессорных наборах обеспечивает создание функционально полных устройств с точностью, соответствующей 10—12 разрядам, и временем преобразования на канал 1...2 мкс. Причем эти устройства конструктивно размещаются всегда на одной-двух платах [74]. Значительно упростить построение системы сбора может СБИС однокристалльной аналого-цифровой системы типа К572ПВ4 (рис. 12.6). Эта СБИС предназначена для работы непосредственно с микропроцессорами К580ВМ80, К580ВМ85 и др. Аналоговые сигналы с помощью восьмиканального мультиплексора поочередно подклю-

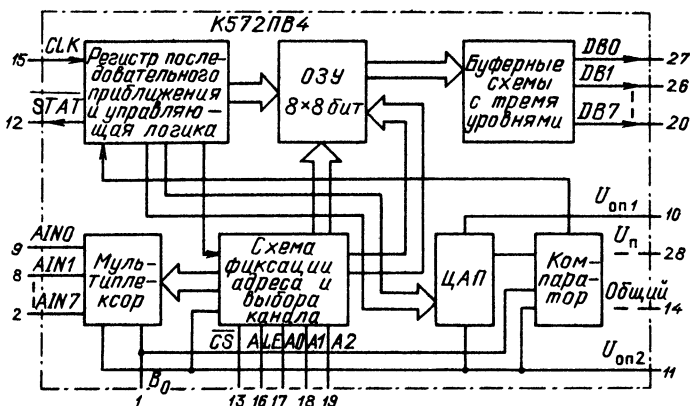


Рис. 12.6. Структурная схема однокристалльной системы сбора и преобразования аналоговых сигналов K572PB4

ются к инвертирующему входу компаратора. Блок фиксации адреса канала через каждые 80 тактовых импульсов присоединяет очередной канал. Компаратор, ЦАП и РПП образуют АЦП последовательного приближения, описанный в гл. 11. Результат преобразования аналогового сигнала в 8-разрядный код автоматически записывается в соответствующие столбцы оперативного запоминающего устройства (ОЗУ). Работа БИС синхронизирована тактовыми импульсами *CLK* (рис. 12.7). РПП содержит управляющую логику, формирующую сигналы управления другими узлами. Сигнал *STAT* содержит импульсы, формируемые в моменты начала преобразования каждого канала. По сигналу *CS* данные, поступающие из памяти на вход буферных каскадов, появляются на выходах *DB0—DB7*. В зависимости от кода на выходах *A0, A1, A2* производится выбор требуемого из аналоговых сигналов *AIN0—AIN7*. Разрешение на считывание кода *A0, A1, A2* также дает сигнал *CS*. Однако адрес будет зафиксирован в дешифраторе только при подаче сигнала *ALE* [75]. Каждая ячейка ОЗУ содержит *D*-триггер и схему считывания, обеспечивающую произвольный ввод и вывод данных в разные столбцы под управлением блока фиксации адреса и выбора канала. Выходные буферные каскады построены на логических схемах с тремя состояниями (лог. 0, лог. 1 и «обрыв цепи»). Это позволяет отключить систему от шины данных микропроцессоров, когда не требуется выдача результата преобразования или в промежутках между циклами преобразования аналоговых сигналов, поступающих на входы коммутатора. Такая организация системы обеспечивает микропроцессору доступ к ОЗУ, т. е. к результату преобразования по любому каналу в любое время. Благодаря этому сокращаются затраты времени на выполнение микропроцессором подпрограммы считывания результатов преобразования.



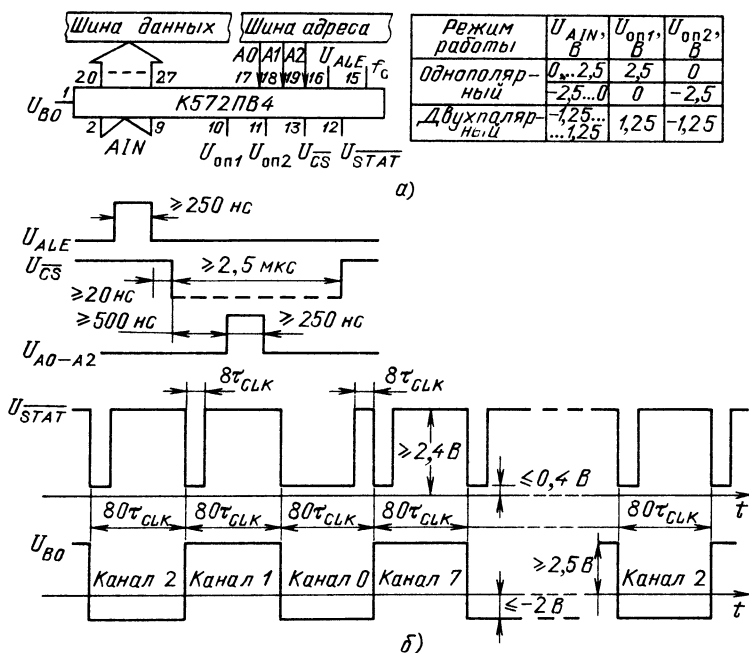


Рис. 12.7. Основная схема включения (а) и временные диаграммы работы (б) БИС К572ПВ4

Из показанных на рис. 12.7 временных диаграмм видно, что считывание данных из памяти происходит только при наличии соответствующего адреса  $A0—A2$  и воздействии сигнала  $\overline{CS}$ . Процесс же преобразования производится непрерывно и последовательно по каждому каналу, пока тактовые импульсы подаются на вывод  $CLK$ . Данные, полученные в процессе преобразования, автоматически передаются в ОЗУ. При этом формируется сигнал  $\overline{STAT}$ , срез которого показывает, что преобразование закончилось, и данные записываются в ОЗУ. Сигнал  $\overline{STAT}$  исключает считывание из ОЗУ недостоверных данных. Этот сигнал позволяет выявить канал 0, при обслуживании которого напряжение соответствует напряжению лог. 0 в течение 64 периодов тактовых импульсов в отличие от остальных каналов.

После включения напряжения питания устанавливается произвольный канал преобразуемого аналогового сигнала. Поэтому в наихудшем случае потребуется 800 тактов для получения первой достоверной информации по всем каналам. Основные параметры БИС К572ПВ4 приведены в приложении. Полярность и диапазон изменения преобразуемых аналоговых сигналов определяются полярностью и значениями эталонных напряжений  $U_{оп1}$  и  $U_{оп2}$ .

## 12.5. ПРИМЕРЫ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Быстрое совершенствование параметров цифровых микросхем и БИС, создание микропроцессоров и сигнальных процессоров, работающих в реальном масштабе времени, сделали сейчас экономически и технически целесообразной цифровую обработку аналоговых сигналов. К основным преимуществам цифровой обработки по сравнению с традиционной аналоговой можно отнести [2]: выполнение одним прибором различных функций за счет изменения программы работы; обработка различных сигналов за счет введения мультиплексирования; выполнение алгоритмов обработки любой сложности без потерь точности; высокая помехоустойчивость и воспроизводимость результатов.

Среди недостатков цифровой обработки основными пока являются сравнительно невысокая частота обрабатываемых аналоговых сигналов (около 1 МГц) и зависимость этой частоты от требуемой точности. Существенными также являются ошибки округления и нелинейные эффекты переполнения, обусловленные особенностью традиционной гарвардской архитектуры сигнального процессора. Частично устранить эти недостатки можно за счет усложнения алгоритмов и, как следствие, дополнительных аппаратурных затрат.

В таких системах АЦП обеспечивают тактируемую выборку мгновенных значений аналоговых сигналов и затем в ОЗУ длительное хранение результатов преобразования без потери информации. Затем цифровые приборы, выполненные на жесткой логике или на программируемых сигнальных процессорах, позволяют в реальном масштабе времени произвести обработку аналоговых величин. Таким образом, в современной аппаратуре реализуются растяжение и сжатие аналоговых сигналов во времени, запись и хранение изменений аналоговых величин за конечные промежутки времени, цифровая фильтрация сигналов, быстрое преобразование Фурье, синтез музыкальных фрагментов и речевых сигналов, кодирование и цифрование информации для повышения помехоустойчивости и засекречивания и т. д. При этом кроме упомянутых выше ошибок округления к погрешности обработки добавляются только ошибки дискретизации по амплитуде и времени.

Для реализации алгоритмов цифровой обработки сигналов могут использоваться и современные 16-разрядные универсальные микро-ЭВМ, если частотный диапазон аналоговых сигналов ограничен 100 Гц. Объясняется это тем, что при реализации практически всех алгоритмов цифровой обработки основными операциями являются умножение и сложение. Выполнение же последовательности этих операций при использовании, например, современной микро-ЭВМ на базе 1806ВМ2 с традиционной архитектурой фон Неймана потребует времени более 100 мкс. Поскольку за период дискретиза-

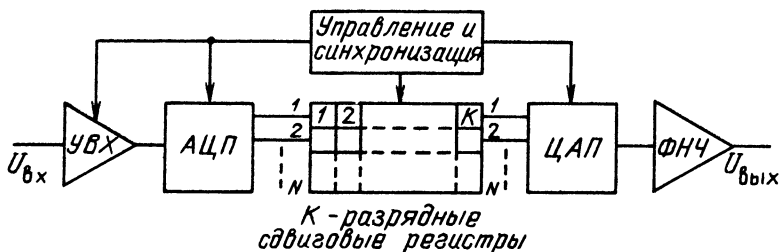


Рис. 12.8. Структурная схема аналого-цифровой линии задержки

ции должно обычно выполняться несколько десятков последовательностей таких операций, то становится понятной низкая эффективность применения микропроцессорных наборов для решения задач цифровой обработки аналоговых сигналов в реальном масштабе времени.

Исходя из сказанного ясно, почему до сих пор ведутся активные разработки систем цифровой обработки аналоговых сигналов на базе аналоговых и цифровых БИС общего применения, некоторые из которых приведены ниже.

На рис. 12.8 приведена структурная схема аналого-цифровой линии задержки. Частота дискретизации аналогового сигнала согласно теореме выборки должна быть по крайней мере вдвое больше наивысшей частотной составляющей аналогового сигнала. Время выборки УВХ и время преобразования АЦП совместно определяют максимальное значение частоты дискретизации. Как только  $n$ -разрядные цифровые выборки появляются в виде слов в параллельном коде на выходе АЦП, они тактовым импульсом записываются в регистр сдвига, а ранее полученные выборки сдвигаются по регистру слева направо. В процессе такой работы  $K$  цифровых выборок заполняют  $N$ -разрядный регистр, а значения выборок, которые появляются на выходе регистра сдвига, восстанавливаются в аналоговую форму с помощью ЦАП. Восстановленный аналоговый сигнал представляет собой задержанную во времени копию исходного аналогового входного сигнала. Время задержки  $t_z$  зависит от частоты дискретизации  $f_d$  и числа разрядов  $K$  в регистрах сдвига:  $t_z = K/f_d$ .

Параллельный регистр сдвига можно заменить последовательным, в который значения разрядов цифровой выборки загружаются поочередно. В этом случае на выходе АЦП требуется преобразователь параллельного кода в последовательный, а на входе ЦАП необходимо выполнить обратное преобразование. Переход к последовательному регистру в  $N$  раз уменьшит быстродействие такой линии задержки, поэтому последовательная система удобна для аналоговых сигналов, не требующих высокой частоты дискретизации.

Приведенная линия задержки находит широкое применение в студиях звукозаписи для воспроизведения различных звуковых эффектов, получаемых при одновременном воспроизведении двух идентичных сигналов, но сдвинутых между собой во времени. До изобретения электронных линий задержки такие эффекты получали с помощью двух лентопротяжных механизмов, один из которых имел изменяемую скорость. Структура показанной линии задержки может быть использована для создания эффектов «эха» или реверберации, а также для умножения звука музыкального инструмента. Например, скрипка, звучащая совместно с задержанной во времени, скажем, на 5 мс копией, звучит как две скрипки. Если повторно пропустить сигнал через линию задержки, то получится звук, подобный звучанию четырех скрипок. Можно создать эффект звучания целой группы струнных инструментов из одной скрипки с помощью такой линии задержки и многодорожечного записывающего устройства.

Используя возможность рециркуляции в памяти на регистре сдвига, можно построить устройство, регистрирующее переходной процесс аналогового события, и таким образом реализовать осциллограф с запоминанием. Система регистрации и хранения переходных процессов полезна для изучения аналоговых переменных во многих областях исследований, например при анализе биологических сигналов и ударных колебаний, при механических разрушающих испытаниях компонентов.

Функциональная схема, иллюстрирующая использование АЦП и памяти на регистре сдвига в качестве записывающего устройства переходных процессов, аналогична приведенной на рис. 12.8. Схема управления и синхронизации инициирует последовательность выборок, синхронизированных с началом переходного сигнала, который необходимо записать. Последовательность выборок прекращается при заполнении регистра сдвига. Частота дискретизации выбирается таким образом, чтобы выборки можно было производить в течение всего времени переходного процесса, который необходимо записать. Запомненная информация постоянно перемещается в регистрах и через определенные промежутки времени восстанавливается в аналоговую форму с помощью ЦАП, чтобы получить ее изображение на экране осциллографа. Информация может сдвигаться с тактовой частотой, отличающейся от той, с которой она вводится в память. Это позволяет преобразование и отображение аналогового переходного процесса осуществлять с произвольной скоростью. Например, данные об изменениях параметров быстрого переходного процесса можно вывести из блока памяти со скоростью, совместимой со скоростью перемещения пера самописца. Наоборот, если реальный переходной процесс происходит медленно, то данные об изменении его параметров можно выводить с большей тактовой частотой, чтобы получить без мерцания изображение на экране осциллографа. При этом регистр сдвига памяти должен

работать в режиме рециркуляции. Если требуется постоянная цифровая запись переходных процессов, то содержимое регистров сдвига просто переписывается в какую-нибудь цифровую память длительного хранения.

Описанная схема может быть использована для построения генераторов повторяющихся аналоговых сигналов произвольной формы. В регистр сдвига загружается информация о требуемом колебании, которую можно заложить в аналоговой форме с помощью АЦП или, если требуется, в цифровом виде прямо в регистр. Загрузку можно осуществить медленно (вручную, одну выборку за один раз, если это необходимо). Когда регистр переходит в режим рециркуляции, информация может сдвигаться по кругу постоянно. Она принимает вид периодического аналогового колебания с помощью выходного ЦАП. Частота повторения управляется тактовой частотой регистра сдвига.

Оперативные запоминающие устройства обеспечивают еще большую универсальность по отношению к памяти с последовательной выборкой на регистрах сдвига. Обычно емкость памяти ОЗУ характеризуют числом слов, которые могут запоминаться в памяти, и числом разрядов в каждом слове. В режиме записи ОЗУ позволяет ввести в определенное место памяти информацию, присутствующую на входных шинах, а в режиме считывания информация, хранящаяся в некотором месте памяти, переводится на выходные шины ОЗУ. Выбор конкретного места памяти для записи и считывания осуществляется подачей адресного слова на дешифратор адреса, обычно расположенный внутри ОЗУ. Дешифратор выбирает ячейку памяти, определенную кодом адресного слова.

Для запоминания аналогового переходного процесса ОЗУ переводится в режим записи. По началу переходного процесса производится его дискретизация и оцифровка. Значения цифровых выборок вводятся в ячейку ОЗУ при одновременном увеличении содержимого счетчика адреса памяти. Этот процесс продолжается до тех пор, пока не будут заняты все ячейки памяти непрерывной записью цифровых выборок переходного процесса входного аналогового сигнала.

Для восстановления аналогового переходного процесса из его запомненных выборок ОЗУ переводится в режим считывания. Содержимое счетчика адреса увеличивается на единицу по каждому тактовому импульсу, вызывая появление последовательности цифровых выборок на выходных шинах ОЗУ. ЦАП преобразует выборки в аналоговую форму. Когда счетчик адреса переполняется, снова повторяется цикл и восстановленный аналоговый переходный процесс периодически вырабатывается на выходе ЦАП. Переходный процесс может тактироваться со скоростью, которая удобна для использования конкретного типа устройства воспроизведения аналогового сигнала. Медленная скорость тактирования используется в

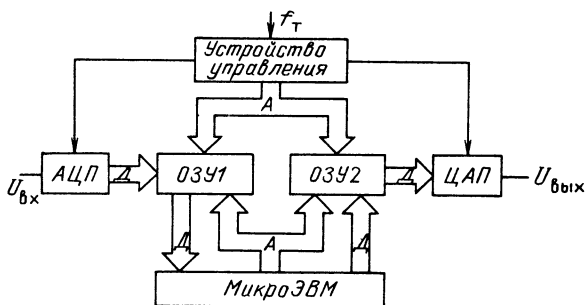


Рис. 12.9. Структурная схема цифровой системы временного сжатия и растяжения аналоговых сигналов

перевом записывающем устройстве, более быстрые тактовые импульсы требуются для повторяющегося отображения на осциллографе.

Быстродействующее ОЗУ в сочетании с быстродействующим АЦП может использоваться для записывающего устройства изменяющихся с высокой скоростью переходных процессов аналоговых сигналов. Системы такого рода применяются для наблюдения переходных процессов, которые происходят, например, при исследовании ударов или взрывов. Быстродействующие преобразователи в сочетании с быстродействующими устройствами находят также применение в цифровой обработке телевизионных сигналов (см. гл. 10).

При создании на базе ЭВМ аппаратуры для контроля качества быстродействующих аналоговых и аналого-цифровых приборов большое распространение получило временное сжатие и растяжение сигналов. Для этого между выходом АЦП и входом ЦАП включают два буферных запоминающих устройства ОЗУ1 и ОЗУ2 (рис. 12.9). Для микроЭВМ эти ОЗУ являются внешними устройствами, тактовая частота работы которых задается внешним генератором. Последний синхронизирует работу ОЗУ, ЦАП и АЦП. Такая структура системы позволяет с высокой тактовой частотой выполнить преобразование аналогового сигнала в течение конечного времени его изменения и записать результат преобразования  $M$  выборок  $U_{вх}$  в ОЗУ1 в виде цифровых  $N$ -разрядных слов. Затем с помощью микроЭВМ можно выполнить обработку информации об изменении аналогового сигнала со значительно более низкой частотой исполнения команд в микроЭВМ. Таким образом осуществлено как бы растяжение сигнала во времени. По результатам такой цифровой обработки аналогового сигнала или в соответствии с программой работы микроЭВМ сравнительно медленно может быть записана информация в ОЗУ2. Затем если с тактовой частотой, которая больше частоты входных выборок  $M$ , на вход ЦАП из ОЗУ2 выдавать цифровые слова, преобразуемые в аналоговый сигнал, то можно осуществлять сжатие сигнала. Динамические параметры прини-

маемого и формируемого аналоговых сигналов определяются динамическими характеристиками преобразователей и ОЗУ и не зависят от быстродействия микроЭВМ. Используя такую систему обработки сигналов можно, например, провести полный анализ точностных характеристик любых аналого-цифровых и аналоговых приборов в реальных условиях работы. Например, включив в схему исследуемый АЦП, как показано на рис. 12.9, и замкнув ее выход со входом, можно проверить работу АЦП в режиме преобразования аналоговых сигналов с любыми параметрами [76].

Обеспечивая возможность цифровой обработки аналоговых сигналов в диапазоне частот вплоть до единиц мегагерц, описанные системы на базе БИС общего применения не позволяют существенно уменьшить габариты и потребляемую мощность аппаратуры. Решение проблемы снижения габаритов и энергопотребления аппаратуры цифровой обработки по сравнению с аппаратурой аналоговой обработки стало возможным только после создания специализированных БИС. Первыми такими БИС стали быстродействующие цифровые умножители и сумматоры. Скорость выполнения операции умножения является критерием эффективности любого процесса обработки сигналов. Эта операция как раз и относится к числу наиболее медленно реализуемых в микроЭВМ общего применения. Специализированные БИС умножителей определяют принципы построения процессорной части системы обработки. Исходя из этого первые процессоры сигналов, как правило, разделяли на конвейерные, матричные и последовательно-параллельные [77]. Наибольшим быстродействием обладают процессоры сигналов с матричными умножителями, которые, однако, являются наиболее сложными и энергопотребляющими. Операция суммирования необходима для реализации большинства алгоритмов спектрального анализа и, в частности, при выполнении быстрого преобразования Фурье.

На основе микропроцессорных комплектов общего применения и специализированных БИС цифровых умножителей и сумматоров можно построить процессоры сигналов, обладающие определенной универсальностью. Именно так строились первые процессоры цифровой обработки аналоговых сигналов, которые обладали сравнительно высокой производительностью (до  $10^8$  операций умножения за секунду), возможностью реконфигурации и программирования. Обычно эти процессоры были ориентированы на реализацию основных видов операторов (свертка, рекурсия, дискретное преобразование Фурье, нелинейное и логическое преобразования), необходимых при обработке аналоговых сигналов.

В конце 70-х годов в показателях качества цифровых приборов обработки аналоговых сигналов произошел новый качественный скачок благодаря выпуску зарубежными фирмами нескольких типов однокристальных процессоров сигналов [78]. В отличие от ранее выпущенных приборов цифровой обработки сигналов однокри-

стальные процессоры сигналов были ориентированы в основном на выполнение операций свертки, рекурсии и дискретного преобразования Фурье. Сокращение набора реализуемых операторов было вызвано необходимостью упростить архитектуру процессора сигналов в соответствии с конструктивно-технологическими требованиями современной промышленности полупроводниковых микросхем. При этом по сравнению с универсальными однокристальными микроЭВМ аналогичной стоимости и потребляемой мощности в процессорах сигналов была получена почти в 100 раз большая производительность (время выполнения операции умножения).

Первым отечественным однокристальным процессором аналоговых сигналов стала БИС КМ1813ВЕ1. Этот аналоговый микропроцессор состоит из трех функциональных частей: АЦП, микроЭВМ и ЦАП (рис. 12.10). Его архитектура рассчитана на реализацию операций суммирования парных произведений за минимальное время. Одновременно с высокой производительностью выполнения указанных операций эта БИС обладает гибкостью применения благодаря возможности ее перепрограммирования [79]. В БИС КМ1813ВЕ1 ЦАП и АЦП образуют устройства ввода-вывода аналоговых сигналов (УВВ), цифровая обработка которых выполняется в верхней части схемы цифрового процессора обработки сигналов (ЦПОС). В репрограммируемое ПЗУ записывается программа работы

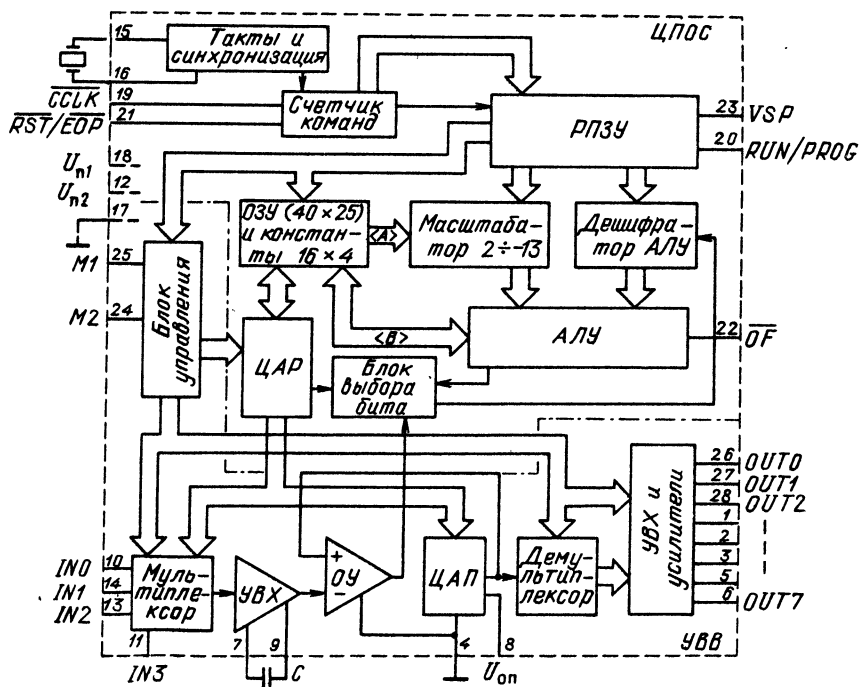


Рис. 12.10. Структурная схема аналогового микропроцессора КМ1813ВЕ1



процессора. Устройства ввода-вывода аналоговых сигналов обеспечивают многоканальный режим работы благодаря использованию четырехканального входного мультиплексора и восьмиканального мультиплексора на выходе ЦАП [80]. Аналого-цифровое преобразование реализуется методом последовательного приближения. Для этого входное УВХ по командам из блока управления и ЦПОС запоминает мгновенное значение выбранного аналогового сигнала. Запоминающий конденсатор для УВХ является внешним. Время выборки УВХ обратно пропорционально емкости  $C_z$  этого конденсатора, которую рекомендуется выбирать в диапазоне 100 ... 1000 пФ. Максимальную емкость конденсатора необходимо устанавливать при минимальной тактовой частоте для уменьшения влияния ошибки хранения на точность. АЦП обеспечивает преобразование с точностью, соответствующей девяти разрядам. При максимальной емкости запоминающего конденсатора требуемая точность выборки входного аналогового сигнала достигается при последовательном выполнении восьми команд ввода  $IN(K)$ . Затем в результате исполнения серии инструкций  $CVT(n)$  аналоговый сигнал последовательно преобразуется в цифровое 9-разрядное слово, у которого 1-й разряд соответствует знаковому, а 9-й разряд является старшим значащим.

Для полного цикла преобразования необходимо выполнить 34 команды, что при максимальной тактовой частоте, равной 6,67 МГц, соответствует времени преобразования, равному 20 мкс. Если допустимо уменьшение точности преобразования, то можно, прервав процесс преобразования исполнением меньшего числа команд, уменьшить и время преобразования. Например, преобразование с точностью, соответствующей шести разрядам, можно выполнить примерно за 10 мкс. Обмен данными между аналоговой и цифровой частями БИС осуществляется через цифровой адресуемый регистр (ЦАР) данных, который имеет адрес ячейки номер 40 в ОЗУ (при программировании этот регистр обозначается  $DAR$ ). В ЦАР запоминается результат преобразования, который может быть затем переадресован в любую ячейку ОЗУ и, следовательно, использован как операнд арифметико-логического устройства (АЛУ) или через ЦАП и выходной мультиплексор выдан на выход БИС. Номер канала  $K$  задается инструкцией  $OU/T(K)$ .

Для заряда запоминающего конденсатора выходного УВХ любого канала до точности соответствующей девяти разрядам при максимальной тактовой частоте требуется исполнение восьми инструкций  $OUT(K)$ . В каждом выходном канале установлены индивидуальные УВХ и усилитель. В выходных УВХ использованы внутренние запоминающие конденсаторы.

Для работы ЦАП и АЦП необходим внешний прецизионный источник опорного напряжения с напряжением 1 ... 2 В, подключаемый к выводу 8. Стабильность опорного напряжения должна быть не меньше 0,2%. В схеме предусмотрены две общие точки питания: вывод 17 для ЦПОС и вывод 4 для УВВ. Возможные режимы работы по каналам ввода и вывода приведены в табл. 12.1. Управление режимами работы УВВ осуществляется по выводам 24 и 25 как для аналоговых, так и цифровых сигналов. При различных сочетаниях напряжений на этих выводах могут быть использованы входные каналы 0—3 и выходные каналы 0—7 для работы с аналоговыми и цифровыми сигналами.

Репрограммируемое ЦЗУ с ультрафиолетовым стиранием обеспечивает запись 192 слов по 24 разряда. В каждое слово упаковываются две инструкции для исполнения аналоговой (УВВ) и цифровой (ЦПОС) частями БИС. Это 24-раз-

Таблица 12.1

## Режимы ввода-вывода БИС КМ1813ВЕ1

Напряжение на выводе, В		Режим работы	
<i>M1</i>	<i>M2</i>	Ввод <i>IN</i> ( <i>K</i> )	Вывод <i>OUT</i> ( <i>K</i> )
5	5	0—3 — аналоговые	0—7 — аналоговые
5	—5	0 — цифровой, 3 — цифровой, 1 и 2 — синхронизация	0—3 — аналоговые 4—7 — цифровые (ТТЛ логика)
—5	5	0—3 — аналоговые	0—3 — цифровые (ТТЛ логика) 4—7 — аналоговые
—5	—5	0—3 — аналоговые	0—7 — цифровые

рядное слово разбито на пять полей, из которых одно 5-разрядное поле управляет аналоговой частью БИС, а остальные четыре управляют цифровой частью (рис. 12.11). В цифровой части команд *L* — три разряда поля команды АЛУ; *B* — шесть разрядов поля операнда *B*; *A* — шесть разрядов поля операнда *A*; *S* — четыре разряда поля сдвига. В аналоговой части команд *ADF* — два разряда селектора функций; *ADK* — три разряда модификатора.

При работе БИС доступ ко всем ячейкам памяти команд в РПЗУ последовательный. Код счетчика команд в БИС возвращается в ячейку 0 после завершения выполнения команды 191 или когда в аналоговом поле команд встречается инструкция «Конец программы» или «Возврат по условию». Каждая команда выполняется за четыре такта работы задающего генератора. Команды из РПЗУ считываются четверками (всего 48 четверок) и записываются в 96-разрядный регистр. Считывание из РПЗУ каждой четверки команд сопровождается сигналом на выводе 19.

Память данных построена на ОЗУ статического типа с произвольной выборкой одновременно двух 25-разрядных слов и регистрах для хранения операндов *A* и *B*. Емкость ОЗУ составляет 40 слов. Свободная область значений 6-разрядного адреса *A* используется для задания констант в программе. Обращение к константам осуществляется только через порт *A* по 16 старшим адресам пространства адресов. При этом значения четырех младших разрядов адреса *A* присваиваются четырем старшим разрядам поля данных порта *A*. Всего может задаваться 16 констант в диапазоне от  $-1,0$  до  $+0,875$  с шагом 0,125. Мнемонические обозначения констант и их значения приведены в табл. 12.2. При программировании константы записываются только в поле операнда *A*. Признаком константы является единичное значение обоих старших разрядов адреса *A*, т. е. если значение адреса *A* больше или равно 48, то четыре младших разряда адреса *A* воспринимаются как константа и через порт *A* поступают на вход АЛУ.

Рис. 12.11. Формат команды, используемой в БИС КМ1813ВЕ1

<i>ADK</i>	<i>ADF</i>	<i>A</i>	<i>B</i>	<i>S</i>	<i>L</i>
012	01	01...5	01...5	0123	012

Таблица 12.2  
Константы РПЗУ

Код константы	Мнемонические обозначения	Десятичное значение	Код константы	Мнемонические обозначения	Десятичное значение
0000	<i>KP0</i>	0	1000	<i>KM8</i>	— 1
0001	<i>KP1</i>	0,125	1001	<i>KM7</i>	— 0,875
.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.
0111	<i>KP7</i>	0,875	1111	<i>KM1</i>	— 0,125

В ОЗУ по адресу 40 (1010000) размещается регистр ЦАР, который занимает девять старших разрядов 25-разрядного слова. Выходы регистра подключены к ЦАП. Любой разряд регистра может анализироваться и устанавливаться в соответствии со значением разряда переполнения. Регистр ЦАР также используется в качестве регистра последовательного приближения при выполнении аналого-цифрового преобразования под управлением аналоговых команд. При считывании содержимого ЦАР в АЛУ все разряды, кроме девяти старших, принимают значения, равные единице.

Масштабирующее устройство представляет собой арифметический двоичный сдвиговый регистр, осуществляющий масштабирование содержимого порта *A* при передаче его на вход АЛУ. Диапазон сдвига — до двух разрядов влево и до 13 разрядов вправо. Масштабировать операнд *B* и результат вычисления нельзя. При сдвиге влево освобождающиеся правые разряды заполняются нулями, а при сдвиге вправо — значением знакового разряда.

Арифметико-логическое устройство обрабатывает 25-разрядный масштабированный операнд *A* и операнд *B*, извлекаемые из ОЗУ. Результат записывается в память по адресу *B* в конце цикла выполнения команды. Арифметико-логическое устройство использует 28-разрядную сетку, где разряды 26 и 27 фиксируют старшие разряды числа при сдвиге его влево, а разряд 28 обеспечивает выполнение операций переноса. В разрядной сетке четыре старших разряда знаковые. Факт переполнения фиксируется, если знаковые разряды становятся разными. Это означает, что результат сдвига или арифметической операции выходит за границы  $-1,0...+1,0$ . В АЛУ программно может устанавливаться режим ограничения переполнения, при котором результат переполнения заменяется ближайшим к истинному результату, т. е.  $-1,0$ , если результат отрицательный, и  $+1,0$ , если результат положительный. Такой режим полезен с точки зрения устойчивости фильтров, уменьшения их шумов. Он также может использоваться для реализации нелинейных функций, например ограничения. Таким образом, может имитироваться режим насыщения усилителя [80].

Сигнал на выводе 22 указывает, что в выполняемой команде имело место переполнение. Если переполнение не запрещено, то каждое двоичное число может расширяться до 28 разрядов путем перемещения знакового разряда влево. Выполняется соответствующая операция АЛУ, и младшие 25 разрядов результата записываются в ОЗУ по адресу операнда *B*.

Систему команд БИС КМ1813ВЕ1 можно разбить на две группы: цифровые команды АЛУ и аналоговые для УВВ. В свою очередь, цифровые команды разде-

ляются на безусловные и условные. Программное обеспечение КМ1813ВЕ1 ориентировано на применение 24-разрядного управляющего слова, которое допускает одновременное использование команды для цифровой и аналоговой частей БИС.

Все цифровые команды могут выполняться со сдвигом операнда  $A$  или без сдвига. Максимальная величина сдвига операнда  $A$  обеспечивается на 2 разряда влево и на 13 разрядов вправо. Коды сдвигов, их мнемонические обозначения и соответствующие значения эквивалентного множителя приведены в табл. 12.3. Необходимый сдвиг указывается в формате управляющего слова в поле кода сдвига. В табл. 12.4 приведены команды безусловной арифметики.

Таблица 12.3

Команды сдвигов

Код сдвига	Мнемонические обозначения	Примечание
1100	$R13$	$R2^{-13}$ . Сдвиг вправо на 13 разрядов
1011	$R12$	$R2^{-12}$ . Сдвиг вправо на 12 разрядов
.	.	.
.	.	.
0000	$R01$	$R2^{-1}$ . Сдвиг вправо на 1 разряд
1111	$R00$	$R2^0$ . Отсутствие сдвига
1110	$L01$	$L2^1$ . Сдвиг влево на 1 разряд
1101	$L02$	$L2^2$ . Сдвиг влево на 2 разряда

Таблица 12.4

Безусловные команды

Код команды АЛУ	Мнемоническое обозначение	Операция	Примечание
011	$ADD$	$(A \times 2^N) + B \rightarrow B$	Сложение
101	$SUB$	$B - (A \times 2^N) \rightarrow B$	Вычитание
111	$LDA$	$(A \times 2^N) + 0 \rightarrow B$	Пересылка
000	$XOR$	$(A \times 2^N) \oplus B \rightarrow B$	Исключающее ИЛИ
100	$AND$	$(A \times 2^N) \wedge B \rightarrow B$	Логическое И
110	$ABS$	$ A \times 2^N  \rightarrow B$	Абсолютная величина
001	$ABA$	$ A \times 2^N  + B \rightarrow B$	Сложение с абсолютной величиной
010	$LIM$	$+1 \rightarrow B$ , если $A \geq 0$ $-1 \rightarrow B$ , если $A \leq 0$	Ограничение

Используя безусловные команды, необходимо учитывать, что в первой команде операнд  $A$  — это значение переменной или константы, находящейся в ячейке ОЗУ с адресом  $A$ , а операнд  $B$  в левой части операции — это значение переменной, находящейся в ячейке ОЗУ с адресом  $B$ . Для той же команды значение  $2^N$  получается в результате сдвига данных в диапазоне  $-13 < N < 2$ . Для последней команды  $+1$  — это наибольшая положительная величина, которая может храниться в ячейке памяти ОЗУ. Значения адреса от 0 до 39 в ОЗУ соответствуют регистрам общего назначения.

Все безусловные команды в КМ1813BE1 можно разделить на команды арифметические (*ADD*, *SUB*, *ABS* и *ABA*), пересылки (*LDA*), логические (*XOR* и *AND*) и специальные (*LIM*). При программировании мнемонические обозначения команд записываются в поле команды АЛУ управляющего слова. Результат выполнения команды всегда заносится по адресу *B* [81].

Условные команды могут быть получены из команд безусловной арифметики при указании в аналоговом поле управляющего слова условной команды *GND* (*S*, *n*), где *S*, *n* — анализируемый бит ЦАП. Все условные команды так же, как и безусловные, могут выполняться со сдвигом операнда *A* или без сдвига. Условная команда анализирует выбранный бит ЦАП и использует его значения для определения того, как выполнить команду. В анализируемом разряде ЦАП лог. 1 означает выполнение команды, а лог. 0 — исполнение команды *NOP* (табл. 12.5). Команды обращения к ЦАП обозначены *DAR* (*S*, *n*).

Таблица 12.5

**Команды условной арифметики**

Команды	Код операции АЛУ	Операция	Примечание
<i>ADD</i>	110	$(A \times 2^N) + B \rightarrow B$ $B \rightarrow B$	Сложение, если <i>DAR</i> ( <i>S</i> , <i>n</i> )=1 Пересылка, если <i>DAR</i> ( <i>S</i> , <i>n</i> )=0.
<i>SUB</i>	101	$B - (A \times 2^N) \rightarrow B$ $B + (A \times 2^N) \rightarrow B$	Вычитание, если $CY_{\text{пред}} = 1$ , $CY_{\text{тек}} \rightarrow DAR$ ( <i>S</i> , <i>n</i> ) Сложение, если $CY_{\text{пред}} = 0$ , $CY_{\text{тек}} \rightarrow DAR$ ( <i>S</i> , <i>n</i> )
<i>LDA</i>	111	$(A \times 2^N) \rightarrow B$ $B \rightarrow B$	Пересылка операнда <i>A</i> , если <i>DAR</i> ( <i>S</i> , <i>n</i> )=1 Пересылка операнда <i>B</i> , если <i>DAR</i> ( <i>S</i> , <i>n</i> )=0
<i>ABA</i>	001	$ A \times 2^N  + B \rightarrow B$	Сложение с абсолютной величиной, переполнение запрещено
<i>XOR</i>	000	$(A \times 2^N) + B \rightarrow B$	Выполнение Исключающего ИЛИ, переполнение разрешено

Условное выполнение команд *ABA*, *XOR* и *EOP* используется для управления переполнением. Для выполнения команд условных переносов используется команда *RNZ*-возврата на начало программы и *JNZ*-перехода на 32 команды вперед. Признак выполнения команды *RNZ*: *XOR* 44, 44, *R00*... Признак выполнения команды *JNZ*: *AND* 44, 44, *R00*... Здесь числом 44 обозначен физически отсутствующий адрес. Условием переходов является тестируемый бит ЦАП. Если *DAR* (*n*)=1, то осуществляется переход, если *DAR* (*n*)=0, то производится дальнейшее выполнение программы. Команда *RNZ*, как и *EOP*, должна находиться первой в четверке команд, т. е. адрес команды должен делиться на четыре. Затем выполняются три команды и осуществляется переход по условию. Команда *JNZ* должна находиться третьей в четверке команд. После нее выполняется пять команд и только затем переводится переход по условию. Проверка ЦАП может осуществляться как до выполнения этих команд, так и во время их выполнения.

Для управления НВ (рис. 12.10) используются команды, приведенные в табл. 12.6.

## Аналоговые команды

Мнемоническое обозначение	Код <i>ADF</i>	Код <i>ADK</i> (К)	Примечание
<i>IN</i> (К)	00	0—3	Выборка с К-го канала
<i>NOP</i>	00	4	Нет операции
<i>EOP</i>	00	5	Установка в нуль счетчика команд
<i>CVT</i> (S)	00	6	Определение знакового разряда
<i>SND</i> (S)	00	7	Выбор знакового разряда для условной цифровой команды
<i>CVT</i> (n)	01	0—7	Аналого-цифровое преобразование n-го разряда
<i>OUT</i> (К)	10	0—7	Вывод с ЦАП по К-му каналу
<i>CND</i> (n)	11	0—7	Выбор n-го разряда для условной цифровой команды

Команда  $IN(K)$  обеспечивает выборку одного из четырех аналоговых выходов. Эта команда используется последовательно несколько раз для заряда конденсатора УВХ до требуемой точности выборки. Команда  $CVT(S, n)$  осуществляет преобразование входной выборки в цифровой эквивалент. Разряды ЦАП записываются в убывающем порядке:  $S=7, 6, 5, 4, 3, 2, 1, 0$ . Цифровой эквивалент получается в ЦАП, откуда он может быть считан в любой регистр АЛУ. Преобразование осуществляется программно путем последовательного приближения выходного напряжения ЦАП к напряжению входного аналогового сигнала. Каждая команда  $CVT$  устанавливает выбранный бит ЦАП равным выходному сигналу компаратора. При этом для установления выходного напряжения цифро-аналогового преобразования между каждой парой последующих  $CVT$  команд даются две команды  $NOP$ . Время установления ЦАП с точностью, соответствующей 8-разрядному преобразованию, равно 1,2 мкс.

Команда  $OUT(K)$  обеспечивает передачу результатов вычислений из ЦАР на один из аналоговых выходов. Операция  $OUT(K)$  не должна появляться в коман-

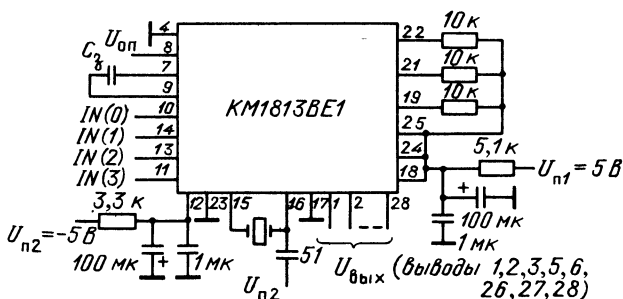


Рис. 12.12. Основная схема включения БИС КМ1813ВЕ1 в рабочем режиме

дах, которые осуществляют запись в ЦАР. Для более точного вывода полученного результата первая команда *OUT(K)* должна появляться только после периода, необходимого для установления ЦАП, т. е. она должна быть отделена несколькими командами *NOP* от команды записи выводимого результата в ЦАР. Время установления выходного напряжения ЦАП равно 1,8 мкс. Время выборки УВХ обычно длиннее цикла команды, и поэтому команда *OUT(K)* ставится обычно несколько раз.

Команда *EOP* обозначает окончание исполнения программы и требует возвращения в ее начало.

Основная схема включения БИС КМ1813ВЕ1 в рабочем режиме приведена на рис. 12.12, а основные ее параметры даны в табл. 12.7. Аналоговые входы и выходы БИС должны быть подключены к источнику  $U_{п1}$  через резисторы сопротивления 10 кОм. Контроль правильности работы осуществляется по выводам 19, 21, 22. На выводе 19 через каждые четыре такта появляется срез импульса, указывающий на начало нового цикла обращения к РПЗУ.

Таблица 12.7

**Параметры БИС КМ1813ВЕ1 в рабочем режиме**

Параметр (при $U_{п1}=1$ В)	Значение	Примечание
Входное сопротивление, кОм: в режиме выборки в режиме хранения	1 100	По аналоговым входам
Нелинейность АЦП и ЦАП, МЗР	$\pm 1$	Дифференциальная и интегральная
Выходное сопротивление, кОм	1,5	По аналоговым выходам
Потребляемый ток, мкА, от: $U_{п1}$ $U_{п2}$ $U_{оп}$	50 150 200	—
Время цикла, нс	600	При тактовой частоте 6,67 МГц

В отличие от ближайшего аналога Intel 2920 в БИС КМ1813ВЕ1 предусмотрена возможность последовательного цифрового ввода-вывода. Для этого на выводе 25 устанавливается напряжение +5 В, а на выводе 24 напряжение —5 В, при которых выходы *IN(K)* переходят в режим последовательного ввода-вывода (см. табл. 12.1). Для последовательного ввода одновременно с командой *CVT(S, n)* в *n*-й разряд ЦАР по входу *IN(0)* подается цифровой сигнал, сопровождаемый импульсом синхронизации, поступающим на вывод *IN(2)*. Запись в ЦАР осуществляется по срезу импульса синхронизации от старшего разряда к младшему. Для последовательного вывода по команде *GND(n)* из *n*-го разряда ЦАР на вывод *IN(3)* выводится информация при подаче среза импульса на вывод *IN(1)*. Порядок вывода разрядов любой.

Программирование РПЗУ в КМ1813ВЕ1 осуществляется по временной диаграмме, показанной на рис. 12.13. Перед программированием РПЗУ очищают источ-

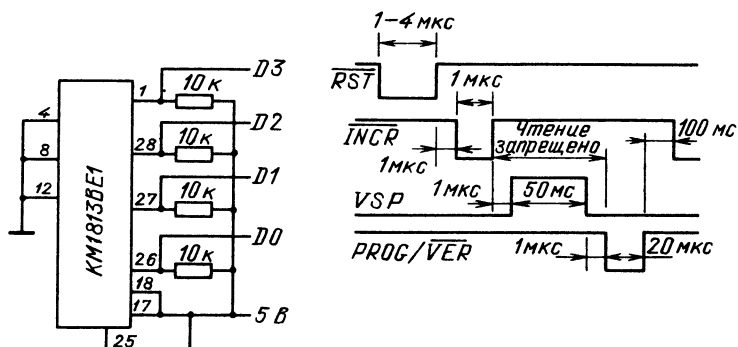


Рис. 12.13. Схема включения БИС КМ1813ВЕ1 в режиме программирования

ником ультрафиолетового излучения, благодаря чему все ячейки памяти в РПЗУ переводятся в состояние лог. 1. Параметры БИС в режиме программирования приведены в табл. 12.8.

Таблица 12.8

**Параметры КМ1813ВЕ1 в режиме программирования**

Параметр	Значение	Условия измерения
Входной ток низкого уровня, мкА	15	На выводах 1, 21, 22, 24, 25, 27, 28 $U_{n1}=5$ В, $U_{n2}=0$
Напряжение лог. 0, В	0,8	На выводах 1, 25, 27, 28 при втекающем токе 2 мА и напряжении 5 В на выводе 23
Входной ток высокого уровня, мкА	15	На выводах 1, 21, 22, 24, 25, 27, 28 и $U_{n1}=5$ В, $U_{n2}=0$
Ток программирования высокого уровня, мА	20	При напряжении на выводе 23, равном $25 \pm 1$ В, и длительности программирующего импульса $52,5 \pm 2,5$ мс
Ток, потребляемый по цепи $U_{n1}$ , мА	150	

При составлении программы для РПЗУ 24-разрядная команда рассматривается как шесть 4-разрядных слов (табл. 12.9). Таким образом, РПЗУ способно принять 1152 слова по четыре разряда каждое. В таблице показано соотношение между управляющими полями и разрядами слов во время программирования. Каждое устройство ЦПОС получает инструкцию или информацию об адресе из РПЗУ. В матрицу памяти данных поступают два 6-разрядных адреса операндов, в масштабирующее устройство — 4-разрядный код сдвига, а в АЛУ — 3-разрядный код операции.

Данные, поступающие в АЛУ, обрабатываются с использованием 25-разрядной арифметики в дополнительном коде. Еще три разряда предназначены для анализа



случаев переполнения. Старший разряд является знаковым, поэтому обычный диапазон изменения переменной равен  $-1,0 \dots +1,0$ , а наименьшее приращение любой переменной имеет величину  $\Delta = 2^{-24} = 5,96 \cdot 10^{-8}$ .

Т а б л и ц а 12.9

**Команды программирования РПЗУ**

Номер слова	Четырехразрядные слова			
	<i>D3</i>	<i>D2</i>	<i>D1</i>	<i>D0</i>
0	<i>ADF0</i>	<i>ADK2</i>	<i>ADK1</i>	<i>ADK0</i>
1	<i>A2</i>	<i>B1</i>	<i>A1</i>	<i>ADF1</i>
2	<i>A4</i>	<i>B3</i>	<i>A3</i>	<i>B2</i>
3	<i>A0</i>	<i>B5</i>	<i>A5</i>	<i>B4</i>
4	<i>S2</i>	<i>S1</i>	<i>S0</i>	<i>B0</i>
5	<i>L2</i>	<i>L1</i>	<i>L0</i>	<i>S3</i>

Возможность для последовательного цифрового ввода-вывода, реализованная в БИС КМ1813ВЕ1, позволяет использовать эти СБИС совместно с однокристальными микроЭВМ. Благодаря этому несколько расширяются области применения СБИС. Однако таким образом не удастся существенно расширить логические и управляющие возможности БИС без ухудшения быстродействия и без дополнительных аппаратурных затрат. Значительно большими функциональными возможностями обладают процессоры сигналов более поздней разработки. В их состав уже не включались ЦАП и АЦП [82, 83]. Наиболее удачной, по-видимому, является СБИС TMS 320 фирмы Texas Instruments, которая допускает использование внешней памяти, а также объединение в систематические структуры. За счет возможности организации конвейерных вычислений и динамического управления вычислительным процессом на базе TMS 320 можно строить высокопроизводительные системы, работающие в реальном масштабе времени.

## ПРИЛОЖЕНИЕ

Отечественной промышленностью выпускаются аналоговые и аналого-цифровые микросхемы с различным сочетанием показаний точности, быстродействия и потребляемой мощности. Для совместного рассмотрения их способности к обработке информации, представленной аналоговыми сигналами, все параметры сведены к обобщенным информационно-энергетическим (табл. П1). Наиболее массовыми по номенклатуре и дополняющими друг друга по параметрам являются ОУ (табл. П2, рис. П1—П4). Операционные усилители серии 153 имеют внешние корректирующие цепи, а у большинства ОУ серии 140 цепи частотной коррекции выполнены внутри корпуса на кристалле микросхемы (рис. П1.—П3). Операционные усилите-

ли серии 544, 574, а также ОУ К140УД8 и К140УД13 имеют полевые транзисторы на входе. Операционный усилитель К1408УД1 является высоковольтным. В ОУ К1408УД2 на одном кристалле размещены два усилителя типа К140УД7, а в ОУ К1401УД2 на одном кристалле — четыре. Операционный усилитель К171ВУ2 — специализированный широкополосный, а ОУ К550УП1 является усилителем мощности. Достигнутые успехи в технологии изготовления аналоговых микросхем позволили начать развитие новой серии 154 быстродействующих ОУ. Серии 538 и 1407 объединяют малолитражные ОУ.

В ОУ К153УД2 и К153УД6 емкость  $C_k = 30$  пФ  $R_1/R_2$ . В ОУ К140УД7 в инвертирующем включении для получения  $v = 20$  В/мкс вводится емкость  $C_k$ . В ОУ К140УД11 элементы  $R1$  и  $C1$  используются в инвертирующем включении для получения  $v = 150$  В/мкс. В ОУ К574УД1 при  $K_U = 1$  необходимо включить в цепь ОС резистор  $R = 10$  кОм, зашунтированный конденсатором  $C_{ш} = 10$  пФ. Для ОУ К154УД4 емкость  $C_k$  выбирается как для К154УД3. В ОУ К171ВУ2 при попарно объединенных выводах 7, 8 и 2, 11 увеличивается  $K'_U$ . Для ОУ К550УП1  $R_1 = 9$  кОм,  $R_2 = 1$  кОм,  $f_t = 1/2\pi(C_k + 5 \text{ пФ})R_1$ ; резисторы  $R1$  и  $R2$  используются для организации ОС,  $R_n \geq 750$  Ом. ОУ К140УД12 — программируемый;  $v = (I_y/1,5 \text{ мкА}) \times \times 0,04$  В/мкс, где  $I_y = (U_n^+ - U_n^-)/R_y$ ,  $T_{y \max} = 0,5$  мА. Для ОУ К1407УД1  $I_y = (U_n^+ - U_n^-)/R_y$ . Для ОУ К1407УД3 при  $K_U = R_2/R_1 < 10$   $C_1 = C_3 = C_4 = 0$ ; при  $K_U \geq 10$   $C_3 = C_4 = 0$ ,  $C_2 = 3300$  пФ; при  $K_U \geq 100$   $C_1 = C_2 = 0$ . ОУ К1112ПП1 — логарифмический.

В настоящее время выпускаются два типа простейших аналоговых перемножителей К526ПС1 и К140МА1 (их часто называют балансными модуляторами) и три типа прецизионных перемножителей серии 525. Ниже приведены основные параметры этих перемножителей (табл. П2) и схемы их включения (рис. П5). Во всех перечисленных типах перемножителей  $U_{\text{вых}} = kXY$ , где  $k$  — масштабный коэффициент;  $X$  и  $Y$  — напряжения, подаваемые на входы микросхем. Однако для ба-

лансных модуляторов  $X = X(t) = (4/\pi) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n\pi/2) \cos n\omega t$ , а для перемножителя

К525ПС1, имеющего два дифференциальных входа,  $X = X_2 - X_1$  и  $Y = Y_2 - Y_1$ . Схемы включения этого перемножителя (см. гл. 3) содержат ОУ, необходимый для согласования сравнительно большого выходного сопротивления с нагрузкой. В перемножителе К525ПС2 такой ОУ размещен на одном кристалле с К525ПС1. В модифицированном варианте (К525ПС3) дополнительно на кристалле К525ПС2 размещены внутренние подстроечные резисторы вместо внешних потенциометров. Микросхема К525ПС3 наиболее близка к модели идеального перемножителя.

Отечественная промышленность выпускает полупроводниковые компараторы серий 521 и 597. Эти компараторы можно разделить на четыре группы: компараторы общего применения (К521СА2, К521СА5), прецизионные (К521СА3, К597СА3), быстродействующие (К597СА1, К597СА2) и специализированные (К521СА1, К521СА4). Параметры и основные схемы включения этих компараторов приведены на рис. П6 и в табл. П4. Для нормальной работы компаратора К597СА1 между его выходами и источником напряжения ( $-2$  В) необходимо включить резистор сопротивлением 100 Ом. В компараторах К597СА3 и К521СА3 выводы  $U_n^+$  необходимо подключить к источнику питания, определяющему размах выходного напряжения. Быстродействие компаратора К521СА3 можно увеличить из 30...40%, если объеди-

нить выводы 5 и 6 (рис. П6, в). Компараторы К521СА5 и К597СА3 выпускают в корпусах с планарными выводами. В компараторах К597СА3, чтобы сбалансировать напряжение смещения нуля, необходимо включить между выводами 3 и 4 (верхний компаратор) или выводами 5 и 6 (нижний компаратор) переменный резистор сопротивлением 10...50 кОм. Средний отвод этого резистора соединяется с выводом 13. Для аппаратуры, требующей применения нескольких компараторов с согласованными параметрами, рекомендуется использовать счетверенные компараторы К1121СА1 и К1401СА1.

В настоящее время выпускается только один полупроводниковый таймер КР1006ВИ1. Номенклатура же зарубежных изделий этого типа значительно разнообразнее (табл. П5 и П6).

Параметры и основные схемы включения полупроводниковых УВХ приведены соответственно в табл. П7 и на рис. П7.

В табл. П8 — П11 даны параметры современных полупроводниковых ЦАП и АЦП, а на рис. П8 — П10 — их основные схемы включения. Схемы включения К572ПА1 рассмотрены в гл. 9, а особенности применения БИС АЦП — в гл. 11.

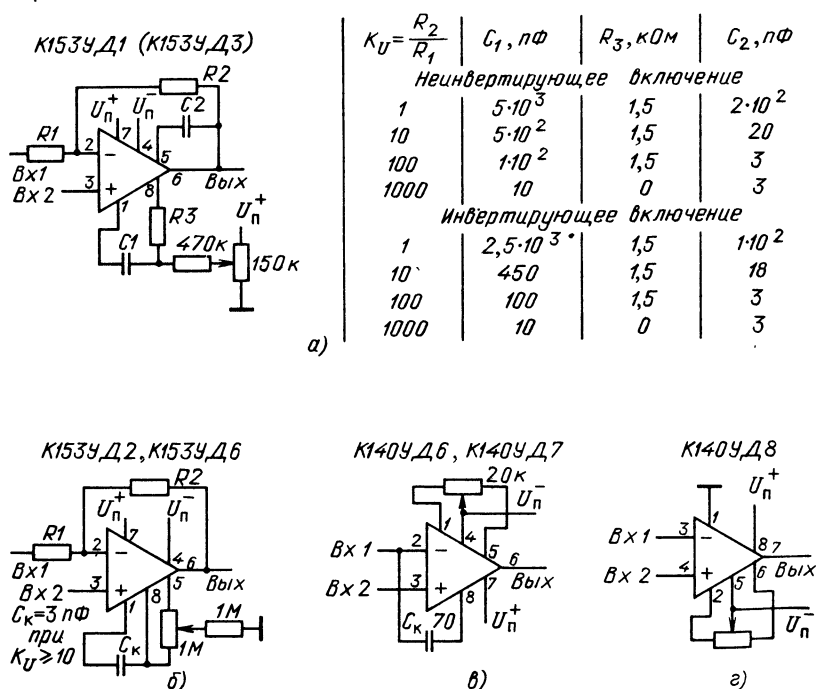
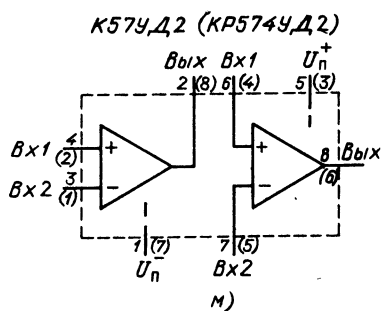
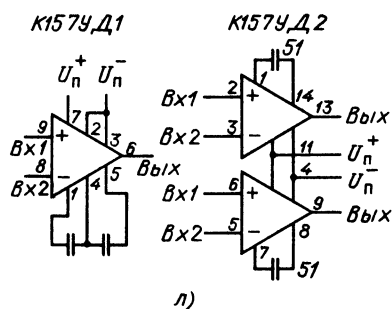
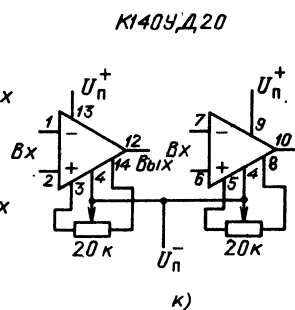
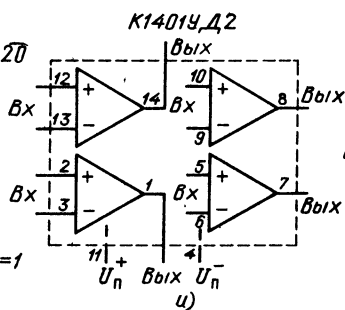
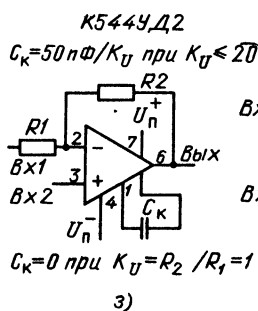
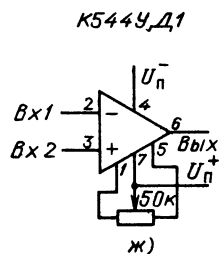
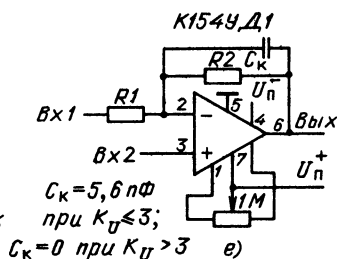
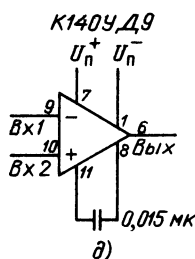
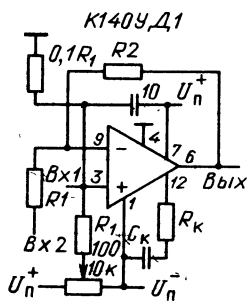


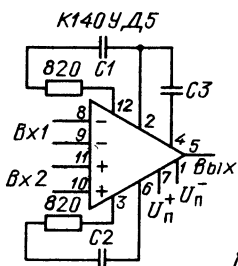
Рис. П1. Операционные усилители общего применения





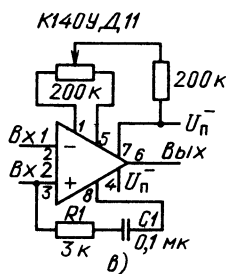
$K_U = \frac{R_2}{R_1}$	$R_2, \text{кОм}$	$C_k, \text{нФ}$	$R_k, \text{Ом}$
1	1	$1 \cdot 10^3$	75
10	10	510	320
100	$1 \cdot 10^2$	$1 \cdot 10^2$	620
$> 100$	$1 \cdot 10^3$	$1 \cdot 10^2$	620

а)

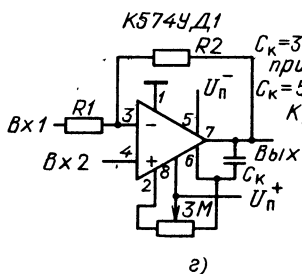


$K_U$	$U_n^+, \text{В}$	$C_1, \text{нФ}$	$C_2, \text{нФ}$	$C_3, \text{нФ}$
1	$\pm 12$	10	10	51
1	$\pm 6$	5,1	5,1	51
$> 10$	$\pm 12 \dots \pm 6$	430	0	0

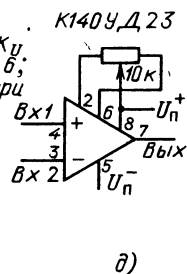
б)



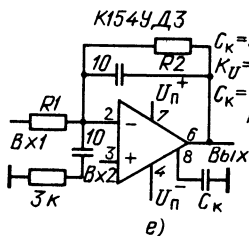
в)



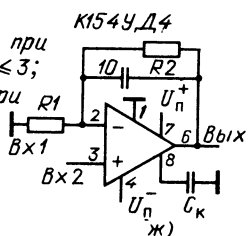
г)



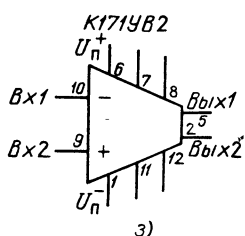
д)



е)

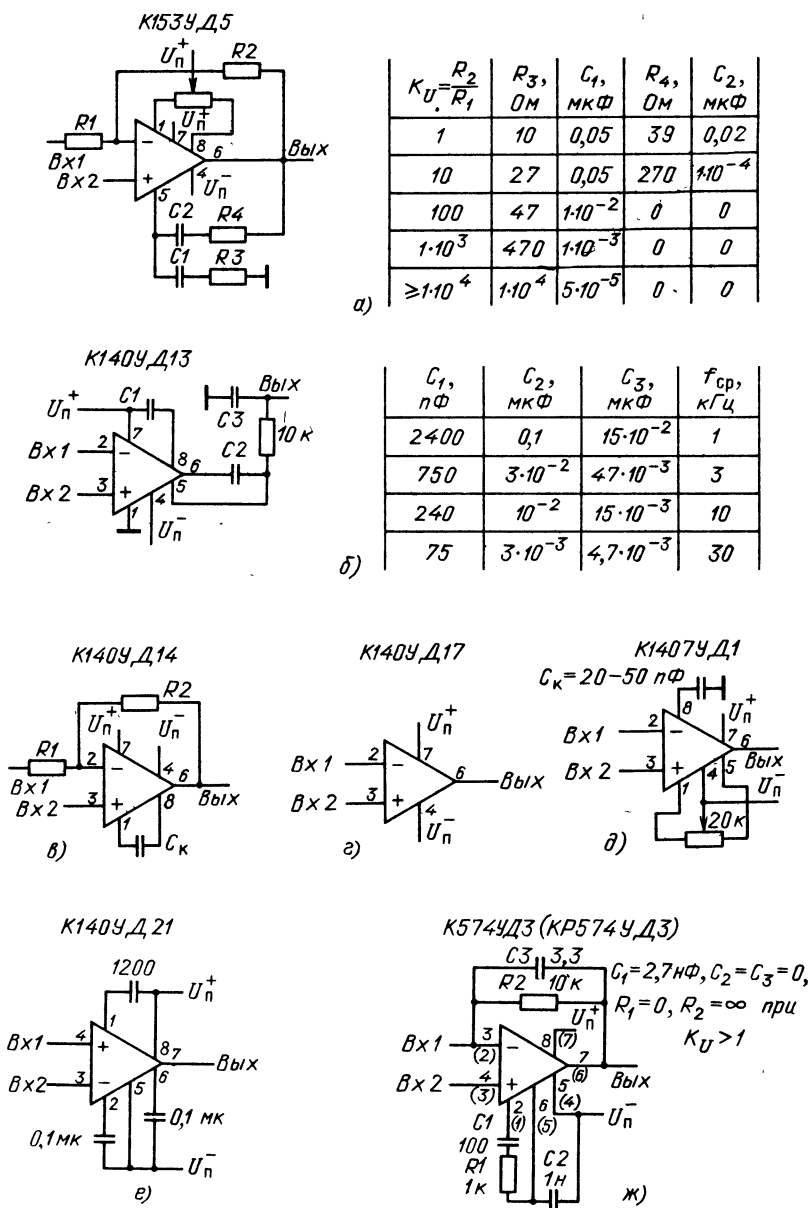


ж)



з)

Рис. П2. Быстродействующие операционные усилители



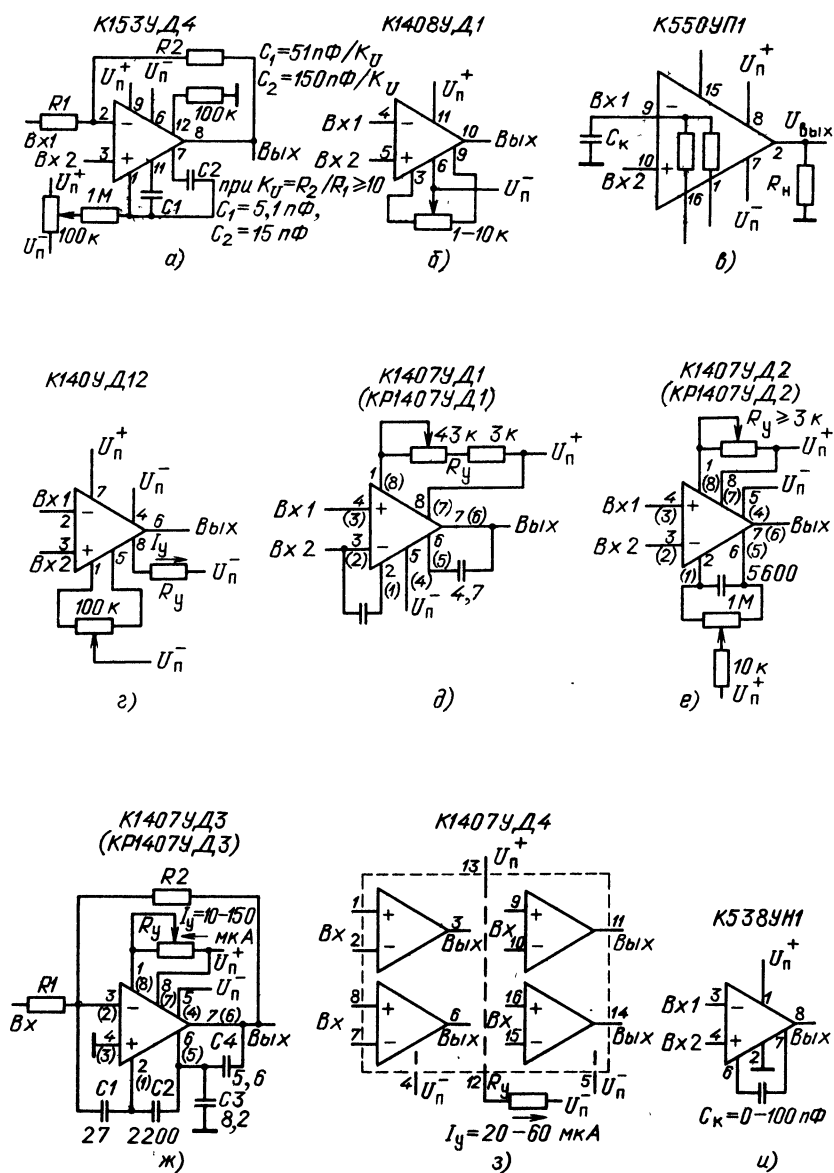
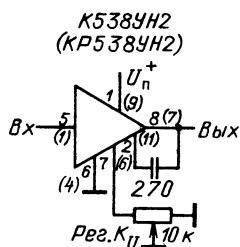
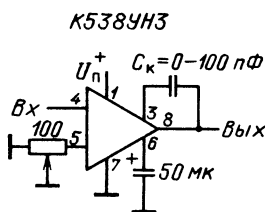


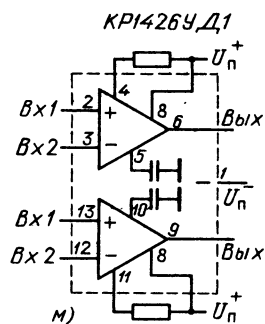
Рис. П4. Специализированные операционные усилители



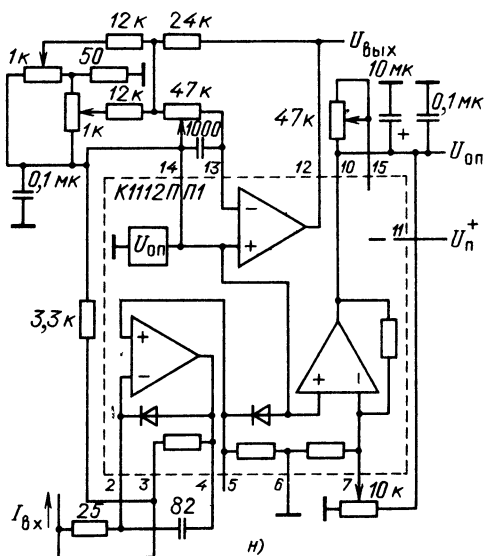
к)



л)



м)



н)

Рис. П4. Окончание

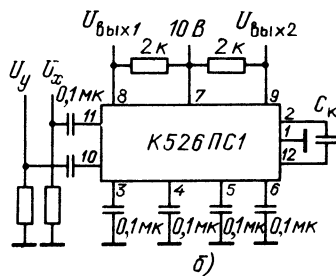
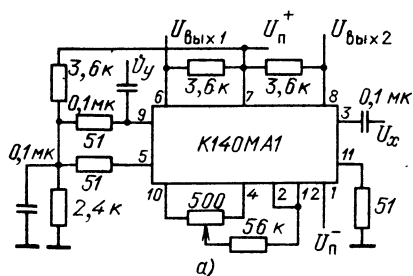


Рис. П5. Схемы включения перемножителей напряжения



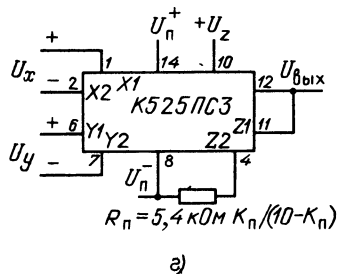
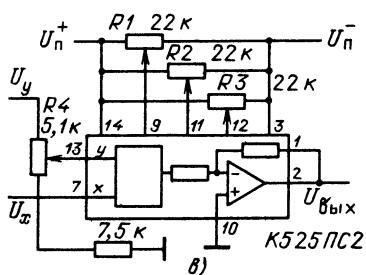


Рис. П5. Окончание

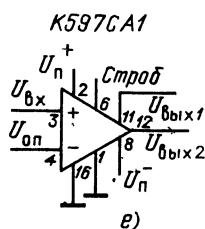
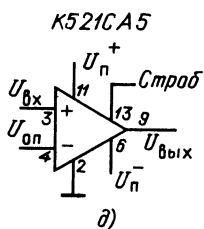
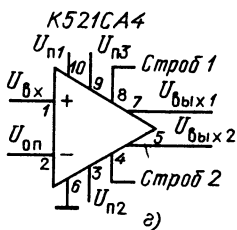
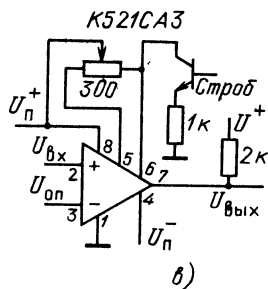
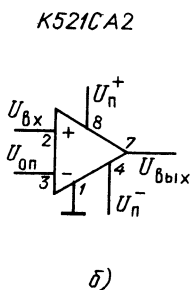
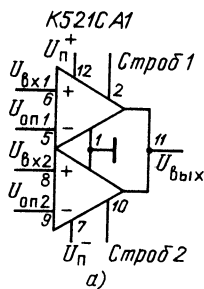


Рис. П6. Схемы включения компараторов напряжения

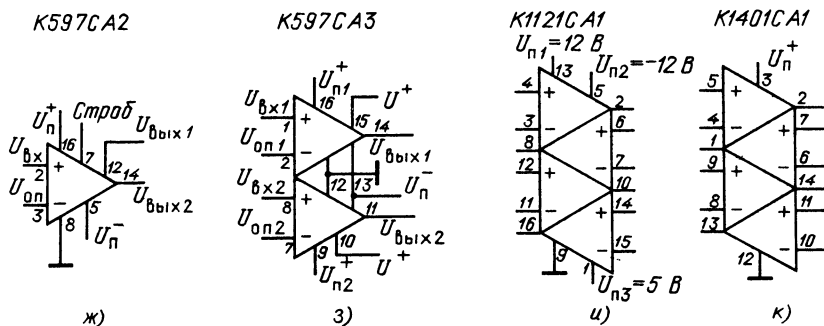


Рис. П6. Окончание

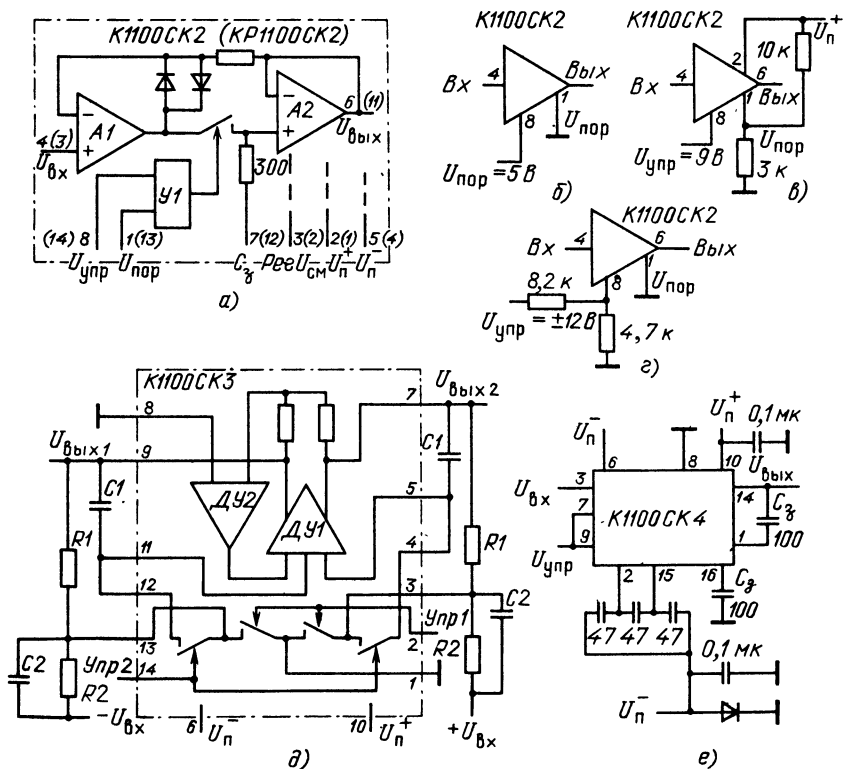


Рис. П7. Схемы включения устройств выборки-хранения

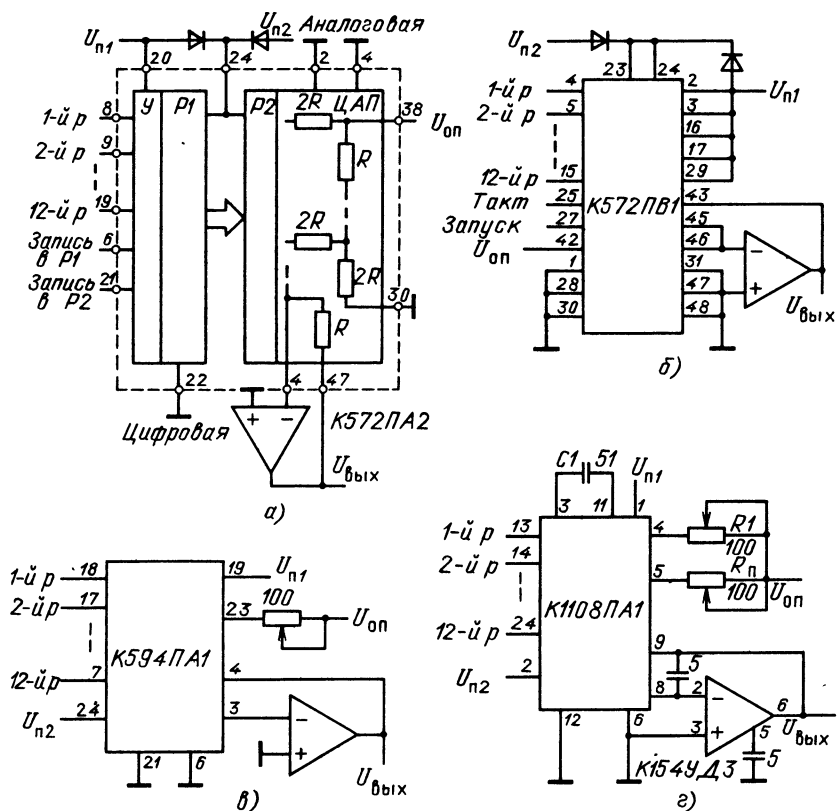


Рис. П8. Схемы включения прецизионных ЦАП

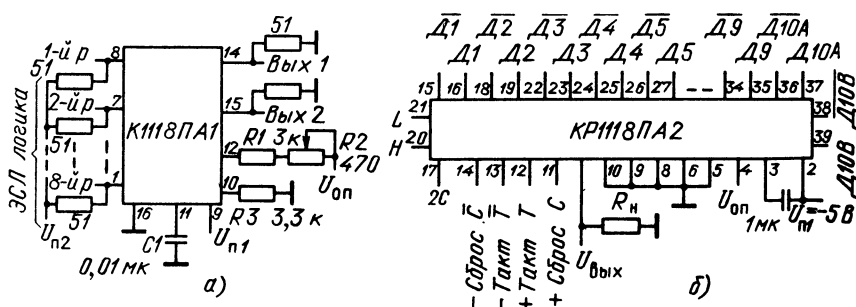


Рис. П9. Схемы включения быстродействующих ЦАП



## Информационно-энергетические параметры аналоговых и аналого-цифровых микросхем

359

Продолжение табл. П1

Тип микросхемы	Аналог	Входная пороговая энергия $A_{\text{в}}$ , $10^{-15}$ Дж/бит	Удельное энергопотребление $A_{\text{п}}$ , $10^{-9}$ Дж/бит	Пропускная способность $C_{\text{п}}$ , Мбит/с	Год разработки
K153УД5 K140УД12 K140УД14	$\mu$ A725 $\mu$ A776 LM108	35	30	2	1977
K140УД10	LM118	$2 \cdot 10^2$	8	15	1978
K140УД23	LF157	1	4	20	1985
K154УД1 K154УД3 K154УД4	HA2700 AD509 —	3 5 7	1 1 1	20 70 90	1980
K140УД17	OP-7	1	20	2	1981
K140УД21	HA2900	0,3	5	3	1984

*ОУ с полевыми транзисторами на входе*

K140УД8 K544УД1	$\mu$ A740	20	15	5	1977
K544УД2 K574УД1	— —	10	8	20	1979

*УВХ*

K1100СК2	LF398	$6 \cdot 10^3$	$3 \cdot 10^2$	2,5	1982
K1100СК3	—	$8 \cdot 10^2$	60	1	1984
K1100СК4	—	$3 \cdot 10^2$	$1 \cdot 10^2$	7	1985

*Компараторы*

K521CA1 K521CA2	$\mu$ A711 $\mu$ A710	20	12	10	1075
K521CA3 K597CA3	LM111 ISL 8001	0,5	15	5	1976
K597CA1 K597CA2	AM 685 AM 686	1,5	3	100	1978
K521CA4 K521CA5	SE 527 LM 710	3	3	30	1979
K1401CA1 K1121CA1	LM 139 LM 119	2 1	2 5	1 7	1981 1983

Тип микросхемы	Аналог	Входная пороговая энергия $A_n$ , $10^{-15}$ Дж/бит	Удельное энергопотребление $A_n$ , $10^{-9}$ Дж/бит	Пропускная способность $C_n$ , Мбит/с	Год разработки
----------------	--------	---	---	---------------------------------------	----------------

*Биполярные ЦАП*

K594ПА1	АД562	—	$1 \cdot 10^2$	4	1979
K1108ПА1	Н1562	—	3	60	1982
K1118ПА1	МС10318	—	3	100	1982
K1118ПА2	ТДС1016	—	3	60	1985

*КМОП ЦАП*

K572ПА1	АД7520	—	2	10	1978
K572ПА2	—	—	1,5	12	1979

*Биполярные АЦП*

K1113ПВ1	АД571	—	$1 \cdot 10^3$	0,4	1981
K1108ПВ1	—	—	70	16	1984
K1107ПВ1	ТДС1007	—	10	150	1982
K1107ПВ2	ТДС1014	—	12	180	1984

*КМОП АЦП*

K572ПВ1	АД7570	—	$5 \cdot 10^2$	0,1	1980
K572ПВ2	ISL7107	—	$1 \cdot 10^3$	0,01	1982
K572ПВ4	АДО816	—	$1 \cdot 10^2$	0,1	1986

Таблица П2

## Операционные усилители

Параметр	К153УД1 К157УД1	К153УД2 К157УД2	К153УД3 К140УД9	К153УД4	К153УД5	К153УД6	К140УД1	
							А	Б
Коэффициент усиления $K'_U \cdot 10^3$	25	50	25	25	500	50	0,9	2,0
Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осс}$ , дБ	70	70	80	70	100	80	60	60
Напряжение смещения нуля, $U_{см}$ , мВ	5	5	2	5	1,5	2	10	10
Дрейф $U_{см}/\Delta T$ , мВ/°С	35	30	15	50	5	15	20	20
Входной ток $I_{вх}$ , нА	500	500	200	400	100	75	$5 \cdot 10^3$	$8 \cdot 10^3$
Дрейф $I_{вх}/\Delta T$ , нА/°С	1,5	0,2	3	3	0,15	0,2	60	60
Разность входных токов $I_p$ , нА	150	150	50	100	30	20	$1 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^3$
Коэффициент подавления нестабильности питания $K_{пп}$ , дБ	70	75	70	70	90	80	60	60
Частота единичного усиления, $f_T$ , МГц	1	0,7	1	0,7	0,1	0,6	3	8
Мощностная полоса пропускания $f_p$ , кГц	8	10	8	3	0,05	10	—	—
Скорость нарастания выходного напряжения $v$ , В/мкс	0,2	0,5	0,2	0,1	$5 \cdot 10^3$	0,5	0,2	0,8
Потребляемый ток $I_n$ , мА	5	3	3,6	0,7	2	3	4,2	8
Диапазон напряжения питания $\Delta U_n = \pm U_{n\min} \dots \pm U_{n\max}$ , В	9...18	5...18	9...18	3...7	5...18	5...18	6,3	12,6
Напряжение шума $U_{ш}$ , нВ/ $\sqrt{\Gamma}$ ц	—	—	—	—	—	—	—	—

Параметр	К1408УД1	К154УД1	К154УД3	К154УД4	К171ВУ2	К544УД2	К550УП1	К574УД1
Коэффициент усиления $K'_U \cdot 10^3$	100	200	10	10	0,5	20	0,5	150
Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осс}$ , дБ	80	80	90	70	80	70	50	80
Напряжение смещения нуля, $U_{см}$ , мВ	5	5	10	5	2	10	20	20
Дрейф $U_{см}/\Delta T$ , мВ/°С	10	—	30	50	—	—	—	50
Входной ток $I_{вх}$ , нА	20	20	400	1500	$1 \cdot 10^4$	0,1	$4 \cdot 10^3$	5
Дрейф $I_{вх}/\Delta T$ , нА/°С	7	—	—	5	—	—	—	—
Разность входных токов $I_p$ , нА	3	10	50	500	$3 \cdot 10^3$	0,03	0,5	0,3
Коэффициент подавления нестабильности питания $K_{пп}$ , дБ	80	80	70	70	—	70	—	80
Частота единичного усиления, $f_T$ , МГц	0,8	1	10	30	50	15	3	18
Мощностная полоса пропускания $f_p$ , кГц	—	30	200	$1 \times 10^{-3}$	300	150	—	250
Скорость нарастания выходного напряжения $v$ , В/мкс	2	10	80	400	100	20	10	90

К140УД5		К140УД6	К140УД7 К140УД20	К140УД8 К544УД11	К140УД10 К140УД11	К140УД12		К140УД13	К140УД14	К140УД17	К140УД12
А	Б					$I_y = 1,5$ мкА	$I_y = 15$ мкА				
1,5 50	2,5 60	50 70	50 70	25 80	25...50 70	200 70	100 70	$1 \cdot 10^{-2}$ 110	25 85	200 100	50 70
8	5	6	4	20	4...10	5	5	0,05	2	0,075	5
45 $1 \cdot 10^3$	6 $5 \cdot 10^3$	— 50	— 200	20 0,05	— 250... 500	— 10	— 50	1 1	5 2	0,3 4	35 150
7 300	25 $1 \cdot 10^3$	— 10	— 70	— 0,02	— 300... 70	— 3	— 15	— 0,2	0,02 0,5	0,12 3	1 30
60	60	80	75	80	70	80	80	90	80	95	75
8	14	1	0,8	1	15	0,3	1	$1 \cdot 10^{-2}$	0,5	0,4	1
—	—	20	10	30	200	1	10	—	1	—	—
3	6	2,5	0,7	5	30	0,1	0,8	—	0,2	0,1	0,5
12 6...13	16	4 5...20	3 5...20	3 15	8 1,5...18	0,03 1,5...18	0,2	1 15	0,4 5...18	5 3...18	2 2...15
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

К574УД2	К574УД3	К140УД1	К140УД21	К140УД23	К538УН1	К538УН2	К538УН3	К1407УД1	К1407УД2	К1407УД3	К1407УД4	КР1426УД1	К548УН1
100 80	50 80	50 70	$1 \cdot 10^3$ 120	50 85	100 —	2,5 —	3 —	50 90	70 100	20 100	4 70	60 90	100 60
25	2	15	0,05	5	—	—	—	1	0,5	0,5	1,5	3	—
30 0,3 —	15 0,3 —	100 0,05 —	0,6 1 $4 \times 10^{-3}$	— 50 —	— — —	— — —	— — —	5 2,5 —	— 110 —	5 $1 \cdot 10^3$ —	— 500 —	— 2 —	— — —
0,1 80	0,1 80	0,03 75	0,5 120	20 85	— 110	— —	— —	0,5 —	25 —	50 —	60 —	0,4 20	— 80
1	15	5	3	10	30	0,1	3	—	5	—	3	—	30
30	150	20	30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5	50	4	2,5	30	—	—	—	25	1	10	3	5	—



Параметр	К1408УД1	К154УД1	К154УД3	К154УД4	К171ВУ2	К544УД2	К550УП1	К574УД1
Потребляемый ток $I_n$ , мА	4	0,15	4	6	20	7	20	5
Диапазон напряжения питания $\Delta U_n = \pm U_{n \text{ min}} \dots \pm U_{n \text{ max}}$ , В	7...40	4...18	5...18	5...17	8	15	12	15
Напряжение шума $U_{ш}$ , нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$	—	—	—	—	—	—	—	—

Таблица П3.

**Параметры полупроводниковых балансных модуляторов и перемножителей**

Параметр	К140МА1	К526ПС1	К525ПС1	К525ПС2	К525ПС3
Погрешность перемножения $\Delta_{\text{ош}}, \pm \%$	—	—	2	1	0,5
Нелинейность перемножения $\Delta_n, \pm \%$ :					
по входу $X$	—	—	2	0,5	0,3
по входу $Y$	—	—	2	0,2	0,1
Температурный дрейф погрешности перемножения $\Delta_{\text{ош}}/\Delta T, \%/^{\circ}\text{C}$	—	—	0,05	0,02	0,01
Остаточное напряжение $U_{\text{ост}}$ , мВ:					
по входу $X$	1,5	—	50	80	30
по входу $Y$	4	—	100	60	10
Напряжение смещения нуля $U_{\text{см}}$ , мВ	15	—	500	$10^4$	$10^4$
Входной ток $I_{\text{вх}}$ , мкА	20	—	8	2	2
Разность входных токов $I_p$ , мкА	5	—	1	0,3	0,1

К574УД2	К574УД3	К1409УД1	К140УД21	К140УД23	К538УН1	К538УН2	К538УН3	К1407УД1	К1407УД2	К1407УД3	К1407УД4	КР1426УД1	К548УН1
4	3,5	6	5	7	6	0,4	5	5	0,06	0,8	0,7	5	15
20	16,5	16,5	12... 20	5... 18 30	12... 18 20	2	7,5	3...12	—	2...12	1,5	6...18	9...30
80	18	—	—	—	—	15	2	3,5	12	3	5	70	10

Окончание табл. ПЗ

Параметр	К140МА1	К526ПС1	К525ПС1	К525ПС2	К525ПС3
Максимальное входное напряжение $U_{вх\ max}$ , В	$\pm 3$	—	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 10$
Масштабный коэффициент $K_n$	3,5	0,4	0,1	0,1	0,1
Коэффициент подавления опорного/управляющего сигнала $K_{по}/K_{пу}$ , дБ	50/50	40/20	—	—	—
Входное сопротивление $R_{вх}$ , МОм	0,04	—	35	10	10
Полоса пропускания $f_{з\ дБ}$ , МГц	2	80	1,5	1	1
Граничная частота амплитудной погрешности 1% $f_{1\%}$ , кГц	—	—	100	100	60
Скорость нарастания выходного напряжения $v$ , В/мкс	—	—	10	45	20
Диапазон напряжения питания $\Delta U_n$ , В	$\pm 6... \pm 12$	10	$+48...+6$ $-15...-6$	$\pm 12... \dots \pm 18$	$\pm 10... \dots \pm 18$
Потребляемый ток $I_n$ , мА	5	4	5	4	6

Таблица П4

## Параметры полупроводниковых компараторов напряжения

Параметр	K521CA1	K521CA2	K521CA3	K521CA4	K521CA5	K597CA1	K597CA2	K597CA3	K1121CA1	K1401CA1
Коэффициент усиления $K_U$ , В/мВ	1	1	150	3	2	1	1	70	50	50
Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осдБ}$	70	70	80	70	70	80	80	80	80	70
Напряжение смещения нуля $U_{см}$ , мВ	3,5	3,5	3	4	3	2	2	6	3	5
Входной ток $I_{вх}$ , мкА	75	100	0,4	2	3	10	10	0,35	2	0,15
Разность входных токов $I_p$ , мкА	10	30	0,2	0,5	1	1	1	0,15	0,4	0,03
Время переключения $t_n$ , нс	100	90	300	26	30	6,5	12	300	120	3000
Диапазон напряжения питания $\Delta U_n$ , В	+12; -6	+12; -6	$\pm 15$ ; $\pm 15$	$\pm 7$ ; $\pm 10$ ; $\pm 5$	$\pm 12$ ; -6	$\pm 6$ ; 5,2	$\pm 5$ ; -6	$\pm 12$ ; $\pm 18$	$\pm 12$ ; $\pm 5$	3...30
Потребляемый ток $I_n$ , мА	10	8	5	5	3	35	35	2	35*	2*
Выходные уровни	ТТЛ	ТТЛ	ТТЛ КМОП	ТТЛ	ТТЛ	ТЛЭС	ТТЛ	ТТЛ КМОП	ТТЛ	ТТЛ КМОП
Выходной ток $I_{вых}$ , мА	0,4	2,5	50	5	2	10	5	10	2	16

\* Суммарное значение четырех компараторов

Т а б л и ц а П5.

## Параметры одноконтных полупроводниковых таймеров

Параметр	1CM7555	LM322	NE555 (1006ВИ1)	NE556	NE558	NE559	LM355	XR320	XR556	XRL555	XRL556
Диапазон напряжения питания $\Delta U_n$ , В	2...18	4,5...16									
Потребляемый ток $I_n$ (при $U_n = 5$ В), мА	0,08	2,5	3	6	27	12	15	2	6	0,19	0,38
Погрешность формирования временного интервала $\Delta t$ , %	2	1		2		1					
Температурный дрейф установленного интервала времени $dt/dT$ , %/°C	0,005	0,003	0,005	0,015			0,03	0,01	0,005		
Относительное влияние напряжения питания $dt/dU_n$ , %/В	1	—	0,05	0,1			0,4	0,1	0,01	0,5	
Выходной протекающий/втекающий ток $I_{\text{вых}}^1/I_{\text{вых}}^0$ , мА	—	50/50	200/200	—/100			100/100		200/200	50/2	
Технология изготовления	КМОП	Биполярная									

Таблица П6

## Параметры многотактных полупроводниковых таймеров

Параметр	ICL 8240	ICL 8250	ICL 8260	MC 14536	MC 14541	МК 5009	XR 2240	XR 2242
Диапазон напряжения питания $\Delta U_n$ , В	4,5...18			3...18		5...12	4...15	
Потребляемый ток $I_n$ (при $U_n=5$ В), мА	4			—		6	4	
Погрешность формирования временного интервала $\Delta t$ , %	0,5			2		—	0,5	
Температурный дрейф установленного интервала времени $dt/dT$ , %/°C	0,02			—		0,2	0,02	
Выходной вытекающий/втекающий ток $I_{вых}^1$ / $I_{вых}^0$ , мА	—/5			—			—/5	
Технология изготовления	Биполярная			КМОП		$\rho$ -КМОП	Биполярная	
Диапазон программирования счетчиков	1...255	1...99	1...60	1...255	2 <sup>8</sup> , 2 <sup>16</sup>	1...15	1...255	27
Относительное влияние напряжения питания $dt/dU_n$ , %/В	0,08			2	—	0,3	0,08	

Таблица П7

## Параметры полупроводниковых УВХ

Параметр	К1100СК2	К1100СК3	К1100СК4
Время выборки $t_b$ , мкс ( $C_3=1000$ пФ, $\Delta U_b=10$ В, $\delta=0,1\%$ )	5	60	1
Апертурная задержка $\tau_a$ , нс	100	150	50
Коэффициент подавления входного сигнала в режиме хранения $K_p$ , дБ ( $C_3=10^{-2}$ мкФ, $\Delta U_b=5$ В)	100	70	100
Скорость изменения выходного напряжения в режиме хранения $d$ , мВ/мс ( $C_3=1000$ пФ, $\Delta U_b=5$ В)	0,2	0,1	0,5
Время установления в режиме хранения $t_y$ , мкс ( $C_3=1000$ пФ, $\delta=0,1\%$ )	0,4	1	0,1
Потребляемый ток $I_n$ , мА	4,5	1,1	7
Напряжение смещения нуля $U_{см}$ , мВ	5	5	5

Таблица П8.

## Параметры БИС прецизионных ЦАП

Параметр	КМОП ЦАП			Биполярные ЦАП	
	К572ПА1	К572ПА2	К572ПВ1	К594ПА1	К1108ПА1
Разрядность $N$ , бит	10	12	12	12	12
Дифференциальная нелинейность $\Delta_d$ , %	0,1	0,025	0,1	0,012	0,024
Интегральная нелинейность $\Delta_n$ , МЗР	—	—	2	—	—
Погрешность коэффициента передачи $\Delta_K$ , %	0,5... —3	$\pm 0,5$	$\pm 3$	10	0,3
Время преобразования $t_n$ , мкс	5	15	15	3,5	0,4
Напряжение питания $U_{n1}/U_{n2}$ , В	5 ... 17	5 ... 17	5 ... 17	5 ... 17	5
	14 ... 17	14 ... 17	14 ... 17	—15	—15
Потребляемый ток $I_n$ , мА	2	4	4	30	30
Опорное напряжение $U_{оп}$ , В	15 ... —15	15 ... —15	15 ... —15	10	2 ... 10
Логические входные сигналы	КМОП	ТТЛ, КМОП	ТТЛ, КМОП	ТТЛ, КМОП	ТТЛ
Тип корпуса	201.16-8	244.48-2	4134.48-2	405.24-2	2120.24-1

Таблица П.9.

## Параметры БИС быстродействующих ЦАП

Параметр	К1118ПА1	К1118ПА2	К118ПА3
Разрядность $N$ , бит	8	10	8
Время преобразования $t_n$ , нс	20	50	10
Суммарная нелинейность $\Delta_n$ , %	0,195	0,048	0,195
Максимальный выходной сигнал, мА	51	—1В	20
Логические входные сигналы	ЭСЛ	ТТЛ	ЭСЛ
Напряжение питания $U_n$ , В	—5,2	—5; +5	—5,2; +5
Опорное напряжение $U_{оп}$ , В	10	—1	1,2—1,3
Потребляемая мощность $P$ , мВт	500	6000	500
Тип корпуса	201.16-8	2123.40-6	2120.24-1

Таблица П.10.

## Параметры БИС прецизионных АЦП

Параметр	КМОП АЦП				Биполярные АЦП	
	К572ПВ1	К572ПВ2	К572ПВ3	К572ПВ4	К1113ПВ1	К1108ПВ1
Разрядность $N$ , бит	12	14	8	8	10	10
Время преобразования $T_n$ , мкс	100	$10^4$	15	100	30	1
Интегральная нелинейность $\Delta_n$ , %	0,05	0,001	0,2	0,2	0,1	0,1
Дифференциальная нелинейность $\Delta_d$ , %	0,05	—	0,3	0,3	0,1	0,1
Погрешность коэффициента передачи $\Delta_K$ , %	10	—	1,2	0,4	0,4	0,6
Напряжение смещения нуля $U_{см}$ , %	—	—	1,2	1,25	0,3	0,2
Потребляемый ток $I_{n1}/I_{n2}$ , мА	3/5	3/5	5	3	10/20	50/120
Входное сопротивление $R_{вх}$ , кОм	—	—	—	—	10	0,2
Напряжение питания $U_{n1}, U_{n2}$ , В	5 ... 17/ 14 ... 17	5/5	5	5	5/—15	5/—5
Опорное напряжение $U_{оп}$ , В	$\pm 15$	$\pm 0,1$	—	$\pm 2,5$	10,24	1,5—3
Логические выходные сигналы	ТТЛ	—	КМОП	КМОП	ТТЛ	ТТЛ
Тип корпуса	4134. 48-2	4134. 48-2	НО 9. 18-28	2121. 28-7	238.18-1	2106. 24-1

Т а б л и ц а П.11.

## Параметры БИС быстродействующих АЦП

Параметр	К1107ПВ1	К1107ПВ2	К1107ПВ3	К1107ПВ4
Разрядность $N$ , бит	6	8	6 (с расширением до 8)	8
Частота преобразования $f_n$ , МГц	20	20	100	100
Время преобразования $t_n$ , нс	100	100	20	30
Суммарная нелинейность $\Delta_n$ , %	0,8	0,3	0,2	0,4
Диапазон входного напряжения $\Delta U_{вх}$ , В	0 ... —2	0 ... —2	—2,5 ... +2,5	—2,5 ... +2,5
Входная емкость $C_{вх}$ , пФ	100	300	30	120
Спектр частот входного аналогового сигнала $f_{вх}$ , кГц	7	7	4	3
Выходные и управляющие логические сигналы	ТТЛ	ТТЛ	ЭСЛ	ЭСЛ
Напряжение питания $U_{п1}, U_{п2}$ , В	5; —6	5; —6	5; —5,2	5; —5,2
Опорное напряжение $U_{оп}$ , В	—2	—2	$\pm 2,5$	$\pm 2,5$
Входной ток $I_{вх}$ , мкА	150	500	500	500
Потребляемая мощность $P$ , Вт	1,0	2,5	0,5	2,5
Выходной код	Прямой двоичный, обратный двоичный, прямой и обратный с дополнением до 2		Прямой двоичный	
Тип корпуса	2207.48-1	2136.64-1	201.16-13	2136.64-1

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гитис Э. И., Пискулов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи.— М.: Энергоиздат, 1981.— 360 с.
2. Оппенгейм Э. В. Применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ.— М.: Мир, 1990.— 550 с.
3. Юэн Ч. В. Микропроцессорные системы и их применение при обработке сигналов: Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1986.— 347 с.
4. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых микросхем.— М.: Радио и связь, 1985.— 256 с.
5. Хвощ С. Т., Варлинский Н. Н., Попов Е. А. Микропроцессоры и микро-ЭВМ в системах автоматического управления.— Л.: Машиностроение, 1987.— 780 с.
6. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А. Информационно-энергетические показатели как обобщенные критерии оценки технического уровня и целевые функции для оптимизации параметров интегральных subsystem // Микроэлектроника и полупроводниковые приборы: Сб. статей/Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова.— М.: Радио и связь, 1980.— Вып. 5.— С. 3—17.
7. Новицкий П. В. Основы информационной теории измерительных устройств — Л.: Энергия, 1968.— 217 с.
8. Половинников Д. Е. Операционные усилители. Принципы построения, теория, схемотехника.— М.: Энергоатомиздат, 1983.— 215 с.
9. Graeme J. G. Design with Operational Amplifiers.— New York: Mc Graw-Hill Book, 1977.— 266 p.



10. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы/С. В. Якубовский, Н. А. Барканов, Л. Н. Ниссельсон и др.; Под ред. С. В. Якубовского.— 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Радио и связь, 1985.— 432 с.
11. Коккони А. Уменьшение смещения на входе широкополосного видеосуслителя // Электроника.— 1981.— № 8.— С. 72.
12. Williams J. High-power Booster Circuits Enhance Op-amp Output // EDN.— 1981.— № 11.— Р. 119.
13. Тимонтеев В. Н., Величко Л. М., Ткаченко В. А. Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре.— М.: Радио и связь, 1982.— 112 с.
14. Алимов Н. П., Евстигнеев В. Ф., Лойтер П. Н. Применение интегральных схем с дифференциальной структурой в нелинейных и параметрических устройствах.— М.: ЦНИИ информации, 1980.— 148 с.
15. Тимонтеев В. Н., Ткаченко В. А. Аналоговый перемножитель сигналов К525 ПС 2 // Электронная промышленность.— 1982.— Вып. 107.— С. 12—15.
16. Синтез активных RC-цепей/Под ред. А. А. Ланнэ.— М.: Связь, 1975.— 198 с.
17. Справочник по нелинейным схемам/Под ред. Д. Шейнголда: Пер. с англ.— М.: Мир, 1977.— 518 с.
18. Джеймс Хан. Упрощенный активный фильтр на основе переменных состояний // Электроника.— 1982.— № 8.— С. 73—74.
19. Кучинский А. Г. Активный режекторный фильтр // ПТЭ.— 1985.— Вып. 1.— С. 208.
20. Ежиков В. А. Регуляторы стереобаланса // Радио.— 1982.— № 1.— С. 29.
21. Pile W. S. Op-amp Tone Control // Wireless World.— 1981.— N 1544.— Р. 75.
22. Узбб Л. Использование схемы сдвига уровня в высоковольтном ОУ // Электроника.— 1980.— № 7.— С. 82.
23. Раевский В. К., Давтян М. Г. Прецизионный линейный детектор // ПТЭ.— 1985.— Вып. 5.— С. 127.
24. Чурбаков А. В. Высокоточный логарифмический преобразователь тока // ПТЭ.— 1985.— Вып. 4.— С. 131.
25. Willcox C. Switched Integrator Yield Flat Gain // EDN.— 1980.— № 14.— Р. 127.
26. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ.— М.: Мир, 1982.— 512 с.
27. Каширин Ю. В., Попов В. С. Преобразователь действующего значения напряжения // ПТЭ.— 1986.— Вып. 4.— С. 87—88.
28. Гнатек Ю. Р. Справочник по цифро-аналоговым и аналого-цифровым преобразователям: Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1982.— 551 с.
29. Бахтияров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П. Аналого-цифровые преобразователи.— М.: Сов. радио, 1980.— 278 с.
30. Коломбет Е. А. Оптимизация предельных параметров интегральных компараторов напряжения по энергетическим показателям // Микроэлектроника и полупроводниковые приборы: Сб. статей/Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова.— М., 1983.— Вып. 7.— С. 83—92.
31. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Зуев Б. И. Оптимизация параметров дифференциального каскада в нелинейном режиме работы // Микроэлектроника.— 1979.— Вып. 3.— С. 207—211.
32. Вартинь Р. Р., Коломбет Е. А. Компаратор напряжения К521СА 5 // Электронная промышленность.— 1982.— № 2.— С. 44—46.
33. Додока Ю. В., Михеев Л. А., Осокин Ю. В. Четырехканальный компаратор напряжения К1121СА1 // Электронная промышленность.— 1984.— № 6.— С. 16.
34. А. с. 1182687 СССР, МКИ Н 03 М 11/42. Преобразователь напряжения в код Грея/Е. А. Коломбет, Б. К. Федоров.— Оpubл. 1985, Бюл. № 36.
35. Власов В. Г., Фролов А. И. Спектрометрический модуль на линии с микро-ЭВМ «Электроника ДЗ-28»/ПТЭ.— 1985.— Вып. 4.— С. 51.
36. Clayton G. B. Data Converters.— New York: The Macmillan Press LTD, 1983.— 381 p.
37. Олсен С. Усилитель с двойной обратной связью устраняет гистерезис в компараторе // Электроника.— 1980.— № 4.— С. 71.
38. Новак П. Двухпороговый компаратор на одном операционном усилителе // Электроника.— 1982.— № 8.— С. 74.

39. Коломбет Е. А. Таймеры.— М.: Радио и связь, 1983.— 125 с.
40. Шило В. Л. Функциональные аналоговые интегральные микросхемы.— М.: Радио и связь, 1982.— 128 с.
41. Кофлин Р., Дрискол Ф. Операционные усилители и линейные интегральные схемы: Пер. с англ.— М.: Мир, 1979.— 255 с.
42. Вартинь В. Р., Додока Ю. В., Лутаев А. А. Интегральный таймер КР1006ВИ1 // Электронная промышленность.— 1983.— № 6.— С. 11.
43. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Мышляев В. Н. Морфологический анализ интегральных схем выборки-хранения с оптимальными параметрами // Микроэлектроника.— 1978.— Вып. 4.— С. 20.
44. А. С. 982096 СССР, МКИ<sup>3</sup> С 11 27/02. Устройство для хранения и выборки информации/Е. А. Коломбет, Б. К. Федоров.— Оpubл. 1982, Бюл. № 315.
45. Данилов А. А. Устройства выборки-хранения для (12—14)-разрядных АЦП // ПТЭ.— 1987.— № 2.— С. 63.
46. Гольцов В. П., Рютель А. Р. Микросхема КР1100СК2 — устройство выборки и хранения аналоговых сигналов // Электронная промышленность.— 1983.— Вып. 4.— С. 51.
47. Федорков Б. Г., Телец В. А., Дегтяренко В. П. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи.— М.: Радио и связь, 1984.— 120 с.
48. Интегральные микросхемы. Справочник/Б. В. Тарабрин, Л. Ф. Лукин, Ю. Н. Смирнов и др.; Под ред. Б. В. Тарабрина.— М.: Энергоатомиздат, 1985.
49. Гельман М. М. Аналого-цифровые преобразователи для информационно-измерительных систем.— М.: Изд-во стандартов, 1989.— 320 с.
50. Гарет П. Аналоговые устройства для микропроцессоров и микро-ЭВМ: Пер. с англ.— М.: Мир, 1981.— 275 с.
51. Арсеньев В. М., Гусаров А. А., Зеленко Н. Э., Смирнов Ю. Ф. и др. Цифро-аналоговый преобразователь К572ПА2/Электронная промышленность.— 1983.— Вып. 4.— С. 53.
52. Парфенов А. Н., Пиляр А. В. Шестнадцатиразрядный цифро-аналоговый преобразователь // ПТЭ.— 1980.— № 2.— С. 111.
53. Абraitис В. Б., Климашаускас К. Ю., Марцинкявичус А.-Й. К. Цифро-аналоговый преобразователь К594ПА1 // Электронная промышленность.— 1981.— Вып. 2.— С. 49.
54. Марцинкявичус А.-Й. К., Пошунас Р. Л. Особенности схемотехники и применения цифро-аналоговых преобразователей К549ПА1 // Электронная промышленность.— 1983.— Вып. 4.— С. 47.
55. Марцинкявичус А.-Й. К., Пошунас Р. Л., Сагайтис В. В. Сверхбыстродействующий цифро-аналоговый преобразователь К1118ПА1 // Электронная промышленность.— 1984.— Вып. 1.— С. 46.
56. Марцинкявичус А.-Й. К. Быстродействующие АЦП и ЦАП для обработки широкополосных сигналов // Электронная промышленность.— 1986.— Вып. 10.— С. 5.
57. Александровичус И. А., Матузонис Ч. Ю. Быстродействующий 10-разрядный ЦАП К1118ПА2/Электронная промышленность.— 1986.— Вып. 10.— С. 8.
58. Полонников Д. Е., Дмитриев Н. В. Выбор типа активного трехполюсника для усилителей с программируемым коэффициентом передачи // Радиотехника.— 1985.— № 7.— С. 36.
59. Дмитриев Н. В. Быстродействующий усилитель постоянного тока с цифровым программированием коэффициента усиления // ПТЭ.— 1985.— Вып. 4.— С. 117.
60. Елисеева В. В. Импульсный усилитель с цифровым управлением коэффициентом усиления // ПТЭ.— 1986.— Вып. 2.— С. 122.
61. Бочкарь Е. П. Усилитель для фотоприемника с цифровым управлением чувствительностью // ПТЭ.— 1986.— Вып. 2.— С. 170.
62. Лапицкий В. П. Программно-управляемый блок модуляции магнитного поля радиоспектра // ПТЭ.— 1986.— Вып. 2.— С. 148.
63. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Пер. с нем.— М.: Мир, 1982.— 673 с.

64. Коваленко А. П., Макаров С. Б., Медведев Б. М. Дискретно-аналоговый согласованный фильтр с цифровым управлением // ПТЭ.— 1984.— Вып. 6.— С. 119.
65. Дмитриев Н. В. Аналого-цифровой преобразователь с плавающей запятой // ПТЭ.— 1986.— Вып. 2.— С. 109.
66. Дорошев В. П., Белов А. М., Иванова А. А., Ямный В. Е. Широкодиапазонный быстродействующий аналого-цифровой преобразователь // ПТЭ.— 1985.— Вып. 1.— С. 106.
67. Арсеньев В. М., Смирнов Ю. Ф. Аналого-цифровой преобразователь К572ПВ1 // Электронная промышленность.— 1983.— Вып. 4.— С. 48.
68. Басин Б. М., Марцинкявичус А.-Я. К., Ясулайтис Д. Ю. Сверхбыстродействующий 8-разрядный АЦП К1107ПВ4 с частотой преобразования 100 МГц // Электронная промышленность.— 1986.— Вып. 10.— С. 13.
69. Агрич Ю. В., Алдерс М. Р., Иванов Б. Н. Аналого-цифровой преобразователь КР572ПВ2 // Электронная промышленность.— 1983.— Вып. 4.— С. 52.
70. Дычаковский В. Б., Кобзарь О. И., Судьин С. Л. Преобразователь напряжение-частота-напряжение КР1108ПП1 // Электронная промышленность.— 1984.— Вып. 6.— С. 28.
71. Зарнеску С. Сопряжение 10-разрядного АЦП с 16-разрядным микропроцессором // Электроника.— 1982.— № 8.— С. 75.
72. Захаров П. Ф., Свистунов А. П. Устройство регистрации сигналов субмикросекундной длительности на базе АЦП К1107ПВ3 // Электронная промышленность.— 1986.— Вып. 10.— С. 16.
73. А. с. 1363271 СССР, МКИ 06 3/00. Цифро-аналоговая система сбора и обработки информации/С. В. Смирнов, Е. А. Коломбет.— Оpubл. 1987, Бюл. № 48.
74. Давиденко В. А. Преобразователь формы информации для обработки биомедицинских сигналов ПФИ-1 и ПФИ-2 // Электронная промышленность.— 1986.— Вып. 10.— С. 21.
75. Смирнов Ю. Ф. и др. Аналого-цифровая система сбора данных К572ПВ4 // Электронная промышленность.— 1986.— Вып. 10.— С. 6.
76. А. с. 1290521 СССР, МКИ Н 03М 1/10. Устройство для измерения динамических характеристик аналого-цифровых преобразователей/А. Г. Алексенко, Е. А. Коломбет, Б. К. Федоров.— Оpubл. 1987, Бюл. № 6.
77. Макаревич О. Б., Спиридонов Б. Г. Цифровые процессоры обработки сигналов на основе БИС // Зарубежная электронная техника.— 1983.— № 1.— С. 58.
78. Недорогие однокристалльные процессоры сигналов/Электроника.— 1983.— № 7.— С. 76.
79. Газизов И. М., Гуревич М. Х., Кальнинш М. В. Однокристалльная микроЭВМ КМ1813ВЕ1 для цифровой обработки сигналов // Электронная промышленность.— 1988.— Вып. 7.— С. 61—62.
80. Цифровой процессор обработки сигналов с аналоговыми устройствами ввода-вывода/Под ред. А. А. Ланнэ.— Л.: ВАС, 1985.— 120 с.
81. Средства сопряжения. Контролирующие и информационно-управляющие системы/В. Д. Вернер, В. Н. Воробьев, А. В. Горячев и др.; Под ред. Л. Н. Преснухина.— М.: Высшая школа, 1986, с. 167.
82. Cushman R. H. Digital Signal Processing Advances Slowly But Steadily // EDN.— 1983.— № 7.— Р. 60.
83. Цветков Э. И. Процессорные измерительные средства.— Л.: Энергоатомиздат, 1989.— 224 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие .....	3
Глава 1. Методы и средства обработки аналоговых сигналов .....	6
1.1. Основные понятия и определения .....	6
1.2. Оценка эффективности микроэлектронных средств обработки аналоговых сигналов .....	9
Глава 2. Операционные усилители .....	16
2.1. Микросхемотехника операционных усилителей .....	17
2.2. Параметры операционных усилителей .....	24
2.3. Схемотехнические способы улучшения параметров операционных усилителей .....	34
2.4. Особенности применения операционных усилителей в электронных приборах .....	53
Глава 3. Перемножители напряжений .....	59
3.1. Перемножители и делители на операционных усилителях .....	59
3.2. Базовая структура полупроводниковых перемножителей и их параметры .....	68
3.3. Особенности применения полупроводниковых перемножителей .....	73
Глава 4. Обработка аналоговых сигналов аналоговыми микросхемами .....	76
4.1. Усиление и ослабление .....	76
4.2. Суммирование и вычитание .....	96
4.3. Вычисление абсолютной величины сигнала .....	98
4.4. Логарифмирование .....	102
4.5. Интегрирование и дифференцирование .....	108
4.6. Обработка радиочастотных сигналов .....	122
4.7. Выполнение специальных математических операций .....	126
4.8. Взаимное преобразование аналоговых величин .....	134
Глава 5. Общие вопросы цифровой обработки аналоговых сигналов .....	144
5.1. Дискретизация и квантование аналоговых сигналов .....	145
5.2. Коды, используемые в преобразователях .....	147
5.3. Передача аналоговых сигналов по длинным линиям связи .....	150
5.4. Цифровая обработка звуковых и видеосигналов .....	155
Глава 6. Компараторы напряжения .....	159
6.1. Микросхемотехника компараторов и их проектирование с оптимальными параметрами .....	161
6.2. Особенности применения полупроводниковых компараторов .....	167
6.3. Специализированные компараторы на операционных усилителях .....	172
Глава 7. Аналоговые таймеры .....	181
7.1. Принципы построения таймеров .....	182
7.2. Особенности применения таймеров .....	187
7.3. Одновибраторы на таймерах .....	191
7.4. Мультивибраторы на таймерах .....	201
7.5. Специализированные генераторы на таймерах .....	215
	375

Глава 8. Устройства дискретизации аналоговых сигналов .....	221
8.1. Аналоговые запоминающие устройства .....	221
8.2. Аналоговые ключи .....	239
8.3. Усилители-ограничители .....	241
Глава 9. Цифро-аналоговые преобразователи .....	246
9.1. Принципы преобразования цифровых сигналов в аналоговые .....	247
9.2. Преобразователи частоты в напряжение .....	251
9.3. Типовые структуры БИС ЦАП. Параметры ЦАП .....	252
9.4. Источники опорного напряжения .....	256
9.5. Особенности применения БИС ЦАП .....	260
Глава 10. Программно-управляемая обработка аналоговых сигналов .....	267
10.1. Усилители с цифровым управлением .....	268
10.2. Программируемые источники напряжения и тока .....	274
10.3. Генераторы сигналов с цифровым управлением .....	277
10.4. Выполнение математических операций под управлением ЭВМ .....	283
10.5. Программируемые активные фильтры .....	286
10.6. Применение ЦАП в контрольно-измерительной аппаратуре .....	290
Глава 11. Аналого-цифровые преобразователи .....	291
11.1. Преобразователи напряжение-частота .....	292
11.2. Интегрирующие АЦП .....	296
11.3. АЦП со ступенчатым пилообразным напряжением .....	301
11.4. АЦП последовательного приближения .....	302
11.5. Параллельные АЦП .....	304
11.6. Параметры АЦП и особенности проектирования .....	305
11.7. Специальные типы АЦП .....	306
11.8. Особенности применения БИС АЦП .....	308
Глава 12. Системы цифровой обработки аналоговых сигналов .....	317
12.1. Работа АЦП в микропроцессорной системе .....	319
12.2. Применение АЦП в контрольно-измерительной аппаратуре .....	323
12.3. Применение АЦП в системах цифровой передачи информации .....	324
12.4. Системы сбора и преобразования аналоговых сигналов .....	327
12.5. Примеры систем цифровой обработки аналоговых сигналов .....	333
Приложение .....	348
Список литературы .....	371

