

В.П. ПЕТРОПАВЛОВСКИЙ
Н.В. СИНЦЫН

ФАЗОВЫЕ ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УГЛА



БИБЛИОТЕКА ПРИБОРОСТРОИТЕЛЯ



**В.П. ПЕТРОПАВЛОВСКИЙ
Н. В. СИНИЦЫН**

ФАЗОВЫЕ ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УГЛА

МОСКВА « МАШИНОСТРОЕНИЕ » 1984



ББК 32.96—04:32.85

ПЗ0

УДК 681.586.083.92

Рецензент д-р техн. наук проф. *В. Г. Домрачев*

Петропавловский В. П., Сеницын Н. В.

ПЗ0 Фазовые цифровые преобразователи угла.— М.: Машиностроение, 1984. — 136 с., ил. — (Б-ка приборостроителя).

45 к.

Рассмотрены методы проектирования фазовых цифровых преобразователей «угол—код». Изложены методы выбора датчиков угла и структуры построения отсчетной части преобразователей на основе одноотсчетных и многоотсчетных устройств. Освещены вопросы фазовой стабильности электронных устройств отсчетной части.

Описана методика расчета фазовых переходных процессов в преобразователях и указаны пути их минимизации. Приведены принципиальные схемы фазовых цифровых преобразователей угла, построенных на микросхемах малого и среднего уровня интеграции.

Для инженерно-технических работников, занимающихся созданием и эксплуатацией систем автоматизации технологических процессов и научных экспериментов.

П 2404000000-083
038(01)-84

83-84

ББК 32.96-04:32.85
6Ф6.5

Владимир Петрович Петропавловский,

Николай Владимирович Сеницын

ФАЗОВЫЕ ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УГЛА

Редактор *А. В. Лысенко*

Художественный редактор *С. С. Водчик*

Переплет художника *В. И. Столярова*

Технический редактор *А. И. Захарова*

Корректор *Л. Я. Шабашова*

ИБ 4231

Сдано в набор 26.04.84.

Подписано в печать 13.11.84.

T-18862.

Формат 84×108¹/₃₂. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная.

Печать высокая. Усл. печ. л. 7,14. Усл. кр.-отт. 7,56. Уч.-изд. л. 9,12.

Тираж 5000 экз. Заказ 685. Цена 45 к.

Ордена Трудового Красного Знамени издательство «Машиностроение»,
107076, Москва, Строминский пер., 4.

Московская типография № 32 Союзполиграфпрома при Государственном
комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
103051, Москва, Цветной бульвар, 26.

Ускорение темпов научно-технического прогресса является важным условием намеченного в документах партии и правительства дальнейшего подъема общественного производства. Одним из существенных факторов, характеризующих научно-технический прогресс, является значительный рост объема передаваемой информации и резкое увеличение скорости ее обработки.

Неуклонный рост объема измерительной информации, получаемой в ходе управления сложными производственными процессами, а также при проведении различных физических экспериментов в науке и технике, требует разработки и создания самых разнообразных информационно-измерительных систем (ИИС), автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП) и автоматизированных систем для проведения научных исследований (АСНИ), работающих совместно с ЭВМ.

Одним из важных узлов таких систем являются первичные аналого-цифровые преобразователи (АЦП), которые обеспечивают измерение поступающей с управляемых или исследуемых объектов информации и преобразование ее в цифровую форму для последующей обработки на ЭВМ. Следует отметить, что точность и надежность работы информационных и управляющих автоматизированных систем во многом определяются качеством первичных АЦП. Из большого числа первичных АЦП в последнее время наиболее широкое распространение получили цифровые преобразователи угловых и линейных перемещений.

Настоящая книга посвящена вопросам проектирования и разработки высокоточных фазовых цифровых преобразователей угловых перемещений в транзисторном и микросхемном исполнении.

Авторы отмечают, что приведенные в книге исследования и конкретные разработки преобразователей являются результатом многолетней работы коллектива лаборатории МИФИ, специализировавшейся в области фазовых и угловых измерений. В частности, авторы признательны сотрудникам МИФИ М. В. Богдановской, А. С. Буянову, А. П. Жаркову, А. М. Никитину, А. А. Попову и Н. С. Трушкину за активное участие в исследованиях, нашедших отражение в настоящей книге. Авторы выражают благодарность доктору технических наук В. А. Мясникову, а также кандидатам технических наук И. Д. Муруну и Г. Д. Креславскому за замечания и советы, несомненно способствовавшие улучшению книги.

ДАТЧИКИ, СТРУКТУРА ПОСТРОЕНИЯ И ПОГРЕШНОСТИ ФАЗОВЫХ ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ УГЛА

Цифровой преобразователь угла (ЦПУ) можно представить как измерительную систему, структура и сложность которой определяются точностью и надежностью измерения при воздействии различных факторов окружающей среды. Структурная схема ЦПУ состоит из двух основных узлов (рис. 1):

первичного измерительного преобразователя (ИП) или датчика угла;

отсчетной части.

Первичный ИП осуществляет преобразование **угловой** величины в электрический сигнал, один из параметров которого (например, амплитуда или фаза) связан пропорциональной зависимостью с угловым перемещением α .

К отсчетной части ЦПУ относятся электронные устройства, обеспечивающие питание первичных преобразователей (датчиков) угла, а также съем и преобразование информации для последующей ее передачи в управляющую или информационную ЭВМ. Кроме того, современные достижения микроэлектроники позволяют включать в отсчетную часть ЦПУ аналоговые и цифровые (например, микропроцессоры) устройства для коррекции и статистической обработки погрешностей измерения.

Передачу выходного сигнала датчика от удаленного объекта измерения к электронным устройствам отсчетной части ЦПУ обеспечивает линия связи ЛС. В случае, если отсчетная часть расположена в корпусе датчика, то по линии связи передается к ЭВМ двоичный код в последовательной или в параллельной форме.

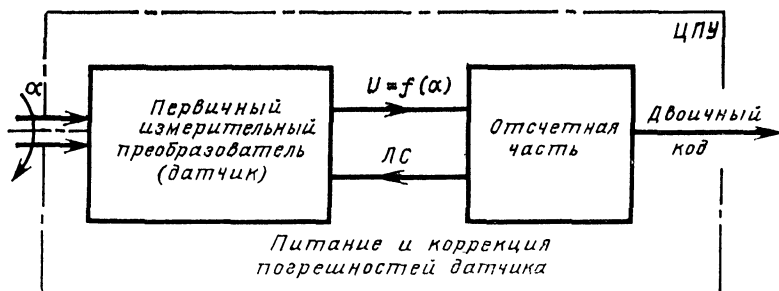


Рис. 1. Структурная схема ЦПУ

Одним из важных вопросов при построении ЦПУ является выбор параметров электрического сигнала, в которые преобразуется измеряемый угол. Несомненно, что основным критерием, влияющим на выбор параметра электрического сигнала, являются точность измерения. В теории информации [20] рассматриваются предельные соотношения между количеством переносимой информации и энергией, затрачиваемой на измерительный процесс при различных способах передачи информации. Сравнение амплитудного и временного (фазового) способов передачи информации показывает, что при заданной энергии, затраченной на измерительный процесс, амплитудный способ измерения несет в 2л раз меньше информации, чем временной или фазовый. При одной и той же точности измерения фазовый метод позволяет приблизительно в 40 раз понизить потребляемую мощность или время измерения по сравнению с амплитудным способом.

Точное доказательство приведенных соотношений между амплитудными и фазовыми методами измерения приведено ниже в п. 3 настоящей главы. Кроме того, из многолетней практики разработки и эксплуатации электронной аппаратуры известно, что измерение фазы с погрешностью $0,5\text{--}1,0^\circ$ в диапазоне $0\text{--}360^\circ$ не представляет особых трудностей. При этом относительная погрешность измерения составляет $0,1\text{--}0,2\%$. В то же время даже самые последние разработки серийных электронных вольтметров не гарантируют такой точности измерения амплитуды переменного напряжения.

В настоящей главе рассматриваются классификация и конструкции первичных преобразователей угла, особенности структуры построения ЦПУ, погрешности преобразователей и методы их коррекции.

1. ФАЗОВЫЕ И КОДОВЫЕ ДАТЧИКИ УГЛА

Первичные преобразователи (датчики) угла в литературе классифицируются по следующим признакам [4, 6, 7, 9, 14, 18, 19, 21]:

- по физическим свойствам меры;
- по числу отсчетов;
- по способам преобразования угла в параметры электрического сигнала;
- по методам измерения угловых величин и т. д.

В основу классификации датчиков угла, представленной на рис. 2, положены точность измерения и высокая разрешающая способность, которые обеспечиваются применением многоотсчетного принципа построения преобразователей.

По одноотсчетному принципу строят преобразователи на 8—14 двоичных разрядов (с погрешностью до единиц угловых минут), а по многоотсчетному — до 20 двоичных разрядов (с погрешностью до единиц угловых секунд). Принцип работы одноотсчетного и многоотсчетного (двухотсчетного) фазовых преобразователей поясняется на рис. 3. Если в одноотсчетном преобразователе угловая величина α однозначно связана с фазой ϕ выходного сигнала пропорциональной зависимостью (рис. 3,а), то в двухотсчетном преобразователе, где используется масштабное преобразование угла при помощи датчика точного отсчета, выходные показания складываются из показаний датчиков грубого (ГО) и точного (ТО) отсчетов (рис. 3,б).

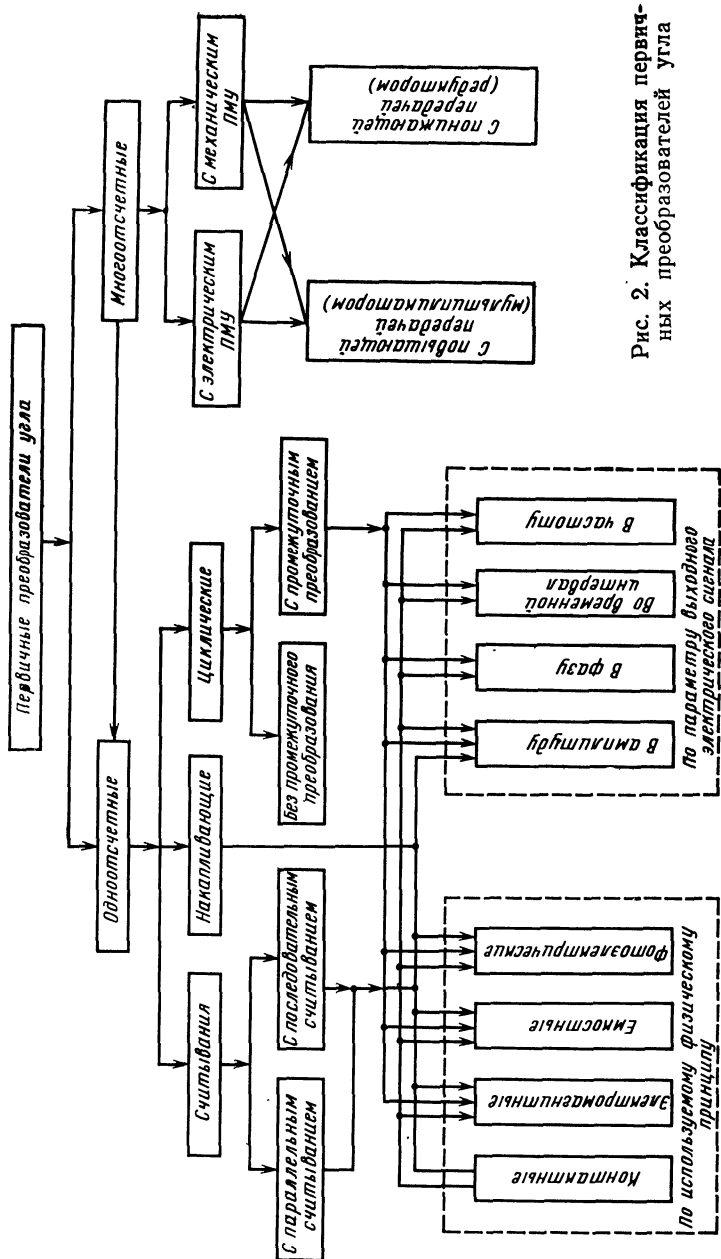


Рис. 2. Классификация первичных преобразователей угла

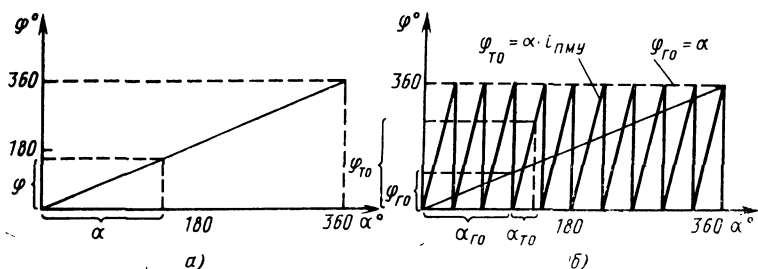


Рис. 3. Функция преобразования угла α в фазу φ :
 а — по одноотсчетному принципу; б — по двухотсчетному принципу

При методах непосредственной оценки углового положения или перемещения исследуемого объекта с преобразователя считывается все значение измеряемого угла или его единичное приращение. Эти методы могут быть «прямыми», когда информация с преобразователей непосредственно используется для получения отсчета измеряемого угла в цифровой форме, и «косвенными», при которых угловое положение или перемещение определяется в итоге измерения параметров постоянного или переменного (амплитуда, фаза, частота и др.) напряжения или тока, функционально связанных в преобразователе с измеряемым углом.

В свою очередь, прямые методы в зависимости от реализуемого принципа можно подразделить на методы измерения угла по принципу считывания и накопления. Косвенные методы по принципу индикации можно подразделить на методы с преобразованием измеряемого угла в ток, напряжение, фазу, временной интервал и частоту.

Из основных дискретных методов измерения аналоговых величин для преобразования угла в код используются метод считывания и метод последовательного счета (накопления).

Сущность метода последовательного счета заключается в разбиении измеряемой величины на ряд равных частей (шаг квантования), каждой из которых ставится в соответствие единица младшего разряда цифрового кода. При подсчете этих частей получается код — числовой эквивалент измеряемой величины.

Метод последовательного счета используется при построении накапливающих и циклических преобразователей.

Накапливающие преобразователи реагируют не на пространственное положение, а на пространственное перемещение, которое с помощью специальной схемы разделяется на ряд элементарных приращений (шаг квантования). Преобразователь накапливает эти приращения и формирует цифровой код, пропорциональный измеряемой величине.

В отличие от накапливающего преобразователя циклический преобразователь осуществляет измерение угла за фиксированный цикл, причем в каждом цикле проводится преобразование всей угловой величины, а не ее приращения. В циклических преобразователях обычно используется промежуточное преобразование угла во временной интервал, в амплитуду, в частоту или фазу.

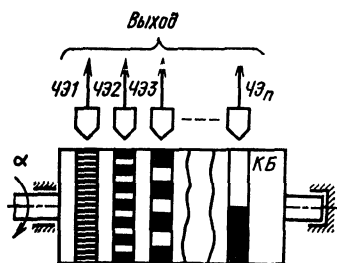


Рис. 4. Кодовый датчик

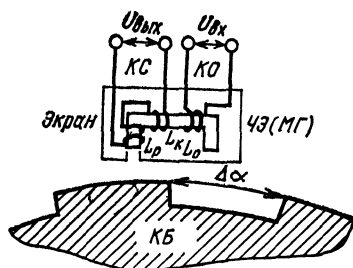


Рис. 5. Индуктивный кодовый датчик

Основной недостаток накапливающих преобразователей — возможность появления систематических погрешностей, обусловленных случайными сбоями при подсчете импульсов угловых приращений. В циклических преобразователях аналогичный сбой приводит к ошибке только в одном цикле измерения.

В преобразователях считывания измеряемая величина сопоставляется с заранее заготовленным набором всех возможных ее числовых эквивалентов. В зависимости от значения измеряемой величины происходит считывание (выборка) определенного числа. Преобразователи считывания включают кодовое устройство (КУ) [кодовый диск или барабан (КБ)], жестко связанное с входным валом, и чувствительные элементы (ЧЭ), необходимые для съема информации (рис. 4). Обычно кодовое устройство и чувствительные элементы располагаются в одном корпусе, поэтому такие преобразователи часто называют кодовыми датчиками (КД).

Несмотря на то, что кодовые датчики играют вспомогательную роль в фазовых ЦПУ, перенос методов и средств их построения на циклические преобразователи позволяет значительно улучшить характеристики последних. Поэтому в настоящем параграфе кодовым датчикам уделяется значительное внимание.

Съем или считывание кода с кодового датчика может осуществляться как в параллельной, так и в последовательной форме. При одновременном считывании сигналов со всех ЧЭ кодового датчика на его выходе появляются импульсы, образующие так называемый параллельный код. Если опрос ЧЭ осуществляется таким образом, что на выходе КД импульсы кода появляются последовательно во времени один за другим, то такой код называют последовательным. Следует отметить, что термины «параллельный» или «последовательный код» условны, так как они относятся не к самому коду, а только к способу его передачи.

Для считывания информации об угловом положении вала в преобразователях используют различные физические явления, что обуславливает большое разнообразие их конструкций и способов выполнения кодовых шкал. В зависимости от используемого физического явления различают контактные, электромагнитные, емкостные и фотоэлектрические преобразователи.

Контактные преобразователи по конструкции делят на нажимные и скользящие. Чувствительные элементы таких преобразователей выполняют в виде контактных щеток, скользящих вдоль проводя-

щих и непроводящих участков кодового элемента, а также в виде нажимных контактов, которые применяют совместно с кодовыми элементами кулачкового типа. Конструктивно кодовые шкалы наносят на диск или барабан.

Электромагнитные преобразователи в зависимости от физических принципов реализации чувствительных элементов делятся на [4, 14] трансформаторные; индуктивные; с использованием датчиков Холла, ферромагнитных пленок и т. д.

В качестве примера на рис. 5 показан индуктивный преобразователь компенсационного типа, чувствительные элементы которого представляют собой магнитную головку МГ, на которой расположены катушки опроса КО и катушка считывания КС, состоящая из компенсационной L_k и рабочей L_p обмоток.

Обмотки L_p и L_k намотаны встречно и соединены последовательно. При подаче на катушки опроса импульса считывания на катушке считывания появляется сигнал, амплитуда которого зависит от магнитного потока в магнитной цепи чувствительного элемента. При прохождении впадины кодовой дорожки около чувствительного элемента в катушке считывания наблюдается сигнал помехи (код 0), образующийся за счет неполной компенсации ЭДС в L_k и L_p . Выступ кодовой дорожки вызывает в чувствительном элементе большое изменение магнитного потока, и в катушке считывания появляется сигнал (код 1) вследствие большого разбаланса ЭДС в обмотках L_k и L_p . Значение отношения сигнала 1 к сигналу 0 в таких преобразователях достигает четырех.

Емкостные преобразователи основаны на использовании электростатической связи между кодирующим устройством и чувствительными элементами, изготовленными из металла.

Фотоэлектрические преобразователи имеют систему считывания информации, состоящую из источника света и чувствительных элементов (фотоприемников). При этом кодовую шкалу наносят на стеклянный диск в виде прозрачных и непрозрачных участков.

На основе рассмотренных способов построения кодирующих устройств может быть реализовано большинство накапливающих преобразователей и преобразователей считывания. При этом следует отметить, что контактные преобразователи, будучи простыми по конструкции, имеют такие недостатки, как низкая точность, невысокая допустимая скорость вращения и большой момент трения на валу. Индуктивные преобразователи имеют ряд таких преимуществ перед контактными, как небольшой момент трения и высокую скорость вращения вала. Вместе с тем для них характерны низкое отношение сигнал/помеха и недостаточная точность. Особенность фотоэлектрических преобразователей — высокая разрешающая способность, оцениваемая единицами угловых секунд, но вместе с тем эти преобразователи сложны в изготовлении и наладке, имеют значительные размеры и массу, большие моменты трения и инерции, а также невысокие эксплуатационные характеристики [9, 18].

Рассмотрим принципы кодирования и используемые при этом коды в преобразователях, построенных по методу считывания.

На рис. 4 изображен датчик, состоящий из кодового барабана и расположенных неподвижно относительно барабана чувствительных элементов. На кодовый барабан нанесены кодовые дорожки (шкалы), на каждой из которых расположены метки (кванты $\Delta\alpha$) i -го разряда двоичного кода (см. линейную развертку шкалы на рис. 6). Длина меток на дорожках определяется значением

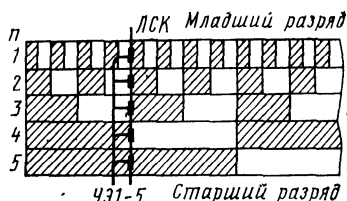


Рис. 6. Линейная двойная кодовая шкала

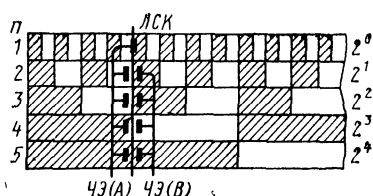


Рис. 7. Линейная двойная кодовая шкала с расположением ЧЭ по методу «двойной щетки»

кванта $\Delta\alpha$ или весом данного разряда (шкалы). Под весом разряда обычно понимают соответствующее ему численное значение угловой величины, причем в младшем разряде это значение минимально, а в старшем разряде — максимально. Наличие меток соответствует единицам, а отсутствие — нулям кода. Линейное или угловое графическое изображение шкалы преобразователя с нанесенными метками (квантами $\Delta\alpha$) иногда называют *кодовой маской*.

Чувствительные элементы (ЧЭ) располагаются напротив дорожек на неподвижной относительно кодового барабана КД условной *линии считывания кода* (ЛСК). В момент считывания ЧЭ выдают сигналы, соответствующие цифрам в разрядах кода.

Следует отметить, что в преобразователях считывания нельзя использовать шкалы, оцифрованные в обычном двоичном коде, так как при переходе от одного кванта к другому на границах участков может возникнуть ошибка неоднозначности считывания, достигающая в наихудшем случае единицы старшего разряда. Для исключения подобных ошибок применяют следующие методы:

метод «двойной щетки»;

метод V-расположения чувствительных элементов, причем код, снимаемый при этом с ЧЭ, иногда называют V-кодом;

специальные коды, например циклический.

Метод «двойной щетки» позволяет устранить неоднозначность считывания применением двух чувствительных элементов на разряд, кроме младшего разряда (рис. 7). При этом ЧЭ располагают в два ряда (А и В) симметрично относительно ЛСК на расстоянии, равном половине длины кодового участка $\Delta\alpha$ младшего разряда. Если с ЧЭ младшего разряда считывается код 0, то сигналы для других разрядов снимаются с подразряда А, а если код младшего разряда 1, то с подразряда В. Но при этом технологические допуски на установку ЧЭ всех разрядов одинаковы и достаточно малы, что является существенным недостатком рассмотренного метода.

Метод получения V-кода (кода Баркера) основан на использовании маски, выполненной в обычном двоичном коде, и V-расположении двух чувствительных элементов во всех разрядах, кроме младшего (рис. 8); образование подразрядов групп А и В кода Баркера осуществляется смещением ЧЭ старших разрядов относительно ЛСК на расстояние

$$l_n = \pm (\Delta\alpha/2) 2^{n-2}, \quad (1)$$

где $n=2, 3, 4 \dots$ — номер разряда.

При считывании информации выбор того или иного подразряда проводится в зависимости от кода предыдущего (младшего) разряда по следующему правилу. Если в предыдущем (младшем) разряде код 0, то в следующем разряде считывание ведется с подразряда A , если код 1, то с подразряда B . В соответствии с указанным правилом логическая функция преобразования V -кода в двоичный имеет следующий вид:

$$F_{n+1} = A_{n+1}\bar{F}_n + B_{n+1}F_n, \quad (2)$$

где A_{n+1} , B_{n+1} — соответственно значения $(n+1)$ -го разряда V -кода по подразрядам A и B ; F_{n+1} , F_n и \bar{F}_n — соответственно значение $(n+1)$ -го разряда, прямое и инверсное значения n -го разряда двоичного кода.

Иногда по конструктивным соображениям необходимо расположить все ЧЭ по одной линии. В этом случае используется двоично-сдвинутый код, который для V -метода строят следующим образом (рис. 9):

коддовые участки подразряда A i -го разряда, начиная со второго, сдвигают относительно ЛСК на величину, равную одной четверти длины кодового участка $\Delta\alpha$ этого разряда;

коддовые участки подразряда B i -го разряда сдвигают относительно ЛСК в другую сторону на такую же величину;

каждый разряд представляется двумя подразрядами A и B , причем длина кодовых участков $\Delta\alpha$ обоих подразрядов одинакова и увеличивается вдвое при переходе к следующему старшему разряду.

Неопределенность считывания из-за одновременного изменения кода в нескольких разрядах можно устранить, применив такой код, в котором переход от одного числа к соседнему сопровождается изменением кода только в одном разряде. К числу таких кодов относится циклический двоичный код (код Грея).

Циклический код имеет следующие отличия от обычного двоичного кода:

переход от одного дискретного значения к другому связан с изменением кода только в одном разряде;

при одинаковой дискретности дорожки младшего разряда число различных кодовых комбинаций в 2 раза больше;

метки (кванты $\Delta\alpha$) двух старших (первого и второго) разрядов по весу одинаковы и смещены относительно друг друга на половину дискретности.

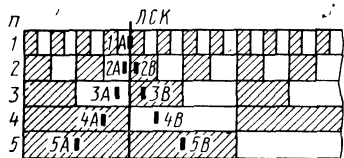


Рис. 8. Линейная двоичная кодовая шкала с V -расположением ЧЭ

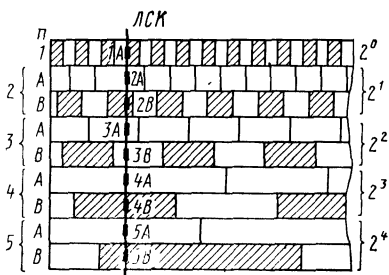


Рис. 9. Двоично-сдвинутая V -шкала с расположением ЧЭ на ЛСК

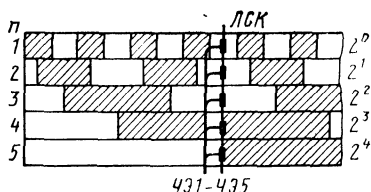


Рис. 10. Линейная циклическая кодовая шкала

Алгоритм преобразования циклического кода в двоичный можно представить в следующей форме:

$$F_{n+1} = A_n \bar{F}_{n+1} + \bar{A}_n F_{n+1}, \quad (3)$$

где F_{n+1} , \bar{F}_{n+1} — соответственно прямое и инверсное значение $(n+1)$ -го разряда двоичного кода; A_n , \bar{A}_n — соответственно прямое и инверсное значение n -го разряда циклического кода.

Циклические преобразователи в качестве первичного измерительного преобразователя используют датчики, преобразующие угловое перемещение в амплитуду, фазу, время или частоту электрического сигнала, которые затем преобразуются электронными схемами отсчетной части в цифровой код. На рис. 11 в качестве примера представлена электрическая схема такого датчика (вращающегося трансформатора) и функциональная зависимость выходных сигналов \dot{U}_c и \dot{U}_k от угла поворота α . Вращающийся трансформатор ВТ представляет собой индукционную электрическую машину, у которой статор и ротор имеют двухфазные взаимно перпендикулярные обмотки $w_{c1} - w_{c2}$, $w_{c3} - w_{c4}$, $w_{p1} - w_{p2}$, $w_{p3} - w_{p4}$. При подаче на входную обмотку $w_{p1} - w_{p2}$ переменного напряжения $\dot{U}_{вх} = U_m \sin^* \omega t$ на обмотках $w_{c1} - w_{c2}$ и $w_{c3} - w_{c4}$ появляются сигналы

$$\dot{U}_c = k_T U_m \sin^* \omega t \sin \alpha;$$

$$\dot{U}_k = k_T U_m \sin \omega t \cos \alpha,$$

где k_T — коэффициент трансформации ВТ.

Используя амплитудный и фазовый режимы работы ВТ [2], можно обеспечить преобразования следующего вида:

угол — амплитуда — код;

угол — фаза — время — код.

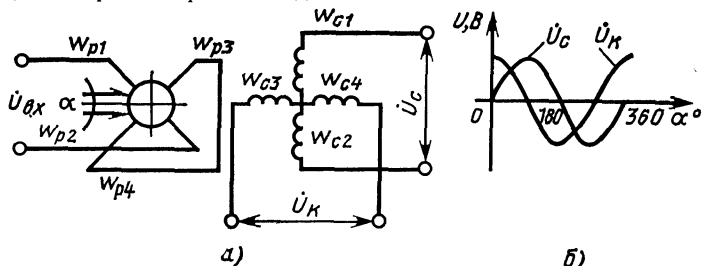


Рис. 11. Вращающийся трансформатор:
а — электрическая схема; б — функция преобразования

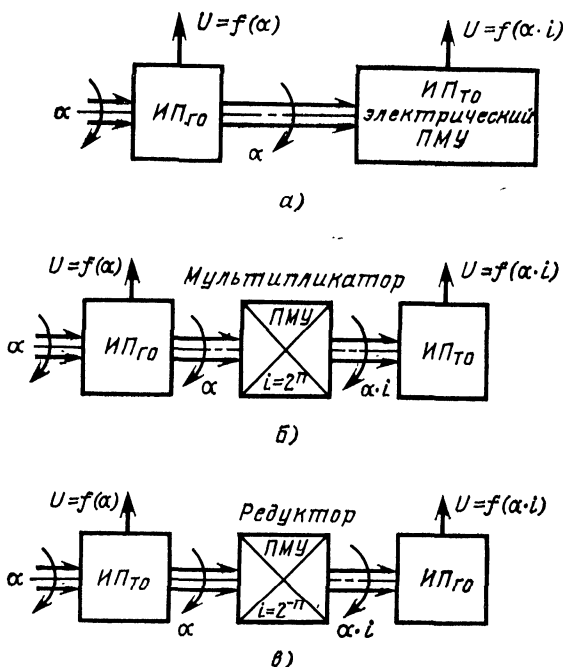


Рис. 12. Двухотсчетный датчик:

а — с электрическим ПМУ (мультипликатором); б — с механическим мультипликатором; в — с механическим редуктором

Повышение точности одноотсчетных преобразователей «угол — код» ограничивается технологическими трудностями изготовления кодирующих устройств. В связи с этим появились двухотсчетные (многоотсчетные) преобразователи, в которых максимальное значение кода грубого отсчета соответствует полному обороту вала, а максимальный код точного отсчета — доле оборота вала (см. рис. 3,б). Такая структура преобразователя предусматривает наличие в канале точного отсчета механического или электрического преобразователя масштаба угла (ПМУ).

К основным характеристикам ПМУ относятся точность и коэффициент преобразования i , кратный целой степени числа 2. Таким образом, если преобразователь точного отсчета (ТО) имеет $n_{\text{ТО}}$ двоичных разрядов, а преобразователь грубого отсчета (ГО) — $n_{\text{ГО}}$ разрядов, то число N шагов квантования $\Delta\alpha$, на которое можно разбить измеряемый угол, определяется как

$$N = 2^{n_{\text{ТО}} + n_{\text{ГО}}}.$$

Коэффициент преобразования ПМУ при повышающей передаче $i = 2^{n_{\text{ГО}}}$, при этом ПМУ работает как мультипликатор (рис. 12, а, б). При понижающей передаче $i = 1/2^{n_{\text{ГО}}}$, и ПМУ работает как ре-

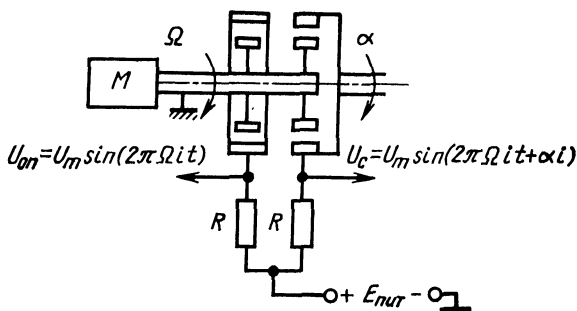


Рис. 13. Емкостный ПМУ

дуктор. В этом случае точность преобразователя не увеличивается и он превращается по существу в счетчик оборотов (рис. 12, в). Следует отметить, что механические ПМУ обычно работают только в режиме редуктора. Применение ПМУ с повышающей передачей ограничивается погрешностями механических передач и большими моментами трения на валу.

Применение электрических ПМУ, в которых угол поворота преобразуется в амплитуду или фазу электрического сигнала, позволило построить высокоточные ПМУ с повышающей передачей. Как правило, такие устройства являются преобразователями циклического типа, в качестве которых используют редуктосины, индуктосины, емкостные фазовращатели и датчики генераторного типа [9]. Применение в двухотсчетных преобразователях таких ПМУ позволило достичь точности, соответствующей 18—20 двоичным разрядам (1—5"). Следует отметить, что в одноотсчетных преобразователях максимальная точность не превышает 14—15 двоичных разрядов (1—2').

Так как различные типы электрических ПМУ достаточно подробно описаны в ряде работ [6, 9, 18], рассмотрим только в качестве примера устройство и работу наиболее простого ПМУ емкостного типа (рис. 13). ПМУ выполнен в виде изолированных зубчатых металлических колец (ротора и статора), разделенных воздушным зазором. Число зубцов z ротора (или коэффициент преобразования масштаба i) равно числу зубцов статора, причем, если зубцы ротора расположены напротив зубцов статора, емкость конденсатора, образованного кольцами ротора и статора, максимальна, а когда зубец ротора расположен напротив впадины статора — емкость минимальна. На статоры ПМУ через резисторы R подается постоянное напряжение E . При вращении ротора двигателем M с частотой Ω емкость ПМУ и ток через резисторы R меняются периодически с частотой $f = z\Omega$. Таким образом, с резисторов R снимаются периодические сигналы U_c и $U_{оп}$.

Если при вращении ротора с частотой Ω один статор закрепить, а другой повернуть на угол α , то разность фаз между напряжениями $U_{оп}$ и U_c будет равна $\varphi = z\alpha$ (см. рис. 3, б).

Рассмотрим влияние конструкции и используемого физического принципа построения на точность, надежность работы, сложность

технологии изготовления и другие эксплуатационные характеристики ПМУ.

Из известных ПМУ наибольшую точность (до $0,2''$) и сложность изготовления имеют оптические растровые датчики на основе муарового эффекта. Коэффициент преобразования i масштаба измеряемого угла муаровых ПМУ достигает 2^{10-12} .

За оптическими датчиками по точности измерения углового положения (до $5-10''$) следуют индукционные и емкостные ПМУ.

К преимуществам емкостных ПМУ следует отнести простоту технологии их изготовления и высокую устойчивость к механическим воздействиям. Индукционные ПМУ (или индуктосины) имеют более сложную технологию изготовления, но обладают рядом таких преимуществ перед емкостными, как отсутствие влияния паразитных емкостей, внешних электрических полей и малое выходное сопротивление.

При выборе типа ПМУ следует также учитывать и его принцип построения: гониометрический или параметрический. В параметрических ПМУ (иногда их называют электростатическими генераторами) генерирование выходного сигнала осуществляется за счет механической модуляции емкостного или индуктивного параметра электрической цепи, например, с помощью синхронного электродвигателя.

В гониометрических ПМУ механическое вращение заменено вращением электрического или магнитного поля в пространстве. Вращающиеся поля в таких устройствах создаются двумя сдвинутыми по фазе на 90° синусоидальными напряжениями. Следует отметить, что гониометрические ПМУ могут работать также и в режиме пульсирующего поля.

К преимуществам гониометрических ПМУ следует отнести отсутствие синхронных электродвигателей. Однако высокие требования к стабильности частоты питающего синусоидального напряжения, содержанию высших гармоник и стабильности фазового сдвига могут значительно ухудшить их параметры. ПМУ параметрического типа свободны от указанных недостатков, однако они требуют питания синхронного электродвигателя от кварцевого генератора.

Рассмотрим схемы включения, питания и съема информации с датчиков угла.

В кодовых датчиках, построенных по методу считывания, информация об угловом положении может сниматься с чувствительных элементов в виде потенциалов, периодических сигналов или импульсов. Указанные сигналы необходимо преобразовать в прямоугольные импульсы для их соответствующей обработки в цифровых устройствах отсчетной части.

Съем информации с КД может осуществляться как в последовательной, так и в параллельной форме независимо от способа кодирования информации.

На рис. 14,а в качестве примера представлена электрическая схема индуктивного КД, оцифрованного в V-коде, с последовательным считыванием информации. На входы ЧЭ1—ЧЭ5 подаются распределенные во времени импульсы, расстояние между которыми равно Δt (рис. 14,б). На выходе ЧЭ1—ЧЭ5 по подразрядам А и В, представляющих собой последовательно соединенные катушки считывания, формируются две последовательности импульсов V-кода, следующих с частотой $f = 1/\Delta t$.

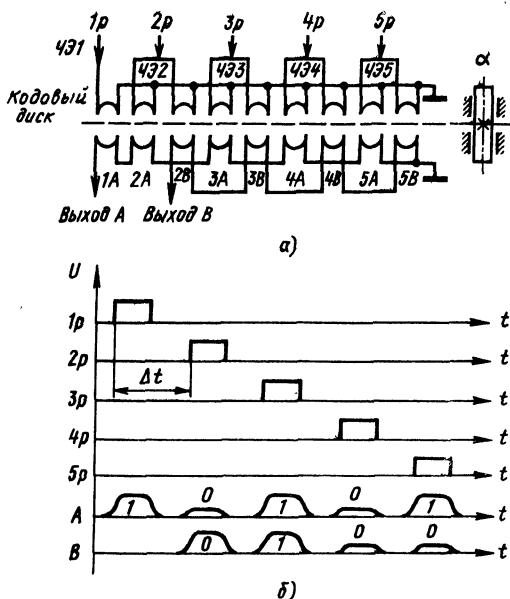


Рис. 14. Датчик V-кода с последовательным считыванием:
а — электрическая схема включения; б — временные диаграммы работы

Такое включение КД позволяет выиграть в числе соединительных линий с отсчетной частью, не превышающей обычно $(n+3)$ проводов, где n — число разрядов датчика. Однако КД с последовательным считыванием информации проигрывает по быстродействию КД с параллельным считыванием. При этом не следует забывать о том, что на частоту $f=1/\Delta t$ опроса чувствительных элементов датчика накладывают ограничения их частотные (или импульсные) свойства (в данном случае индуктивности катушек опроса КО и считывания КС).

В схеме параллельного считывания информации с индуктивного КД, оцифрованного в циклическом коде (рис. 15), одновременно

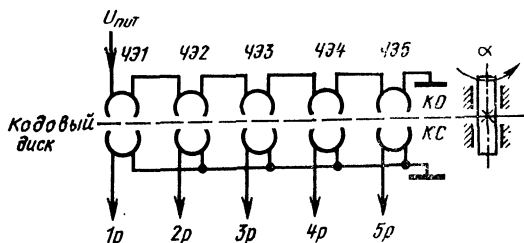


Рис. 15. Схема включения датчика циклического кода с параллельным считыванием

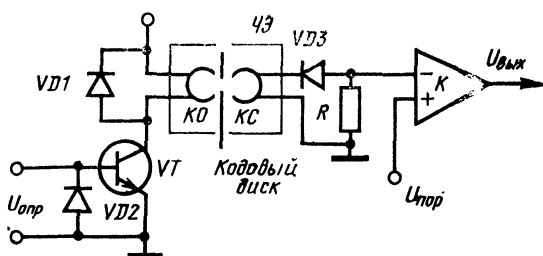


Рис. 16. Схема импульсного питания и измерительные цепи кодового датчика

на все катушки опроса KO датчика подается один импульс опроса и с выхода $ЧЭ1—ЧЭ5$ разрядов снимаются импульсы параллельного циклического кода. Эта схема значительно превосходит по быстродействию предыдущую, однако в случае использования датчика, оцифрованного в V -коде, в ней увеличивается число соединительных линий (до $2n+2$). Частота съема информации в данной схеме определяется только частотными свойствами $ЧЭ$.

Питание $ЧЭ$ кодовых датчиков может осуществляться как от импульсного генератора, так и от генератора синусоидального сигнала. В первом случае (рис. 16) на катушку опроса $ЧЭ$ через усилитель-формирователь на транзисторе VT подаются импульсы опроса. С выхода $ЧЭ$ сигнал поступает на пороговое устройство, в качестве которого обычно используется компаратор K . На выходе компаратора формируются строго прямоугольные импульсы, которые необходимы для правильной работы цифровых устройств отсчетной части. Диоды $VD1—VD3$ предназначены для исключения обратных выбросов, так как они могут исказить передаваемую информацию.

В случае применения КД с большими допустимыми разбросами по амплитуде выходного сигнала $ЧЭ$ и использования логических ИМС (в цифровой части ЦПУ) с резко выраженной пороговой характеристикой необходимость в пороговых устройствах отпадает и импульсы с чувствительных элементов КД непосредственно подаются на цифровые устройства отсчетной части [16].

При питании КД от синусоидального или периодического импульсного сигнала (меандра) с частотой f_r , поступающего с генератора G через усилитель Y на $ЧЭ$, на выходе $ЧЭ$ добавляется выпрямитель на диоде VD (рис. 17), который выделяет модулирующий полезный сигнал и фильтрует при помощи конденсатора C несущую составляющую с частотой f_r . Данная схема обладает меньшим быстро-

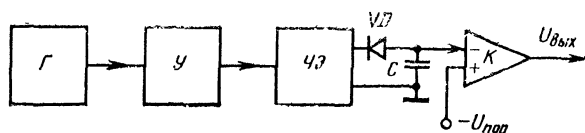


Рис. 17. Схема питания кодового датчика периодическим (синусоидальным) напряжением

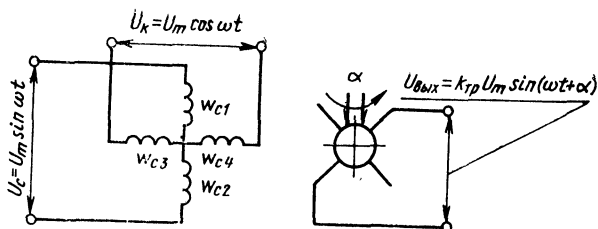


Рис. 18. Двухфазная схема включения вращающегося трансформатора

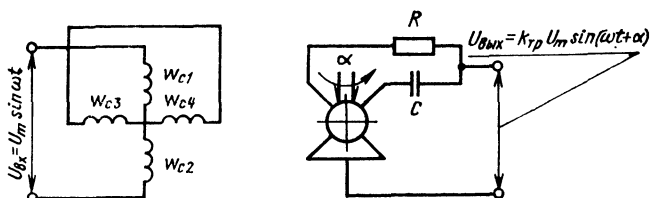


Рис. 19. Однофазная схема включения вращающегося трансформатора

действием по сравнению со схемой импульсного питания, однако имеет лучшее отношение сигнала к шуму.

Циклические преобразователи обычно проектируют на основе вращающихся трансформаторов, сельсинов и электрических ПМУ, работающих в режиме фазовращателя.

Рассмотрим схему преобразователя угла в фазу, построенного на основе вращающегося трансформатора с двухфазным питанием (рис. 18). На его статорные обмотки w_{c1} — w_{c2} и w_{c3} — w_{c4} подводятся одинаковые по амплитуде, но сдвинутые по фазе на 90° переменные напряжения \dot{U}_c и \dot{U}_k , которые образуют в воздушном зазоре вращающееся магнитное поле, индуцирующее во вторичной обмотке ЭДС, фаза которой в зависимости от угла поворота ротора изменяется линейно: $E = k_{TP} U_m \cos(\omega t + \alpha)$, где k_{TP} — коэффициент трансформации ВТ.

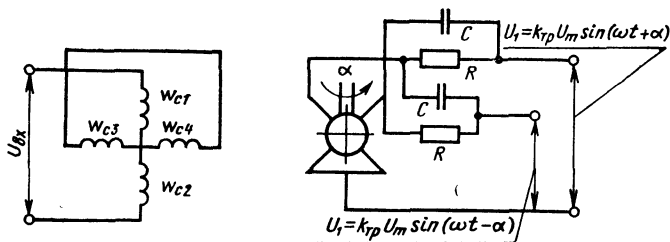


Рис. 20. Однофазная схема включения вращающегося трансформатора с удвоенной чувствительностью ($\alpha = 2\varphi$)

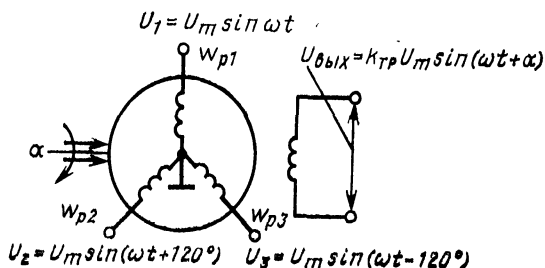


Рис. 21. Схема фазовращателя на сельсине с трехфазным питанием

Однофазная схема включения ВТ в режиме фазовращателя представлена на рис. 19. В этом случае входное напряжение, поступающее на статорную обмотку $w_{c1}—w_{c2}$, создает в воздушном зазоре пульсирующее магнитное поле, которое создает в роторных обмотках $w_{p1}—w_{p2}$ и $w_{p3}—w_{p4}$ напряжения $e_1 = k_{тр} U_m \cos \alpha \sin \omega t$ и $e_2 = k_{тр} U_m \sin \alpha \sin \omega t$. Подключенные к роторным обмоткам резистор R и конденсатор C (при выполнении условия $R = 1/\omega C$) образуют фазосдвигающую цепь, в которой выходное напряжение $U_{вых} = k_{тр} U_m \sin(\omega t + \alpha)$.

Другая разновидность схемы однофазного фазовращателя — схема (рис. 20) с удвоенной фазовой чувствительностью. В схему добавляется еще одна RC -цепочка, выходное напряжение которой $U_2 = k_{тр} U_m \sin(\omega t - \alpha)$ сдвигается по фазе в другую сторону относительно напряжения $U_1 = k_{тр} U_m \sin(\omega t + \alpha)$. Таким образом, между напряжениями U_1 и U_2 фазовый сдвиг равен 2α .

Ввиду того, что в настоящее время сельсины получили широкое распространение в системах автоматики, рассмотрим его работу в фазовом режиме. Аналогично схеме двухфазного фазовращателя работает схема трехфазного фазовращателя, построенного на сельсине (рис. 21). На три роторные обмотки сельсина подаются соответственно напряжения U_1, U_2, U_3 , сдвинутые по фазе относительно друг друга на 120° . Выходное напряжение сельсина имеет вид: $U_{вых} = k_{тр} U_m \sin(\omega t + \alpha)$.

Однофазная схема включения сельсина на RC -цепочках представлена на рис. 22. Выходное напряжение $U_{вых} = k_{тр} U_m \sin(\omega t + \alpha)$ при условии $R_1 = \sqrt{3}/\omega C_1$ и $R_2 = 1/\sqrt{3}\omega C_2$.

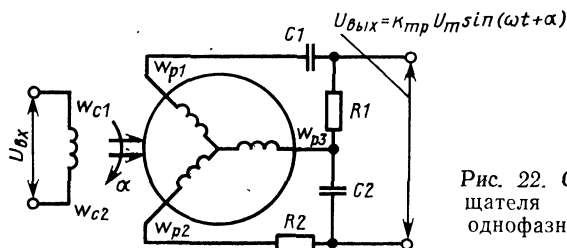


Рис. 22. Схема фазовращателя на сельсине с однофазным питанием

Схемы включения параметрических ПМУ в режиме фазовращателя ничем не отличаются от схем, построенных на вращающихся трансформаторах, поэтому все схемы включения последних (см. рис. 18, 19) справедливы и для ПМУ. В ПМУ, работающих в режиме генератора ЭДС (например, в емкостном ПМУ, изображенный на рис. 13), фазовый режим работы осуществляется конструктивным способом.

2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При выборе структуры построения ЦПУ следует учитывать следующие факторы:

вид (последовательный или параллельный) и форму (в виде импульсов или потенциалов двоичного кода) выходного сигнала; точность ЦПУ;

тип первичного преобразователя угла, физический принцип его построения, форму квантования и кодирования входной величины и способ ее преобразования в электрический сигнал;

логическую структуру цифровой обработки информации, надежность и простоту конструкции, минимальные размеры, потребляемую мощность и т. д.

Структурные схемы ЦПУ, использующие в качестве датчиков угла преобразователи считывания и схемы ЦПУ с параметрическими датчиками циклического типа, существенно отличаются друг от друга. Поэтому рассмотрим отдельно методы построения этих структурных схем.

Преобразователи считывания

Обработка и преобразование информации в ЦПУ, построенных по методу считывания, могут производиться как в последовательных, так и в параллельно-последовательной форме. Рассмотрим особенности построения ЦПУ в зависимости от формы и способа обработки информации.

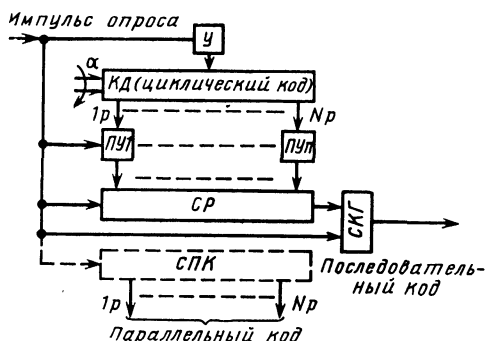
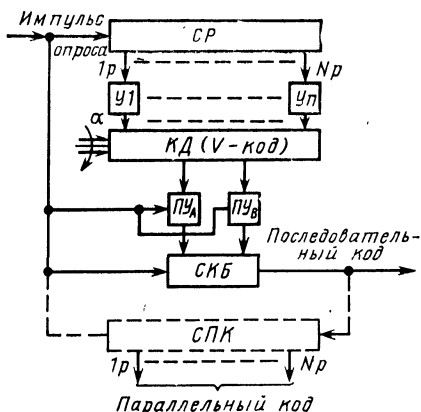


Рис. 23. Структурная схема ЦПУ с последовательным преобразованием циклического кода

Рис. 24. Структурная схема ЦПУ с последовательным преобразованием V-кода



ЦПУ, построенный на основе оцифрованного в циклическом коде датчика с параллельным считыванием (рис. 23), состоит из усилителя $У$, кодового датчика $КД$, пороговых устройств $ПУ_1—ПУ_n$, сдвигового регистра $СР$, схемы преобразования циклического кода в двоичный последовательный код $СКГ$ и схемы параллельного кода $СПК$. При подаче импульса опроса через усилитель $У$ на все чувствительные элементы $КД$, $ПУ$ и $СР$ сигналы кода Грея с выходов чувствительных элементов датчика через пороговые устройства $ПУ$ одновременно поступают на $СР$ и выталкиваются из него последовательно во времени, начиная со старшего разряда, на вход $СКГ$, которая преобразует последовательный циклический код в двоичный последовательный код.

Отличительной особенностью преобразователей с последовательным считыванием является наличие в них устройства (сдвиговый регистр или линия задержки), создающее последовательность импульсов, распределенных во времени.

Преобразователь, построенный на оцифрованном в V-коде (коде Баркера) кодовом датчике с последовательным считыванием (рис. 24), содержит N усилителей $У$, кодовый датчик $КД$, сдвиговый регистр $СР$, пороговые устройства $ПУ$ по подразрядам A и B , схему преобразования V-кода в двоичный $СКБ$ и схему параллельного кода $СПК$. Импульс опроса, проходя через сдвиговый регистр, создает на его N выходах распределенные во времени импульсы, которые последовательно через усилители $У_1—У_n$ подаются на входы $ЧЭ$ подразрядов A и B датчика. На выходах подразрядов A и B , которые представляют собой последовательно соединенные выходные обмотки $ЧЭ$ датчика, появляются последовательности импульсов V-кода, следующие младшим разрядом вперед. Указанные последовательности импульсов V-кода подразрядов A и B через пороговые устройства $ПУ_A$ и $ПУ_B$ поступают на $СКБ$, которая преобразует их в последовательный двоичный код.

Аналогичный преобразователь (рис. 25) построен на оцифрованном в V-коде датчике с параллельным считыванием. Преобразователь состоит из усилителя $У$, кодового датчика $КД$, пороговых устройств $ПУ_1—ПУ_n$, двух сдвиговых регистров $СР_A$ и $СР_B$, схемы преобразования кода Баркера $СКБ$ и схемы параллельного кода

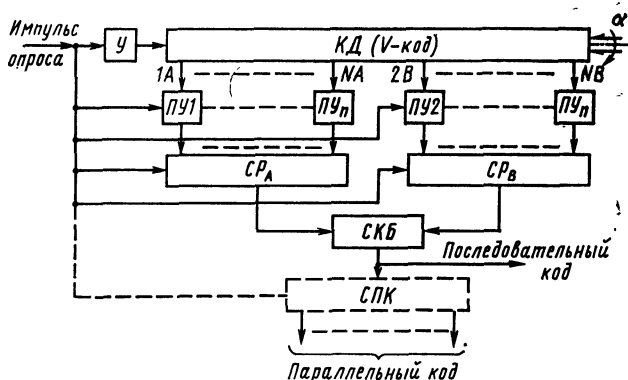


Рис. 25. Структурная схема ЦПУ с параллельно-последовательным преобразованием V-кода

СПК. При подаче импульса опроса через усилитель $У$ на КД информация с чувствительного элемента КД, проходя через пороговые устройства, записывается в сдвиговые регистры $СР_A$ и $СР_B$, которые формируют последовательный V-код подразрядов A и B , поступающий с выходов $СР_A$ и $СР_B$ на СКБ младшим разрядом вперед. СКБ преобразует последовательный V-код в последовательный двоичный код.

Во всех трех рассмотренных схемах двоичный код снимается в последовательной форме. В случае необходимости получения параллельного кода отсчетная часть таких преобразователей незначительно усложняется: к ней добавляется схема преобразования последовательного кода в параллельный СПК.

Однако в ряде случаев требуется преобразование информации в параллельный код непосредственно в отсчетной части преобразо-

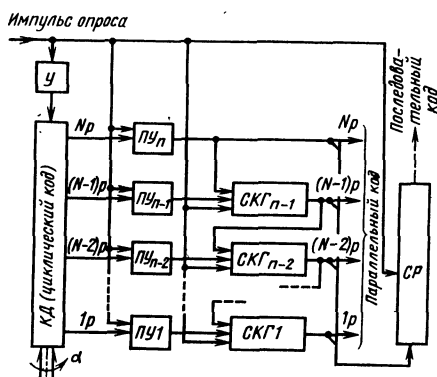


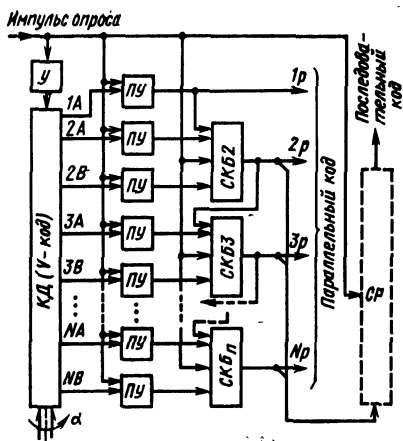
Рис. 26. Структурная схема ЦПУ с параллельным преобразованием циклического кода

Рис. 27. Структурная схема ЦПУ с параллельным преобразованием V-кода

вателя. На рис. 26 изображена схема преобразователя угла в параллельный код, построенного на оцифрованном в циклическом коде датчике с параллельным считыванием. Преобразователь построен на стандартных схемах преобразования параллельного циклического кода $СКГ_1—СКГ_{N-1}$, которые по команде импульса опроса преобразуют поступающий на них одновременно через пороговые устройства $ПУ_1—ПУ_N$ циклический код в параллельный двоичный код. Особенностью рассматриваемой схемы является подача импульса опроса на $ПУ$ и $СКГ$, который открывает их только на время записи в них сигналов циклического кода.

Аналогична схема преобразователя, построенного на оцифрованном в V-коде датчике с параллельным считыванием (рис. 27). Отсчетная часть преобразователя содержит $(N-1)$ схему преобразования N -разрядного V-кода в параллельный двоичный код ($СКБ$). По команде импульса опроса сигналы параллельного V-кода через пороговые устройства $ПУ$ по подразрядам A и B записываются в схемы $СКБ_2—СКБ_N$, которые преобразуют его в параллельный двоичный код, причем преобразование начинается с младшего разряда.

В случае необходимости съема с рассмотренных преобразователей двоичного кода в последовательной форме в их отсчетную часть необходимо добавить сдвиговый регистр $СР$, который обеспечит преобразование параллельного кода в последовательный.



Циклические преобразователи

В ЦПУ с циклическими датчиками угловое положение α предварительно преобразуется в фазу электрического сигнала. Традиционным методом цифрового представления фазы является преобразование ее во временной интервал с последующим заполнением его счетными импульсами, число которых подсчитывается двоичным счетчиком.

Структурная схема такого ЦПУ, использующего в качестве кодового датчика фазовращатель $\Phi В$, построенный на вращающемся трансформаторе ВТ, представлена на рис. 28.

Преобразователь состоит из фазовращателя $\Phi В$, нуль-органов $НО_{оп}$ и $НО_{с}$, RS-триггера T , генератора импульсов $ГИ$, схемы совпадения $И$ и двоичного счетчика $ДС$. Синусоидальное напряжение $U_{оп}$ подается на фазовращатель $\Phi В$, фаза которого изменяется пропорционально угловому перемещению α . Опорное (входное) и сигнальное (выходное) напряжения $\Phi В$ поступают на нуль-орга-

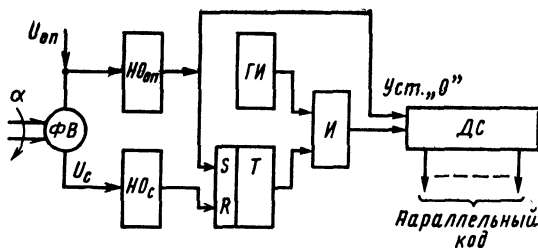


Рис. 28. Структурная схема ЦПУ с заполнением временного интервала счетными импульсами

ны $HO_{оп}$, HO_c , которые фиксируют моменты перехода $U_{оп}$ и U_c через нуль от положительной полуволны к отрицательной. В эти моменты они выдают короткие импульсы, поступающие на RS -триггер T , на выходе которого формируется временной интервал, пропорциональный фазовому сдвигу. В течение длительности этого интервала через схему совпадения $И$ на вход двоичного счетчика $ДС$ поступают счетные импульсы с $ГИ$, причем число импульсов N , подсчитанных счетчиком, связано с измеряемым углом α следующим соотношением:

$$\alpha = \frac{2\pi f_{оп}}{f_{ГИ}} N,$$

где $f_{оп}$ — частота напряжения, питающего $ФВ$; $f_{ГИ}$ — частота $ГИ$.

На выходе $ДС$ формируется двоичный код, число разрядов которого $n = \log_2 N_{кв}$, где $N_{кв}$ — число шагов квантования $\Delta\alpha$, равное $360^\circ/\Delta\alpha$. Измерение угла α в преобразователе происходит один раз за период сигнала, питающего $ФВ$.

Следует отметить, что точность такого преобразователя не превышает обычно 8—9 двоичных разрядов ($0,5$ — 1°) из-за нестабильности частот $f_{ГИ}$ и $f_{оп}$. В случае их синхронизации точность измерения угла возрастает в 2—3 раза.

Однако в некоторых случаях синхронизацию $f_{ГИ}$ и $f_{оп}$ осуществить невозможно или крайне затруднительно. Для устранения влияния на точность ЦПУ нестабильности частот $f_{ГИ}$ и $f_{оп}$ можно использовать в его схеме вычислительное устройство или микропроцессор (рис. 29). Такой преобразователь, как и предыдущий,

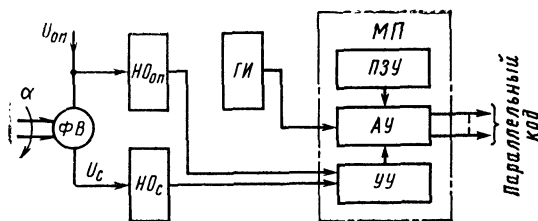


Рис. 29. Структурная схема ЦПУ с вычислительным устройством

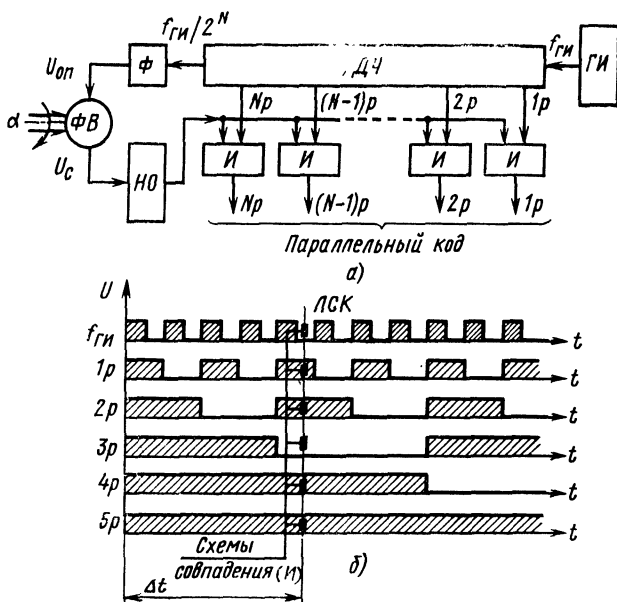


Рис. 30. Синхронный ЦПУ:

а — структурная схема; б — временные диаграммы работы

состоит из $\Phi В$, $НО_{оп}$, $НО_{оп}$, $ГИ$ и микропроцессора $МП$, последний содержит устройство управления $УУ$, арифметическое устройство $АУ$ и постоянное запоминающее устройство $ПЗУ$.

Измеряемый угол α преобразуется во временной интервал, который заполняется счетными импульсами генератора $ГИ$. Кроме того, и период опорного сигнала $U_{оп}$ также заполняется счетными импульсами. Роль $МП$ сводится к преобразованию поступающих в него импульсов в цифровой код периода сигнала $U_{оп}$ и фазового сдвига $\Phi = \alpha$ сигнала U_c с последующим делением кода фазового сдвига U_c на код периода $U_{оп}$. Устройство управления $УУ$ осуществляет ввод сигналов с $НО_{оп}$, $НО_{оп}$, $ГИ$ и вывод параллельного кода с $АУ$. Арифметическое устройство $АУ$ осуществляет кодирование и деление кода фазового сдвига на код периода $U_{оп}$. В $ПЗУ$ заложен алгоритм работы $АУ$.

Ввиду того, что временные интервалы, определяемые фазовым сдвигом U_c и периодом опорного сигнала $U_{оп}$, заполняются счетными импульсами генератора $ГИ$, частное от деления их цифровых значений (кодов) не зависит от нестабильности частот $f_{ГГ}$ и $f_{оп}$.

Схема ЦПУ с синхронизацией частот $f_{ГГ}$ и $f_{оп}$ представлена на рис. 30,а. Она состоит из $ГИ$, делителя частоты $ДЧ$, фильтра Φ , фазовращателя $\Phi В$, нуля-органа $НО$ и N схем совпадений $И$. Аналогично кодовым датчикам цифровые устройства ЦПУ формируют во временном масштабе линейную двоичную кодовую шкалу (рис. 30,б), с которой можно считывать двоичный код, пропорциональный фазовому сдвигу $\Phi = \alpha$.

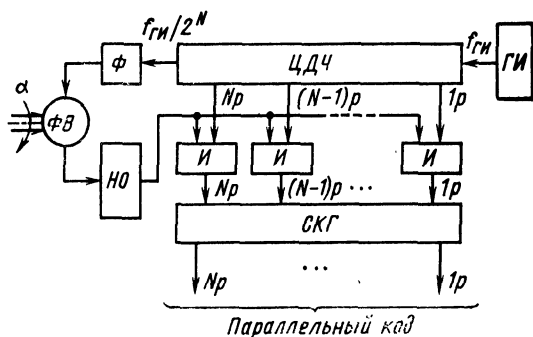


Рис. 31. Синхронный ЦПУ с временной циклической кодовой маской

Импульсы $f_{ГД}$, следующие с частотой $f_{ГД}$, ДЧ делит на 2^N . На выходе ДЧ образуются прямоугольные импульсы со скважностью, равной двум (меандр), частота которых $f_{оп} = f_{ГД}/2^N$. При этом на выходах всех разрядов триггеров двоичного счетчика (делителя частоты) формируется маска временного N -разрядного параллельного двоичного кода (рис. 30,б). Сигнал с выхода ДЧ, пройдя через фильтр Φ , фазовращатель $\Phi В$ (где сдвигается по фазе на $\varphi = \alpha$) и нуль-орган $НО$, поступает одновременно на все схемы совпадений $И$, с выхода которых снимается сигнал в двоичном коде, пропорциональный угловому перемещению α . Здесь схемы совпадений играют роль чувствительных элементов, считывающих значение кода с кодовой шкалы кодового датчика (см. рис. 6).

Однако данному ЦПУ присущи те же недостатки, что и ЦПУ, построенному на кодовом датчике с двоичной кодовой шкалой (см. рис. 6), из-за возможности появления погрешности считывания сразу в нескольких разрядах. Использование в ЦПУ (рис. 31) в качестве делителя частоты ДЧ счетчика, формирующего временной N -разрядный циклический код (аналогичный линейной циклической шкале, изображенной на рис. 10), позволяет исключить эту погрешность.

Преобразователь угла в этом случае отличается от предыдущего только заменой в ДЧ двоичного счетчика на циклический ЦДЧ и добавлением схемы преобразования параллельного циклического кода (кода Грея) в двоичный СКГ. Сдвинутый по фазе $\varphi = \alpha$ выходной сигнал U_c через нуль-орган $НО$ считывает одновременно с ДЧ при помощи схем совпадения циклический код в параллельной форме, который поступает в СКГ, где преобразуется в двоичный параллельный код.

Таким же образом можно сформировать в делителе частоты временную маску V -кода (см. рис. 9) или организовать считывание кода с временной шкалы двоичного кода по подразрядам A и B в моменты времени, соответствующие V -расположению ЧЭ на кодовой шкале (см. рис. 8). В качестве примера на рис. 32,а показана временная кодовая двоичная маска и моменты времени $t_1 \div t_2$ по подразрядам A и B , когда необходимо считывать код. Такой

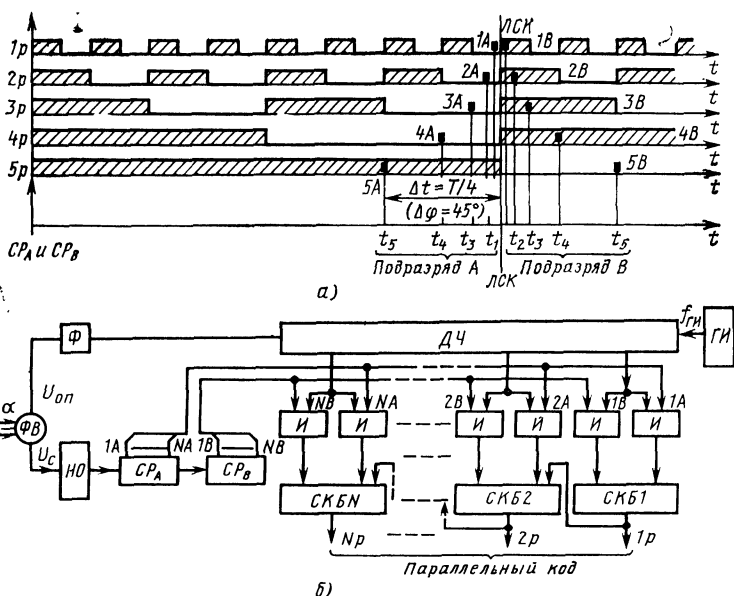


Рис. 32. Синхронный ЦПУ с V-способом считывания кода:
а — временные диаграммы работы; б — структурная схема

съем информации кодовой маски нетрудно осуществить с помощью двух сдвиговых регистров, которые соответствуют подразрядам А и В. Как видно из рис. 32,а, после преобразования V-кода в двоичный последний будет отличаться от истинного на -45° , что нетрудно компенсировать предварительной установкой вала вращающегося трансформатора на $+45^\circ$.

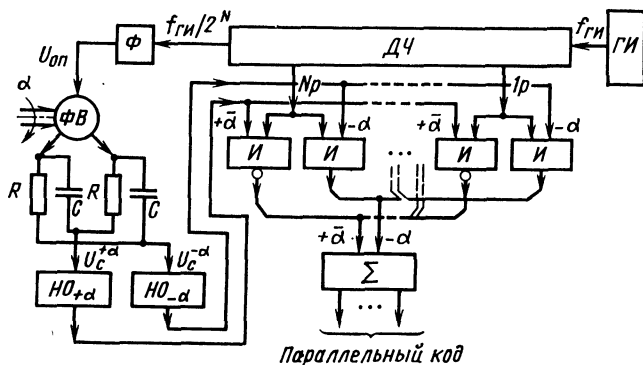


Рис. 33. Структурная схема ЦПУ с удвоенной чувствительностью

Структурная схема такого ЦПУ (рис. 32,б) в отличие от схемы, изображенной на рис. 30, имеет схемы совпадений по подразрядам A и B , два сдвиговых регистра CP_A и CP_B и N схем преобразования кода Баркера в двоичный $СКБ1-СКБН$.

Сигнал с выхода нуль-органа HO поступает на последовательно включенные сдвиговые регистры CP_A и CP_B , где происходит распределение импульсов во времени согласно временной диаграмме, изображенной на рис. 32,а. Импульсы с выхода CP_A и CP_B , открывая схемы совпадений I по подразрядам A и B , считывают с ДЧ значения V -кода, который поступает на $СКБ1-СКБН$, где преобразуется в двоичный параллельный код. Как будет показано далее, такая схема ЦПУ очень удобна для применения ее в качестве канала грубого отсчета в любом двухотсчетном преобразователе.

В схеме ЦПУ (рис. 33), использующей фазовращатель с удвоенной чувствительностью по фазе (см. рис. 20), в отличие от синхронного ЦПУ (см. рис. 30) включены две схемы нуль-органов $HO_{+\alpha}$ и $HO_{-\alpha}$, две группы схем совпадений I для съема с ДЧ кода угла $+\alpha$ и $-\alpha$ и сумматор на N разрядов [А. с. 840994 (СССР)].

При перемещении вала ΦB на угол α сигнал с выхода ΦB с помощью двух RC -цепочек разворачивается по фазе на величину $\varphi = -\alpha$ (сигнал $U_c^{-\alpha}$) и $\varphi = +\alpha$ (сигнал $U_c^{+\alpha}$). Соответственно импульсы схем $HO_{-\alpha}$ и $HO_{+\alpha}$ считывают через схемы совпадения коды углов $+\alpha$ и $-\alpha$, которые алгебраически складываются и делятся пополам сумматором Σ . Для правильного сложения кодов $+\alpha$ и $-\alpha$ код угла $+\alpha$ инвертируется ($+\alpha$) в схемах совпадений.

Преобразователи с электромеханическими и цифровыми фазовыми следящими системами

Наряду с «прямыми» методами индикации фазы, основанными на измерении временных интервалов, существует также и компенсационный способ (метод следящего уравнивания), на основе которого построены электромеханические (рис. 34) и цифровые (рис. 35) фазовые следящие системы (ФСС) [3, 6, 9]. Применение ФСС в отсчетной части ЦПУ позволяет получить максимальную точность и хорошую помехоустойчивость всего преобразователя. Однако следует отметить, что ФСС достаточно сложны в изготовлении и настройке. Электромеханическая ФСС (рис. 34) состоит из электромеханического фазовращателя $\Phi ВЭ$, фазового детектора $\Phi Д$, схемы сложения $СС$, модулятора $М$, усилителя мощности $УМ$, реверсивного двигателя $ДР$, тахогенератора $ТГ$, редуктора $Рд$ и ЦПУ_{сч} построенного по методу считывания. Кроме того, в случае работы ФСС в канале точного отсчета многоотсчетного ЦПУ в нее могут быть дополнительно включены каналные усилители $КУ$, состоящие обычно из умножителей частоты $УЧ$ и селективных устройств $СУ$.

Опорное напряжение $U_{оп}$ и сдвинутый по фазе на $\varphi = \alpha$ сигнал U_c через каналные усилители $КУ_c$, $КУ_{оп}$ и электромеханический фазовращатель $\Phi ВЭ$ поступают на вход фазового детектора $\Phi Д$,

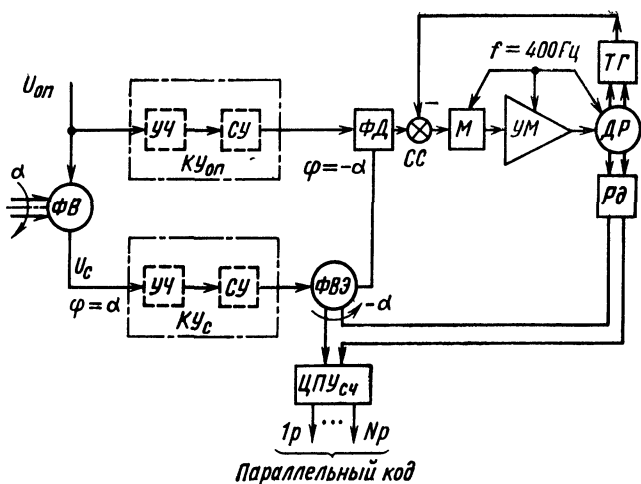


Рис. 34. ЦПУ с электромеханической ФСС

выходное напряжение которого имеет знак плюс или минус в зависимости от знака фазы. Постоянное напряжение с выхода ФД преобразуется модулятором M в сигнал с частотой $f=400$ Гц, который усиливается УМ и подается на реверсивный двигатель ДР, также питаемый напряжением с частотой $f=400$ Гц. В зависимости от знака фазы двигатель через редуктор Рд поворачивает вал фазовращателя ФВЭ на угол $-\alpha$ так, чтобы скомпенсировать до нуля фазовый сдвиг $\varphi=\alpha$, поступивший на вход ФСС с фазовращателя ФВ (датчика фазы). К валу двигателя ДР подключен тахогенератор ТГ, который вырабатывает постоянное напряжение, пропорциональное скорости вращения двигателя ДР. По цепи местной обратной связи сигнал с ТГ подается на схему сложения СС в противофазе для исключения колебаний и улучшения динамических характеристик системы. Присоединенный к валу ФВЭ преобразователь ЦПУсч кодирует его угловое перемещение $-\alpha$ в цифровой код.

Точность ФСС определяется в основном статическими погрешностями эталонного фазовращателя ФВЭ и фазового детектора ФД, которые можно снизить до нескольких минут. Однако существенным недостатком данной ФСС является низкое быстродействие, определяемое инерционностью двигателя ДР, редуктора Рд и фазовращателя ФВЭ. Принципиальным решением задачи повышения быстродействия ФСС является отказ от использования в ней механических инерционных устройств и замена их электронными аналогами.

ЦПУ с цифровой ФСС (рис. 35) состоит из электромеханического фазовращателя ФВ, являющегося датчиком угла α , каналовных усилителей КУс, КУоп, дискретного фазовращателя ДФВ, фазового детектора ФД, схемы сложения СС, знаковой схемы ЗС, генератора счетных импульсов ГСИ, схемы совпадений И, реверсивного счетчика РС, дифференциатора ДФ и блока переменного шага БПШ.

$$\omega_{2ш} = f \frac{n_{гр}\Delta_{гр} + n_{т}\Delta_{т}}{n_{гр} + n_{т}}, \quad (4)$$

где $n_{гр}$ — число шагов отработки фазы с грубой точностью $\Delta_{гр}$; $n_{т}$ — число шагов отработки фазы с требуемой точностью $\Delta_{т}$.

В данном случае ФСС отрабатывает возникший на входе фазовый сдвиг сначала с грубым приближением, а затем с высокой необходимой точностью.

При этом выигрыш K_2 в скорости отработки фазы получим разделив выражение (4) для $\omega_{2ш}$ на угловую скорость $\omega_{1ш}$ одношаговой ФСС:

$$K_2 = \frac{\omega_{2ш}}{\omega_{1ш}} = \frac{n_{т}}{n_{гр} + n_{т}} + \frac{n_{гр}}{n_{гр} + n_{т}} \frac{\Delta_{гр}}{\Delta_{т}}. \quad (5)$$

Численное значение $n_{гр}$ можно представить как $n_{гр} = \varphi / \Delta_{гр}$, где φ — сдвиг фазы, отрабатываемой ФСС, а $n_{т} = \Delta_{гр} / \Delta_{т}$.

Тогда выражение (5) примет следующий вид:

$$K_2 = \frac{\Delta_{гр} / \Delta_{т}}{(\varphi / \Delta_{гр}) + (\Delta_{гр} / \Delta_{т})} + \frac{\varphi / \Delta_{гр}}{(\varphi / \Delta_{гр}) + (\Delta_{гр} / \Delta_{т})} \frac{\Delta_{гр}}{\Delta_{т}}. \quad (6)$$

Исследуем выражение (6) на максимум в зависимости от отношения $\Delta_{гр} / \Delta_{т}$. Взяв производную от (6) и приравняв ее нулю, получим

$$\Delta_{гр} / \Delta_{т} = 1 + \sqrt{1 + (\varphi / \Delta_{т})}. \quad (7)$$

Из (7) можно, задаваясь необходимой точностью $\Delta_{т}$, вычислить дискретность шага

$$\Delta_{гр} = \Delta_{т} [1 + \sqrt{1 + (\varphi / \Delta_{т})}]. \quad (8)$$

Так, для $\Delta_{т} = 5'$, $\varphi = 146^\circ$ величина $\Delta_{гр} \approx 3,5^\circ$ обеспечивает максимальное быстродействие системы при отработке фазы. Выражение (8) показывает, что в зависимости от φ значение $\Delta_{гр}$ меняется в больших пределах. Отсюда видно, что для получения максимального быстродействия необходимо строить цифровые ФСС с переменным шагом Δ^i отработки фазы в зависимости от значения фазового рассогласования. При этом скорость отработки фазы $\omega_{ш}^m$ будет выражаться как

$$\omega_{ш} = f \frac{\sum_{i=1}^l n_i \Delta_i}{\sum_{i=1}^l n_i}, \quad (9)$$

где n_i — число шагов с дискретностью фазы Δ_i ; $l_{ш}$ — число различных Δ_i при отслеживании фазы в ФСС. Точность измерения фазы будет определяться частотой сигнала и характером изменения фазы на входе ФСС.

Значение выигрыша K_i в этом случае оценивается так же, как и в (5):

$$K_I = \frac{1}{\Delta\tau} \frac{\sum_{i=1}^I n_i \Delta t_i}{\sum_{i=1}^I n_i} \quad (10)$$

Формулы (8)—(10) показывают целесообразность введения блока переменного шага БПШ в цифровую ФСС для увеличения ее быстродействия.

На рис. 36 для сравнения показаны теоретические диаграммы отработки скачка фазы ($\Delta\varphi=179^\circ$) цифровой ФСС, работающей в режиме следящего уравнивания (кривая 1), а также в режимах «двухшагового» (кривая 2) и «переменного шага» (кривая 3) измерения фазы. Динамические диаграммы ФСС построены на основе принципов работы БПШ и формул (4)—(10). Из представленных диаграмм ясно видно, что ФСС с переменным шагом отработки фазы намного превосходит обычные и двухшаговые ФСС по скорости отработки больших скачков фазы.

К недостаткам рассмотренной ФСС относится зависимость ее точности от нестабильности частоты напряжения $U_{оп}$, питающего фазовращатель. Это объясняется тем, что применяемый в ФСС дискретный фазовращатель (являющийся электронным аналогом фазовращателя, построенного, например, на вращающемся трансформаторе) имеет в своем составе RC -цепочки, фазовые сдвиги которых зависят от частоты.

ЦПУ с синхронной цифровой ФСС, имеющий высокую точность и быстродействие (рис. 37), состоит из фазового датчика угла (фазовращателя) $\Phi В$, цифрового фазовращателя $\Phi Ф В$, в состав которого входят генератор импульсов $Г И$, двоичный счетчик $Д С$ на N разрядов и схема временного сдвига $В С$. Кроме того, ЦПУ включает фазовый детектор $\Phi Д$, реверсивный счетчик $Р С$, знаковую схему $З С$, схему совпадений $И$, генератор счетных импульсов $Г С И$, цифровые формирователи синусоидального сигнала $\Phi Ф С$, нуль-орган $Н О$, блок съема и записи кода $Б С К$, схему сложения $С С$ и дифференциатор $Д ф$.

В $\Phi Ф В$ частота следования импульсов генератора $Г И$ делится двоичным счетчиком $Д С$ до значения $f_{Г И}/2^N$, где N — число двоичных разрядов выходного сигнала, снимаемого с ЦПУ. Цифровая схема $В С$, управляемая реверсивным счетчиком $Р С$, осуществляет временной сдвиг сигнала с частотой $f_{Г И}/2^N$ в диапазоне $0—T$ с точностью до $\Delta t = T/2^N$, где $T = 2^N/f_{Г И}$. Сигналы (меандры) с выхода двоичного счетчика $Д С$ и схемы временного сдвига $В С$ поступают на $\Phi Ф С$, где преобразуются в синусоидальные напряжения, которые поступают соответственно на $\Phi В$ и $\Phi Д$. Сигнал с выхода $\Phi В$, сдвинутый по фазе на $\varphi = \alpha$, подается на $\Phi Д$, который определяет его знак, и через $З С$

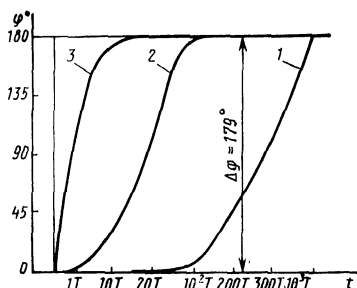
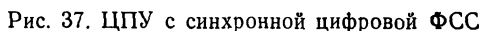


Рис. 36. Диаграммы отработки скачка фазы ФСС



Преимуществом данного ЦПУ является независимость задания дискретных фазовых сдвигов ЦФВ от реактивных элементов электронных цепей, что позволяет снизить погрешности цифровой ФСС до единиц минут и дает возможность использовать эту схему ФСС для калибровки и поверки фазовых датчиков угла. Предельная точность такой ФСС может достигать 14—16 двоичных разрядов (до 10—20").

33

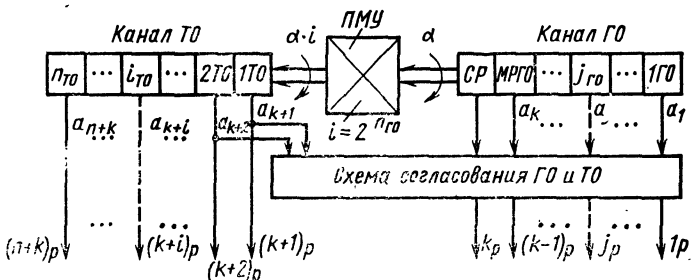


Рис. 38. Согласование ГО и ТО в двоичном коде

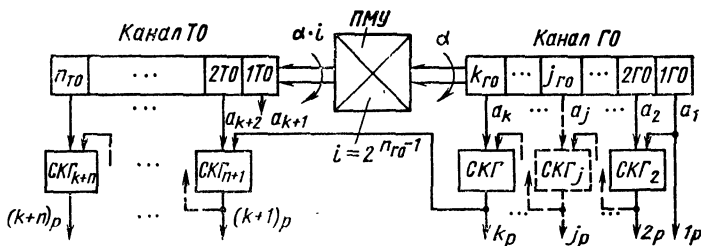


Рис. 39. Согласование ГО и ТО в циклическом виде

В зависимости от назначения в каналах грубого и точного отсчетов многоотсчетных ЦПУ используют различные датчики и структурные схемы построения отсчетной части.

Кроме того, на датчики и структуру преобразователей оказывают влияние также и способы согласования отсчетов ЦПУ.

Применение в преобразователях нескольких отсчетов требует обязательного согласования кодов грубого (ГО) и точного (ТО) отсчетов, так как в противном случае возможна ошибка, соответствующая весу младшего разряда ГО.

Ошибка рассогласования между кодами ГО и ТО должна обычно лежать в пределах разрешающей способности преобразователя, которая соответствует младшему разряду ТО. При этом показания кода ТО считаются истинными, а показания кода ГО могут корректироваться.

Рассмотрим различные методы согласования отсчетов.

Метод согласования с коррекцией показаний ГО. Этот метод пригоден для согласования в обычном двоичном коде (рис. 38) и подходит для любых комбинаций построения каналов ГО и ТО. Ошибка рассогласования при этом не должна превышать $1/4$ кванта младшего разряда ТО. Однако данный метод требует использования дополнительного согласующего разряда в канале ГО. На рис. 38 изображены каналы ГО и ТО с расположенными на них соответственно младшим разрядом ГО (МРГО), согласующим разрядом СР и двумя старшими разрядами канала ТО (1ТО, 2ТО). Пусть преобразователи в каналах ГО и ТО построены по методу считывания и в них предусмотрены меры для исключения неоднозначности

считывания. Согласующий разряд СР имеет тот же вес, что и 1ТО. На схему согласования ГО и ТО подаются значения кодов 1ТО, 2ТО канала ТО и коды всех разрядов канала ГО вместе с кодом СР. Поскольку показания канала ТО считаются истинными, схема согласования производит коррекцию в МРГО до тех пор, пока не начнет изменяться код самого МРГО. После этого показания канала ГО будут считываться без изменений.

Метод согласования в циклическом коде. Если оба отсчета (ГО и ТО) выполнены с применением циклического кода (рис. 39), то информация с ТО в циклическом коде не является естественным продолжением ГО в циклическом коде. Согласование кодов происходит после преобразования в двоичный код циклического кода ГО. В такой форме код ТО является естественным продолжением кода ГО. При этом коэффициент преобразования ПМУ $i = 2^{n_{ГО}-1}$, т. е. в кодовой маске ТО убирается старший разряд (1ТО). Поэтому в канале ТО сьем циклического кода осуществляется, начиная со 2-го старшего разряда (2ТО), а на его схему преобразования СКГ_{h+1} поступают младший разряд ГО в двоичном коде (Кр).

Метод согласования в V-коде. При кодировании каналов ГО и ТО в V-коде согласование каналов значительно упрощается. В этом случае младший разряд маски V-кода ГО выполняются в виде двух подразрядов А и В, управление которыми осуществляет старший разряд (двоичный) ТО. Если значение старшего разряда ТО равно нулю, то считывание в младшем разряде ГО V-кода происходит с подразряда А, а если — единице, то считывание V-кода происходит с подразряда В. В остальных разрядах ГО считывание происходит по обычным правилам опроса V-кода. Следует отметить, что отличительной особенностью согласования отсчетов в V-коде является большая допустимая ошибка рассогласования [см. выражение (1)], значение которой составляет 1/4 кванта ($\Delta\alpha$) младшего разряда ГО.

В качестве первичных измерительных преобразователей в многоотсчетных ЦПУ применяются кодовые датчики, соединенные между собой механическими ПМУ, в качестве которых используют редукторы. Считывание информации с кодовых датчиков обычно осуществляется по методу V-кода, так как он позволяет увеличить до-

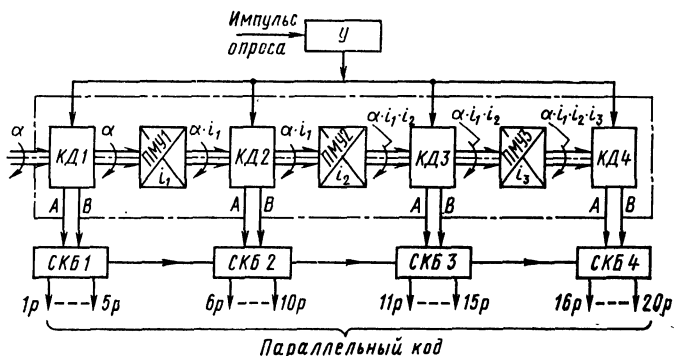


Рис. 40. Структурная схема четырехотсчетного ЦПУ на кодовых датчиках

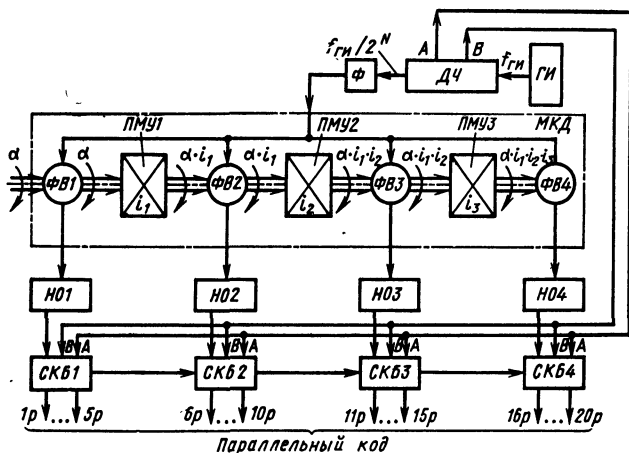


Рис. 41. Структурная схема четырехотсчетного ЦПУ на фазовращателях

пуски на погрешности редуктора (ПМУ) до $1/4$ кванта ($\Delta\alpha$) младшего разряда канала ГО.

На рис. 40 в качестве примера изображена структурная схема 20-разрядного четырехотсчетного ЦПУ, который состоит из многооборотного кодового датчика МКД, усилителя $У$ и схем преобразования V-кода СКБ1—СКБ4. МКД включает в свой состав четыре 5-разрядных кодовых датчика угла с параллельным считыванием, оцифрованных в V-коде, которые соединены между собой тремя механическими редукторами ПМУ1—ПМУ3 с коэффициентом редукции $i_1 = i_2 = i_3 = 2^{-5}$.

При подаче импульса опроса через усилитель $У$ на КД1—КД4 информация с их выходов по подразрядам A и B в виде параллельного V-кода поступает на схемы СКБ, которые формируют на своих выходах параллельный 20-разрядный двоичный код. В случае необходимости получения последовательного кода к выходам СКБ подключают сдвиговый регистр, который преобразует параллельный код в последовательный.

К недостаткам описанного ЦПУ относится слабая устойчивость его кодовых датчиков к механическим воздействиям (низкие вибропрочность и ударостойкость), поэтому рекомендуется их заменять на фазовращатели, построенные на бесконтактных вращающихся трансформаторах или сельсинах. ЦПУ такого типа (рис. 41) состоит из многоотсчетного кодового датчика МКД, генератора импульсов ГИ, делителя частоты ДЧ, фильтра Φ , четырех нуль-органов НО1—НО4 и схем преобразования V-кода в двоичный СКБ1—СКБ4.

Многоотсчетный кодовый датчик представляет собой четыре фазовращателя ФВ1—ФВ4, соединенные между собой тремя механическими редукторами (ПМУ1—ПМУ3).

Работа устройства протекает следующим образом. Делитель частоты ДЧ формирует из сигналов генераторов ГИ прямоугольные импульсы, следующие с частотой $f_{\text{ГИ}}/2^5$. Пройдя через фильтр, вы-

ставленной задачи является применение датчика, объединяющего конструкционно фазовращатель и редуктосин (индуктосин), выполняющий роль электрического ПМУ параметрического типа. Рассмотрим структурную схему такого двухотсчетного ЦПУ (рис. 42) с фазовращателями в каналах грубого ($\Phi B_{ГО}$) и точного ($\Phi B_{ТО}$) отсчетов. В отсчетную часть ЦПУ входят цифровой фазовращатель ЦФВ, реверсивный счетчик РС, цифровые формирователи синусоидального сигнала ЦФС, фазовый детектор ФД, схема сложения СС, знаковая схема ЗС, дифференциатор Дф, схема совпадения И, генератор счетных импульсов ГСИ, нуль-органы НО_{ГО} и НО_{ТО}, блоки съема кода БСК_{ГО} и БСК_{ТО} и схема преобразования V-кода СКБ.

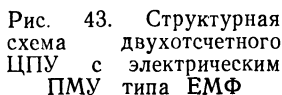
Цифровой фазовращатель (ЦФВ) формирует прямоугольные импульсы (меандр), которые ЦФС превращает в синусоидальные сигналы. Сигнал с двоичного счетчика ЦФС поступает на фазовращатели $\Phi B_{ГО}$ и $\Phi B_{ТО}$, которые сдвигают его по фазе соответственно на $\varphi_{ГО} = \alpha$ и $\varphi_{ТО} = \alpha i$. Фазовый сдвиг с выхода $\Phi B_{ТО}$ преобразуется в код так же, как и в ЦПУ с синхронной цифровой ФСС (см. рис. 37). Код канала ГО формируется съемом V-кода с временной двоичной кодовой маски, образуемой двоичным счетчиком ДС. Эту функцию выполняет БСК_{ГО}, который формирует параллельный V-код по подразрядам А и В. Схема СКБ преобразует V-код в двоичный. Согласование каналов ТО и ГО обеспечивается подачей старшего двоичного ($N+1$) разряда канала ТО в схему преобразования V-кода младшего (N) разряда канала ГО. В предложенной схеме уровень погрешностей электронных устройств (цифровой ФСС) в несколько раз меньше погрешностей датчиков каналов ГО и ТО. Применение этой же схемы для ЦПУ с электрическим преобразователем масштаба угла (ПМУ) позволяет упростить конструкцию последнего и повысить его точность.

Рассмотрим теперь схему ЦПУ с ПМУ типа ЕМФ (рис. 43).

В канал ГО входят пороговые устройства ПУ_А и ПУ_В, усилитель У и схема преобразования V-кода в двоичный код СКБ. Канал ТО представляет собой синхронную цифровую ФСС, схема и работа которой описаны в предыдущем устройстве. Особенностью рассматриваемого ЦПУ является введение блока синхронного питания двигателя БПД, который состоит из делителя частоты ДЧМ и усилителя мощности УМ.

Для того чтобы исключить погрешности ЕМФ, вызванные нестабильностью частоты вращения Ω двигателя М, он питается через УМ напряжением (с частотой $f_{ГИ}/2^{N+M}$, где N, M — число разрядов соответственно в ГО и ТО), формируемым ДЧМ, который питается от выходного напряжения ЦФВ с частотой $f_{ГИ}/2^M$. В этом случае отпадает надобность в опорном напряжении, которое формировалось неподвижной (закрепленной) частью статора, и фазовый сдвиг $\varphi = \alpha i$ напряжения с выхода подвижного статора ЕМФ измеряется относительно опорного напряжения (с частотой $f_{ГИ}/2^M$), формируемого делителем частоты ЦФВ.

Работа ЦПУ происходит следующим образом. Угловое перемещение α преобразуется в цифровой параллельный код в канале ГО кодовым датчиком КД, оцифрованным в V-коде, и отсчетной частью, обеспечивающей преобразование V-кода в двоичный. В канале точного отсчета цифровая ФСС, обеспечивая синхронизацию работы



3. ПОГРЕШНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И МЕТОДЫ ИХ КОРРЕКЦИИ

Статическая и динамическая погрешности состоят соответственно из основной $\Delta^{\text{осн}}$ и дополнительной $\Delta^{\text{доп}}$ погрешностей:

$$\Delta_{\text{дин}} = \Delta_{\text{дин}}^{\text{осн}} + \Delta_{\text{дин}}^{\text{доп.}}$$

Основная погрешность $\Delta^{\text{осн}}$ определяет точность преобразователя при нормальных условиях его работы (нормальные условия окружающей среды, номинальные значения напряжения источников питания и т. д.), а дополнительная погрешность $\Delta^{\text{доп}}$ — при отклонении нормальных условий от установленных значений.

Следует отметить, что основная погрешность измерения представляет собой случайный нестационарный процесс, зависящий от времени, который можно представить в следующем виде:

$$\Delta^{\text{осн}}(t) = \Delta_c(t) + \Delta^{\circ}(t) + \Delta^{\circ}, \quad (11)$$

где $\Delta_c(t)$ — систематическая составляющая, зависящая от времени; $\Delta^{\circ}(t)$ — стационарный центрированный процесс, описывающий поведение случайных погрешностей во времени при помощи корреляционной функции (или спектральной плотности); Δ° — случайная центрированная погрешность, которая характеризуется законом распределения и дисперсией (средним квадратическим отклонением).

В преобразователе основная статистическая погрешность $\Delta_{\text{ст}}^{\text{осн}}$ состоит из методической погрешности квантования $\Delta_{\text{кв}}$ измеряемого угла α и инструментальной погрешности $\Delta_{\text{и}}$:

$$\Delta_{\text{ст}}^{\text{осн}} = \Delta_{\text{кв}} + \Delta_{\text{и}}.$$

Известно, что погрешность квантования $\Delta_{\text{кв}}$ носит случайный характер и описывается равномерным законом распределения плотности вероятностей со средней квадратической погрешностью $\sigma_{\text{кв}} = 0,5\Delta\alpha/\sqrt{3}$, где $\Delta\alpha$ — шаг квантования, а инструментальная погрешность $\Delta_{\text{и}}$, являющаяся суммой отдельных случайных и независимых величин, в ряде случаев имеет нормальное распределение. Тогда статистическая погрешность $\Delta_{\text{ст}}^{\text{осн}}$ преобразователя является композицией равномерного и нормального законов распределения, результаты машинного расчета которой приведены в работе [18]. Из приведенных в работе графиков можно с заданной вероятностью определить для каждого разряда преобразователя значения допустимой статистической погрешности в зависимости от отношения $\sigma_{\text{и}}/\sigma_{\text{квн}}$, где $\sigma_{\text{и}}$ — среднее квадратическое отклонение случайной инструментальной погрешности; $\sigma_{\text{квн}}$ — среднее квадратическое отклонение случайной методической погрешности квантования n -го разряда преобразователя.

Там же показывается, что при оценке $\Delta_{\text{ст}}^{\text{осн}}$ преобразователя при помощи аппарата теории информации его энтропийная статистическая погрешность не превысит кванта $\Delta\alpha$ младшего разряда при выполнении условия $\sigma_{\text{и}}/\sigma_{\text{квн}} \leq 1,35$. Если при этом увеличить допустимую погрешность $\Delta_{\text{ст}}^{\text{осн}}$ на 5%, то, используя критерий ничтожной погрешности [18], шаг квантования можно уменьшить до уровня $\Delta\alpha = 1,2\sigma_{\text{и}}$ (при выполнении условия $\sigma_{\text{квн}}/\sigma_{\text{и}} = 0,35$).

Основную динамическую погрешность $\Delta_{\text{дин}}^{\text{осн}}$ преобразователя можно разделить на две составляющие [8]:

погрешность инерционности преобразователя;

погрешность, возникающая вследствие быстрого изменения углового перемещения $\alpha(t)$ за интервал квантования по времени Δt .

Обозначим через $t_{\text{опр}}$ время преобразования непрерывной угловой величины в дискретную и свяжем его с Δt . Очевидно, что при $t_{\text{опр}} < \Delta t$ динамическая погрешность не превысит допустимого зна-

чения. Максимально допустимое абсолютное значение скорости изменения угла при этом

$$|\alpha'(t)| \leq \Delta\alpha / (2t_{\text{опр}}) = 0,5\Delta\alpha f_{\text{опр}}. \quad (12)$$

Рассмотрим погрешности, характерные для циклических преобразователей и преобразователей, построенные по методу считывания, а также методы их коррекции.

В преобразователях считывания основная статическая погрешность складывается из методических и инструментальных погрешностей кодового датчика и погрешностей электронных устройств отсчетной части.

При выборе уровня квантования, равного половине шага квантования $\Delta\alpha$, методическая погрешность кодового датчика (КД) не превышает 0,5 $\Delta\alpha$.

Инструментальная погрешность КД определяется неточностью изготовления кодовой шкалы, осевыми и радиальными биениями кодового барабана (диска), ограниченными размерами чувствительных элементов, неточностью их установки и т. д. При этом для исключения погрешности считывания информации с КД его инструментальная погрешность не должна превышать четверти шага квантования $\Delta\alpha$ кодовой шкалы, оцифрованной в циклическом коде. При использовании V-способа считывания информации с кодовой шкалы значение допустимой инструментальной погрешности

$$\Delta_n \leq \Delta\alpha / 2^{n-4} \quad (n \geq 2), \quad (13)$$

где n — номер двоичного разряда.

Из выражения (13) видно, что допустимая погрешность Δ_n в старших разрядах кодовой шкалы значительно возрастает, что определяет широкое применение датчиков V-кода, несмотря на их более сложную конструкцию.

Инструментальная погрешность отсчетной части преобразователей считывания в основном определяется нестабильностью порога срабатывания пороговых устройств, которая зависит как от колебаний напряжения источника питания, так и от нестабильности активных и пассивных элементов ПУ. Статистическими погрешностями цифровых устройств отсчетной части практически можно пренебречь, так как информация поступает на их входы в импульсной или потенциальной форме в виде нулей ($U(0) \leq 0,6$ В) или единиц ($U(1) \geq 2,5 \div 4$ В).

Динамические погрешности преобразователей считывания определяются частотой $f_{\text{опр}}$ чувствительных элементов кодового датчика и временем преобразования цифровыми устройствами в отсчетной части специальных кодов (V-кода и кода Грея) в двоичный. Частота работы цифровых устройств, построенных на современных логических ИМС, составляет 5—10 МГц, а частота опроса кодовых датчиков достигает 0,5—2 МГц. Поэтому частота опроса $f_{\text{опр}}$ преобразователей считывания достигает сотен килогерц при считывании с кодовых датчиков информации в параллельной форме и ограничивается десятками килогерц при последовательном съеме и обработке информации.

В циклических преобразователях кодирование угла осуществляется в отсчетной части, которая преобразует поступающий с фазовращателя фазовый сдвиг ϕ во временной интервал ΔT с последующим кодированием его в двоичный код.

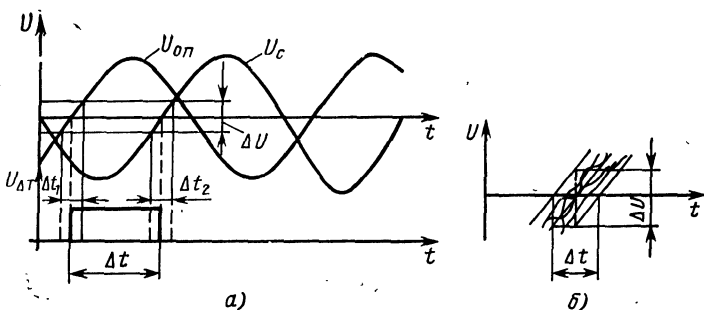


Рис. 44. Погрешности измерения фазы:

а — при преобразовании фазового сдвига во временной интервал ΔT ; б — при определении временного интервала

Проведем оценку преимуществ применения фазовых методов измерения с точки зрения получения максимальной точности и минимальной потребляемой мощности. При измерении фазового сдвига ϕ последний (рис. 44, а) чаще всего преобразуется во временной интервал ΔT , пропорциональный ϕ . Известно, что погрешности измерения временного интервала ΔT или фазового сдвига ϕ между опорным $U_{оп}$ и исследуемым U_c сигналами определяются содержанием высших гармоник в измеряемых сигналах или коэффициентом нелинейных искажений $K_{н.и}$ и случайными термодинамическими флуктуациями амплитуды сигнала, шумовая энергия которых $W_{ш} = \pi k \theta \approx 3,5 \cdot 10^{-20}$ Дж (при $\theta \approx 300$ К), где $k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; θ — абсолютная температура К. Первая составляющая погрешности выражается в появлении в фазовращателе дополнительного фазового сдвига $\Delta \phi_{н.и}$ сигнала. Например, при $K_{н.и} \approx 0,3\%$ $\Delta \phi_{н.и} \approx 1^\circ$.

Влияние теплового шума будет проявляться в разбросе моментов пересечения синусоидальным сигналом оси времени (рис. 44, б), причем ширина полосы неопределенности Δt определяется шириной полосы ΔU неопределенности амплитуды сигнала и крутизной его пересечения оси времени, поэтому

$$\Delta U = |dU/dt| \Delta t.$$

Неопределенность начала и конца временного интервала ΔT

$$\Delta t_{1,2} = \frac{\Delta U}{|dU/dt|}.$$

Максимальное значение $|dU/dt|_{\max} = \omega U_m$.

Так как максимальное значение временного интервала равно $T = 1/f$, то приведенное значение относительной погрешности измерения временного интервала

$$\frac{\Delta t_{1,2}}{T} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2}} \frac{\Delta U}{U}.$$

Так как суммарная неопределенность измерения начала и конца временного интервала ΔT

$$\Delta t = \sqrt{\Delta t_1^2 + \Delta t_2^2} = \sqrt{2} \Delta t_{1,2},$$

то выражение для относительной погрешности $\gamma_{ш.в}$ измерения временного интервала ΔT примет вид

$$\gamma_{ш.в} = \frac{\Delta t}{T} = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta U}{U}. \quad (14)$$

Предельное значение относительной амплитудной погрешности

$$\gamma_{ш.а} = \Delta U/U = \sqrt{W_{ш}/(Pt)}, \quad (15)$$

где P — мощность, потребляемая прибором от объекта измерения; t — время измерения.

Подставив (15) в выражение (14), получим

$$\gamma_{ш.в} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W_{ш}}{Pt}}.$$

Так как фазу можно измерить 2 раза за период, то, приняв $t=0,5 T$, можно оценивать значение энтропийной погрешности измерения ΔT по следующей формуле:

$$\Delta t = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{W_{ш}}{2P}} T.$$

Так, например, при $T=10^{-3}$ с, $P=10^{-3}$ Вт ($U=1$ В, $I=10^{-3}$ А) $\Delta t \approx 1,3 \cdot 10^{-10}$ с, что в пересчете на нестабильность фазы $\Delta \varphi \approx 0,02''$.

Анализируя полученные результаты погрешностей измерения фазы, следует отметить, что основное внимание при точных измерениях необходимо уделить фильтрации синусоидального сигнала от высших гармоник, так как его нелинейные искажения вносят основной вклад в погрешность измерения фазы.

Основная статическая погрешность циклических преобразователей включает:

инструментальные погрешности фазовращателя (датчика угла) и отсчетной части;

погрешность квантования, которая появляется в отсчетной части при преобразовании временного интервала в двоичный код.

В отличие от преобразователей считывания в циклических преобразователях кодирование углового перемещения α осуществляется заполнением временного интервала ΔT , пропорционального α , счетными импульсами, которые подсчитываются и преобразуются в двоичный код электронным счетчиком.

Для снижения методической погрешности преобразователя до 0,5 $\Delta\alpha$ уровень квантования временного интервала ΔT , пропорционального α , должен быть равен половине временного шага квантования $\Delta t_{кв} = T/2^N$, где N — число двоичных разрядов кода, считываемого с преобразователя; $T=1/f_{пит}$; $f_{пит}$ — частота питания фазовращателя. Следует отметить, что в ряде схем преобразователей, особенно в устройствах с синхронизацией частоты питания фазовращателя с частотой генератора счетных импульсов (ГСИ), нередко опускаются вопросы выбора уровня квантования. При отсутствии синхронизации между частотами фазовращателя и генератора среднее квадратическое отклонение методической погрешности квантования

$$\sigma_{\Delta t_{кв}} = \Delta t_{кв} / \sqrt{6}.$$

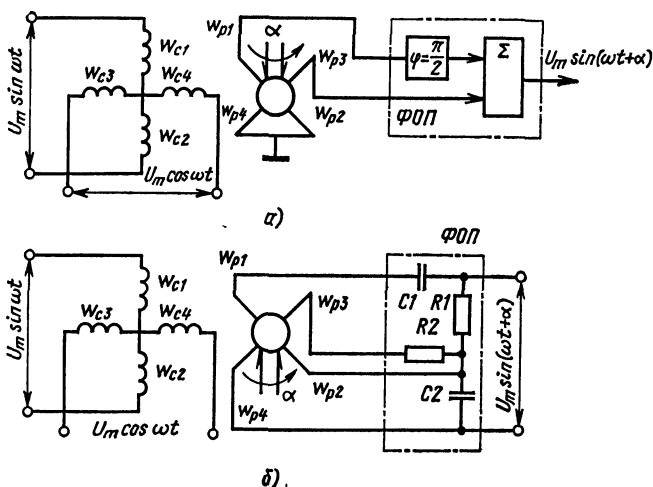


Рис. 45. Схема коррекции погрешностей фазовращателя с помощью ФОП:

а — структурная схема; б — принципиальная схема на RC -цепочках

Введение синхронизации начала запуска ГСИ с началом измерения временного интервала ΔT увеличивает

$$\sigma_{\Delta t_{\text{КВ}}} \text{ в } \sqrt{2} \text{ раз:}$$

$$\sigma_{\Delta t_{\text{КВ}}} = \Delta t_{\text{КВ}} / \sqrt{3}.$$

Поэтому при синхронизации частот ФВ и ГСИ необходимо обеспечить сдвиг начала их синхронизации на величину $\Delta t_{\text{КВ}}/2$, что соответствует уровню квантования, равного $\Delta t_{\text{КВ}}/2$. В этом случае $\sigma_{\Delta t_{\text{ВК}}}$ в $\sqrt{2}$ раз меньше, чем в преобразователях без синхронизации частот ФВ и ГСИ:

$$\sigma_{\Delta t_{\text{КВ}}} = \Delta t_{\text{КВ}} / 2\sqrt{3}.$$

Инструментальная погрешность ФВ, построенных на вращающихся трансформаторах (ВТ), определяется собственными погрешностями ВТ, погрешностями квадратурного питания (двухфазный режим работы ВТ) или нестабильностью RC -цепочек (однофазный режим работы ВТ).

Существуют различные методы коррекции погрешностей фазовращателей. Так, например, в схеме ФВ с двухфазным питанием его погрешности компенсируют с помощью фильтра обратной последовательности (ФОП) (рис. 45) или переключением квадратурных обмоток (рис. 46). В ФВ с однофазным питанием коррекция погрешностей осуществляется с помощью мостовых RC -схем.

Схема ФОП (рис. 45, а) состоит из блока, сдвигающего по фазе напряжение с роторной обмотки $w_{p1} - w_{p2}$ на 90° , и сумматора Σ , осуществляющего сложение напряжений с выхода фазосдвигающего

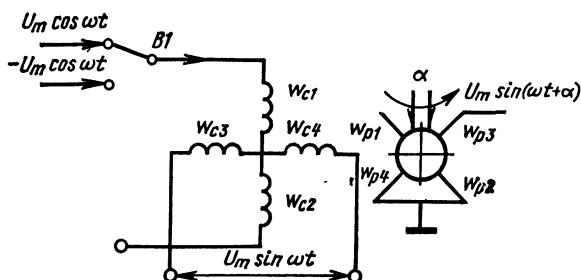


Рис. 46. Коррекция погрешностей фазовращателя методом переключения полярности квадратурного напряжения

устройства и роторной обмотки $w_{p3}-w_{p4}$. Действие ФОП заключается в том, что он поворачивает на 90° и складывает в противофазе квадратурные составляющие (отвечающие за погрешности ФВ) векторов напряжений, действующих в роторных обмотках $w_{p1}-w_{p2}$ и $w_{p3}-w_{p4}$. Таким образом, ФОП компенсирует или значительно снижает погрешности фазовращателя, которые определяются следующими факторами:

- неравенством амплитуд и отклонением от ортогональности входных напряжений;

- неидеальностью магнитной системы ВТ;

- несинусоидальностью коэффициента взаимной индукции;

- изменением частоты питающего напряжения.

Принципиальная схема ФОП на RC -цепочках представлена на рис. 45, б. Цепочки $R1C1$ и $R2C2$ настраиваются так, чтобы падения напряжений на сопротивлениях равнялись падениям напряжений на емкостях, а сумма их фазовых сдвигов равнялась 90° .

Применение метода переключения фаз напряжений [А. с. 317090 (СССР)], питающих квадратурные обмотки ФВ (рис. 46), позволяет исключить или значительно снизить погрешности ФВ, обусловленные следующими причинами:

- нестабильностью параметров ВТ;

- температурной нестабильностью фазы выходного напряжения;

- влиянием сопротивления нагрузки;

- неортогональностью и неравенством амплитуд питающих напряжений;

- погрешностями нуль-органов отсчетной части.

Кроме того, переключение фаз входных напряжений ФВ позволяет в $\sqrt{2}$ раз снизить среднее квадратическое отклонение погрешности квантования, равную

$$\sigma_{\Delta t_{\text{кв}}} = \Delta t_{\text{кв}} / 2\sqrt{6},$$

по сравнению с преобразователем, имеющим временную задержку между синхронизированными частотами ФВ и ГСИ, равную $0,5 \Delta t_{\text{кв}}$.

Следует отметить, что совмещение метода переключения фаз на входе ФВ с включением ФОП на его выходе позволит еще более снизить погрешности преобразователя в целом.

Быстродействие циклических преобразователей определяется при заданной точности измерения $\Delta\alpha$ максимальным значением частоты

опроса $f_{\text{опр}}$, которая не превышает частоты питания $f_{\text{пит}}$ фазовращателя. Так как область рабочих частот ФВ, построенных на вращающихся трансформаторах, редко превышает 400—10 000 Гц, то скорость изменения угла ω_α , например, при $\Delta\alpha=0,1^\circ$, $f_{\text{пит}}=10$ кГц не превышает $0,5 \Delta\alpha f_{\text{пит}}=500^\circ/\text{с}$, что явно недостаточно как для многоотсчетных, так и многоканальных преобразователей. Кроме того, в приведенных расчетах не учитываются фазовые динамические погрешности, которые имеют место как в электромеханических фазовращателях, так и в отсчетной части (усилителях, селективных устройствах, электронных фазовращателях, фазовых детекторах и т. д.). Учет этих погрешностей в ряде случаев может заставить снизить частоту опроса до значения на порядок ниже частоты питания ФВ ($f_{\text{опр}} \leq 0,1 f_{\text{пит}}$). Поэтому одним из важных вопросов при построении быстродействующих преобразователей является минимизация его фазовых динамических погрешностей.

Построение многоотсчетных преобразователей с диапазоном изменения угла $D=\alpha_b/\alpha_n \approx 10^5 \div 10^6$, где α_b и α_n — соответственно верхнее и нижнее значения измеряемых углов, выдвигает специфические требования к статическим и динамическим погрешностям каналов грубого (ГО) и точного (ТО) отсчетов.

Основная приведенная ко входу статическая погрешность n -отсчетного преобразователя

$$\begin{aligned} \Delta_{\text{ст}}^n = & \Delta_{\text{ст}}^{\text{ГО}} + \Delta_{\text{ст}}^{\text{ПМУ1}} + \Delta_{\text{ст}}^{\text{ТО1}}/i_{\text{ПМУ1}} + \Delta_{\text{ст}}^{\text{ПМУ2}} + \\ & + \Delta_{\text{ст}}^{\text{ТО2}}/i_{\text{ПМУ1}} i_{\text{ПМУ2}} + \dots + \Delta_{\text{ст}}^{\text{ПМУ}k} + \Delta_{\text{ст}}^{\text{ТО}k}/i_{\text{ПМУ1}} i_{\text{ПМУ2}} \dots \\ & \dots i_{\text{ПМУ}m} = \Delta_{\text{ст}}^{\text{ГО}} + \sum_{k=n-1}^m \Delta_{\text{ст}}^{\text{ТО}k} \left(1 / \prod_{k=n-1}^m i_{\text{ПМУ}k} \right) + \\ & + \sum_{k=n-1}^m \Delta_{\text{ст}}^{\text{ПМУ}k}, \end{aligned}$$

где $\Delta_{\text{ст}}^{\text{ГО}}$ — статическая погрешность канала ГО; $\Delta_{\text{ст}}^{\text{ТО}k}$ — статическая погрешность $(n-1)$ -канала ТО преобразователя; $\Delta_{\text{ст}}^{\text{ПМУ}k}$ — статическая погрешность $(n-1)$ -преобразователя масштаба угла (ПМУ); $i_{\text{ПМУ}k}$ — коэффициент преобразования масштаба $(n-1)$ ПМУ; n — число отсчетов преобразователя.

Основная динамическая погрешность преобразователя должна удовлетворять следующему условию:

$$\Delta_{\text{дин}}^n \leq 0,5 \Delta\alpha = |\omega_\alpha| / f_{\text{опр}}.$$

Тип применяемых датчиков и структура построения канальных преобразователей зависят от назначения и требуемой точности всего ЦПУ. Так, например, в многооборотных и n -отсчетных ЦПУ с ПМУ в виде механических редукторов наиболее выгодно использовать преобразователи считывания с кодовыми датчиками V-кода или фазовращателями с временной кодовой маской, которые позволяют:

увеличить допуски на погрешности ПМУ до одной четверти кванта младшего разряда канала ГО (или предыдущего канала ТО, яв-

ляющегося грубым по отношению к рассматриваемому каналу ТО); получить автоматическое согласование между выходными кодами каналов ЦПУ.

Следует отметить, что минимальная динамическая погрешность в этих ЦПУ достигается при использовании кодовых датчиков с параллельным считыванием.

Измерение угла в диапазоне $0-360^\circ$ с точностью до $5-10''$ при скорости вращения исследуемого вала ω_α порядка десятков градусов в секунду осуществляется, как правило, с помощью двух отсчетных ЦПУ с электрическим ПМУ. Предельное значение ω_α в ЦПУ ограничивается динамическими погрешностями электрического ПМУ и его отсчетной части. Динамическими погрешностями канала ГО можно пренебречь, так как при использовании в нем преобразователя считывания с кодовым датчиком их значение на несколько порядков меньше динамических погрешностей канала ТО.

Динамические погрешности канала ТО определяются следующими параметрами:

· точностью измерения (шагом квантования $\Delta\varphi = 360^\circ/2^M$, где M — число разрядов канала ТО);

· рабочей частотой ПМУ и его коэффициентом преобразования масштаба $i_{\text{ПМУ}}$;

· структурой построения отсчетной части; наличием в отсчетной части селективных устройств.

При построении 17—19-разрядных ЦПУ возникает вопрос о распределении числа разрядов по каналам ГО и ТО. Число разрядов $n_{\text{ГО}}$ в канале ГО обычно выбирают равным двоичному логарифму коэффициента преобразования масштаба ПМУ: $n_{\text{ГО}} = \lg i_{\text{ПМУ}}$. Так как обычно $i_{\text{ПМУ}} = 2^7 \div 2^9$, то на канал ГО приходится 7—9 двоичных разрядов, а на канал ТО 9—11 двоичных разрядов. Из выражения (12) следует, что при такой высокой точности измерения динамические погрешности канала ТО значительно ухудшаются.

Рабочие частоты электрических ПМУ типа индуктосина или ЕМФ не превышают 1—10 кГц, что ограничивает частоту опроса ЦПУ до единиц килогерц. При вводе в отсчетную часть ПМУ селективных устройств частота опроса ЦПУ может снизиться до нескольких сотен герц.

Для увеличения быстродействия ЦПУ необходимо повышать рабочую частоту ПМУ $f_{\text{ПМУ}}$ или его отсчетной части (канала ТО), что осуществляется обычно умножением $f_{\text{ПМУ}}$ в необходимое число раз с помощью умножителей частоты. При этом приходится соответственно снижать число разрядов, снимаемых с канала ТО, и увеличивать их количество в канале ГО. Коэффициент умножения $f_{\text{ПМУ}}$

$$K_{\text{умн}} = 2^{n_{\text{ГО}} - \lg(i_{\text{ПМУ}})}$$

Так, например, при $i_{\text{ПМУ}} = 2^8$ и $n_{\text{ГО}} = 10$ $K_{\text{умн}} = 4$. Проведем оценку максимального значения скорости вращения ω_α исследуемого вала двухотсчетного ЦПУ с кодовым датчиком в канале ГО и электрическим ПМУ циклического типа в канале ТО, которые имеют следующие параметры: точность измерения ПМУ $\leq 5''$; $i_{\text{ПМУ}} = 2^8$; рабочая частота ПМУ $f_{\text{ПМУ}} = 10$ кГц; число двоичных разрядов,

снимаемых в канале ГО, — 10, а в канале ТО — 8; частота опроса кодового датчика $f_{\text{опр}}^{\text{ГО}} = 100 \text{ кГц}$.

Для синхронизации работы каналов ГО и ТО $f_{\text{ПМУ}}$ увеличивается в $K_{\text{умн}} = 2^{n_{\text{ГО}} - 1d(i_{\text{ПМУ}})} = 4$ раза, поэтому частота опроса канала ТО $f_{\text{опр}}^{\text{ТО}} = 4f_{\text{ПМУ}}$.

Отсюда значение ω_a для канала ТО

$$\omega_a^{\text{ТО}} \leq 0,5 \Delta \alpha_{18} f_{\text{опр}}^{\text{ТО}} \approx 0,5 \cdot 5'' \cdot 40 \cdot 10^3 \text{ 1/с} = 26^\circ/\text{с},$$

а для канала ГО

$$\omega_a^{\text{ГО}} \leq 0,5 \Delta \alpha_{10} f_{\text{опр}}^{\text{ГО}} \approx 0,5 \cdot 0,3^\circ \cdot 10^5 \text{ 1/с} = 15 \cdot 10^3^\circ/\text{с}.$$

На основе проведенных оценок статических и динамических погрешностей ЦПУ рассмотрим допустимые значения статических и динамических фазовых погрешностей электронных устройств отсчетной части циклических преобразователей, используемых в одноотсчетных и двухотсчетных устройствах.

Одноотсчетные фазовые ЦПУ в статическом режиме обеспечивают измерение угла с точностью до 10—12 двоичных разрядов (а в пределе до 14—16 двоичных разрядов), что требует обеспечения фазовой стабильности электронных устройств ЦПУ в диапазоне 1—10'. Допустимые фазовые динамические погрешности при таких точностях ЦПУ ограничивают скорость изменения фазы до значения, не превышающего 100—1000°/с (при рабочих частотах фазовращателей порядка 1—10 кГц).

Измерение угловых перемещений двухотсчетных ЦПУ с точностью до 1—5'' обеспечивается измерением фазы в отсчетной части ПМУ с погрешностью до нескольких минут при $i_{\text{ПМУ}} = 2^8 \div 2^{10}$. Однако возможность измерения фазы только 1—2 раза за период рабочей частоты ПМУ и наличие фазовых переходных процессов в ПМУ и электронных устройствах снижает допустимые скорости вращения вала ω_a ЦПУ до 10—20°/с.

В многоканальных фазовых ЦПУ, где одна отсчетная часть обслуживает несколько десятков датчиков угла, основным требованием, предъявляемым к электронным устройствам, является их минимальная фазовая динамическая погрешность.

Таким образом, для построения высокоточных и быстродействующих фазовых ЦПУ требуется разработка комплекса фазоизмерительных электронных устройств с разрешающей способностью и фазовой стабильностью не менее 1—10', сохраняющих свои характеристики в широком температурном диапазоне. Кроме того, в электронных устройствах ЦПУ должны быть приняты все меры для минимизации фазовых динамических погрешностей.

Одним из перспективных направлений при измерении, статистической обработке и коррекции погрешностей ЦПУ является применение для этой цели микропроцессоров (МП) [11].

Микропроцессоры в ЦПУ могут выполнять следующие задачи: формирование синусоидальных и импульсных сигналов для питания фазовых и кодовых датчиков угла, а также преобразование их аналоговых электрических выходных сигналов в цифровую форму;

периодическое измерение частных систематических и динамических погрешностей датчиков и их коррекция;

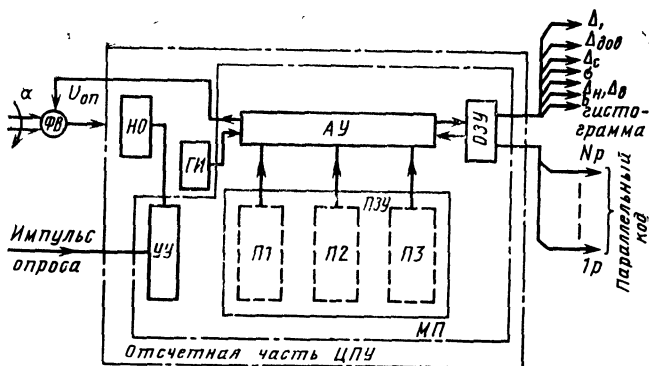


Рис. 47. Структурная схема циклического ЦПУ с микропроцессором

статистическую обработку погрешностей ЦПУ и вычисление систематической погрешности измерения, среднего квадратического отклонения и доверительных значений погрешностей при заданной доверительной вероятности;

измерение углов по заданной программе в заданных секторах, накопление и хранение обработанной информации с передачей ее в ЭВМ для последующей обработки;

осуществление многоканального режима работы с несколькими датчиками угла;

осуществление многоотсчетного режима работы в многоотсчетных ЦПУ.

Рассмотрим структурную схему циклического ЦПУ, в отсчетной части которого используется микропроцессор (МП) (рис. 47). ЦПУ состоит из фазовращателя ФВ, являющегося датчиком угла α , и отсчетной части, в которую входят микропроцессор МП, генератор импульсов ГИ и нуль-орган НО. Микропроцессор МП состоит из арифметического устройства АУ; устройства управления УУ; оперативного запоминающего устройства ОЗУ; постоянного запоминающего устройства ПЗУ, в который входят программы П1—П3.

Программа П1 предназначена для съема и преобразования информации, поступающей с датчика угла, в цифровую форму.

Программа П2 обеспечивает статистическую обработку погрешностей и вычисление систематической погрешности, среднего квадратического отклонения случайных погрешностей и доверительного значения погрешностей при заданной доверительной вероятности.

Программа П3 вычисляет, аппроксимирует и корректирует систематические и динамические погрешности ЦПУ.

Работа устройства протекает следующим образом. Фазовращатель ФВ совместно с нуль-органом НО формирует временный импульс, длительность которого ΔT пропорциональна измеряемому углу α . По команде импульса опроса устройство управления УУ осуществляет преобразование временного интервала ΔT в цифровую форму путем заполнения ΔT счетными импульсами генератора ГИ. Кроме того, арифметическое устройство АУ, деля частоту импульсов этого генератора на 2^n , где n — число двоичных разрядов, снимае-

мых с ЦПУ, формирует синусоидальный сигнал для питания ФВ.

Перед началом измерения микропроцессор при помощи программ П2 и П3 многократно снимает статическую и динамическую характеристики датчика, вычисляет его градуировочную характеристику, энтропийную Δ_a и систематическую Δ_c погрешности, среднее квадратическое отклонение σ , максимальное Δ_b и минимальное Δ_n значения погрешности измерения, вариацию v , доверительное значение погрешности $\Delta_{дов}$ при заданной доверительной вероятности $P_{дов}$, а также гистограмму распределения случайных погрешностей.

При измерении углов α цифровой код корректируется при помощи программы П3. Скорректированное значение кода записывается в ОЗУ с последующей его передачей в ЭВМ. В программу П3 может быть записан алгоритм съема информации в определенных секторах углов, ее сжатие и т. д.

ГЛАВА 2

ФАЗОВЫЕ СООТНОШЕНИЯ В ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВАХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Применение фазовых методов в ЦПУ позволяет значительно повысить их точность, помехоустойчивость и надежность работы. В современных фазовых ЦПУ широко используется транзисторная техника, которая требует учета ее влияния на точность и стабильность проводимых измерений. Следует отметить, что погрешности фазовых ЦПУ во многом зависят от фазовой стабильности как первичных датчиков угла (вращающиеся трансформаторы, работающие в режиме фазовращателя), так и транзисторных устройств отсчетной части.

1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ, ОСОБЕННОСТИ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗЫ

Фаза φ гармонического колебания вида $U(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi_0)$, где U_m , ω , φ_0 — постоянные, определяется как аргумент синусоидальной функции $\varphi = \omega t + \varphi_0$. При этом U_m — амплитуда гармонического колебания; $\omega = 2\pi/T$ — период синусоидального колебания; φ_0 — начальный фазовый сдвиг; t — текущее время. Иногда при изучении гармонических колебаний вместо текущего реального времени t используется безразмерная величина $\omega t = (2\pi/T)t$.

Разность фаз $\Delta\varphi$ между двумя гармоническими сигналами с частотами ω_1 и ω_2 и начальными фазами φ_{01} и φ_{02} имеет вид [5, 13]

$$\Delta\varphi = (\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_{02} - \varphi_{01}. \quad (16)$$

При $\omega_2 = \omega_1$ выражение (16) принимает вид $\Delta\varphi = \varphi_{02} - \varphi_{01}$ (рис. 48, а).

Понятие фазы и разности фаз имеет смысл и для более широкого класса периодических функций, которые по форме могут существенно отличаться от синусоиды. В этом случае фаза периодической функции $f(t)$, для которой $f(t) = f(t + nT)$ (где T — период, n — любое целое число), определяется как величина, характеризующая состояние этой функции в каждый момент времени и измеряемая в долях периода или угловых единицах.

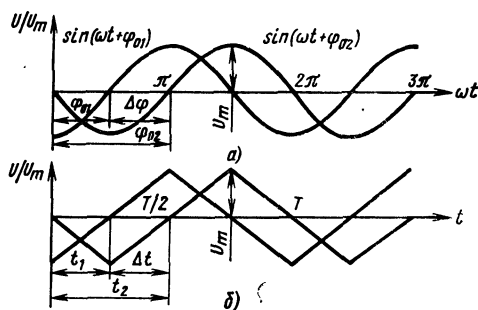


Рис. 48. Разность фаз $\Delta\varphi$ и временной сдвиг Δt :

а — между синусоидальными сигналами; б — между периодическими колебаниями

Поскольку определение фазы возникло как результат изучения гармонических функций, а периодические сигналы могут быть весьма отличными от синусоиды, то применительно к ним иногда говорят об измерении временных сдвигов ($\Delta t = t_2 - t_1$), а не об измерении разности фаз (рис. 48, б).

Импульсный режим измерения фазы требует определения понятия мгновенного изменения фазы гармонического сигнала или по аналогии со скачками напряжения — скачка фазы. Скачок фазы $\Delta\varphi$ гармонического сигнала можно представить в следующей форме [8, 12, 13]:

$$f(t) = \begin{cases} \sin(\omega t + \varphi_0), & 0 \leq t < t_0, \\ \sin(\omega t + \varphi_0 + \Delta\varphi), & t_0 \leq t, \end{cases} \quad (17)$$

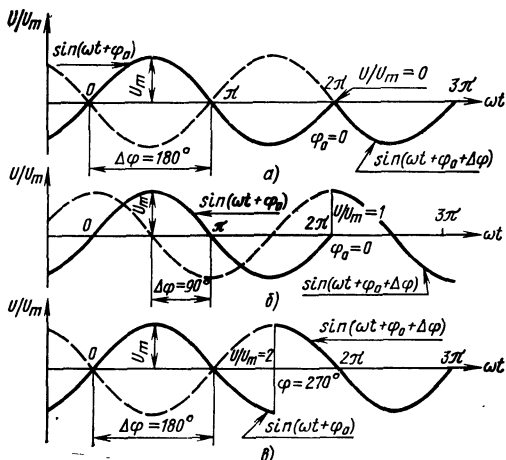


Рис. 49. Зависимость формы входного сигнала от момента подачи φ_0 и скачка фазы $\Delta\varphi$:

а — при $\varphi_0 = 0$ и $\Delta\varphi = 180^\circ$; б — при $\varphi_0 = 0$ и $\Delta\varphi = 90^\circ$; в — при $\varphi_0 = 270^\circ$ и $\Delta\varphi = 180^\circ$

где t_0 — момент времени подачи скачка фазы. При записи выражения (17) предполагалось, что гармонический сигнал нормирован по амплитуде и переходные процессы, связанные с установлением сигнала, закончились.

Под скачком фазы $\Delta\varphi$, таким образом, следует понимать мгновенную смену формы входного сигнала вида $\sin(\omega t + \varphi_0)$ на сигнал $\sin(\omega t + \varphi_0 + \Delta\varphi)$ в момент времени $t = t_0$. Зависимость формы входного сигнала при скачке фазы от конкретных значений $\Delta\varphi$ и φ_0 показана на рис. 49, а—в. На приведенных временных диаграммах (рис. 49, а, б) хорошо видно, что при фиксированном значении момента подачи скачка фазы (например, $\varphi_0 = 0$) перепад напряжения при смене формы сигнала может меняться от нуля до максимального значения, определяемого значением скачка фазы (при $\varphi_0 = 0$ для $\Delta\varphi = 180^\circ$ перепад напряжения равен нулю, а для $\Delta\varphi = -90^\circ$ — амплитуде сигнала). В то же время при одном и том же скачке фазы (например, $\Delta\varphi = 180^\circ$) перепад напряжения при смене формы сигнала (см. рис. 49, а, в) меняется в зависимости от значения φ_0 от нуля ($\varphi_0 = 0$) до максимального значения ($\varphi_0 = 270^\circ$).

2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В настоящее время транзисторные усилители нашли самое широкое распространение в различных электронных и автоматических устройствах [1, 15]. Однако в них труднее, чем в ламповых усилителях, обеспечить высокую стабильность амплитудных и фазочастотных характеристик, так как они более критичны к замене активных элементов, более сложным становится расчет стабилизирующего действия обратных связей и т. д.

В данном параграфе рассматриваются вопросы проектирования и расчета фазостабильных резистивных и селективных усилителей, а также исследуется влияние обратной связи на их фазовые характеристики [13].

Анализ фазовых характеристик RC-усилителей

Анализ фазовых характеристик в резистивных усилителях можно осуществлять на основе следующих двух методов:

метода последовательного расчета фазовых сдвигов, вносимых отдельными каскадами, так как

$$\Phi = \sum_{i=1}^n \varphi_i, \quad (18)$$

где φ_i — фазовый сдвиг отдельного каскада; Φ — общий фазовый сдвиг всего усилителя; метода непосредственного расчета полного фазового сдвига Φ , вносимого усилителем в целом.

Во втором случае расчет фазового сдвига усилителя проводится следующим образом. Коэффициент усиления по напряжению усилителя можно представить в виде

$$K_u(j\omega) = A_u + jB_u,$$

где A_u и B_u — соответственно действительная и мнимая части комплексного коэффициента усиления по напряжению, зависящие от ω .

Отсюда фазовый сдвиг каскада

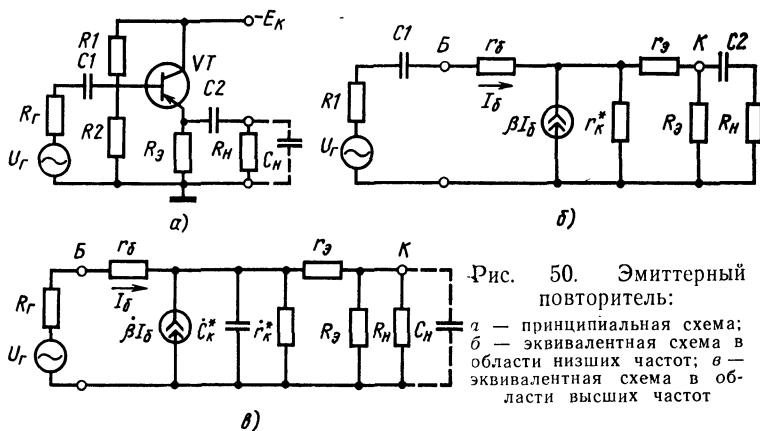


Рис. 50. Эмиттерный повторитель:

a — принципиальная схема;
б — эквивалентная схема в области низших частот;
в — эквивалентная схема в области высших частот

$$\varphi = \begin{cases} \pm \arctg(B_u/A_u), & A_u > 0, \\ \arctg(B_u/A_u) + \pi, & A_u < 0, B_u > 0, \\ \arctg(B_u/A_u) - \pi, & A_u < 0, B_u < 0. \end{cases}$$

Первый метод требует знания значений входных и выходных сопротивлений предыдущих каскадов, играющих роль генераторов сигналов, и применим к анализу лишь сравнительно простых усилителей. Второй способ не требует вычисления выходных сопротивлений и применим к расчету любых, сколь угодно сложных схем.

Однако при проектировании усилителей всегда полезно знать значения фазовых сдвигов, вносимых отдельными каскадами, так как необходимо обеспечить в каждом каскаде определенное (чаще всего минимальное) значение фазового сдвига φ .

Ниже будут рассмотрены однокаскадные *RC*-усилители на биполярных и униполярных транзисторах и выяснено влияние параметров и элементов схемы на фазовый сдвиг усилителей и его стабильность. Анализ фазовых характеристик усилителей целесообразно проводить отдельно для высших (ВЧ) и низших (НЧ) частот.

Усилители на биполярных транзисторах. Эмиттерный повторитель (ЭП). Каскад с общим коллектором (ЭП) нашел самое широкое применение в электронных схемах как простейший согласующий каскад (рис. 50, *a*). Каскад при определенных условиях дает большое усиление по току и «повторяет» входное напряжение в области средних частот практически без изменения его амплитуды. Кроме того, он имеет повышенное входное и малое выходное сопротивления, благодаря чему часто применяется в схемах для согласования каскадов, особенно при работе на низкоомную и емкостную нагрузку.

Рассмотрим фазовую характеристику этого каскада.

Область низших частот (НЧ). В области низших частот (рис. 50, *б*), для которых справедливо приближение

$$K_u(j\omega) = K_u \frac{j\omega\tau_{\text{ЭКВ}}}{1 + j\omega\tau_{\text{ЭКВ}}}. \quad (19)$$

Из выражения (19) фазовый сдвиг эмиттерного повторителя определяется как

$$\varphi_{\text{НЧ}} = \arctg 1/(\omega\tau_{\text{ЭКВ}}), \quad (20)$$

где

$$1/\tau_{\text{ЭКВ}} = \sum_{i=1}^n (1/\tau_i); \quad (21)$$

τ_i — постоянная заряда разделительного или блокирующего конденсаторов.

После дифференцирования выражения (20) по $\tau_{\text{ЭКВ}}$ и последующего перехода к конечным приращениям неустойчивость фазы $\Delta\varphi$ можно представить в следующем виде:

$$\Delta\varphi = \pm 0,5 \sin 2\varphi (\Delta\tau_{\text{ЭКВ}}/\tau_{\text{ЭКВ}}). \quad (22)$$

Применительно к эмиттерному повторителю выражение (21) имеет вид

$$1/\tau_{\text{ЭКВ}} = (1/\tau_1) + (1/\tau_2),$$

где

$$\begin{aligned} \tau_1 &= C_1 (R_{\text{вх.ЭП}} + R_{\Gamma}) \approx C_1 R_{\text{вх.ЭП}}; \quad R_{\text{вх.ЭП}} = \\ &= (1 + \beta) R_{\text{Э}} \parallel R_{\text{Н}} \parallel r_{\text{К}}^*; \\ \tau_2 &= C_2 (R_{\text{вых.ЭП}} + R_{\text{Н}}) \approx C_2 R_{\text{Н}}; \quad R_{\text{вых.ЭП}} = \\ &= r_{\text{Э}} + \frac{P_{\Gamma} + r_{\text{б}}}{1 + \beta}. \end{aligned}$$

Выражение (22) справедливо для всех ниже рассматриваемых схем транзисторных усилительных каскадов в области как низших, так и высших частот, поэтому в дальнейшем на него будем давать только ссылку.

Область высших частот (ВЧ). На основании эквивалентной схемы (рис. 50, в) запишем коэффициент передачи ЭП в области ВЧ:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{[1 + \dot{\beta}(j\omega)] \dot{Z}(j\omega)}{R_{\Gamma} + r_{\text{б}} + [1 + \dot{\beta}(j\omega)] \dot{Z}(j\omega)},$$

где

$$\begin{aligned} \dot{Z}(j\omega) &= \frac{1}{j\omega \dot{C}_{\text{К}}(j\omega)} \parallel \dot{r}_{\text{К}}^*(j\omega) \parallel R_{\text{Э}} \parallel R_{\text{Н}} \parallel \frac{1}{j\omega C_{\text{Н}}}; \\ \dot{\beta}(j\omega) &= \frac{\beta}{1 + j\omega\tau_{\beta}}; \quad \dot{C}_{\text{К}}^*(j\omega) = C_{\text{К}}[1 + \dot{\beta}(j\omega)]; \\ \dot{r}_{\text{К}}^*(j\omega) &= \frac{r_{\text{К}}}{1 + \dot{\beta}(j\omega)}; \quad \tau_{\beta} = \tau_{\alpha}(1 + \beta); \quad \tau_{\alpha} = \\ &= \frac{1}{2\pi f_{\text{ГР}}}; \quad f_{\text{ГР}} = f_{\alpha}, \end{aligned}$$

$f_{гр}$ — верхняя граничная частота транзистора.

Подставив в выражение для $\hat{Z}(j\omega)$ частотно-зависимые параметры, получим следующую формулу для фазового сдвига ЭП в области ВЧ:

$$\varphi_{ВЧ} = -\operatorname{arctg} \omega \frac{R_r + r_6}{R_{вх.ЭП}} \times \dots \rightarrow \\ \times \left[-\gamma_K^* \tau_\alpha + \gamma_K^* (\tau_\beta + \tau_H) + \frac{R_{э.н}}{r_K^* + R_{э.н}} C_{K'K}^* \right] \\ \leftarrow \dots$$

где

$$\gamma_K^* = \frac{r_K^*}{r_K^* + R_{э} \parallel R_H}; \quad R_{э.н} = R_{э} \parallel R_H.$$

При $R_r + r_6 \ll R_{вх.эп}$ и достаточно малым значении τ_α по сравнению с другими постоянными времени выражение для $\varphi_{ВЧ}$ примет вид

$$\varphi_{ВЧ} = \operatorname{arctg} \omega \frac{R_r + r_6}{R_{э.н}} \left[\tau_T + r_K C_K + R_{э.н} \frac{C_H}{1 + \beta} \right],$$

где

$$\tau_T = \tau_\beta / \beta.$$

откуда видно, что в области высших частот при малых C_H фазовый сдвиг $\varphi_{ВЧ}$ в основном зависит от τ_α и τ_K , так как влияние емкости C_H на сдвиг фазы ослабляется в $1 + \beta$ раз.

Таким образом, для уменьшения влияния емкости нагрузки на

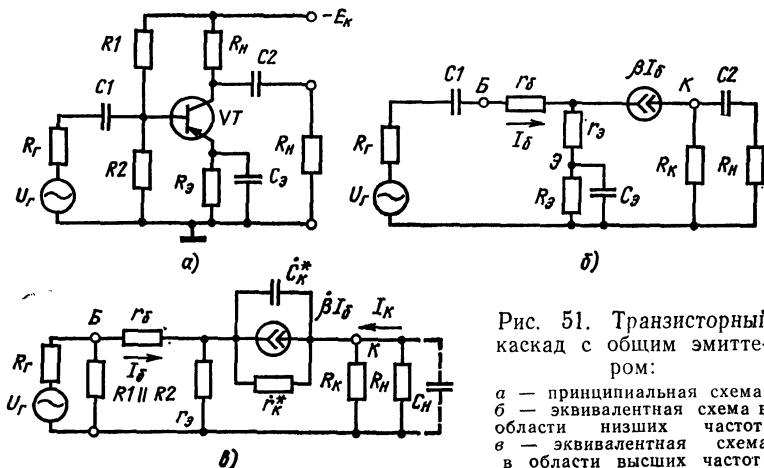


Рис. 51. Транзисторный каскад с общим эмиттером:

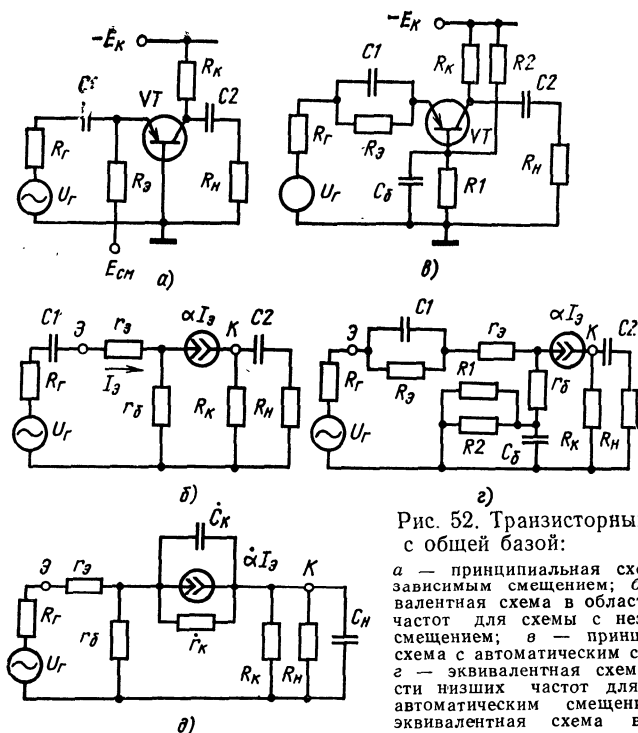


Рис. 52. Транзисторный каскад с общей базой:

а — принципиальная схема с независимым смещением; б — эквивалентная схема в области низших частот для схемы с независимым смещением; в — принципиальная схема с автоматическим смещением; г — эквивалентная схема в области низших частот для схемы с автоматическим смещением; д — эквивалентная схема в области высших частот

какую-либо схему в области ВЧ целесообразно на выходе ее ставить эмиттерный повторитель.

Нестабильность фазового сдвига эмиттерного повторителя в области ВЧ будет тем меньше, чем стабильнее будут параметры транзистора $C_{\text{к}}$, β , $r_{\text{э}}$, $r_{\text{б}}$, $r_{\text{к}}$ и т. д.

Каскад с общим эмиттером (ОЭ). В качестве простейшего усилительного каскада для усиления напряжения наибольшее распространение получили усилители с общим эмиттером (рис. 51, а).

Разделительные конденсаторы C_1 и C_2 и блокирующий конденсатор C_3 оказывают наибольшее влияние на работу каскада в области низших частот. В области высших частот основное значение имеют частотная зависимость параметров транзистора и емкость нагрузки $C_{\text{н}}$.

Область низших частот. На основании эквивалентной схемы (рис. 51, б) формула для фазового сдвига каскада с ОЭ в области низших частот (НЧ) запишется как

$$\varphi_{\text{НЧ}} = \arctg \frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{\tau_{\text{н}_1}} + \frac{1}{\tau_{\text{н}_2}} + \frac{1}{\tau_3} \right),$$

где

$$\tau_1 = C_1 [R_{\text{в}} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}} (1 + \beta)];$$

$$\tau_{H2} = C_2 (R_K + R_H);$$

$$\tau_3 = C_3 \left(r_3 + \frac{r_6 + R_T}{1 + \beta} \right).$$

Область высших частот. Фазовый сдвиг $\varphi_{B\Gamma}$ каскада для чисто активной нагрузки (рис. 51, в)

$$\varphi_{B\Gamma} = - \arctg \omega \tau_{ЭКВ.В}, \quad (23)$$

где

$$\tau_{ЭКВ.В} = \gamma_K^* \frac{\tau_\beta + C_K (1 + \beta) R_{KH} \parallel R_H}{1 + \gamma_6 \gamma_K^* \beta},$$

а с учетом емкости нагрузки (C_H)

$$\varphi_{B\Gamma} = - \arctg \omega \frac{\gamma_K^* [\tau_\beta + C_K (1 + \beta) R_{KH} + C_H R_{KH} (1 + \gamma_6 \beta)]}{1 + \gamma_6 \gamma_K^* \beta},$$

где

$$\gamma_K^* = \frac{r_K^*}{R_{KH} + r_K^*}; \quad \gamma_6 = \frac{r_3}{r_3 + r_6 + R_T}; \quad R_{KH} = R_K \parallel R_H.$$

Отсюда видно, что при значительных емкостных нагрузках $C_H = 50 \div 100$ пФ фазовый сдвиг, вносимый емкостью C_H , сравним со сдвигами фазы, создаваемыми постоянной τ_β , учитывающей инерционность носителей в базе транзистора, и емкостью коллекторного перехода C_K . С уменьшением сопротивления источника сигнала R_T фазовые сдвиги, вносимые τ_β , уменьшаются, а сдвиг фазы, определяемый C_H , остается неизменным.

При значении $C_H \leq 10$ пФ и сопротивлении R_T порядка нескольких единиц килоом емкость нагрузки можно не учитывать.

Каскад с общей базой (ОБ). Каскад с ОБ (усилитель с эмиттерным входом), как каскад со 100%-ной обратной связью по току, не может быть усилителем тока, а в некоторых случаях (когда R_H мало) не дает усиления и по напряжению. Поэтому такой каскад находит более ограниченное применение, чем каскады с общим коллектором и общим эмиттером. Следует также отметить, что эта (рис. 52, а) схема, как и эмиттерный повторитель, не меняет фазы входного сигнала.

Область низших частот. На основании эквивалентных схем в области низших частот коэффициент усиления по напряжению можно записать для схемы с автоматическим смещением (рис. 52, б) в виде

$$K(j\omega) = \frac{j\omega\tau_H (1 + j\omega\tau_1) (1 + j\omega\tau_2) S}{(1 + j\omega\tau_H) (1 + j\omega\tau_1) (1 + j\omega\tau_2) + \dots} \rightarrow$$

$$\leftarrow \dots \frac{1}{+ P (1 + j\omega\tau_2) + T (1 + j\omega\tau_1)},$$

где

$$\tau_1 = C_1 R_3; \quad \tau_2 = C_6 R_6; \quad \tau_H^* = C_2 (R_K + R_H);$$

$$P = \frac{R_3}{R_r + r_3 + r_6 (1 - \alpha)}; T = \frac{R_6 (1 - \alpha)}{R_r + r_3 + r_6 (1 - \alpha)};$$

$$S = \frac{\alpha R_{кн}}{R_r + r_3 + r_6 (1 - \alpha)},$$

а для схемы с независимым смещением (рис. 52, з)

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{-\omega^2 \tau_3 \tau_H}{1 + j\omega (\tau_3 + \tau_H) - \omega^2 \tau_3 \tau_H} S,$$

где

$$\tau_3 = C_1 [r_3 + r_6 (1 - \alpha) + R_r]; \tau_H = C_2 (R_K + R_H).$$

После ряда преобразований получим следующие формулы для фазового сдвига каскада с ОБ в области НЧ.

Для схемы с независимым смещением (рис. 52, б)

$$\varphi_{НЧ} = \arctg \frac{1}{\omega} \left[\frac{1}{C_1 (R_{вх.ОБ} + R_r)} + \frac{1}{C_2 (R_K + R_H)} \right],$$

где

$$R_{вх.ОБ} = r_3 + r_6 (1 - \alpha),$$

а для схемы с автоматическим смещением (рис. 52, з)

$$\varphi_{НЧ} = \arctg \frac{1}{\omega} \left[\frac{1}{C_1 (R_{вх.ОБ} + R_r)} + \frac{1}{C_2 (R_K + R_H)} + \frac{1}{C_6 [r_6 + (R_r + r_3)/(1 - \alpha)]} \right],$$

откуда видно, что фазовый сдвиг в каскаде с автоматическим смещением должен быть больше, чем в каскаде с независимым смещением. Но так как емкость C_6 выбирают достаточно большой (для уменьшения пульсаций на базе транзистора), а

$$r_6 + (R_r + r_3)/(1 - \alpha) \gg r_3 + R_r + (1 - \alpha) r_6,$$

то можно считать фазовые сдвиги, даваемые схемами с автоматическим и независимым смещениями, одинаковыми.

Область высших частот. Так как на высоких частотах сопротивление $R1 || R2 || 1/j\omega C_6$ мало из-за большого значения емкости C_6 , то эквивалентные схемы в области высших частот для каскадов с ОБ при автоматическом и независимом смещениях будут одинаковы (рис. 52, д). Тогда коэффициент усиления по напряжению каскада с ОБ

$$\dot{K}_u(j\omega) = \frac{\dot{\alpha}(j\omega) \dot{\gamma}_K(j\omega) Z(j\omega)}{R_r + \dot{R}_{вх.ОБ}(j\omega)},$$

где

$$\dot{\gamma}_K(j\omega) = \frac{\dot{r}_K(j\omega)}{\dot{r}_K(j\omega) + \dot{Z}(j\omega)};$$

$$R_{\text{вх. ОБ}}(j\omega) = r_3 + r_6[1 - \dot{\alpha}(j\omega) \dot{\gamma}_k(j\omega)];$$

$$\dot{\alpha}(j\omega) = \frac{\alpha}{1 + j\omega\tau_k}; \quad z_k(j\omega) = \frac{r_k}{1 + j\omega\tau_k}.$$

После подстановки в полученное выражение частотно-зависимых параметров коэффициент усиления каскада с ОБ в области высших частот будет

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{A\alpha}{(1 + B + \alpha\gamma_3) + j\omega[\tau_n(1 - \alpha\gamma_3) + \tau_a(1 + B) + B\tau_k] - \leftarrow \frac{1}{-\omega^2(B\tau_k\tau_a + \tau_a\tau_n)}},$$

где

$$A = \frac{R_{\text{кн}}}{R_r + r_3 + r_6}; \quad \gamma_3 = \frac{r_6}{r_6 + r_3 + R_r};$$

$$B = \frac{R_{\text{кн}}}{r_k} \approx 1 - \gamma_k.$$

Пренебрегая членом $-\omega^2(B\tau_k\tau_a + \tau_a\tau_n)$ (для монотонного переходного процесса), получим следующую формулу для фазового сдвига каскада:

$$\varphi_{\text{ВЧ}} = -\arctg \omega \frac{\tau_a + C_k r_k \parallel R_{\text{кн}} + C_n(1 - \alpha\gamma_3)R_{\text{кн}}}{1 - \gamma_3\gamma_k\alpha},$$

где

$$\gamma_k = r_k/(r_k + R_{\text{кн}}),$$

откуда видно, что фазовый сдвиг каскада с ОБ в области высших частот уменьшается с ростом сопротивления источника сигнала R_r . Причем изменение $\varphi_{\text{ВЧ}}$ не сказывается на фазовом сдвиге, который получается за счет емкости C_k и C_n . Однако увеличение R_r уменьшает коэффициент усиления каскада по напряжению, и при больших R_r каскад с ОБ вообще перестает быть усилителем сигналов.

В основном же на фазовый сдвиг каскада с ОБ в области ВЧ влияют те же параметры, что и в каскадах с общим коллектором и общим эмиттером.

Анализируя полученные формулы для фазовых сдвигов, можно сделать некоторые общие выводы.

Нестабильность фазового сдвига $\Delta\varphi$ в усилительных каскадах на НЧ и ВЧ пропорциональна фазовому сдвигу φ и эквивалентной постоянной времени $\tau_{\text{экв}}$ соответствующего каскада.

Фазовый сдвиг в усилительных каскадах (ОК, ОБ, ОЭ) на НЧ появляется из-за наличия в схемах переходных и блокирующих емкостей. В усилителях с непосредственными связями фазовые сдвиги в области низших частот отсутствуют и, кроме того, повышается коэффициент усиления каскада по мощности, так как на разделительных конденсаторах C_1 и C_2 происходит дополнительная потеря мощности. Однако построение усилителей переменного тока с использованием только одних непосредственных связей, как правило,

весьма затруднительно. Входные цепи таких усилителей обычно подключают к датчику сигнала через разделительные конденсаторы. Применение разделительных конденсаторов необходимо также при введении в схему потенциометрических регуляторов коэффициента усиления, при использовании фазовых фильтров и в ряде других случаев.

При проектировании фазостабильных усилителей необходимо стремиться к уменьшению до минимума числа разделительных и блокирующих конденсаторов, а в схемах, где это невозможно, уменьшать фазовый сдвиг подбором элементов схемы.

Для повышения фазовой стабильности усилителей следует применять в усилительных схемах элементы R и C , как можно менее зависящие от изменений параметров окружающей среды.

В области высших частот фазовый сдвиг усилителей появляется из-за частотной зависимости параметров транзистора C_k^* , τ_β , τ_k^* , β и т. д. Для его уменьшения следует выбирать транзисторы по возможности с малыми значениями τ_β и C_k , большим коэффициентом усиления по току β и тщательно выполнять монтаж схемы, чтобы снизить влияние паразитных емкостей.

Следует также отметить влияние режима каскада по постоянному току на его фазовый сдвиг. Так, например, коэффициент передачи тока базы β зависит от тока эмиттера I_a , что приводит к дополнительным фазовым сдвигам в области высших и низших частот.

В транзисторных каскадах для уменьшения фазового сдвига следует выбирать режим по постоянному току, исходя из максимального значения β .

Стабильность эквивалентной постоянной времени, входящей как составляющая в нестабильность $\Delta\varphi$ [см. формулу (22)], в области высших частот зависит в основном от стабильности параметров транзистора β , C_k , τ_a , τ_b , τ_k , изменяющихся при колебаниях температуры окружающей среды, напряжения источника питания и т. д.

Сравнивая между собой каскады с ОК, ОБ, ОЭ, необходимо отметить, что в области низших частот фазовая стабильность у каскада с ОК значительно выше, чем у каскадов с ОБ и ОЭ. Каскады с ОБ и ОЭ по стабильности фазы в области низших частот примерно одинаковы. В области высших частот усилители, включенные по схеме с ОБ и ОК, обладают стабильностью фазы на порядок лучшей, чем каскад с ОЭ.

Усилители на униполярных (полевых) транзисторах. Недостатком усилителей, построенных на биполярных транзисторах, является температурная зависимость коэффициента усиления по току β , который входит в выражение для фазового сдвига транзисторного каскада. В полевых транзисторах частотные параметры (крутизна, входные, проходные и выходные емкости) не зависят или зависят очень слабо от температуры окружающей среды. Проведем анализ фазочастотных характеристик однокаскадных усилителей, построенных на полевых транзисторах по схеме с общим истоком (ОИ), общим стоком (ОС) и общим затвором (ОЗ).

Каскад с общим истоком. Схема усилителя с общим истоком (ОИ) (рис. 53, а) характеризуется высоким входным и относительно большим выходным сопротивлением. Рассмотрим фазовую характеристику усилительного каскада.

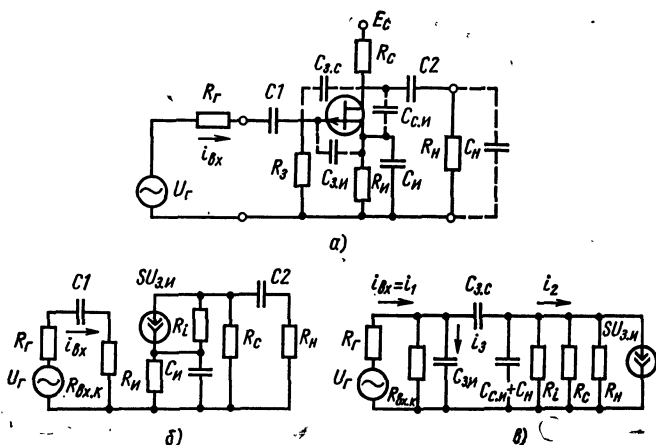


Рис. 53. Каскад с общим истоком:

a — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема в области низших частот; *в* — эквивалентная схема в области высших частот

Область низших частот. На основании эквивалентной схемы каскада с ОИ в области НЧ (рис. 53, б) можно показать, что коэффициент усиления $K(p)$ имеет следующий вид:

$$K(p) = \frac{SR_i Z_c(p) p^2 C_1 C_2 R_{\text{вх.к}} R_n}{[p C_1 (R_r + R_{\text{вх.к}}) + 1] (1 + p C_2 R_n) \times \dots \rightarrow} \leftarrow \dots \times [R_i + Z_c(p) + Z_n(p) (1 + SR_i)],$$

где

$$Z_c(p) = R_c \parallel (R_n + 1/p C_2);$$

$$Z_n(p) = R_n / (1 + p C_n R_n); R_{\text{вх.к}} = R_3 \parallel R_{\text{вх}} \approx R_3;$$

S — крутизна вольт-амперной характеристики сток—затвор; R_i — дифференциальное сопротивление канала.

Значение фазового сдвига усилителя с ОИ в области НЧ определяется из выражения (20), причем

$$\frac{1}{\tau_{\text{эКВ.Н}}} = \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_3},$$

где

$$\tau_1 = C_1 (R_r + R_{\text{вх.к}}); \tau_2 = C_2 (R_{\text{вх.к}} + R_n);$$

$$\tau_3 = C_n R_n \parallel R_{\text{вх.н}}; R_{\text{вх.н}} = \frac{R_i + R_{\text{сТ}} \parallel R_n}{1 + SR_i};$$

$$R_{\text{вх.к}} = R_i \parallel R_c \approx R_c.]$$

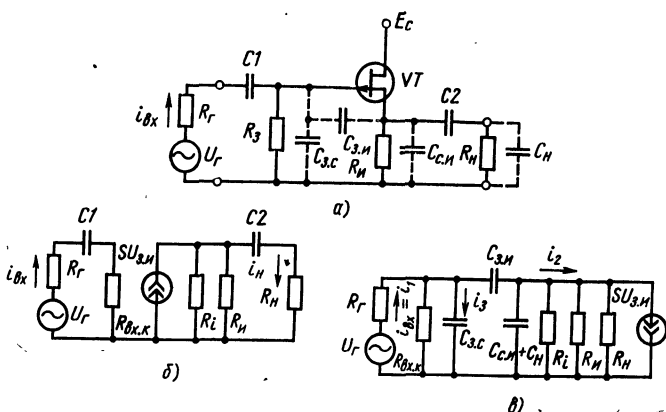


Рис. 54. Каскад с общим стоком:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема в области низших частот; в — эквивалентная схема в области высших частот

Область высших частот. Эквивалентная схема каскада с ОИ в области ВЧ показана на рис. 53, в. Передаточная характеристика каскада имеет вид

$$K(p) = K \frac{1 - p\tau_s}{1 + p(\tau_{вх} + \tau_{вых}) + p^2\tau_{вх}\tau_{вых}^0},$$

где

$$\tau_s = C_{з.с}/S; \tau_{вх} = R_r \parallel R_{вх.к} [C_{з.и} + C_{з.с} (1 + SR_{с.н})];$$

$$\tau_{вх}^0 = R_r \parallel R_{вх.к} \left(C_{з.и} + \frac{C_n C_{з.с}}{C_n + C_{з.с}} \right); R_{вх.к} \approx R_3;$$

$K = -SR_{с.н}\gamma_c$ — коэффициент усиления на средних частотах;

$$R_{с.н} = R_c \parallel R_n; \gamma_c = \frac{1}{1 + R_{с.н}/R_i}; \tau_{вых} = R_{экв} C_{вых};$$

$$R_{экв.в} = R_{с.н} \parallel R_i = R_{с.н}\gamma_c; C_{вых} = C_{з.с} + C_{с.и} + C_n.$$

Фазовый сдвиг, создаваемый каскадом с ОИ, рассчитывается по формуле (23).

Постоянная времени $\tau_{экв.в}$, входящая в состав фвч, вычисляется по формуле Элмора [13] (для монотонных переходных процессов):

$$\tau_{экв.в} = \sqrt{(\tau_{вх} + \tau_{вых})^2 - 2\tau_{вх}^0\tau_{вых}}.$$

Нестабильность фазового сдвига каскада с ОИ в области высших и низших частот определяется выражением (22).

Каскад с общим стоком. Схема с общим стоком (рис. 54, а) обладает большим входным и малым выходным сопротивлениями.

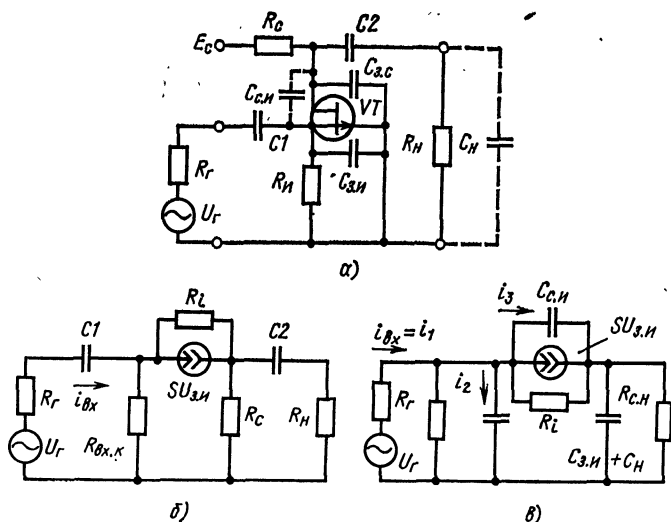


Рис. 55. Каскад с общим затвором:

а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема в области низших частот; *в* — эквивалентная схема в области высших частот

Область низших частот. На основании эквивалентной схемы каскада с общим стоком (рис. 54, б) коэффициент передачи имеет следующий вид:

$$K(p) = \frac{SR'_i Z_n(p) R_n R_{вх.к}}{[R'_i + Z_n(p)] \left(R_n + \frac{1}{pC_2} \right) \left(R_r + \frac{1}{pC_1} + R_{вх.к} \right)},$$

где

$$Z_n(p) = R_n \parallel \left(R_n + \frac{1}{pC_2} \right); \quad R'_i = \frac{R_i}{1 + SR'_i}.$$

Выражение для фазового сдвига $\varphi_{пч}$ определяется выражением (20), причем

$$\frac{1}{\tau_{э.кв.нч}} = \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2},$$

где $\tau_1 = C_1 (R_r + R_{вх.к}) \approx C_1 R_{вх.к}$ при $R_r \ll R_{вх.к}$; $\tau_2 = C_2 (R_n \parallel R'_i + R_n)$.

Область высших частот. Фазовый сдвиг для эквивалентной схемы каскада с ОС (рис. 54, в) определяется формулой (23) с учетом того, что $\tau_{э.кв.вч} = \tau_{вх} + \tau_{вых}$,

где

$$\tau_{вх} = R_r \left(C_{з.с} + \frac{C_{з.н}}{1 + SR_{и.н} \gamma_n} \right);$$

$$\tau_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{и.н}} \gamma_{\text{и}}}{1 + SR_{\text{и.н}} \gamma_{\text{и}}} \left(C_{\text{с.и}} + C_{\text{н}} + \frac{C_{\text{и}}}{SR_{\text{и.н}} \gamma_{\text{и}}} \right);$$

$$R_{\text{и.н}} = R_{\text{и}} \parallel R_{\text{н}}; \gamma_{\text{и}} = \frac{1}{1 + R_{\text{и.н}}/R_{\text{г}}}.$$

Каскад с общим затвором. Принципиальная схема каскада с общим затвором представлена на рис. 55, а.

Область низших частот. Коэффициент передачи каскада с общим затвором (рис. 55, б)

$$K(p) = \frac{SR_{\text{г}} Z_{\text{н}}(p) R_{\text{н}} R_{\text{вх.к}}}{[R_{\text{вх.к}} (1 + SR_{\text{г}}) + R_{\text{г}} + Z_{\text{н}}(p)] \times \dots \rightarrow}$$

$$\leftarrow \dots \frac{1}{\times \left(R_{\text{н}} + \frac{1}{pC_2} \right) \left(R_{\text{г}} + \frac{1}{pC_1} + R_{\text{вх.к}} \right)},$$

где

$$Z_{\text{н}}(p) = R_{\text{вых.к}} \parallel \left(R_{\text{н}} + \frac{1}{pC_2} \right);$$

$$R_{\text{вх.к}} = R_{\text{вх}} \parallel R_{\text{и}} \approx \frac{1}{S} \parallel R_{\text{и}} = \frac{R_{\text{и}}}{1 + SR_{\text{и}}}.$$

Фазовый сдвиг усилителя с ОЗ в области НЧ определяется выражением (20), причем

$$\frac{1}{\tau_{\text{э.кв.и}}} = \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2},$$

где

$$\tau_1 = C_1 (R_{\text{г}} + R_{\text{вх.к}}); \quad \tau_2 = C_2 (R_{\text{вых.к}} + R_{\text{н}}).$$

Область высших частот. Фазовый сдвиг в области высших частот (рис. 55, в) находится по формуле (23), где

$$\tau_{\text{э.кв.вч}} = \tau_{\text{вх}} + \tau_{\text{вых}};$$

$$\tau_{\text{вх}} = R_{\text{г}} \parallel R_{\text{вх.к}} \left\{ C_{\text{з.и}} + C_{\text{с.и}} \left[1 - \frac{(1 + SR_{\text{г}}) R_{\text{с.н}}}{(1 + SR_{\text{г}}) R_{\text{вх.к}} + R_{\text{г}} + R_{\text{с.н}}} \right] \right\};$$

$$\tau_{\text{вых}} = R_{\text{с.н}} \gamma_{\text{с}} \left\{ C_{\text{з.с}} + C_{\text{н}} + C_{\text{с.и}} \left[\frac{R_{\text{вх.к}} (1 + SR_{\text{г}}) + R_{\text{г}} + R_{\text{с.н}}}{(1 + SR_{\text{г}}) R_{\text{с.н}}} - 1 \right] \right\}.$$

Для экспериментальной проверки теоретических расчетов фазовой стабильности транзисторных каскадов все рассмотренные схемы были собраны и проверены на биполярных транзисторах типа ГТ 308 и полевых транзисторах типа КП 103. В качестве критерия для сравнения выбирался одинаковый коэффициент усиления в каскадах, собранных по следующим схемам:

- с общим эмиттером и общим истоком;
- с общим коллектором и общим стоком;
- с общей базой и общим затвором,

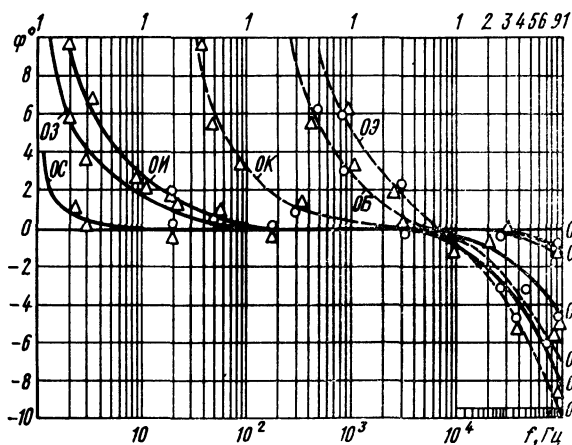


Рис. 56. Фазочастотные характеристики биполярных и полевых транзисторных каскадов (Δ — точки, полученные экспериментально; \bigcirc — теоретические точки)

На рис. 56 приведены расчетные и экспериментальные фазочастотные характеристики (ФЧХ) для всех перечисленных каскадов, откуда видно, что полевые транзисторы на низших частотах дают существенно меньший завал ФЧХ по сравнению с биполярными. В то же время в области высших частот их ФЧХ сравнимы. Усилительные каскады на полевых транзисторах позволяют получить более пологую ФЧХ, меньшие фазовые сдвиги в области рабочих частот и лучшую фазовую стабильность, поэтому при разработке фазостабильных устройств следует отдавать предпочтение полевым транзисторам. Так как в области рабочих частот от 20 Гц до 100 кГц значение фазовых сдвигов каскадов на полевых транзисторах не превышает 5° (см. рис. 56), то в этом случае выражения (20) и (23) для фазовых характеристик в области низших и высших частот, а также выражение для их фазовой нестабильности (22) принимают более упрощенный вид:

$$\varphi_{НЧ} \approx 1/\omega\tau_{эквНЧ}; \quad (24)$$

$$\varphi_{ВЧ} \approx -\omega\tau_{эквВЧ}; \quad (25)$$

$$\Delta\varphi \approx \pm \varphi (\Delta\tau_{экв}/\tau_{эв}). \quad (26)$$

При выборе типа полевых транзисторов для фазостабильной аппаратуры необходимо применять приборы с максимальной крутизной S и минимальными входными и выходными емкостями. Рабочую точку по постоянному току рекомендуется выбирать при смещении на затворе $U_{з,и}=0$ (для получения максимального значения крутизны S),

Влияние обратной связи на фазовую стабильность усилителей

Для стабилизации коэффициента усиления в транзисторных усилителях используется отрицательная обратная связь (ОС).

По способу охвата обратной связью каждого каскада и всего усилителя в целом отрицательная обратная связь делится на местную и общую, а по зависимости от частоты — на частотно-независимую (активная ОС) и частотно-зависимую (комплексная ОС).

Рассмотрим влияние указанных видов обратной связи на фазовую стабильность усилителей.

Местная обратная связь по току. При включении резистора R_3 в цепь эмиттера транзисторного каскада с общим эмиттером (рис. 57) в усилителе появляется местная обратная связь по току. В этом случае фазовая характеристика усилителя в области высших частот принимает вид [1]

$$\operatorname{tg} \varphi_{\text{OC}} = \operatorname{tg} \varphi \frac{1 + \gamma_6 \gamma_k^* \beta}{1 + \gamma_{6R_3} \gamma_k^* \beta},$$

где $\operatorname{tg} \varphi$ определяется из выражения (23);

$$\gamma_{6R_3} = \frac{r_3 + R_3}{r_3 + R_3 + r_6 + R_r}; \quad \gamma_6 = \frac{r_3}{r_3 + r_6 + R_r}.$$

В случае глубокой обратной связи $(1 + \beta \gamma_k^* \gamma_{6R_3}) \gg (1 + \beta \gamma_k^* \gamma_6)$,

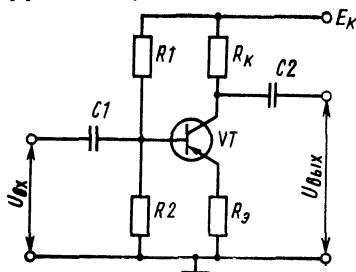
тогда

$$\operatorname{tg} \varphi_{\text{OC}} \approx \frac{\operatorname{tg} \varphi}{1 + \gamma_k^* \gamma_6 \beta}.$$

Таким образом, для эффективной стабилизации фазы необходима глубокая обратная связь, что резко уменьшает коэффициент усиления. Поэтому обратная связь по току может быть использована лишь для частичной стабилизации фазы.

Большая эффективность достигается при использовании общей отрицательной обратной связи в многокаскадных усилителях.

Общая отрицательная обратная связь. Введение общей отрицательной обратной связи по напряжению, как известно, уменьшает нелинейные искажения в усилителях и повышает стабильность коэффициента усиления.



Вывясним теперь вопрос о стабилизирующем действии отрицательной обратной связи на фазовую характеристику усилителя. Вопрос этот представляет не только чисто теоретический интерес, но и имеет в ряде случаев важное практическое значение.

Коэффициент усиления усили-

Рис. 57. Усилитель с местной обратной связью

теля с общей обратной связью описывается известным соотношением

$$\dot{K}_{OC} = \dot{K} / (1 - \dot{\delta}K), \quad (27)$$

где $\dot{K} = \dot{K}_1 \dots \dot{K}_n$ — комплексный коэффициент усиления без обратной связи; $\dot{\delta}$ — комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи.

Проанализируем отдельно стабилизирующее воздействие частотно-независимой (δ — число активное) и частотно-зависимой ($\dot{\delta}$ — комплексное) цепи обратной связи на фазовую характеристику усилителя.

Частотно-независимая (ЧН) отрицательная обратная связь. Подставив в формулу (27) следующие выражения:

$$\dot{K} = \dot{K}_1 \dots \dot{K}_n = K e^{j(\varphi_1 + \dots + \varphi_n)} = K e^{j\varphi} = K \cos(\varphi + j \sin \varphi);$$

$$\dot{K}_{OC} = K_{OC} (\cos \varphi_{OC} + j \sin \varphi_{OC}),$$

и частотно-независимый коэффициент передачи цепи обратной связи $\delta_{CH} = -\delta$, получим следующее выражение для \dot{K}_{OC} :

$$\dot{K}_{OC} = K_{OC} (\cos \varphi_{OC} + j \sin \varphi_{OC}) = \frac{K (\cos \varphi + j \sin \varphi)}{1 + \delta K (\cos \varphi + j \sin \varphi)}.$$

Отсюда после соответствующих преобразований фазовая характеристика усилителя с частотно-независимой цепью отрицательной обратной связи

$$\text{tg } \varphi_{OC} = \frac{\text{tg } \varphi}{1 + (\delta K / \cos \varphi)},$$

где φ — суммарный фазовый сдвиг, вносимый усилителем без обратной связи; φ_{OC} — фазовый сдвиг усилителя с частотно-независимой обратной связью.

Таким образом, при малых фазовых сдвигах ($\cos \varphi \approx 1$) отрицательная обратная связь стабилизирует фазовую характеристику усилителя в $(1 + \delta K)$ раз, а неустойчивость фазы при этом определяется выражением (при $\delta K \gg 1$)

$$\Delta \varphi_{OC} \approx \Delta \varphi / \delta K,$$

т. е. эффективность частотно-независимой обратной связи тем выше, чем больше глубина обратной связи $(1 + \delta K)$.

Частотно-зависимая обратная связь. Если принять в формуле (27)

$$\dot{\delta} = \delta (\cos \varphi_\delta + j \sin \varphi_\delta),$$

где φ_δ — фазовый сдвиг цепи обратной связи, то выражение для коэффициента усиления с частотно-зависимой обратной связью примет вид

$$\begin{aligned} K_{OC} (\cos \varphi_{OC} + j \sin \varphi_{OC}) &= \\ &= \frac{K (\cos \varphi + j \sin \varphi)}{1 + \delta (\cos \varphi_\delta + j \sin \varphi_\delta) K (\cos \varphi + j \sin \varphi)}. \end{aligned}$$

Отсюда после несложных преобразований получим следующее выражение для фазовой характеристики усилителя с частотно-зависимой обратной связью:

$$\varphi_{\text{ОС}\delta} = \text{arctg} \frac{\sin \varphi + \delta K \sin \varphi_{\delta}}{\cos \varphi - \delta K \cos \varphi_{\delta}}.$$

Из полученного выражения видно, что фазостабилизирующие свойства частотно-зависимой обратной связи определяется не только глубиной обратной связи $(1 + \delta K)$, но и фазовым сдвигом цепи обратной связи φ_{δ} .

Кроме того, нестабильность фазы $\varphi_{\text{ОС}\delta}$ определяется возможными изменениями трех величин: φ , φ_{δ} , δK .

Выражение для нестабильности фазы $\Delta\varphi_{\text{ОС}}$ при $\delta K = \text{const}$, $\varphi_{\delta} = \text{const}$, обусловленное только дрейфом фазы φ усилителя обратной связи (при малых приращениях $\Delta\varphi$), имеет следующий вид:

$$\Delta\varphi_{\text{ОС}\varphi} \approx \frac{1 + \delta K \cos(\varphi + \varphi_{\delta})}{1 + (\delta K)^2 + 2\delta K \cos(\varphi + \varphi_{\delta})} \Delta\varphi.$$

Аналогично нестабильность фазы $\Delta\varphi_{\text{ОС}}$, обусловленная изменением только φ_{δ} — фазового сдвига цепи обратной связи, будет

$$\Delta\varphi_{\text{ОС}\varphi_{\delta}} \approx \frac{[(\delta K)^2 + (\delta K) \cos(\varphi + \varphi_{\delta})] \Delta\varphi_{\delta}}{1 + (\delta K)^2 + 2(\delta K) \cos(\varphi + \varphi_{\delta})}.$$

При изменении только модуля усиления цепи обратной связи δK [допустим от δK до $(1 + \Delta)\delta K$] выражение для нестабильности фазы $\varphi_{\text{ОС}}$ принимает вид

$$\Delta\varphi_{\text{ОС}\delta K} \approx \frac{\sin(\varphi + \varphi_{\delta}) \Delta\delta K}{1 + 2\delta K \cos(\varphi + \varphi_{\delta}) + (\delta K)^2 + \dots} \dots \rightarrow$$

$$\leftarrow \dots \frac{\dots}{\dots + \Delta\delta K \cos(\varphi + \varphi_{\delta}) + \Delta\delta K \delta K}.$$

Из полученных выражений для $\Delta\varphi_{\text{ОС}\varphi}$, $\Delta\varphi_{\text{ОС}\varphi_{\delta}}$, $\Delta\varphi_{\text{ОС}\delta K}$ следует, что, как и в случае частотно-независимой обратной связи, стабилизация фазы φ усилителя, охваченного обратной связью, тем выше, чем больше глубина обратной связи $(1 + \delta K)$.

Кроме того, при $\delta K \gg 1$ $\Delta\varphi_{\text{ОС}\varphi_{\delta}} \approx \Delta\varphi_{\delta}$, т. е. нестабильность фазы цепи обратной связи $\Delta\varphi_{\delta}$ почти целиком переходит в нестабильность фазы $\varphi_{\text{ОС}}$ усилителя.

Таким образом, необходимо обеспечивать жесткую стабилизацию фазового сдвига цепи обратной связи.

Прежде всего, для этого необходимо в цепи обратной связи применять стабильные элементы (R и C). Но в том случае, когда рабочая частота усилителя нестабильна, жесткой стабилизации фазового сдвига цепи обратной связи φ_{δ} очевидно добиться трудно и необходимо в этом случае использовать частотно-независимую обратную связь.

Если же рабочая частота усилителя фиксирована и достаточно стабильна, то имеет смысл рассматривать вопрос использования частотно-зависимой обратной связи.

Следует отметить, что стабилизация фазы будет неодинакова при различных значениях усиления по цепи ОС δK и фазового сдвига цепи обратной связи φ_δ , в то время как при частотно-независимой обратной связи степень стабилизации тем выше, чем больше глубина обратной связи $(1 + \delta K)$.

Представляет интерес сравнить эффективность стабилизации фазы частотно-независимой и частотно-зависимой обратной связью при одинаковых глубинах обратной связи $(1 + \delta K)$.

Для подобного сравнения достаточно, например, рассмотреть одно из следующих отношений:

$$\frac{|\varphi_{\text{ОС}\delta}(\varphi + \Delta\varphi)| - |\varphi_{\text{ОС}\delta}(\varphi)|}{|\varphi_{\text{ОС}\delta}(\varphi + \Delta\varphi)| - |\varphi_{\text{ОС}\delta}(\varphi)|} \quad \text{или}$$

$$\frac{|\varphi_{\text{ОС}\delta}(\varphi_2)| - |\varphi_{\text{ОС}\delta}(\varphi_1)|}{|\varphi_{\text{ОС}\delta}(\varphi_2)| - |\varphi_{\text{ОС}\delta}(\varphi_1)|}.$$

Рассмотрим второе выражение, полагая $\varphi_1 = 0$, $\varphi_2 = \varphi$. Введя так называемый коэффициент относительной эффективности стабилизации фазы γ частотно-зависимой обратной связи по сравнению с частотно-независимой, выразим его следующим соотношением:

$$\gamma = \frac{|\varphi_{\text{ОС}\delta}(\varphi)| - |\varphi_{\text{ОС}\delta}(0)|}{|\varphi_{\text{ОС}\delta}(\varphi)| - |\varphi_{\text{ОС}\delta}(0)|},$$

где $\varphi_{\text{ОС}\delta}$ — фазовый сдвиг усилителя с частотно-зависимой обратной связью; $\varphi_{\text{ОС}}$ — фазовый сдвиг усилителя с частотно-независимой обратной связью; φ — фазовый сдвиг усилителя без обратной связи.

Подставив в выражение для γ значения $\varphi_{\text{ОС}\delta}$ и $\varphi_{\text{ОС}}$, получим

$$\gamma = \frac{\left| \arctg \frac{\text{tg } \varphi}{1 + (\delta K / \cos \varphi)} \right|}{\left| \arctg \frac{\sin \varphi + \delta K \sin \varphi_\delta}{\cos \varphi - \delta K \cos \varphi_\delta} \right| - \dots \rightarrow}$$

$$\leftarrow \dots \frac{\dots}{\left| \arctg \frac{\delta K \sin \varphi_\delta}{1 - \delta K \cos \varphi_\delta} \right|}. \quad (28)$$

Задаваясь определенными значениями δK и фазового сдвига цепи обратной связи φ_δ , можно построить зависимости

$$\gamma = f(\varphi) \quad \text{при} \quad \varphi_\delta = \text{const}; \quad \delta K = \text{const}.$$

Подобная зависимость для некоторых значений φ_δ и δK приведена на рис. 58, откуда видно, что частотно-зависимая обратная

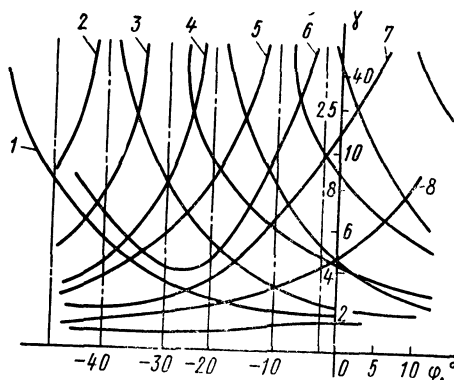


Рис. 58. Зависимость коэффициента относительной эффективности стабилизации фазы от фазового сдвига φ усилителя для различных значений фазовых сдвигов φ_δ петлевого усиления δK в цепи обратной связи:

- 1 — $\varphi_\delta = 110^\circ$, $\delta K = 5$; 2 — $\varphi_\delta = 100^\circ$, $\delta K = 5$; 3 — $\varphi_\delta = 100^\circ$, $\delta K = 10$; 4 — $\varphi_\delta = 90^\circ$, $\delta K = 5$; 5 — $\varphi_\delta = 90^\circ$, $\delta K = 10$; 6 — $\varphi_\delta = 80^\circ$, $\delta K = 5$; 7 — $\varphi_\delta = 80^\circ$, $\delta K = 10$; 8 — $\varphi_\delta = 70^\circ$, $\delta K = 5$

связь в общем случае эффективнее стабилизирует фазу, чем частотно-независимая.

Кроме того, для каждого определенного сдвига фазы φ усилителя без обратной связи, при данном значении петлевого усиления δK , существует вполне определенная оптимальная обратная связь $\varphi_{\text{допт}}$ для стабилизации фазы. И обратно, для заданного значения δK и определенного φ_δ частотно-зависимой обратной связи, существует фазовый сдвиг φ усилителя без ОС, для которого стабилизация оптимальна.

Из выражения (28) условие оптимальной стабилизации фазы можно представить в следующем виде:

$$\frac{\sin \varphi + \delta K \sin \varphi_\delta}{\cos \varphi - \delta K \cos \varphi_\delta} = \frac{\delta K \sin \varphi_\delta}{1 - \delta K \cos \varphi_\delta}. \quad (29)$$

Используя это соотношение, можно найти либо оптимальную обратную связь $\varphi_{\text{допт}}$ для заданного сдвига фазы φ и заданного значения петлевого усиления δK , либо для определенной частотно-зависимой обратной связи ($\varphi_\delta = \text{const}$ и $\delta K = \text{const}$) определить фазовый сдвиг φ с наилучшей стабилизацией. Последнее легко сделать, решив соотношение (29) относительно φ :

$$\varphi = -\arcsin \frac{(1 - \delta K \cos \varphi_\delta) \delta K \sin \varphi_\delta}{1 + (\delta K)^2 - 2\delta K \cos \varphi_\delta}. \quad (30)$$

Положив в (30) $\varphi \approx 0$, получим приближенное оптимальное значение для малых фазовых сдвигов φ :

$$\varphi_{\text{допт}} = \cos \varphi_0 \approx 1/\delta K.$$

Из рис. 58 также видно, что эффективность стабилизации фазы частотно-зависимой обратной связью возрастает с увеличением глубины обратной связи (т. е. с увеличением петлевого усиления δK).

Следует отметить также еще одно из свойств частотно-зависимой обратной связи.

Модуль коэффициента усиления при частотно-зависимой обратной связи

$$|K_{\text{OC}}| = \frac{K}{\sqrt{1 - 2\delta K \cos(\varphi + \varphi_0) + (\delta K)^2}}.$$

Отсюда видно, что при определенной частотно-зависимой обратной связи коэффициент усиления больше, чем при частотно-независимой обратной связи.

Наряду с большими преимуществами частотно-зависимой обратной связи в отношении стабилизации фазы, ей присущи и некоторые недостатки.

Частотно-зависимая обратная связь делает усилитель более критичным к самовозбуждению. И при ее использовании, очевидно, необходимо применять специальные средства демпфирования.

Сравним местную и общую отрицательную обратную связь с точки зрения эффективности стабилизации фазы усилителя. Для простоты рассмотрим это на примере двухкаскадного усилителя.

Пусть \dot{K}_1 и \dot{K}_2 — коэффициенты усиления первого и второго каскадов до введения обратной связи, тогда

$$\dot{K} = \dot{K}_1 \dot{K}_2 = K e^{j\varphi} = K_1 K_2 e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)},$$

где \dot{K} — коэффициент усиления всего усилителя.

При этом общий фазовый сдвиг усилителя $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$.

Предположим, что коэффициент усиления каскада при введении общей и местной обратной связи одинаков, т. е.

$$|(\dot{K}_{\text{OC}})_{\text{общ}}| = |(\dot{K}_{\text{OC}})_{\text{м}}|.$$

Если ввести в усилитель общую ОС с фактором обратной связи $1 + \delta K$, то его фазовый сдвиг (для малых значений φ_1 и φ_2)

$$(\varphi_{\text{OC}})_{\text{общ}} = \frac{\varphi}{1 + \delta K} = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{1 + \delta K_1 K_2}.$$

При введении местной ОС в первый и второй каскады с факторами обратной связи, равными соответственно $1 + \delta_1 K_1$ и $1 + \delta_2 K_2$, получим

$$(\varphi_{1\text{OC}})_{\text{м}} = \frac{\varphi_1}{1 + \delta_1 K_1},$$

$$(\varphi_{2\text{OC}})_{\text{м}} = \frac{\varphi_2}{1 + \delta_2 K_2},$$

$$(\varphi_{OC})_M = (\varphi_{1OC})_M + (\varphi_{2OC})_M,$$

так как

$$(\dot{K}_{OC})_M = (\dot{K}_{1OC})_M (\dot{K}_{2OC})_M.$$

Отсюда

$$(\varphi_{OC})_M = \frac{\varphi_1}{1 + \delta_1 K_1} + \frac{\varphi_2}{1 + \delta_2 K_2}.$$

Положим

$$|(\dot{K}_{OC})_{общ}| = |(\dot{K}_{OC})_M|,$$

тогда

$$\begin{aligned} |(\dot{K}_{OC})_{общ}| &= |(\dot{K}_{OC})_M| = \\ &= \left| \frac{\dot{K}}{1 + \delta \dot{K}} \right| = \left| \frac{\dot{K}_1}{1 + \delta_1 \dot{K}_1} \frac{\dot{K}_2}{1 + \delta_2 \dot{K}_2} \right| \end{aligned}$$

и

$$\frac{K}{1 + \delta K} = \frac{K_1}{1 + \delta_1 K_1} \frac{K_2}{1 + \delta_2 K_2},$$

так как ОС, вводимая в усилитель, отрицательная. Ввиду того, что $K = K_1 K_2$, то $1 + \delta K = (1 + \delta_1 K_1)(1 + \delta_2 K_2)$. Подставляя значение $(1 + \delta K)$ в выражение для $(\varphi_{OC})_{общ}$, получим

$$(\varphi_{OC})_{общ} \approx \frac{\varphi_1}{(1 + \delta_1 K_1)(1 + \delta_2 K_2)} + \frac{\varphi_2}{(1 + \delta_1 K_1)(1 + \delta_2 K_2)}.$$

Сравнивая значения для $(\varphi_{OC})_M$ и $(\varphi_{OC})_{общ}$, нетрудно заметить, что общая обратная связь эффективнее, чем местная, стабилизирует фазовую характеристику усилителя.

Фазовые соотношения в селективных устройствах

Первая гармоника из несинусоидального периодического колебания выделяется с помощью селективных устройств, в качестве которых можно использовать резонансные и избирательные усилители, а также полосовые и заградительные фильтры.

В настоящее время указанные устройства достаточно подробно описаны в ряде работ [5, 15]. Однако вопросы их фазовой стабильности исследованы еще недостаточно. Проведем анализ фазовых соотношений, имеющих место в селективных устройствах.

Резонансные и избирательные усилители. Фазочастотные характеристики (ФЧХ) резонансного (РУ) или избирательного (ИУ) усилителей можно представить в форме [13]

$$\varphi_{РУ} = -\arctg X,$$

где

$$X = Q \left(\frac{f}{f_p} - \frac{f_p}{f} \right) \approx 2Q \frac{\Delta f}{f};$$

f_p — резонансная частота; Q — добротность РУ (ИУ); $\Delta f = f - f_p$ — абсолютная расстройка частоты.

Фазовая стабильность РУ (ИУ) определяется из следующего выражения:

$$\Delta\varphi = \frac{X}{1 + X^2} \frac{\Delta Q}{Q} + \frac{2Q}{1 + X^2} \Delta \left(\frac{\Delta f}{f} \right),$$

где

$$(\Delta f/f) = (\Delta f_c/f_c) + (\Delta f_p/f_p);$$

$\Delta f_c/f_c$ — относительная нестабильность частоты сигнала; $\Delta f_p/f_p$ — относительная нестабильность резонансной частоты резонансного или избирательного усилителей.

Для РУ

$$\frac{\Delta f_p}{f_p} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right),$$

а для ИУ при точной настройке на f_p

$$\Delta f_p/f_p \approx K (\Delta\tau/\tau),$$

где τ — постоянная времени ИУ; K — коэффициент, определяемый типом ИУ.

Из выражений для φ и $\Delta\varphi$ следует, что нестабильность фазы $\Delta\varphi$ пропорциональна добротности Q , которая, в свою очередь, определяет уровень фильтрации сигнала от высших гармоник. Для получения коэффициента нелинейных искажений $K_{н.л}$ на выходе резонансного или избирательного усилителя порядка 0,3% значения Q должна быть не менее 15—20. Поэтому высокую фазовую стабильность резонансного усилителя можно обеспечить тщательным подбором температурных коэффициентов емкости и индуктивности (ТКЕ и ТКИ) конденсаторов и индуктивностей, а в избирательных усилителях — использованием высокостабильных резисторов и конденсаторов. Из активных полупроводниковых приборов, применяемых в селективных устройствах, следует отдавать предпочтение полевым транзисторам (рис. 59—61). К достоинствам последней схемы избирательного усилителя (рис. 61) можно отнести ее работоспособность в широком диапазоне частот (до сотен килогерц) и высокие достижимые значения добротности (до 100—200). Недостатком схемы ИУ с положительной обратной связью является плохая устойчивость (возбуждение при колебании напряжения источника питания).

Теоретический анализ и экспериментальные исследования фазовых характеристик резонансных и избира-

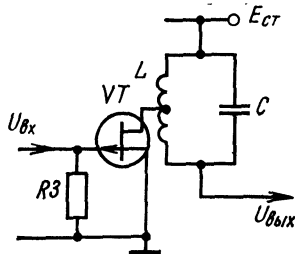


Рис. 59. Принципиальная схема резонансного усилителя на полевом транзисторе

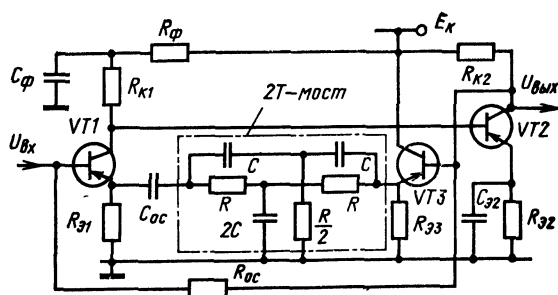


Рис. 60. Принципиальная схема избирательного усилителя на биполярных транзисторах с 2Т-мостом в цепи обратной связи

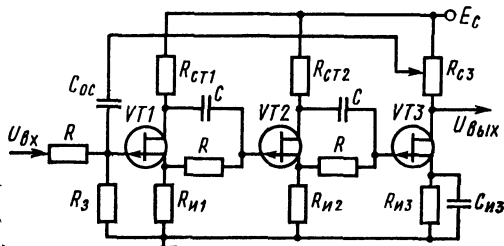


Рис. 61. Принципиальная схема избирательного усилителя на полевых транзисторах с положительной обратной связью

тельных усилителей показывают, что в рассматриваемых схемах очень трудно получить фазовую стабильность выше, чем $0,5^\circ$ (при $Q=15\pm 20$). Такой большой фазовый дрейф РУ (ИУ) объясняется высокой крутизной (пропорциональной Q) наклона их ФЧХ на резонансной частоте f_p .

Одним из путей повышения фазовой стабильности селективных устройств является снижение наклона их ФЧХ на частоте f_p . Эту задачу можно решить, используя заградительные фильтры, настроенные на 2-, 3-, 4-ю гармоники исследуемого сигнала, для ра-

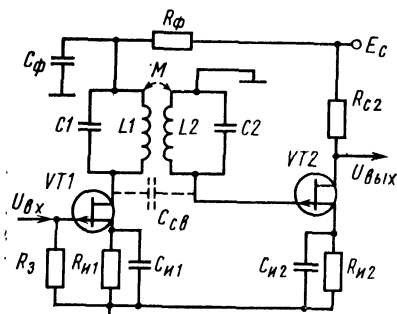


Рис. 62. Полосовой усилитель

боты на спаде суммарной фазочастотной характеристики фильтров или применяя полосовые усилители с большой расстройкой.

Полосовые усилители. Фазовая характеристика полосового усилителя, построенного на полосовом фильтре (рис. 62), определяется следующим выражением (без учета постоянного фазового сдвига 90° в полосовых фильтрах):

$$\varphi_{\text{ПУ}} = -\text{arctg} \frac{2y}{1 + y_0^2 - y^2},$$

где

$$y = Qx; X = \Delta f/f_n;$$

$y_0 = K/K_{\text{кр}}$ — степень связи контуров; $K = M/\sqrt{L_1 L_2}$ — коэффициент связи; $K_{\text{кр}} = 1/Q$ — критическая связь; f_1, f_2 — резонансные частоты контуров полосового фильтра; f_n — частота настройки ПУ; $Q = Q_1 = Q_2$ — добротность контуров полосового фильтра.

Влияние y_0 на φ определим из выражения

$$\frac{\partial \varphi_{\text{ПУ}}}{\partial y_0} = - \frac{4y y_0}{(1 + y_0^2 - y^2) + 4y^2}.$$

Взяв вторую производную от $\varphi_{\text{ПУ}}$ по y_0 , можно показать, что при

$$y_0 = \sqrt{\frac{1}{3} [(y^2 - 1) + 2\sqrt{(y^2 - 1)^2 - y^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{3}}$$

крутизна φ будет максимальной.

Из выражения

$$\frac{\partial \varphi_{\text{ПУ}}}{\partial y} = - \frac{2(1 + y_0^2 + y^2)}{(1 + y_0^2 - y^2) + 4y^2}$$

видно, что крутизна фазочастотной характеристики полосового усилителя имеет минимальное значение при $y=0$:

$$\left. \frac{\partial \varphi_{\text{ПУ}}}{\partial y} \right|_{y=0} = \frac{2}{(1 + y_0^2)}.$$

Крутизна фазы одиночного резонансного усилителя на резонансной частоте

$$\partial \varphi_{\text{РУ}} / \partial y |_{y=0} = -1.$$

Разделив $\partial \varphi_{\text{РУ}} / \partial y$ на $\partial \varphi_{\text{ПУ}} / \partial y$, найдем выигрыш θ в крутизне наклона фазы, который дает полосовой усилитель по сравнению с резонансными усилителями:

$$\theta = (1 + y_0^2)/2. \quad (31)$$

Приравняв

$$\frac{\partial^2 \varphi_{\text{ПУ}}}{\partial y^2} = \frac{4y [y^4 + 2y^2(1 + y_0^2) + (1 + 3y_0^2)(1 + y_0^2)]}{[(1 + y_0^2 - y^2)^2 + 4y^2]^2}$$

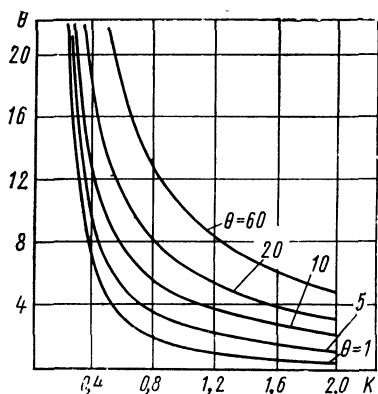


Рис. 63. Номограмма расчета добротности Q и коэффициента связи K между контурами полосового фильтра в зависимости от значения выигрыша θ в наклоне фазочастотной характеристики на резонансной частоте

нулю, получим, что фазочастотная характеристика полосового усилителя будет иметь минимальную крутизну при $y=0$. На основе формулы (31), которую можно представить в виде

$$KQ = \pm \sqrt{2\theta - 1},$$

построена номограмма (рис. 63) для расчета параметров полосового усилителя в зависимости от θ , Q и K . Значение прогиба ϵ на вершине амплитудно-частотной характеристики ПУ определяется из выражения

$$\epsilon = \frac{(y_0 - 1)^2}{(y_0^2 + 1)}.$$

Из номограммы следует, что крутизну наклона фазы полосового усилителя на частоте настройки f_n можно уменьшить в 10—30 раз (по сравнению с крутизной резонансного усилителя) при $\epsilon=0,5-0,8$, что вызывает снижение коэффициента передачи полосового усилителя $K_{ПУ}$ на частоте f_n на 50—80%.

Для оценки фазовой стабильности полосового усилителя разложим значение $\Phi_{ПУ}$ в ряд Маклорена по аргументу y и, ограничившись двумя первыми членами, получим следующую формулу для фазового сдвига $\Phi_{ПУ}$:

$$\Phi_{ПУ} \approx - \frac{2}{1 + y_0^2} y.$$

Фазовую стабильность полосового усилителя найдем, взяв дифференциал от полученного выражения для ПУ и перейдя к конечным приращениям:

$$\Delta\Phi \approx \frac{4Q}{1 + y_0^2} \cdot \frac{\Delta f}{f},$$

где

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta f_c}{f_c} + \frac{\Delta f_1}{f_1} + \frac{\Delta f_2}{f_2};$$

$\Delta f_c/f_c$ — относительная нестабильность частоты сигнала; $\Delta f_1/f_1$ и $\Delta f_2/f_2$ — относительная нестабильность резонансной частоты контуров или резонансных (избирательных) усилителей ПУ.

Рис. 64. Номограмма расчета фазовой стабильности φ резонансного и полосового усилителей в зависимости от обобщенной расстройки y для различных значений степени связи y_0

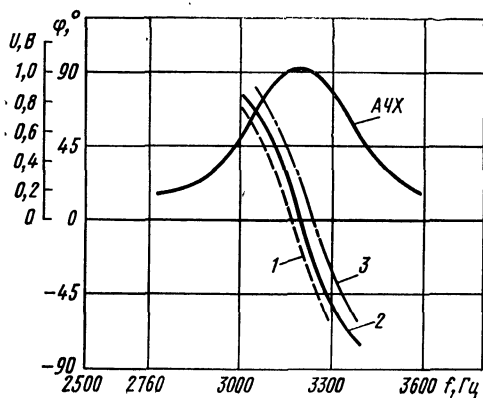
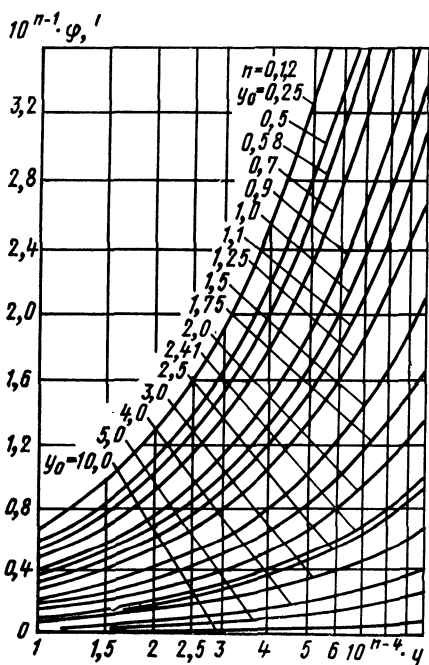


Рис. 65. Температурный дрейф фазочастотной характеристики резонансного усилителя:

1 — ФЧХ при $t=50^\circ\text{C}$; 2 — ФЧХ при $t=23^\circ\text{C}$; 3 — ФЧХ при $t=-5^\circ\text{C}$

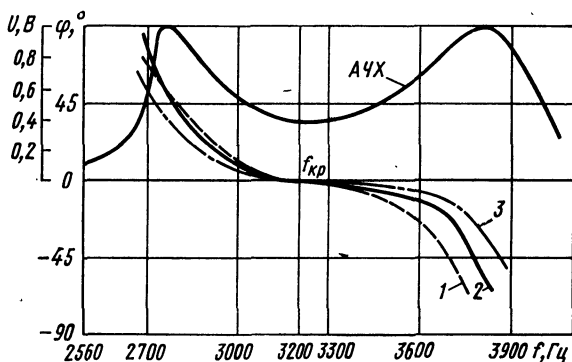


Рис. 66. Температурный дрейф фазочастотной характеристики полосового усилителя:

1 — ФЧХ при $t=50^\circ\text{C}$; 2 — ФЧХ при $t=23^\circ\text{C}$; 3 — ФЧХ при $t=-5^\circ\text{C}$

Для графического расчета фазовой стабильности резонансных и полосовых усилителей по формулам для $\varphi_{\text{ру}}$ и $\varphi_{\text{пу}}$ построена номограмма (рис. 64) их фазовых характеристик в зависимости от обобщенной расстройки y для различных значений y_0 . Номограмма рассчитана для трех декад значений n ($n=0, 1, 2$), охватывающих широкий диапазон расстроек y , значений Q и фазовых сдвигов φ . На рис. 65 и 66 показаны экспериментальные фазочастотные характеристики резонансного и полосового усилителей при одинаковых значениях добротности контуров ($Q=10$). Из представленных рисунков хорошо видно, что наклон фазы полосового усилителя на резонансной частоте на порядок меньше, чем в резонансном усилителе. Температурные испытания показали, что фазовая стабильность полосового усилителя (без применения специальных мер термокомпенсации) составляет $\Delta\varphi=0,1^\circ$ в диапазоне от -5 до $+50^\circ\text{C}$.

Методика проектирования фазостабильных усилителей

На основе проведенных исследований рассмотрим кратко основные этапы проектирования фазостабильных транзисторных усилителей.

Фазовые искажения однокаскадных RC -усилителей описываются следующими формулами [см. выражения (24) и (25)]:

в области высших частот

$$\varphi_{\text{вч}} = -\arctg \omega \tau_{\text{экв. вч}},$$

а в области низших частот

$$\varphi_{\text{нч}} = \arctg \frac{1}{\omega \tau_{\text{экв. нч}}},$$

где $\tau_{\text{экв. вч}}$, $\tau_{\text{экв. нч}}$ — эквивалентные постоянные времени RC -усилителей в области высших и низших частот.

В случае построения n -каскадных резистивных усилителей суммарный фазовый сдвиг φ имеет вид

$$\varphi = \sum_{i=1}^n \varphi_{iНЧ} - \sum_{i=1}^n \varphi_{iВЧ}.$$

Нестабильность фазы для многокаскадных усилителей можно найти из следующего выражения:

$$\Delta\varphi = \sum_{i=1}^n \Delta\varphi_{iНЧ} - \sum_{i=1}^n \Delta\varphi_{iВЧ} = \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^n \sin 2\varphi_{iНЧ} \frac{\Delta\tau_{iНЧ}}{\tau_{iНЧ}} - \sum_{i=1}^n \sin \varphi_{iВЧ} \frac{\Delta\tau_{iВЧ}}{\tau_{iВЧ}} \right).$$

Для $\varphi \leq 5^\circ$ [см. выражение (26)]

$$\Delta\varphi = \sum_{i=1}^n \varphi_{iНЧ} \frac{\Delta\tau_{iНЧ}}{\tau_{iНЧ}} - \sum_{i=1}^n \varphi_{iВЧ} \frac{\Delta\tau_{iВЧ}}{\tau_{iВЧ}}.$$

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) резистивных усилителей имеет нулевое значение и минимальный наклон на квазирезонансной частоте

$$f_{кр} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\tau_{эвк.ВЧ} \tau_{эвк.НЧ}}}.$$

Иначе говоря, фазовая стабильность резистивных усилителей имеет максимальное значение на частоте $f_{кр}$. Поэтому необходимо регулировать наклон ФЧХ усилителей таким образом (подбором $\tau_{эвк.НЧ}$, $\tau_{эвк.ВЧ}$), чтобы $f_{кр}$ совпала с частотой усиливаемого сигнала, а фазовый сдвиг, даваемый усилителями, приблизительно был бы равен нулю (рис. 67, а). Другими словами, время задержки t_3 сигнала в усилителях в области рабочих частот фазочастотной характеристики должно быть постоянным (рис. 67, б).

Кроме того, в резистивных усилителях фазовую стабильность можно повысить за счет применения усилителей постоянного тока (УПТ), исключая тем самым фазовые искажения в области низших частот. В этом случае выражения для φ и $\Delta\varphi$ примут следующий вид:

$$\varphi = \sum_{i=1}^n \varphi_{iВЧ};$$

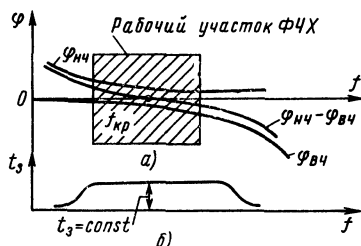


Рис. 67. Фазочастотная характеристика усилителя:

а — выбор рабочего участка ФЧХ;
б — зависимость производной $d\varphi/df$ (времени задержки t_3) от частоты f

$$\Delta\varphi = - \sum_{i=1}^n \varphi_{iВЧ} (\Delta\tau_{iВЧ}/\tau_{iВЧ}).$$

Выбор пассивных и активных элементов для усилителей определяется минимальным значением фазовых искажений и фазового дрейфа, вносимых ими в усиливаемый сигнал.

При построении усилителей на биполярных транзисторах следует отдавать предпочтение тем полупроводниковым приборам, которые имеют наибольшую частоту усиления по току f_a , минимальную коллекторную емкость C_k и максимальный коэффициент усиления по току β . Однако температурная нестабильность указанных параметров не позволяет получить фазовую стабильность резистивных усилителей лучше, чем $0,1-0,5^\circ$.

В ряде устройств, например в фазовых следящих системах и фазометрах, требуется обеспечить относительную фазовую стабильность между каналами опорного и сдвигаемого по фазе сигналов. В этом случае при построении идентичных канальных резистивных усилителей можно добиться относительной фазовой стабильности между ними порядка нескольких минут. Для этого необходимо, чтобы канальные усилители работали на квазирезонансной частоте $f_{кр}$, а их ФЧХ имели одинаковый наклон на рабочей частоте, который регулируется изменением глубины обратной связи.

Однако все более возрастающие требования к фазовой стабильности усилителей привели к необходимости использования в них полевых транзисторов. К преимуществам усилительных устройств на полевых транзисторах следует отнести высокую фазовую стабильность при воздействии дестабилизирующих факторов окружающей среды. При этом стабильность резистивных усилителей на полевых транзисторах может достигать $1-2'$.

Полевые транзисторы необходимо выбирать по максимальному значению крутизны S для снижения значения сопротивления стока R_c , а следовательно, и $\tau_{эв.ВЧ}$, которая влияет на фазовые искажения $\varphi_{ВЧ}$ в области высших частот.

Из биполярных транзисторов для применения в измерительных фазовых устройствах можно рекомендовать полупроводниковые приборы типа ГТ308, ГТ311, ГТ313, КТ301, КТ312, а из полевых — КП102, КП103, КП301. В качестве пассивных элементов необходимо использовать высокостабильные резисторы (типа УЛИ, БЛП) и конденсаторы (типа СГМ, ФТ и К53-1).

В усилителях на биполярных транзисторах рекомендуется выбирать токи эмиттера $I_a \geq 2-5$ мА для снижения температурного влияния I_a на f_a .

В полевых транзисторах рабочую точку по постоянному току рекомендуется выбирать при $U_{aн} \approx 0$, где токи стока I_c и крутизна S имеют значение, близкое к максимальному. К недостаткам усилителей на полевых транзисторах следует отнести несколько меньший коэффициент усиления по сравнению с усилителями на биполярных транзисторах.

Двухкаскадные усилители на биполярных транзисторах необходимо собирать на основе схем с непосредственными связями (рис. 68-69). К преимуществам схем на биполярных транзисторах следует отнести отсутствие переходных конденсаторов (а следовательно, фазовых искажений в области низших частот) и высокую стабиль-

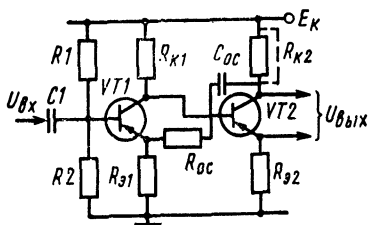


Рис. 68. Двухкаскадный усилитель с последовательной обратной связью по напряжению на биполярных транзисторах

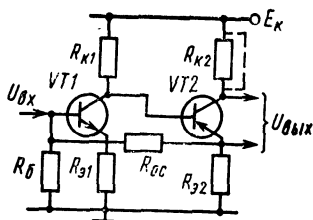


Рис. 69. Двухкаскадный усилитель с параллельной обратной связью по току на биполярных транзисторах

ность по постоянному току, которая обеспечивается общей и глубокими местными обратными связями.

В канальных усилителях следует использовать двухкаскадные схемы на биполярных транзисторах с параллельной ОС (рис. 69), а на полевых транзисторах — с последовательной ОС (рис. 70).

Стабилизацию фазочастотных характеристик в рассматриваемых схемах необходимо осуществлять применением местных и общей обратных связей, причем сначала необходимо полностью использовать местные, а затем общие обратные связи. При этом общая ОС оказывает более эффективное воздействие на стабилизацию фазы, по сравнению с местными ОС, а комплексная ОС лучше стабилизирует ФЧХ резистивного усилителя, чем активная ОС. Однако из-за трудностей подбора высокостабильных конденсаторов для работы в цепи обратной связи следует отдавать предпочтение активной ОС. В этом случае фазовый сдвиг, даваемый двухкаскадным усилителем, рассчитывается по формуле

$$\varphi_{OC} = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{1 + \delta K},$$

где φ_1, φ_2 — фазовые сдвиги первого и второго каскадов; $1 + \delta K$ — фактор общей обратной связи.

Для оценки фазовых сдвигов в усилительных устройствах, собранных на операционных усилителях в интегральном исполнении, можно пользоваться приближенными выражениями, которые приведены в работе [2].

3. ДИСКРЕТНЫЕ ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

В последнее время большое внимание уделяется разработке высокоточных дискретных фазовращателей (ДФВ) в транзисторном исполнении, которые нашли широкое применение в цифровых фазовых

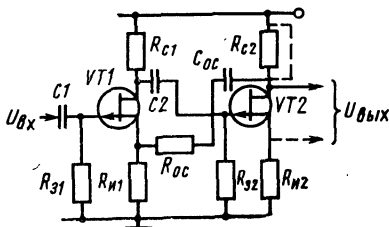


Рис. 70. Двухкаскадный усилитель на полевых транзисторах

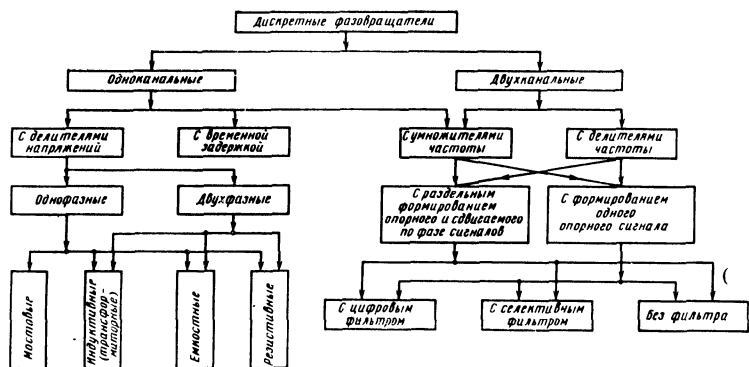


Рис. 71. Классификация дискретных фазовращателей

(ФСС) и амплитудных (АСС) следящих системах, а также в ряде сложных измерительных устройств и автоматизированных комплексах [9, 10, 21].

Дискретные фазовращатели можно разделить на две основные группы (рис. 71) — одноканальные и двухканальные.

В двухканальных ДФВ фазовый сдвиг задается между опорным и сдвигаемым по фазе сигналами, которые формируются собственным генератором периодических колебаний.

Одноканальные ДФВ сдвигают по фазе сигнал, поступающий от внешнего генератора, за счет изменения значений активных и реактивных параметров элементов электрических цепей ДФВ.

Двухканальные ДФВ можно построить на основе делителей и умножителей частоты.

В ДФВ с делителем частоты опорный и сдвигаемый по фазе сигналы ($f_{\text{ДФВ}}^{\text{оп}}$ и $f_{\text{ДФВ}}^{\text{с}}$) формируются делением частоты собственного генератора $f_{\text{ГИ}}$ на 2^n , где n — число двоичных разрядов. Таким образом, рабочая частота ДФВ $f_{\text{ДФВ}} = f_{\text{ГИ}}/2^n$.

В ДФВ с умножителем частоты рабочая частота $f_{\text{ДФВ}}$ ДФВ совпадает с частотой $f_{\text{ГИ}}$ собственного генератора. Для образования сдвигаемого по фазе сигнала частота $f_{\text{ГИ}}$ умножается в 2^n раз. Затем с помощью цифровых логических устройств, управляемых умножителем частоты, формируется искомый сигнал с частотой $f_{\text{ДФВ}}$, который можно сдвигать по фазе относительно опорного напряжения.

По структуре построения ДФВ с умножителями и делителями частоты делятся на устройства:

- с раздельным формированием опорного и сдвигаемого по фазе сигналов;

- с формированием только одного опорного сигнала.

Сдвигаемый по фазе сигнал во втором типе ДФВ образуется с помощью цифровой логической схемы, связанной с делителем или умножителем частоты опорного напряжения.

Одноканальные ДФВ можно построить на основе делителей напряжения и умножителей частоты, а также устройств с временной

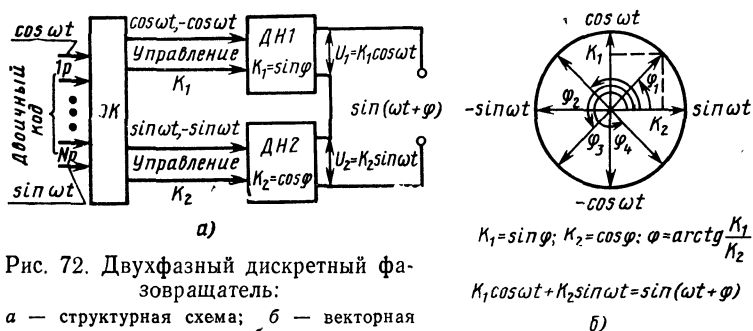


Рис. 72. Двухфазный дискретный фазовращатель:

а — структурная схема; б — векторная диаграмма работы

задержкой. Следует отметить, что ДФВ с умножителями частоты занимают промежуточное положение между одноканальными и двухканальными ДФВ, так как они могут работать как от внешнего, так и от собственного генератора периодических колебаний.

ДФВ, построенные на основе делителей напряжения, являются электрическим аналогом вращающегося трансформатора. Отличие их заключается в том, что амплитуда выходного сигнала вращающегося трансформатора меняется непрерывно от максимального значения до нуля при повороте роторной обмотки относительно статорной на 90° угловых, а в ДФВ амплитуда выходного сигнала изменяется в делителях напряжения индуктивного (трансформаторного), емкостного и резистивного типа. В зависимости от типа используемого делителя напряжения ДФВ делятся на индуктивные (трансформаторные), емкостные, резистивные и мостовые.

Рассмотрим устройство и особенности работы перечисленных дискретных фазовращателей.

Дискретные фазовращатели с делителями напряжений. По схеме питания ДФВ, построенные на основе делителей напряжения, можно разбить на две группы — двухфазные и однофазные.

Двухфазный дискретный фазовращатель. ДФВ с двухфазным питанием (рис. 72) состоит из двух делителей напряжения ДН1 и ДН2 и электронного коммутатора ЭК, управляемого n -разрядным двоичным кодом. На вход ЭК подаются синусное и косинусное напряжения входного сигнала, который необходимо сдвигать дискретно по фазе в диапазоне $0-360^\circ$. Круговое вращение фазы в ДФВ обеспечивается питанием делителей напряжения ДН1 и ДН2 прямыми ($\sin \omega t$, $\cos \omega t$) и инверсными ($-\sin \omega t$, $-\cos \omega t$) значениями ортогональных напряжений входного сигнала (здесь нормированная амплитуда гармонических сигналов $U_m=1$). Выходной сигнал снимается с последовательно включенных делителей напряжения ДН1 и ДН2, работой которых управляет электронный коммутатор ЭК.

Электронный коммутатор ЭК по существу заменяет электрический переключатель для изменения коэффициентов деления K_1 и K_2 делителей напряжения ДН1 и ДН2 при использовании подобных дискретных фазовращателей в цифровых ФСС.

Работа устройства происходит следующим образом. При работе в первом квадранте ($\varphi=0 \div +90^\circ$) напряжения $\sin \omega t$ и $\cos \omega t$ подаются соответственно на делители напряжения ДН1 и ДН2, коэффициенты деления которых $K_1=\cos \varphi$ и $K_2=\sin \varphi$ устанавливаются

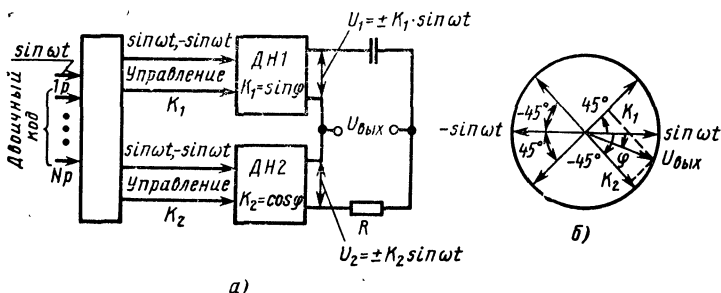


Рис. 73. Однофазный дискретный фазовращатель:
а — структурная схема; б — векторная диаграмма работы

электронным коммутатором пропорционально значению двоичного кода. Выходное напряжение ДФВ

$$U_{\text{вых}} = U_1 + U_2 = \sin \varphi \cos \omega t + \cos \varphi \sin \omega t = \sin (\omega t + \varphi),$$

где

$$\varphi = \arctg (K_1/K_2).$$

Для перехода во второй квадрант ($\varphi = +90^\circ \div 180^\circ$) электронный коммутатор подает на делители напряжения ДН1 и ДН2 соответственно сигналы $\cos \omega t$ и $-\sin \omega t$. Переход в третий и четвертый квадранты осуществляется соответствующим выбором прямых и инверсных значений сигналов $\sin \omega t$ и $\cos \omega t$.

Однофазный дискретный фазовращатель. Отличие данного фазовращателя (рис. 73,а) от предыдущего устройства заключается в том, что на его вход подается один гармонический сигнал $\sin \omega t$, а делители напряжения ДН1 и ДН2 совместно с дополнительно введенной RC-цепочкой образуют мостовую схему, с выхода которой снимается сдвигаемый по фазе сигнал. Величины R и C выбирают из следующего соотношения: $R = 1/\omega C$.

Синусоидальный сигнал (рис. 73,б), проходя через делители ДН1 и ДН2, сдвигается в мостовой схеме по фазе на $+45^\circ$ и -45° (напряжения U_1 и U_2). Регулируя коэффициенты деления K_1 и K_2 в делителях напряжения ДН1 и ДН2, нетрудно осуществить сдвиг выходного сигнала по фазе в пределах $-45^\circ \div +45^\circ$, который равен геометрической сумме векторов $K_1 \sin (\omega t + 45^\circ)$ и $K_2 \sin (\omega t - 45^\circ)$. Круговое вращение фазы осуществляется подачей прямых и инверсных значений входного сигнала на делители напряжения ДН1 и ДН2. Выходное напряжение фазовращателя

$$U_{\text{вых}} = K_1 \sin (\omega t + 45^\circ) + K_2 \sin (\omega t - 45^\circ) = \sin (\omega t - 45^\circ + \varphi),$$

где

$$K_1 = \sin \varphi; K_2 = \cos \varphi; \varphi = \arctg (K_1/K_2).$$

К однофазным фазовращателям можно отнести и мостовой дискретный фазовращатель (рис. 74,а), который отличается от предыдущей схемы отсутствием делителей напряжения. В мостовом фазовращателе напряжения U_1 и U_2 постоянны по амплитуде, а фазовый сдвиг входного сигнала осуществляется за счет дискретного изменения величин R и C .

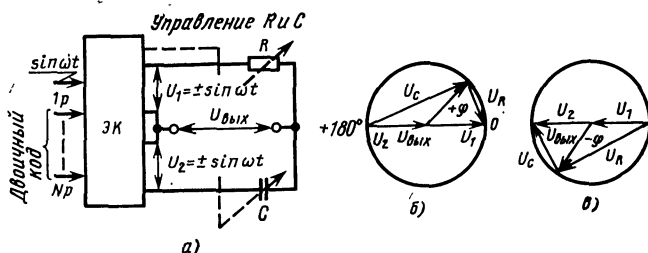


Рис. 74. Мостовой дискретный фазовращатель:

а — структурная схема; б — векторная диаграмма работы в диапазоне 0—180°; в — векторная диаграмма работы в диапазоне 0—180°

Входной сигнал через электронный коммутатор ЭК подается в виде напряжений U_1 и U_2 на мостовую схему, два плеча которой могут представлять, например, трансформатор со средней точкой. Два других плеча образуются RC -цепочкой, подключенной к трансформатору. Выходной сигнал снимается со средних точек трансформатора и RC -цепочки. При изменении величин R и C фаза выходного сигнала

$$\varphi = 2 \arctg \omega RC$$

меняется в пределах 0—180° (рис. 74,б). Изменение полярности входного сигнала ($-\sin \omega t$) вызывает изменение полярности сигналов U_1 и U_2 (рис. 74,в) и изменение знака регулируемой фазы: $\varphi = 0 \div -180^\circ$.

Так как в литературе достаточно подробно описаны принципиальные схемы, конструкции и погрешности дискретных фазовращателей, построенных на основе трансформаторных, резистивных и мостовых делителей напряжения, отметим лишь присущие им недостатки:

сложность электронного коммутатора, большое число электронных ключей и необходимость их гальванической развязки для управления делителями напряжений;

разброс и малые значения прямых сопротивлений электронных ключей ($r_{пр} \leq 1,0$ Ом), ограничивающих точность делителей напряжения;

ограниченный частотный диапазон и значительные габаритные размеры дискретного фазовращателя из-за применения наиболее точных индуктивных (трансформаторных) делителей напряжений.

В силу указанных причин точность дискретных фазовращателей, построенных на основе делителей напряжения, редко превышает 15—20° (10 двоичных разрядов).

Дискретный фазовращатель с временной задержкой. Применение способа временной задержки позволяет построить n -разрядный дискретный фазовращатель на основе последовательно соединенных фазосдвигающих цепей (φ_i), управляемых электронными ключами $K_1—K_n$ (рис. 75). Фазовые сдвиги, даваемые фазосдвигающими цепями, определяются следующим выражением: $\varphi_i = 360^\circ/2^i$, где $i=1, 2, \dots, n$. Необходимый фазовый сдвиг в ДФВ устанавливается с помощью электронных ключей $K_1—K_n$, которые управляются импульсами двоичного кода,

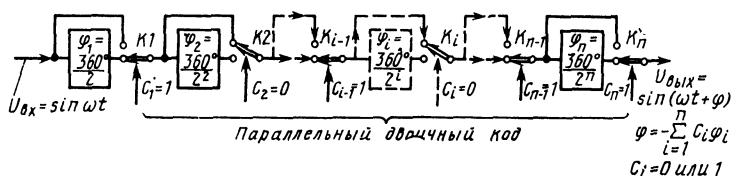


Рис. 75. Структурная схема дискретного фазовращателя с временной задержкой

Работа фазовращателя достаточно проста и не требует подробных пояснений. Входной сигнал $U_{вх} = \sin \omega t$ в зависимости от положения ключей $K_1—K_n$ проходит через фазосдвигающие цепи φ_i или обходит их. Суммарный фазовый сдвиг выходного сигнала ДФВ

пропорционален весу двоичного кода: $\varphi = \sum_{i=1}^n C_i \varphi_i$, где C_i , равный 0 или 1, — разрядный коэффициент двоичного кода.

Предложенная структура построения ДФВ позволяет: значительно упростить конструкцию и расчет погрешностей устройства;

исключить электронный коммутатор и управлять работой ДФВ непосредственно импульсами двоичного кода;

применять электронные ключи без гальванической развязки и на 1—2 порядка снизить требования к их прямому сопротивлению ($r_{пр} \leq 100 \text{ Ом}$);

снизить число электронных ключей до двух на один разряд (фазосдвигающую цепь);

повысить точность и ввести полную или частичную микроминиа-тизацию.

В качестве фазосдвигающих цепей в ДФВ используют транзисторные мостовые RC-схемы для 2—5-го разрядов ($\varphi_2 = 90^\circ$; $\varphi_3 = 45^\circ$;

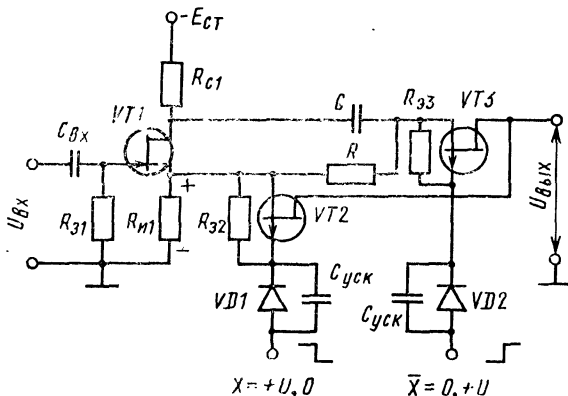


Рис. 76. Принципиальная схема мостового фазосдвигающего устройства на основе RC-цепи с двумя электронными ключами

$\varphi_4=22,5^\circ$; $\varphi_5=11,25^\circ$), а для остальных младших разрядов — инерционные (интегрирующие) RC -цепочки. В первом разряде для создания фазового сдвига $\varphi=180^\circ$ применяется инвертор. Выбранная структура построения фазосдвигающих цепей ДФВ позволяет получить значение коэффициента передачи ДФВ не ниже $K_{ДФВ}=0,5$. Так, например, коэффициент передачи мостовых RC -схем $K_{м.с}=1$, а в интегрирующих RC -цепочках $K_{и.д}\approx 0,9 \div 1$ для величин R и C , обеспечивающих сдвиг фазы в интервале $0-5^\circ$.

Мостовое фазосдвигающее устройство на основе RC -цепи с двумя электронными ключами (рис. 76) состоит из транзисторного RC -моста, построенного на полевом транзисторе $VT1$ с каналом n -типа, и двух электронных ключей на полевых транзисторах $VT2$ и $VT3$ с каналом p -типа.

Фазовый сдвиг транзисторного моста

$$\varphi_{м.с} = -\arctg \frac{\omega\tau(1+K)}{1-K(\omega\tau)^2},$$

где

$$\tau = \left(R + R_0 \frac{2 + SR_0}{1 + SR_0} \right) (C + C_{пар}); \quad R_0 = R_c = R_n;$$

$$K = \left(R - R_0 \frac{SR_0}{1 + SR_0} \right) / \left(R + R_0 \frac{2 + SR_0}{1 + SR_0} \right);$$

S — крутизна полевого транзистора $VT1$; $C_{пар}$ — паразитная емкость, подключенная к выходу мостовой RC -схемы.

При $R \gg R_0$ $K \approx 1$, тогда

$$\varphi_{м.с} \approx -2 \arctg \omega R (C + C_{пар}). \quad (32)$$

Нестабильность фазы транзисторного моста определяется из следующего выражения:

$$\Delta\varphi_{м.с} = \pm \sin \varphi_{м.с} (\Delta\tau/\tau). \quad (33)$$

Выходной сигнал в схеме снимается с истока полевого транзистора $VT1$ через электронный ключ $VT2$ или с выхода моста через ключ $VT3$, которые управляются положительными парафазными сигналами X , \bar{X} непосредственно от логических импульсных элементов (например, двоичного счетчика) 133, 155 или 128 серий интегральных микросхем. Таким образом, электронные ключи $VT2$ и $VT3$ выполняют функцию переключателя K_i (см. рис. 76), осуществляя передачу, на выход сигнала с фазовым сдвигом $\varphi_i=0$ или $\varphi_i=360^\circ/2^i$. Следует отметить, что фазосдвигающая цепь и электронные ключи развязаны от влияния предыдущих и последующих разрядных фазосдвигающих цепей полевым транзистором $VT1$ собственного моста и таким же транзистором следующей фазосдвигающей схемы. Применение в устройстве полевых транзисторов с разными типами проводимости было вызвано необходимостью управления электронными ключами от положительных потенциалов логических микросхем и исключения всех дополнительных резисторов и конденсаторов, связанных с подключением к мостовой RC -цепи электронных ключей.

Запирающее $U_{зап}$ и открывающее $U_{откр}$ напряжения для электронных ключей выбирают из следующих соотношений:

$$|U_{\text{зап}}| \geq U_{\text{отс}} + |U_{\text{вх}m}| + U_{\text{н}}^1;$$

$$|U_{\text{откр}}| = U_{\text{з.и}} \approx 0,$$

где $U_{\text{отс}}$ — напряжение отсечки полевого транзистора; $U_{\text{вх}m}$ — амплитуда входного сигнала; $U_{\text{н}}^1$ — напряжение на истоке полевого транзистора $VT1$; $U_{\text{з.и}}$ — напряжение затвор-исток.

При подаче на вход $VT2$ или $VT3$ управляющего потенциала $X=0$ напряжение между их затвором и истоком $U_{\text{з.и}} \approx 0$, так как диод $VD1$, смещенный в обратном направлении, не пропускает напряжение, выделяющееся на резисторе $R_{\text{и}1}$, на затвор $VT2$ ($VT3$). В этом случае транзистор $VT2$ ($VT3$) открывается и пропускает сигнал на выход устройства. При подаче на входы ключей управляющего потенциала ($X=+U_{\text{упр}} \geq |U_{\text{зап}}|$) на диоде ($VD1$ или $VD2$) возникает смещение в прямом направлении и на переходе «затвор—исток» транзистора $VT2$ ($VT3$) появляется положительное напряжение, закрывающее этот полевой транзистор. Конденсаторы $C_{\text{уск}}$, шунтирующие диоды $VD1$, $VD2$, необходимы для импульсного режима работы ключей.

Схема фазосдвигающего устройства для младших разрядов ДФВ, изображенная на рис. 77, отличается от предыдущей схемы заменой транзисторного моста интегрирующей RC -цепью и включением полевого транзистора $VT1$ по схеме с общим стоком. Кроме того, для выравнивания коэффициентов передачи сигналов, проходящих через электронные ключи ($VT2$ и $VT3$), перед ключом $VT2$ вводится делитель напряжения на резисторах $R1$ ($R_1=R$) и $R2$ ($R_2=1/\omega C$). Фазовый сдвиг $\Phi_{\text{и.д}}$ и его нестабильности $\Delta\Phi_{\text{и.д}}$ рассчитывают так же, как и в выражениях (32), (33) по формулам (23) и (22).

В остальном работа схемы ничем не отличается от предыдущей.

Проведем оценку погрешностей ДФВ. Выражения для полного фазового сдвига Φ фазовращателя, построенного на мостовых и интегрирующих фазосдвигающих схемах, и его погрешности $\Delta\Phi_{\text{ДФВ}}$ имеют следующий вид:

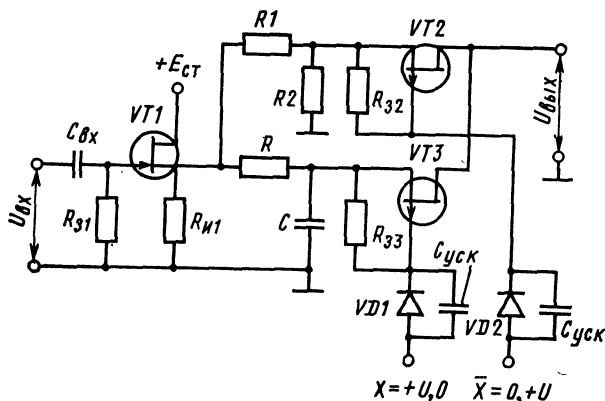


Рис. 77. Принципиальная схема интегрирующего фазосдвигающего устройства на основе RC -цепи с двумя электронными ключами

$$\varphi_{ДВФ} = \varphi_1 + \sum_{i=2}^5 \varphi_i^{MC} + \sum_{i=6}^n \varphi_i^{ИЦ},$$

где $\varphi_1 = \pi - \varphi_n$; $\varphi_n = -\omega \frac{R_c C_{пар}}{1 + SR_n}$ — фазовый сдвиг инвертора, построенного на полевом транзисторе,

$$\Delta\varphi_{ДВФ} = \pm \sum_{i=2}^5 \sin \varphi_i^{MC} \frac{\Delta\tau_i^{MC}}{\tau_i^{MC}} \pm \pm \frac{1}{2} \sin 2\varphi_6^{ИЦ} \frac{\Delta\tau_6^{ИЦ}}{\tau_6^{ИЦ}} \pm \omega \sum_{i=1,7, \dots, n} \Delta\tau_i^{ИЦ}.$$

где

$$\frac{\Delta\tau_i^{ИЦ}}{\tau_i^{ИЦ}} = \frac{\Delta C_i}{C_i} + \frac{\Delta R_i}{R_i}.$$

Несмотря на довольно большое сопротивление полевых транзисторов в открытом состоянии ($r_{пр} = 40 \div 100$ Ом), фазовые погрешности, вносимые электронными ключами, не превышают единиц минут в частотном диапазоне до 10 кГц. В случае равенства $r_{пр}$ полевых транзисторов VT2 и VT3 (см. схему на рис. 76) влиянием фазовых погрешностей электронных ключей на общую погрешность $\Delta\varphi_{ДВФ}$ можно практически пренебречь.

В заключение обзора одноканальных ДФВ следует отметить, что на их точность оказывают влияние следующие факторы: нестабильность и температурный дрейф пассивных (R , C , L) и активных (транзисторы) элементов;

паразитные емкости и индуктивности делителей напряжения и фазосдвигающих цепей;

разброс и конечное значение сопротивления коммутирующих ключей;

частотные погрешности ДФВ и т. д.

Перечисленные причины ограничивают точность одноканальных ДФВ до $5-10'$ ($10-12$ двоичных разрядов).

Дискретные фазовращатели с делителями и умножителями частоты. Дискретные фазовращатели, построенные на основе делителей частоты или, как их иногда называют, преобразователи «код—фаза» в настоящее время получили самое широкое распространение в прецизионных АЦП и фазометрических устройствах, так как по простоте схемной реализации и точности они превосходят все известные аналоги. Высокая точность рассматриваемых ДФВ по сравнению, например, с ДФВ, построенными на делителях напряжения, объясняется тем, что в них в качестве единичной меры используется частота собственного генератора или временные интервалы, соответствующие периоду колебаний этого генератора, из которых с помощью делителей частоты формируются опорный и сдвигаемый по фазе сигналы. К дополнительным конструкционным преимуществам таких ДФВ относится возможность их реализации на логических интегральных микросхемах (ИМС), что позволяет полностью

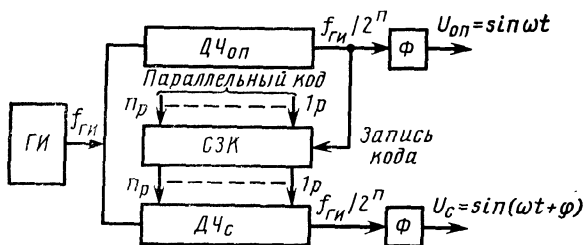


Рис. 78. Структурная схема дискретного фазовращателя с формированием опорного и сдвигаемого по фазе периодических сигналов

решить вопросы их микроминиатюризации (выполнить в виде одной БИС).

ДФВ с делителями частоты опорного и сдвигаемого по фазе сигналов (рис. 78) состоит из генератора прямоугольных импульсов ГИ, делителей частоты опорного ДЧ_{оп} и сдвигаемого по фазе ДЧ_с сигналов, схемы записи двоичного кода СЗК и двух формирователей синусоидального сигнала Ф, которые подключены к ДЧ_{оп} и ДЧ_с.

Работа ДФВ протекает следующим образом. Прямоугольные импульсы (меандр), следующие с частотой $f_{ГН}$ с выхода ГИ поступают на делители частоты ДЧ_{оп} и ДЧ_с, которые формируют на своих выходах импульсы с частотой $f_{ГН}/2^n$, где n — число двоичных разрядов. Прямоугольные импульсы с выхода ДЧ_{оп} и ДЧ_с преобразуются в гармонические колебания $U_{оп}$ и $U_{с}$ с помощью формирователей синусоидальных сигналов ФС. Сдвиг по фазе сигнала $U_{с}$ относительно $U_{оп}$ осуществляется с помощью СЗК, которая в начальный момент (фаза $\varphi_{оп}=0$) формирования сигнала $U_{оп}$ записывает в ДЧ_с (функцию которого выполняет двоичный счетчик) значение двоичного кода, соответствующего необходимой разности фаз между $U_{оп}$ и $U_{с}$:

$$\varphi = (2\pi/T) \sum_{i=1}^n C_i \Delta t_i,$$

где $T = 2^n/f_{ГН}$ — период следования выходных импульсов ДЧ_{оп} и

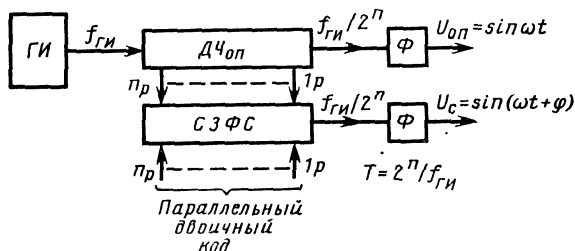


Рис. 79. Структурная схема дискретного фазовращателя с формированием одного опорного напряжения

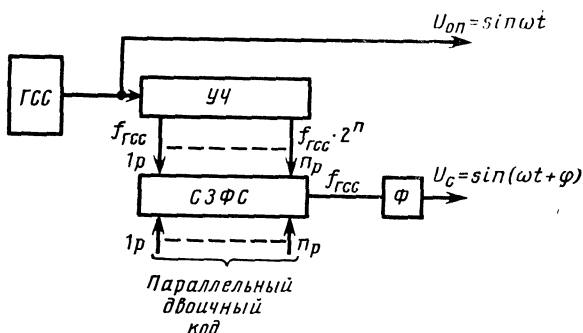


Рис. 80. Структурная схема дискретного фазовращателя с умножителем частоты для формирования сдвигаемого по фазе сигнала

$ДЧ_i$; Δt_i — временной интервал (или фазовый сдвиг), соответствующий шагу квантования i -го разряда двоичного кода.

К недостаткам рассмотренной схемы ДФВ относится возможность сбоя работы $ДЧ_{оп}$ или $ДЧ_c$ во время формирования меандров с частотой $f_{ГЦ} / 2^n$, что вызовет погрешность задания разности фаз $\Delta\phi$ между сигналами U_c и $U_{оп}$.

В схеме ДФВ, свободной от указанного недостатка (рис. 79), узлы $ДЧ_c$ и $СЗК$ заменены одной логической схемой записи и формирования меандра $СЗФС$ с частотой $f_{ГЦ} / 2^n$, из которого образуется сдвигаемый по фазе сигнал U_c . Так как логический блок $СЗФС$ питается от делителя частоты $ДЧ_{оп}$, то дополнительные фазовые сдвиги, появляющиеся в опорном напряжении $U_{оп}$ из-за возможных сбоев работы $ДЧ_{оп}$, имеют место также и в сдвигаемом по фазе напряжении U_c , что исключает погрешность преобразования кода в разность фаз ϕ между U_c и $U_{оп}$. В остальном данный ДФВ ничем не отличается от предыдущей схемы.

Дискретные фазовращатели можно строить не только на делителях, но и на умножителях частоты, что резко расширяет область их применения, так как ДФВ с делителями частоты не могут работать от внешнего сигнала. Схема ДФВ с умножителем частоты (рис. 80) состоит из собственного или внешнего генератора синусоидального сигнала $ГСС$, частота работы которого $f_{ГСС}$ является рабочей частотой ДФВ. Кроме того, в ДФВ входят схема записи двоичного кода и формирования сдвигаемого по фазе сигнала $СЗФС$, а также устройство Φ для преобразования прямоугольных импульсов с выхода $СЗФС$ в синусоидальный сигнал U_c .

Сигнал от $ГСС$ поступает на умножитель частоты $УЧ$, представляющий собой n последовательно соединенных удвоителей частоты, выходы которых поступают на логический блок $СЗФС$. Логический блок $СЗФС$ так же, как и в предыдущей схеме ДФВ, формирует меандр с частотой следования импульсов $f_{ГСС}$, который сдвигается по времени (фазе) относительно опорного сигнала $U_{оп}$ пропорционально значению двоичного кода. Пройдя через узел Φ , меандр превращается в синусоидальный сигнал $U_c = \sin(\omega t + \phi)$, где

$$\varphi = (2\pi/T) \sum_{i=1}^n C_i \Delta t_i; \quad T = 1/f_{\text{ГСС}}.$$

В дискретных фазовращателях, выходные сигналы которых имеют прямоугольную форму (меандр), в ряде случаев требуется выделение из меандра синусоидального сигнала в виде первой гармоники. Эту функцию могут выполнять как селективные, так и цифровые фильтры. Так как устройство и работа селективных фильтров достаточно подробно были изложены выше в п. 2 настоящей главы, рассмотрим методы формирования синусоидального сигнала с помощью цифровых фильтров.

При цифровом формировании синусоидального сигнала последний заменяется совокупностью дискретных значений (отсчетов), расстояние между которыми определяется временными интервалами Δt . При генерировании синусоиды по дискретным отсчетам $X(K\Delta t)$, где $K=0, 1, 2, \dots$, происходит замена истинной функции $\sin \omega t$ приближенной функцией $\Psi(t)$ более простого вида, на которую накладывается следующее ограничение: в точках отсчета $\Psi(t)$ имеет те же значения, что и $X(K\Delta t)$. Такое представление функции $\sin \omega t$ при помощи функции $\Psi(t)$ называется аппроксимацией, а сама функция $\Psi(t)$ — аппроксимирующей (интерполирующей). В качестве интерполирующей функции можно использовать ступенчатую или кусочно-линейную функции, а также другие способы приближенного представления.

Влияние способа аппроксимации на правильность (погрешность) представления функции $\sin \omega t$ показано на рис. 81, а и б, где штриховой линией изображена функция $\sin \omega t$, а сплошной — соответствующие ей ступенчатая (рис. 81, а) и кусочно-линейная (рис. 81, б) аппроксимации.

Генерируемая функция $Y(t)$, которая должна соответствовать синусоидальному сигналу, при квантовании по времени имеет следующий вид.

$$Y(t) = \sum_{K=0}^{\infty} X(K\Delta t) \Psi(t - K\Delta t),$$

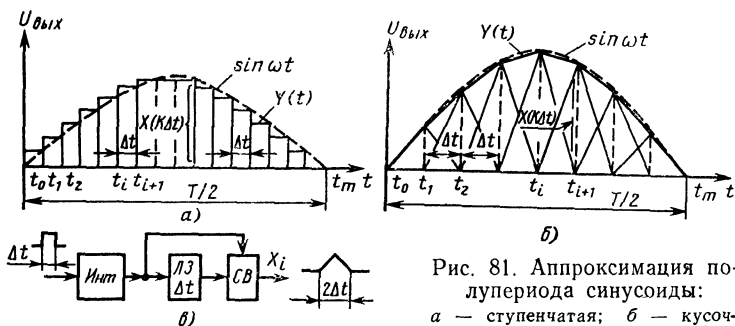


Рис. 81. Аппроксимация по-
лупериода синусоиды:

а — ступенчатая; б — кусочно-
линейная; в — схема форми-
рования треугольного им-
пульса

где в случае ступенчатой аппроксимации

$$\Psi(t - K\Delta t) = \begin{cases} 1 & \text{при } K\Delta t \leq t \leq (K+1)\Delta t, \\ 0 & \text{в остальное время,} \end{cases}$$

а при кусочно-линейной аппроксимации

$$\Psi(t - K\Delta t) = \begin{cases} t/\Delta t & \text{при } 0 \leq t \leq \Delta t, \\ 2 - t/\Delta t & \text{при } \Delta t \leq t \leq 2\Delta t, \\ 0 & \text{в остальное время.} \end{cases}$$

Из приведенных выражений видно, что для ступенчатой аппроксимации нужно формировать прямоугольные импульсы, а для кусочно-линейной — треугольные. Наличие в ДФВ делителей частоты, которые формируют прямоугольные импульсы длительностью $\Delta t = 1/f_{\text{гг}} \div 2^n/f_{\text{гг}}$ позволяет с помощью цифровых схем довольно просто решить задачу создания ступенчатой аппроксимирующей функции $Y(t)$. Треугольные импульсы, необходимые для кусочно-линейной интерполяции, можно сформировать из прямоугольных с помощью схемы, изображенной на рис. 81, в. Устройство состоит из интегратора *Инт*, линии задержки *ЛЗ* на время Δt и схемы вычитания *СВ*. Треугольный импульс длительностью $2\Delta t$ получается при прохождении прямоугольного импульса длительностью Δt через интегратор *Инт*, линию задержки и схему вычитания из выходного сигнала интегратора.

Сравнивая различные виды аппроксимации синусоидального сигнала, нетрудно заметить, что кусочно-линейная интерполяция позволяет получить функцию $Y(t)$, более близкую к синусоиде, чем ступенчатая интерполяция. Далее можно показать, что параболическая аппроксимация окажется лучше линейной. Это объясняется тем, что при ступенчатой аппроксимации разрывной оказывается сама функция $\Psi(t)$, а при линейной разрывы имеет первая производная $\Psi'(t)$. Таким образом, чем больше производных высшего порядка имеет аппроксимирующая функция, тем меньше погрешности аппроксимации.

В схему формирователя синусоидального сигнала (рис. 82) входят генератор прямоугольных или треугольных импульсов Γ , распределитель импульсов во времени *РИ* и сумматор, построенный на резисторах $R1-Rm$ и операционном усилителе $У$.

Импульсы необходимой длительности $\Delta t 2^i$ ($i = 1, \dots, m$) с делителя частоты *ДЧ* поступают на генератор Γ , который в зависимости от вида аппроксимации формирует прямоугольные или треугольные импульсы с заданной амплитудой. Распределитель импульсов *РИ* осуществляет подачу на сумматор импульсов с генератора Γ в не-

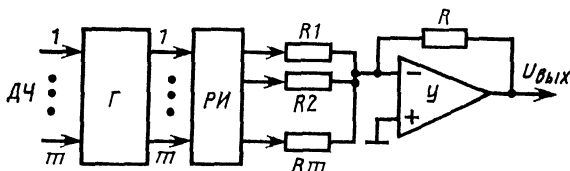


Рис. 82. Структурная схема цифрового формирователя синусоидального сигнала

обходимые моменты времени t_i . В результате сложения импульсов на резисторах $R_1—R_m$ на выходе операционного усилителя появляется сигнал $U_{\text{вых}} = Y(t)$, имеющий форму синусоидального сигнала.

На основе проведенного обзора ДФВ следует отметить, что наиболее точными и перспективными с точки зрения микроминиатюризации являются устройства для дискретного задания разности фаз с помощью делителей частоты. Однако к их недостаткам относится низкая рабочая частота $f_{\text{ДФВ}} = f_{\text{ГВ}}/2^n = 1 \div 10$ кГц. При построении 12—15-разрядных ДФВ частота собственного генератора $f_{\text{Ш}} = 1 \div 10$ МГц, что создает трудности на пути создания делителей частоты, цифровые логические устройства которых работают в частотном диапазоне до 10 МГц. Дальнейшее развитие ДФВ с делителями частоты следует проводить в направлении использования преобразователей частоты, которые смогут переносить задаваемый фазовый сдвиг в любую необходимую область радиочастот.

Сдвиг фазы в гармонических колебаниях, поступающих от внешнего генератора, следует осуществлять с помощью транзисторных ДФВ с временной задержкой. К их преимуществам относится работа в широком диапазоне частот, простота схемной реализации и возможность микроминиатюризации.

Перспективным направлением в развитии ДФВ следует считать применение для этой цели микропроцессоров, на основе которых можно строить как одноканальные, так и двухканальные ДФВ. В одноканальном режиме микропроцессор, измерив амплитуду и период внешнего сигнала, может сформировать синусоиду, сдвигаемую по фазе с необходимой точностью. В двухканальном режиме на микропроцессор можно возложить выполнение всех функций цифровой логики ДФВ. Кроме того, дополнительным преимуществом применения в ДФВ микропроцессоров является возможность коррекции систематических и учета случайных погрешностей задания фазы.

4. УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ, ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ И МОДУЛЯТОРЫ

Неотъемлемой частью электромеханических и цифровых фазовых следящих систем (ФСС), а также ряда цифровых преобразователей угла (ЦПУ), построенных на индукционных фазовращателях, являются такие электронные узлы, как умножители частоты, фазовые детекторы и модуляторы. Ввиду того, что точность измерения фазы в ФСС и в фазовых преобразователях угла должна быть не менее $5—10'$, фазовая нестабильность в перечисленных электронных устройствах не должна превышать нескольких угловых минут. Рассмотрим методы построения и схемной реализации фазостабильных умножителей частоты, фазовых детекторов и модуляторов.

Умножители частоты. В ФСС и фазовых ЦПУ умножители частоты широко используют для «фазового усиления» измеряемого фазового сдвига, согласования отсчетов и построения дискретных фазовращателей.

В качестве основного узла в умножителях частоты выбран удвоитель частоты, что удобно для их применения в ЦПУ, осуществляющих кодирование информации в двоичной форме. На основе каскадирования удвоителей частоты можно получить любой необ-

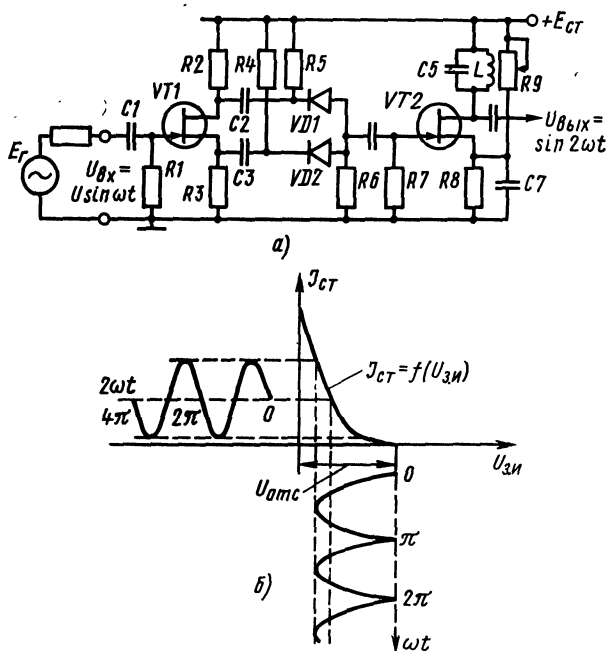


Рис. 83. Двухполупериодный удвоитель частоты:
а — принципиальная схема; б — временные диаграммы работы

ходимый коэффициент умножения $N=2^n$, где n — число удвоителей частоты.

Среди многообразия способов построения и схемной реализации удвоителей частоты следует отдавать предпочтение устройствам, которые работают в широком диапазоне частот, имеют высокую фазовую стабильность, просты в наладке и не критичны к колебаниям источника питания.

В частности, появившиеся в последнее время удвоители частоты на интегральных балансных модуляторах не обладают высокой фазовой стабильностью из-за того, что выходной сигнал балансного модулятора, построенного на основе дифференциального усилителя, подвержен большому температурному дрейфу. Поэтому рассмотрим в качестве примера устройство и работу фазостабильного удвоителя частоты, построенного на полевом транзисторе (рис. 83,а).

Устройство состоит из инвертора на полевом транзисторе $VT1$, выполняющего роль трансформатора со средней точкой, двух выпрямительных диодов $VD1$ и $VD2$ и буферного каскада с резонансным LC -контуром, построенного на полевом транзисторе $VT2$.

Входной синусоидальный сигнал разворачивается в инверторе $VT1$ в противофазе и поступает на диоды $VD1$, $VD2$, которые обеспечивают его двухполупериодное выпрямление. Разложение в ряд двухполупериодного сигнала

$$i_{дп} = \frac{2kU_m}{\pi} + \frac{4kU_m}{3\pi} \cos 2\omega t + \frac{4kU_m}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots$$

не имеет нечетных гармоник, что облегчает задачу фильтрации сигнала. Входная характеристика полевого транзистора (рис. 83,б) довольно точно описывается параболической характеристикой:

$$I_{ст} = I_m (1 - U_{з.и}/U_{отс})^2,$$

где I_m — ток стока при $U_{з.и}=0$; $U_{отс}$ — напряжение между затвором и истоком при $I_{ст}=0$.

Выбрав рабочую точку на входной характеристике полевого транзистора VT2 при $U_{з.и}=U_{отс}$, можно значительно улучшить форму двухполупериодного сигнала, получив на выходе VT2 синусоидальный сигнал. Для лучшей фильтрации выходного сигнала в сток VT2 включен LC-контур, позволяющий даже при небольших значениях добротности ($Q \leq 5$) получить коэффициент нелинейных искажений $K_{н.и} \leq 1\%$.

Фазовые детекторы. Точность и разрешающая способность фазовых измерительных систем во многом зависят от чувствительности и фазовой стабильности входящих в их состав фазовых детекторов. Анализ существующих схем фазовых детекторов показывает, что любая фазочувствительная схема, построенная на основе ключевого или суммо-разностного методов, включает трансформатор со средней точкой и диоды (транзисторы), выполняющие роль коммутирующих ключей. К недостаткам таких устройств можно отнести ограниченную полосу рабочих частот, трудности микроминиатюризации и большой фазовый дрейф из-за температурной нестабильности параметров магнитного сердечника трансформатора.

Замена в фазочувствительном устройстве трансформатора со средней точкой транзисторным инвертором позволяет значительно улучшить фазовую стабильность и расширить область рабочих частот фазовых детекторов, а также решить вопросы их микроминиатюризации. Следует отметить, что не любой инвертор в фазовом детекторе может обеспечить необходимую фазовую стабильность. Так, например, построение фазового детектора на интегральном балансном модуляторе, в котором роль инвертора выполняет дифференциальный усилитель, не дает выигрыша в фазовой стабильности из-за наличия температурного дрейфа выходного сигнала в дифференциальном усилителе. Авторами разработано несколько схем высокостабильных бестрансформаторных фазовых детекторов, построенных на инверторах, в качестве которых используются транзисторные каскады, собранные по схеме с общим эмиттером. В качестве примера рассмотрим схему бестрансформаторного транзисторного фазочувствительного выпрямителя (рис. 84,а), который состоит из инвертора на полевом транзисторе VT, двух коммутирующих ключей на диодах VD1, VD2 и $R_{\phi}C_{\phi}$ -фильтра, обеспечивающего выделение постоянной составляющей на выходе ФД. Опорный $U_{оп}$ и сдвигаемый по фазе U_c сигналы подаются соответственно на входы полевого транзистора VT и $R_{\phi}C_{\phi}$ -фильтра, при этом между сигналами $U_{оп}$ и U_c должно выполняться следующее соотношение: $U_{оп} \geq 2 \div 3 U_c$. Развернутое в противофазе опорное напряжение на выходах инвертора выпрямляется последовательно включенными диодами VD1, VD2 и суммируется на резисторах $R_{оп1}$ и $R_{оп2}$. При $U_c=0$ выходное напряжение $U_{вых}$ равно нулю, так как токи, протекающие через резисторы $R_{оп1}$ и $R_{оп2}$, равны по величине и про-

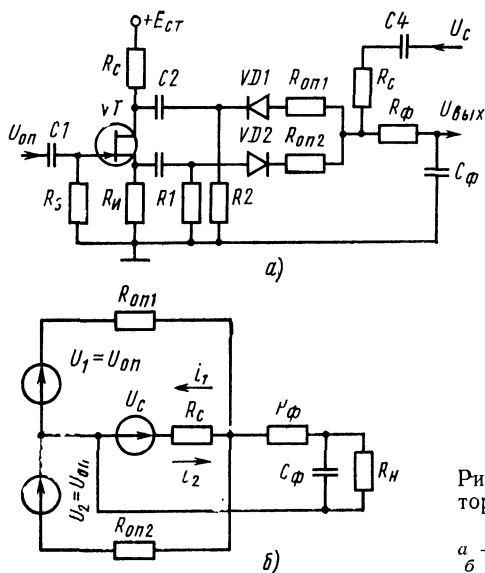


Рис. 84. Бестрансформаторный фазочувствительный выпрямитель:
а — принципиальная схема;
б — эквивалентная схема

тивоположны по направлению (рис. 84,б). При подаче на фазочувствительный выпрямитель сигнала U_c равновесие токов в резисторах $R_{оп1}$ и $R_{оп2}$ нарушается и на выходе $R_ф C_ф$ -фильтра появляется постоянное напряжение

$$U_{вых} = k U_{mc} \cos \varphi,$$

где φ — фазовый сдвиг между сигналами U_c и $U_{оп}$; U_{mc} — амплитуда сигнала $U_c = U_{mc} \sin(\omega t + \varphi)$;

$$k \approx \frac{1}{k_\phi} \frac{0,5 R_{оп} \parallel (R_\phi + R_n)}{R_c + 0,5 R_{оп} \parallel (R_\phi + R_n)} \frac{R_n}{R_\phi + R_n};$$

k_ϕ — коэффициент формы, равный отношению эффективного значения напряжения к его среднему значению; $R_{оп1} = R_{оп2} = R$.

Выходной $R_\phi C_\phi$ -фильтр обеспечивает подавление высших гармоник в выходном сигнале, причем $\tau_\phi = R_\phi C_\phi$ выбирается равной $5-10 T$, где $T = 1/f$, f — рабочая частота фазового детектора. Низкий температурный дрейф рассмотренной схемы (3—5') обеспечивается применением фазостабильного инвертора, построенного на полевом транзисторе, и высокостабильных резисторов и конденсаторов.

Чувствительность фазовых детекторов, построенных на основе суммо-разностного метода, редко превышает 2—3 мВ/мин, что явно недостаточно для фазовых следящих систем с разрешающей способностью до единиц минут. Рассмотрим схему фазового детектора с чувствительностью до 100 мВ/мин [А. с. 394912 (СССР)].

Фазовый детектор (рис. 85) состоит из инвертора на полевом транзисторе $VT1$, схемы алгебраического сложения на резисторах R_c , $R_{оп}$, резонансного усилителя $ПУ$ на полевых транзисторах $VT2$,

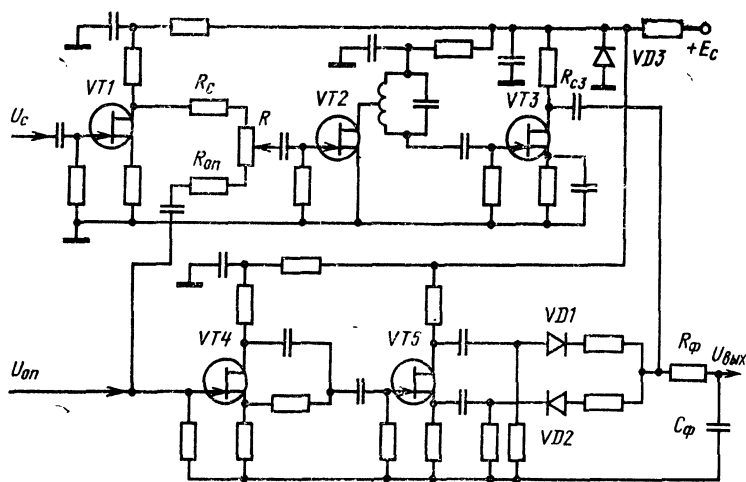
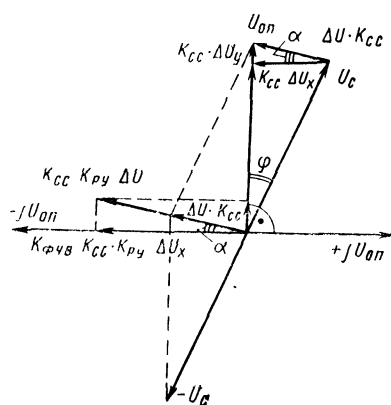


Рис 85. Принципиальная схема фазового детектора

$VT3$, мостового фазовращателя ($\varphi=90^\circ$) на полевом транзисторе $VT4$ и фазочувствительного выпрямителя, включающего инвертор на полевом транзисторе $VT5$, выпрямительные диоды $VD1$, $VD2$ и $R_{ф}C_{ф}$ -фильтр.

Сдвигаемый по фазе сигнал U_c , проходя через инвертор на полевом транзисторе $VT1$, поступает в противофазе на схему сложения, к другому входу которой подключено опорное напряжение $U_{оп}$. При этом на выходе схемы сложения появляется разностный сигнал ΔU , пропорциональный фазовому сдвигу φ между напряжениями $U_{оп}$ и U_c :

$$\Delta U = \sqrt{U_c^2 + U_{оп}^2 - 2U_c U_{оп} \cos \varphi}.$$



Если $U_c = U_{оп}$, то $\Delta U = 2U_{оп} \sin \varphi / 2$.

Сигнал ΔU , пройдя через резонансный усилитель на полевых транзисторах $VT2$, $VT3$, усиливается до значения, равного $\Delta U \cdot K_{сз} \cdot K_{ру}$, где $K_{сз}$ и $K_{ру}$ — коэффициенты передачи схемы сложения и резонансного усилителя, и фильтруется от высших гармоник, после чего поступает на фазочувствительный выпрямитель ФЧВ. В качестве опорного напряже-

Рис. 86. Векторная диаграмма работы фазового детектора

ния $jU_{оп}$ для ФЧВ используется сдвинутый на 90° мостовым фазовращателем VT4 сигнал $U_{оп}$.

Фазочувствительный выпрямитель, устройство и работа которого описаны выше, определяет знак фазы φ и измеряет проекцию $\Delta U_{вых}$ вектора $\Delta U \cdot K_{СС} \cdot K_{РУ}$ на векторы $\pm jU_{оп}$ (рис. 86):

$$\Delta U_{вых} = K_{СС} \cdot K_{РУ} \cdot \Delta U \cos \alpha,$$

где $K_{ФЧВ}$ — коэффициент передачи ФЧВ;

$$\alpha = \arctg \Delta U_y / \Delta U_x;$$

ΔU_x — проекция вектора ΔU на векторы $\pm jU_{оп}$, пропорциональная фазовому сдвигу φ между U_c и $U_{оп}$; ΔU_y — проекция вектора ΔU на вектор $U_{оп}$, пропорциональная изменению амплитуды сигналов $U_{оп}$ или U_c .

Применение в схеме фазочувствительного выпрямителя позволяет в известных пределах (до 1%) исключить влияние нестабильности амплитуды сигналов U_c , $U_{оп}$, а также коэффициентов передачи схемы сложения и резонансного усилителя на точность фазовых измерений. Чувствительность описанного фазового детектора определяется в основном коэффициентом передачи $K_{РУ}$ резонансного усилителя и ограничивается только уровнем его шумов. Так как температурный и временной фазовый дрейф ФД в основном зависит от схемы сложения и резонансного усилителя, которые нетрудно стабилизировать, то фазовая нестабильность всего устройства не превышает 1—3'.

В цифровых фазовых следящих системах управление работой реверсивного счетчика осуществляется с помощью знаковой схемы (рис. 87), которая преобразует знакопеременное выходное напряжение фазового детектора (меняющееся в зависимости от знака фазы) в потенциалы положительной полярности (при построении реверсивного счетчика на логических микросхемах, питающихся и управляемых напряжениями и импульсами положительной полярности).

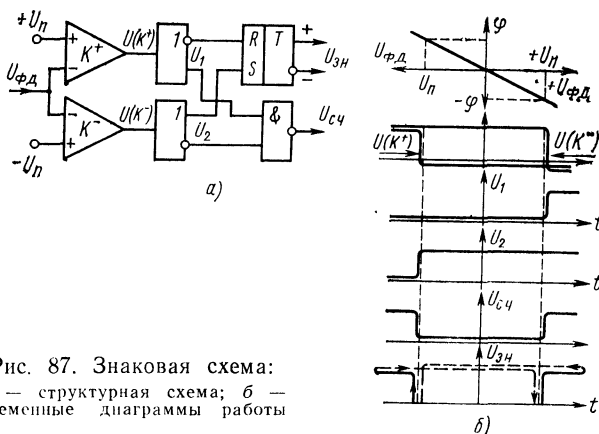


Рис. 87. Знаковая схема:
а — структурная схема; б —
временные диаграммы работы

Устройство состоит (рис. 87,а) из двух компараторов K^+ , K^- , двух логических инверторов с прямыми и инверсными выходами, одной схемы совпадения с инверсным выходом и RS-триггера.

Рассмотрим работу знаковой схемы, в задачу которой входит: обеспечение работы реверсивного счетчика в режиме сложения и вычитания счетных импульсов;

обеспечение при переходе от режима сложения к режиму вычитания и наоборот в реверсивном счетчике «мертвой зоны» (зоны нечувствительности фазового детектора в нуле), в которой счетчик прекращает работу и останавливается.

На рис. 87,б показаны выходная характеристика фазового детектора, а также напряжения на выходах компараторов и всех логических схем. При подаче на компараторы напряжения с выхода ФД включается в зависимости от знака напряжения ФД компаратор, реагирующий на положительное (K^+) или отрицательное (K^-) напряжения входного сигнала. Уровень порогов срабатывания компараторов ($+U_{п}$, $-U_{п}$) определяется заданной зоной нечувствительности фазового детектора. Подключенные к компараторам инверторы формируют прямые и инверсные сигналы $U_1(K^+)$, $\bar{U}_1(K^+)$ и $U_2(K^-)$, $\bar{U}_2(K^-)$, которые управляют работой RS-триггера и схемы совпадения. На выходе схемы совпадения в зоне нечувствительности ($-U_{п}$, $+U_{п}$) напряжение $U_{зн}=0$, а вне зоны $U_{зн}=U_{л}$ — напряжению, соответствующему логической единице. При поступлении $U_{зн}=0$ на схему совпадения, которая пропускает на реверсивный счетчик счетные импульсы, схема закрывается и счет импульсов прекращается. На выходе RS-триггера формируется прямое и инверсное значение знакового сигнала ($U_{зн}$, $\bar{U}_{зн}$), которые поступают на шины «+» и «—» реверсивного счетчика. Логический 0 на выходе RS-триггера переводит счетчик в режим сложения счетных импульсов, а логическая 1 — в режим вычитания.

Модуляторы. В электромеханических фазовых следящих системах исполнительные механизмы (электродвигатели) работают обычно на частотах $f_{мд}=400 \div 2000$ Гц. Для работы двигателя выходное напряжение фазового детектора преобразуется с помощью модулятора в переменное напряжение с частотой $f_{мод}=400 \div 2000$ Гц, которое меняет фазу на 180° в зависимости от знака («+» или «—») выходного напряжения ФД.

Рассмотрим схему высокостабильного модулятора (рис. 88), состоящего из инвертора на полевом транзисторе VT и двух выпрямительных диодов VD1, VD2. Модулирующий сигнал $U_{мод}$ с частотой $f_{мод}$ разворачивается инвертором в два противофазных напряжения и складывается на выпрямительных диодах VD1, VD2.

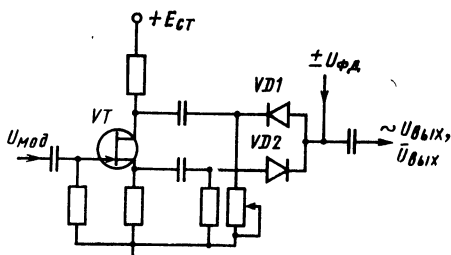


Рис. 88. Принципиальная схема модулятора

Так как токи, текущие в диодах $VD1$ и $VD2$, равны по величине и противоположны по направлению, то выходное напряжение моста, образованное инвертором и этими диодами, равно нулю. Точная балансировка моста осуществляется переменным резистором $R2$. При подаче на модулятор постоянного напряжения с выхода фазового детектора в зависимости от полярности сигнала открывается один диод ($VD2$) и закрывается другой ($VD1$), пропуская тем самым на выход модулятора прямое ($U_{\text{вых}}$) или сдвинутое по фазе на 180° ($\bar{U}_{\text{вых}}$) напряжение модуляции.

Температурный дрейф модулятора не превышает 0,3 мВ благодаря отказу от использования в нем традиционного трансформатора и применению высокостабильных резисторов и конденсаторов.

5. ФАЗОВЫЕ ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОННЫХ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Анализ фазовых переходных процессов, имеющих место в фазовращателях и электронных устройствах ЦПУ, является одним из важных вопросов, решение которого определяет возможность измерения быстрых изменений или скачков фазы. Другими словами, фазовые соотношения между опорным и выходным сигналами фазовращателя или электрического ПМУ, работающего в фазовом режиме, могут быть так искажены и внесут столь большую погрешность, что исключат всякую возможность измерения быстрых изменений фазы при высоких скоростях вращения вала ЦПУ.

Решение задач, связанных с переходными процессами, требует применения математического аппарата интегрирования дифференциальных уравнений. Решение дифференциальных уравнений осуществляется обычно при помощи классического, операционного и спектрального методов. Для анализа переходных процессов в линейных электрических цепях наибольшее распространение получили операционный и спектральный методы. Получение точного аналитического решения нестационарных процессов, происходящих в электронных устройствах, связано с большой сложностью математических преобразований. Поэтому многочисленные усилия исследователей направлены на нахождение приближенных методов определения переходных процессов, среди которых можно отметить метод медленно меняющихся амплитуд, асимптотические методы решения дифференциальных уравнений и спектральные методы. Однако все перечисленные приближенные методы, приемлемые для анализа амплитудных процессов, дают значительную погрешность при определении фазовых нестационарных явлений в исследуемых электронных устройствах [8].

Основной причиной затруднений, возникающих при анализе нестационарных процессов в электронных схемах, является искусственное разделение переходного процесса на фазовую и амплитудную составляющие. Кроме того, необходимость выделения из общего переходного процесса фазовой составляющей приводит к значительному усложнению импульсной фазометрической аппаратуры.

В связи с этим предлагается метод оценки фазовых переходных процессов, основанный на выделении одного нестационарного процесса при скачке фазы [12, 13].

При подаче скачка фазы (17) на электронное устройство его

выходной сигнал можно записать в форме

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{иск}} + U_{\text{уст}}, \quad (34)$$

где $U_{\text{уст}} = U_m \sin(\omega t + \varphi_0 + \varphi_{\text{ЭУ}} + \Delta\varphi)$ — установившаяся часть $U_{\text{вых}}$ при $t \rightarrow \infty$; $U_{\text{иск}}$ — искаженная (на время переходного процесса) часть $U_{\text{вых}}$, причем $U_{\text{иск}} \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$; $\varphi_{\text{ЭУ}}$ — фазовый сдвиг, даваемый электронным устройством.

Если $U_{\text{уст}}$ можно рассчитать и измерить известными методами статической фазометрии, то нахождение фазовых переходных процессов в $U_{\text{вых}}$ представляет весьма сложную задачу. Однако, как видно из (34), для получения информации об установлении фазы в $U_{\text{вых}}$ достаточно найти его искаженную часть

$$U_{\text{иск}} = U_{\text{вых}} - U_{\text{уст}}, \quad (35)$$

форма и время установления которой дадут полное представление о характере нестационарных явлений в исследуемой схеме при скачке фазы. Причем искомая искаженная функция (35) (в дальнейшем будем ее называть разностной функцией) включает как фазовую, так и амплитудную составляющие переходного процесса сигнала на выходе электронного устройства.

Формула разностной функции выводится следующим образом. Используя операционный метод, найдем изображение свертки входного сигнала и передаточной характеристики исследуемого электронного устройства (ЭУ):

$$g(p) = h(p) f(p), \quad (36)$$

где $h(p)$ — изображение передаточной характеристики ЭУ; $f(p)$ — изображение входного сигнала.

Подставив изображение скачка фазы (17) в выражение (36) и найдя оригинал полученной таким образом свертки (36), выделим из него нестационарную составляющую $U_{\text{иск}}$, представляющую собой разностную функцию

$$\sigma(\tau_1) = -2 \sin \frac{\Delta\varphi}{2} \int_0^{\infty} h'(\tau_1 + \xi_1) \cos \left(\Omega \xi_1 - \varphi_0 - \frac{\Delta\varphi}{2} \right) d\xi_1, \quad (37)$$

где $h(t)$ — нормированный по амплитуде переходный процесс исследуемого ЭУ при воздействии сигнала в виде единичной ступеньки; ξ — переменная интегрирования; $\tau_1 = \tau/\theta$; $\xi_1 = \xi/\theta$; $\Omega = \omega\theta$; θ — нормировочный временной коэффициент, определяемый временными свойствами ЭУ.

Как видно из выражения (37), зная импульсную характеристику исследуемого ЭУ, нетрудно вычислить его разностную функцию σ .

Таким образом, к преимуществам метода разностной функции можно отнести следующие факторы:

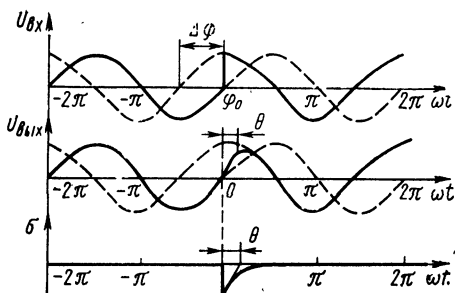
получение универсальной формулы для вычисления нестационарных процессов, протекающих в ЭУ при скачке фазы;

сведение до минимума объема математических вычислений, необходимых для получения формул, точно описывающих переходные процессы в ЭУ при скачке фазы;

справедливость метода разностной функции для анализа не только линейных, но и нелинейных систем;

возможность применения в предложенном методе большинства методов анализа переходных процессов для вычисления импульсной характеристики $h'(t)$ ЭУ.

Рис. 89. Реакция ЭУ на скачок фазы



В качестве примера на рис. 89 показаны графики входного $U_{вх}$ и выходного $U_{вых}$ сигналов ЭУ, а также разностной функции σ при подаче скачка фазы $\Delta\varphi = -90^\circ$ на ЭУ (типа инерционного звена с постоянной времени θ).

Так как большинство передаточных характеристик электронных схем цифровых фазовых следящих систем и импульсной фазометрии выражаются при помощи уравнений первого и второго порядка, то представляет интерес проанализировать переходные процессы, возникающие в них при скачке фазы, методом разностной функции.

Реакция на скачок фазы электронных схем с передаточными характеристиками первого порядка. Передаточными характеристиками первого порядка описываются однокаскадные RC -усилители в области высших и низших частот, интегрирующие и дифференцирующие цепи, а также большое число различных мостовых схем, фазовых детекторов и фазовращателей. Так как перечисленные электронные схемы входят в состав большинства фазовых следящих систем и измерительных устройств, рассмотрим возникающие в них нестационарные процессы при скачке фазы. Передаточные характеристики (функции) первого порядка можно при помощи операционного исчисления свести к трем основным уравнениям (или звеньям) [1] типа

$$h_1(p_1) = \frac{1}{1 + p_1}; \quad (38)$$

$$h_2(p_1) = \frac{p_1}{1 + p_1}; \quad (39)$$

$$h_3(p_1) = \frac{1 - p_1}{1 + p_1}, \quad (40)$$

где $p_1 = p\theta$; θ — постоянная времени ЭУ.

Звено (38) является передаточной характеристикой для инерционных (интегрирующих) цепей, присущих фазовым детекторам и однокаскадным RC -усилителям в области высших частот, а звено (39) — для дифференцирующих цепей и однокаскадных RC -усилителей в области низших частот. Фазовращатели и мостовые схемы имеют передаточную характеристику вида (40).

В качестве примера найдем разностную функцию для звена (38) и проанализируем полученные результаты. Для этого подставим производную обратного преобразования (38) e^{-t_1} в выражение (37)

$$\sigma(\tau_1) = -2 \sin \frac{\Delta\varphi}{2} \int_0^{\infty} e^{-(\tau_1 + \xi_1)} \cos\left(\Omega \xi_1 - \frac{\Delta\varphi}{2} - \varphi_0\right) d\xi_1$$

и после простых преобразований получим значение разностной функции

$$\sigma(\tau_1) = -\frac{2 \sin(\Delta\varphi/2)}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \cos\left(\varphi_0 + \frac{\Delta\varphi}{2} + \varphi_{\partial y}\right) e^{-\tau_1}, \quad (41)$$

где

$$\varphi_{\partial y} = -\arctg \Omega; \quad \Omega = \omega\theta.$$

При $\Omega \ll 1$ и $\Delta\varphi \leq 10^\circ$ формула (41) принимает следующий вид:

$$\sigma(\tau_1) = -\Delta\varphi \cos[\varphi_0 + (\Delta\varphi/2) + \varphi_{\partial y}] e^{-\tau_1}, \quad (42)$$

Из (41) и (42) видно, что $\sigma(\tau_1) = 0$ при $\sin \Delta\varphi/2 = 0$; $\cos[\varphi_0 + (\Delta\varphi/2) + \varphi_{\partial y}] = 0$. Отсюда нетрудно найти значения $\Delta\varphi_{\min}$ и $\varphi_{0\min}$, при которых $\sigma(\tau_1) = 0$:

$$\Delta\varphi_{\min} = \begin{cases} 2k\pi \\ 2[(\pi/2) + k\pi - \varphi_0 - \varphi_{\partial y}]; \end{cases} \quad (43)$$

$$\varphi_{0\min} = \frac{1}{2} [\pi(1 + 2k) - \Delta\varphi - 2\varphi_{\partial y}], \quad (44)$$

где $k = 0, \pm 1, \pm 2$. Так как $\sigma(\tau_1) = \sigma_{\max}$ при $\sin \Delta\varphi/2 = \pm 1$; $\cos[\varphi_0 + (\Delta\varphi/2) + \varphi_{\partial y}] = \pm 1$, то по аналогии с (43) и (44)

$$\Delta\varphi_{\max} = \begin{cases} \pi(1 + 2k), \\ 2(k\pi - \varphi_0 - \varphi_{\partial y}); \end{cases} \quad (45)$$

$$\varphi_{0\max} = k\pi - (\Delta\varphi/2) - \varphi_{\partial y}. \quad (46)$$

Время установления $\tau_{уст}$ определим из (41). Под $\tau_{уст}$ понимается время, в течение которого амплитуда разностной функции уменьшается от уровня $\varepsilon_0 \sigma(\tau_1)$ до уровня $\varepsilon \sigma(\tau_1)$. В данном случае принято $\varepsilon_0 = 1$, а $\varepsilon = 0,1$ или $0,01$ (в зависимости от необходимой точности измерения фазы).

В нормированном виде

$$\tau_{1уст} = \begin{cases} 2,3 (\varepsilon = 0,1), \\ 4,6 (\varepsilon = 0,01) \end{cases}$$

а в истинном времени

$$\tau_{уст} = \begin{cases} 2,3 \theta (\varepsilon = 0,1), \\ 4,6 \theta (\varepsilon = 0,01). \end{cases} \quad (47)$$

В работе [13] проведены аналогичные математические преобразования для звеньев (39) и (40) и вычислены для них значения $\sigma(\tau_1)$, $\tau_{уст}$, $\Delta\varphi_{\min}$, $\varphi_{0\min}$, $\Delta\varphi_{\max}$, $\varphi_{0\max}$.

Как видно из (41), переходные процессы в электронных устройствах при скачке фазы описываются разностной функцией в форме дифференцирующих спадающих по экспоненте импульсов (см.

рис. 89), время установления которых определяется постоянной времени θ электронного устройства. Амплитуда импульсов разностной функции σ прямо пропорциональна удвоенному синусу скачка фазы $2\sin(\Delta\varphi/2)$ и обратно пропорциональна выражению $\sqrt{1+\Omega^2}$, в которое входит безразмерная частота $\Omega=\omega\theta$. Необходимо отметить, что знаки σ для звеньев (38) и (39) имеют противоположные значения («—» и «+»). Разностная функция звена (40) выражается через σ для (38) или (39) в зависимости от схемы ЭУ. При этом амплитуда для звена (40) будет в 2 раза больше амплитуды σ звеньев (38) и (39).

Характерной особенностью и основным отличием фазовых переходных процессов в исследуемых ЭУ от аналогичных явлений при перепаде напряжения является наличие двух пар экстремальных значений мгновенной текущей фазы φ_0 гармонического колебания или скачка фазы $\Delta\varphi$, в которых переходные процессы (или σ) равны нулю или имеют максимальное значение.

Реакция на скачок фазы электронных схем с передаточными характеристиками второго порядка. Класс электронных схем с передаточными характеристиками второго порядка охватывает большое число различных резонансных, избирательных и полюсовых усилителей и фильтров, а также однокаскадных и двухкаскадных RC-усилителей с обратной связью.

Изображение нормированной передаточной характеристики (или звена) второго порядка можно представить в следующем виде:

$$h(p) = \frac{1 + ap + dp^2}{1 + bp + cp^2}. \quad (48)$$

Выражение (48) после простых преобразований запишем в форме

$$h(p) = A + B \frac{1 + kp}{1 + bp + cp^2},$$

где

$$A = d/c; \quad B = (c - d)/c; \quad k = (ac - bd)/(c - d).$$

Поэтому для анализа фазовых переходных процессов в электронных схемах представляет интерес рассмотреть следующие звенья второго порядка:

$$H_1(p) = \frac{1 + ap}{1 + bp + cp^2}; \quad (49)$$

$$H_2(p) = \frac{ap}{1 + bp + cp^2}; \quad (50)$$

$$H_3(p) = \frac{1}{1 + bp + cp^2}. \quad (51)$$

Выражение (49) является передаточной характеристикой резонансных и избирательных электронных схем, а также некоторых усилителей с обратной связью или индуктивной коррекцией. Представим (49) в более удобном для анализа нормированном виде

$$H_1(p) = \frac{1 + a_1 p_1}{1 + b_1 p_1 + p_1^2}, \quad (52)$$

где

$$p_1 = p\sqrt{c}; b_1 = b/\sqrt{c}; a_1 = a/\sqrt{c}.$$

Указанные электронные схемы имеют три режима работы: колебательный ($b_1 < 2$), критический ($b_1 = 2$) и апериодический ($b_1 > 2$). Рассмотрим особенности переходных процессов, протекающих в электронных схемах при скачке фазы, в зависимости от режима работы. Для этого необходимо подставить производную обратного преобразования выражений (49)–(51) в формулу (37). Полученные результаты подробно изложены в работе [13]. В качестве примера рассмотрим переходные процессы, протекающие в звене типа (52), работающего в колебательном режиме.

В колебательном режиме корни выражения (52) являются взаимносопряженными комплексными величинами ($b_1 < 2$). При этом разностная функция звена (52) определяется выражением

$$\begin{aligned} \Gamma\sigma(\tau_1) = & - \frac{2 \sin \Delta\varphi/2}{\sqrt{1 + (x/b_1)^2}} \times \\ & \times \cos\left(\varphi_0 + \frac{\Delta\varphi}{2}\right) A e^{-(b_1/2)\tau_1} \sin(\beta\tau_1 + \alpha + N), \end{aligned} \quad (53)$$

где

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \tau/\sqrt{c}, \quad x = (1/\Omega) - \Omega; \quad \Omega = \omega\sqrt{c}; \quad \beta = \\ &= \sqrt{1 - (b_1^2/4)}; \\ A &= \sqrt{1 - a_1 b_1 - b_1^2 q / (\Omega b_1 \beta)}; \quad q = \sqrt{y^2 + b_1 y + 1}; \quad y = \\ &= \Omega \operatorname{tg}[\varphi_0 + (\Delta\varphi/2)]; \\ \alpha &= \operatorname{arctg} \frac{a_1 \beta}{1 - (a_1 b_1)/2}; \quad N = \arcsin \beta \frac{\sin[\varphi_0 + (\Delta\varphi/2) + \varphi_{ЭУ}]}{q \cos[\varphi_0 + (\Delta\varphi/2)]}; \\ \varphi_{ЭУ} &= \operatorname{arctg}(x/b_1). \end{aligned}$$

Время установления $\sigma(\tau_1)$ по аналогии с (47) определяется по формуле

$$\tau_{\text{уст}} = \begin{cases} 4,6/b_1 & (\varepsilon = 0,1), \\ 9,2/b_1 & (\varepsilon = 0,01). \end{cases} \quad (54)$$

Полученные формулы (53) и (54) полностью отражают фазовые нестационарные процессы, происходящие в резонансных и избирательных устройствах с передаточной характеристикой вида (52), работающих в колебательном режиме.

Анализируя выражение для $\sigma(\tau_1)$, можно отметить, что знаменатель (52) $\sqrt{1 + (x/b_1)^2}$ обеспечивает резонансную форму амплитудно-частотной характеристики $\sigma(\tau_1)$, имеющую максимум при $\Omega = 1$ (или при $x = 0$).

Особенностью рассматриваемых переходных процессов является невозможность уменьшения разностной функции до нуля ввиду присутствия в (53) синусоидальной функции $\sin(\beta\tau_1 + \alpha + N)$, зависящей от нормированного времени τ_1 .

В данном случае возможна лишь минимизация $\sigma(\tau_1)$ приравниванием $\cos[\varphi_0 + (\Delta\varphi/2)]$ нулю. Откуда

$$\varphi_{0\min} = \frac{1}{2} (k\pi - \Delta\varphi),$$

$$\Delta\varphi_{\min} = k\pi - 2\varphi_0,$$

где $k=0, \pm 1, \pm 2 \dots$

Используя методику вычисления выражений (45) и (46), можно найти максимальное значение $\sigma(\tau_1)$ при

$$\varphi_{0\max} = k\pi - (\Delta\varphi/2)$$

и

$$\Delta\varphi_{\max} = 2(k\pi - \varphi_0).$$

На амплитуду $\sigma(\tau_1)$ оказывает влияние также коэффициент

$$q = \sqrt{y^2 + b_1 y + 1}. \quad (55)$$

Исследуя на экстремум выражение (55), нетрудно показать, что оно имеет минимум

$$q_{\min} = \sqrt{1 - (b_1^2/4)} \quad (56)$$

при $y = -b_1/2$.

Или (56) можно переписать в следующей форме:

$$\operatorname{tg}[\varphi_0 + (\Delta\varphi/2)] = -b_1/2\Omega,$$

откуда нетрудно найти значение $\varphi_{0\min}$ и $\Delta\varphi_{\min}$, при которых $\sigma(\tau_1) = \sigma_{\min}$:

$$\varphi_{0\min} = k\pi - (\Delta\varphi/2) - \arctg b_1/2\Omega, \quad (57)$$

$$\Delta\varphi_{\min} = 2(k\pi - \varphi_0 - \arctg b_1/(2\Omega)).$$

Из (57) следует, что в селективных устройствах минимизацию можно осуществлять не только выбором φ_0 и $\Delta\varphi$, но и регулированием нормированной частоты Ω .

Ввиду того, что селективные устройства обычно работают на фиксированной частоте $\Omega=1$, необходимо найти разностную функцию, которая в данном случае принимает следующий вид:

$$\sigma(\tau_1) \approx -2 \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) e^{-(b_1/2)\tau_1} \sin\left(\tau_1 + \alpha + \varphi_0 + \frac{\Delta\varphi}{2}\right), \quad (58)$$

где

$$\alpha = \arctg 2a_1; a_1 = 1/b_1.$$

Для малых $\Delta\varphi \leq 10^\circ$ выражение (58) приобретает форму

$$\sigma(\tau_1) \approx -\Delta\varphi e^{-(b_1/2)\tau_1} \sin\left(\tau_1 + \alpha + \varphi_0 + \frac{\Delta\varphi}{2}\right).$$

Следует отметить, что время установления $\sigma(\tau_1)$ в колебательном режиме работы зависит от коэффициента b_1 знаменателя звеньев второго порядка, в апериодическом режиме определяется действительными корнями, а в критическом составляет приблизительно

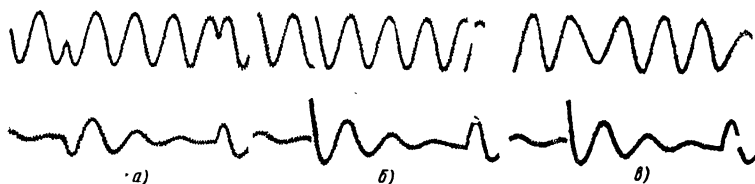


Рис. 90. Осциллограммы $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ и σ для резонансного усилителя добротностью $Q=4$:

a — скачок фазы $\Delta\varphi=180^\circ$ во входном сигнале в момент $\varphi_0=\varphi_{0\min}$ и импульс разностной функции σ ; $б$ — скачок фазы $\Delta\varphi=180^\circ$ во входном сигнале в момент $\varphi_0=\varphi_{0\max}$ и импульс разностной функции σ ; $в$ — выходной сигнал при подаче скачка фазы и импульс разностной функции σ

$2,3 T_0$ (где $T_0=1/f$ — период исследуемого синусоидального сигнала). Причем $\sigma(\tau_1)$ определяется значением b_1 .

В результате проведенного анализа переходных процессов в ЭУ с передаточными характеристиками второго порядка получены следующие результаты:

найден точное решение (в виде разностной функции) переходных процессов, имеющих место в указанных ЭУ при скачке фазы;

выявлен характер вариаций нестационарных процессов, найдено время их установления и указаны пути минимизации разностной функции;

показано, что никакими способами нельзя уменьшить до нуля переходные процессы в ЭУ при скачке фазы.

Анализ и исследование $\sigma(\tau_1)$ для ЭУ с передаточными характеристиками третьего и более порядка можно проводить таким же методом. В случае появления затруднений аналитического характера при вычислении интеграла разностной функции, можно использовать все известные способы нахождения $h'(t)$ или рассчитать $\sigma(\tau_1)$ машинными методами (при помощи ЭВМ).

Экспериментальная проверка фазовых переходных процессов, происходящих в электронных устройствах с передаточными характеристиками 2-го порядка, проводилась на примере резонансного усилителя, работающего на частоте $f=3,2$ кГц, при этом добротность резонансного усилителя $Q=4$.

Из приведенных на рис. 90 осциллограмм видно, что ни при каких значениях $\varphi_{0\min}$ разностная функция в резонансном усилителе не равна нулю.

Например, как следует из рис. 90, a и $б$, при подаче скачка фазы $\Delta\varphi=180^\circ$ на резонансный усилитель в момент $\varphi_{0\min}$ и $\varphi_{0\max}$ выпрыс во времени установления разностной функции (выходного сигнала) составляет всего лишь около 20%.

Кроме того, сравнивая осциллограммы выходного сигнала резонансного усилителя и импульса разностной функции (рис. 90, $в$), можно отметить, что ни один из известных способов экспериментального измерения нестационарных фазовых явлений не дает такого полного и наглядного представления о всех нюансах формы, длительности и времени установления любого самого сложного фазового переходного процесса, как метод разностной функции.

Таким образом, на основе метода разностной функции найдены аналитические выражения нестационарных процессов, происходящих

при скачке фазы в электронных схемах с передаточными характеристиками первого и второго порядка. Показано, что выбором определенных соотношений между скачками фазы, моментом их подачи и фазовыми сдвигами исследуемых схем в электронных устройствах с передаточными характеристиками первого порядка переходные процессы можно уменьшить до нуля, а в электронных схемах с передаточными характеристиками второго порядка и выше — провести их минимизацию. К неисследованным, но представляющим большой интерес вопросам следует отнести нахождение и анализ разностной функции для меняющейся по экспоненциальному, синус-квадратному и произвольному закону фазы гармонического колебания

ГЛАВА 3.

ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И ОСОБЕННОСТИ НАСТРОЙКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Проведенный в предыдущих главах анализ структур преобразователей, исследование погрешностей их отдельных узлов и блоков, рассмотрение методики реализации отсчетной части на основе современных транзисторных аналоговых и цифровых интегральных микросхем (ИМС) позволили синтезировать ряд высокоточных, надежных и помехоустойчивых фазовых преобразователей угла, удовлетворяющих самым разнообразным техническим требованиям.

В настоящей главе рассмотрены устройства, построенные полностью на интегральных микросхемах. Кроме того, в главе изложена методика настройки и результаты экспериментальных исследований как отдельных узлов, так и ряда преобразователей в целом.

1. КОДОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УГЛА

Преобразователи считывания, построенные на кодовых датчиках угла, могут использоваться как самостоятельные устройства, а также входить в состав фазовых цифровых преобразователей угла (ЦПУ) или электромеханических фазовых следящих систем (ФСС) для съема и преобразования информации в цифровую форму. Применение таких преобразователей в каналах грубого отсчета (ГО) двухотчетных фазовых ЦПУ позволяет эффективно решить следующие вопросы:

- согласовать каналы грубого и точного отсчетов с большой допустимой погрешностью в канале ГО;

- исключить или практически пренебречь влиянием динамических погрешностей канала ГО на переходные процессы фазового ЦПУ; значительно снизить объем электронного оборудования отсчетной части.

Ввиду все более возрастающих требований к преобразователям считывания по габаритным размерам, потребляемой мощности и простоте схемной реализации в настоящее время назрела необходимость в создании специальных микросхем среднего уровня интеграции, включающих все цифровые узлы отсчетной части. В ряде работ [16, 17] показано, что наиболее удобно такие микросхемы

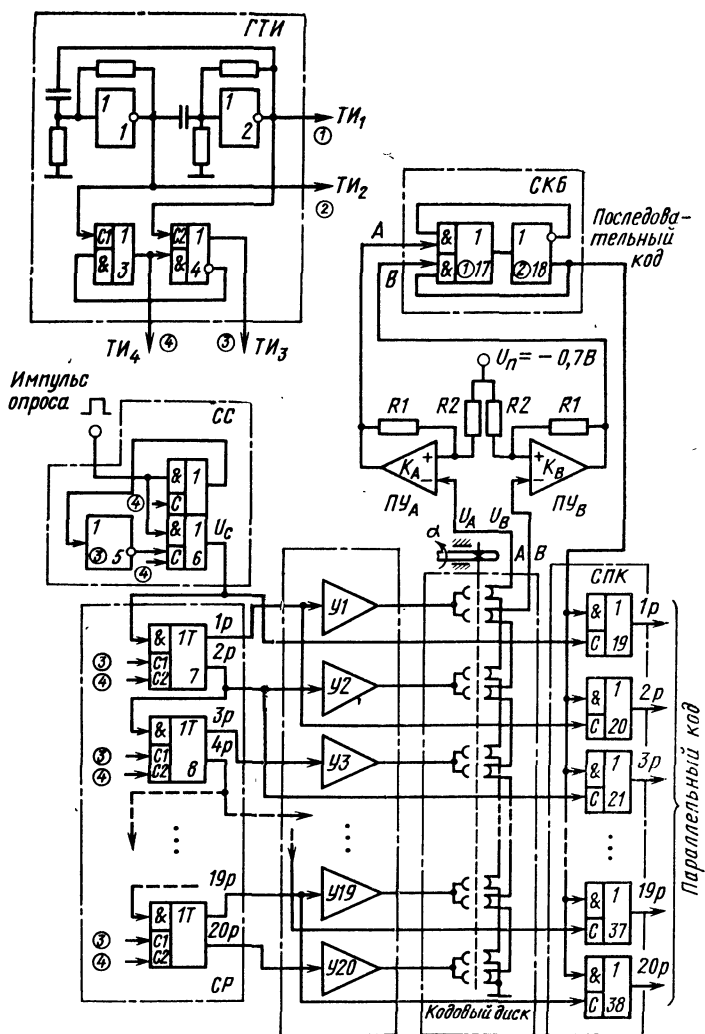


Рис. 91. Принципиальная схема 20-разрядного четырехотсчетного преобразователя «угол—код»

строить на основе синхронных ИМС серии 128. Таким образом, современный преобразователь считывания должен представлять собой устройство, конструктивно объединяющее в одном корпусе кодовый датчик угла и отсчетную часть.

Рассмотрим несколько наиболее распространенных вариантов построения отсчетной части преобразователей считывания, которые

можно рекомендовать для реализации в виде одной интегральной микросхемы.

Представленный на рис. 91 преобразователь «угол—код», построенный на основе 20-разрядного четырехотсчетного многооборотного кодового датчика угла с последовательным считыванием информации, состоит (см. рис. 24) из кодового датчика (КД), осуществляющего преобразование углового перемещения в последовательный V-код (см. рис. 14), и отсчетной части, которая содержит следующие элементы:

сдвигающий регистр CP на 10 интегральных микросхемах 7—16, выполняющий роль распределителя импульсов;

схему преобразования последовательного V-кода в двоичный СКБ на интегральных микросхемах 17, 18;

генератор тактовых импульсов ГТИ, формирующий тактовые импульсы $ТИ_1$ — $ТИ_4$ на интегральных микросхемах 1—4;

схему преобразования последовательного двоичного кода в параллельный СПК на интегральных микросхемах 19—38;

схему синхронизации $СС$ внешнего импульса опроса с тактовыми импульсами $ТИ_3$, $ТИ_4$ на интегральных микросхемах 5, 6;

пороговые устройства $ПУ_A$, $ПУ_B$ на интегральных компараторах K_A , K_B ;

усилители-формирователи $У1$ — $У20$ для питания катушек опроса кодового датчика прямоугольными импульсами с амплитудой +12 В.

Преобразователь работает следующим образом. Генератор тактовых импульсов ГТИ, состоящий из задающего генератора (микросхемы 1, 2) и делителя частоты на два (микросхемы 3, 4), вырабаты-

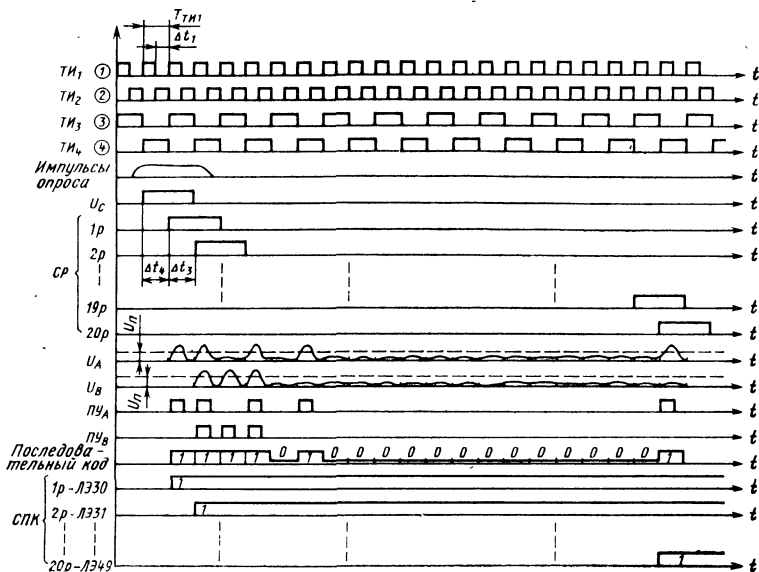


Рис. 92. Временные диаграммы работы 20-разрядного четырехотсчетного преобразователя «угол—код»

тывает соответственно парафазные импульсы $ТИ_1$, $ТИ_2$ и $ТИ_3$, $ТИ_4$ для питания синхронных ИМС схемы преобразования V-кода СКБ и сдвигающего регистра CP .

При этом частота следования импульсов $ТИ_1$, $ТИ_2$ составляет 0,5 МГц, а импульсов $ТИ_3$, $ТИ_4$ — 0,25 МГц.

Импульс опроса (рис. 92) длительностью $t_{опр} \geq 2 \div 3 \Delta t_3$ ($\Delta t_3 = 0,5T_{ТИ3}$) поступает на схему синхронизации $СС$ для формирования импульса U_c , синхронизированного с тактовыми сигналами $ТИ_3$, $ТИ_4$. Выходной сигнал U_c схемы синхронизации последовательно проходит через 10-разрядный сдвиговый регистр CP , который выполняет роль распределителя импульсов во времени с тактовой частотой $ТИ_3$, $ТИ_4$. Каждый разряд CP собран на синхронной ИМС серии 128, представляющей собой последовательно включенные D -триггер с входной логикой ЗИ—2ИЛИ и D -триггер, на которые подаются соответственно тактовые импульсы $ТИ_3$ и $ТИ_4$. Поэтому с выходов каждого разряда CP снимаются два импульса (длительностью $T_{ТИ3}$), расстояние между которыми равно Δt_3 . Сдвинутые относительно друг друга во времени 20 импульсов CP поступают через усилители-формирователи $У1$ — $У20$ на кодový датчик $КД$. На подразрядах A и B датчика появляются две последовательности импульсов U_A и U_B , поступающие на вход пороговых устройств $ПУ_A$ и $ПУ_B$. Пороговые устройства, собранные на компараторах $К_A$, $К_B$, осуществляют дискриминацию сигналов U_A и U_B на уровне $0,5U_m = 0,7В$, где U_m — максимальное значение выходного сигнала на катушке считывания. Пороговые устройства, выполняющие роль триггеров Шмитта, формируют прямоугольные импульсы последовательного V-кода по подразрядам A и B , которые поступают на вход JK-триггера (микросхемы 17, 18). JK-триггер преобразует последовательный V-код в двоичный. Особенностью работы схемы является ее питание синхронными импульсами $ТИ_1$, $ТИ_2$ с частотой в 2 раза большей частоты импульсов $ТИ_3$ и $ТИ_4$, так как длительность каждого импульса $T_{ТИ}$ двоичного кода на выходе JK-триггера не должна превышать временного интервала $\Delta t_3(\Delta t_4)$ между соседними импульсами опроса сдвигающего регистра.

Формирование параллельного двоичного кода осуществляется в ИМС схемы параллельного кода подачей на схемы записи и хранения информации (микросхемы 19—38) последовательного двоичного кода и 20 сдвинутых относительно друг друга на время, равное $\Delta t_3(\Delta t_4)$ импульсов с выходов CP . Каждая ИМС $СПК$ представляет собой D -триггер, который записывает соответствующее значение n -го разряда последовательного двоичного кода в момент поступления на его вход синхронизации C импульса с $(n-1)$ -го разряда CP .

Так как информация с датчика угла снимается в виде V-кода, то согласование кодов между каналами четырех отсчетов (5 и 6-й разряды, 10 и 11-й разряды, 15 16-й разряды) происходит автоматически.

Цифровые узлы устройства не требуют никакой предварительной настройки, так как они имеют общую синхронизацию от тактовых импульсов $ТИ_1$, $ТИ_2$. Для правильной работы JK-триггера СКБ необходимо подобрать напряжение U_n порога срабатывания триггеров Шмитта ($ПУ_A$, $ПУ_B$) таким образом, чтобы длительности выходных импульсов 0 и 1 были равны между собой. Так как коэффици-

ент трансформации чувствительных элементов $K_{тр}=0,1$, то максимальная амплитуда выходных сигналов на катушках считывания не превышает 1,5 В. Поэтому напряжение порога срабатывания $ПУ_A$ и $ПУ_B$ выбирают равным $U_{п} \approx 0,7$ В.

Мощность, потребляемая цифровыми устройствами преобразователя без учета схемы преобразования параллельного кода СПК, не превышает 0,15 Вт. Время опроса всего датчика $t_{опр} \leq 42$ мкс, что позволяет снимать информацию с преобразователя с частотой $f_{опр} \leq 25$ кГц. При этом допустимая скорость вращения вала многооборотного датчика составляет $\omega_a \leq 0,5 \Delta \text{бр} f_{опр} \approx 10^5$ °/с.

Возможность работы логических элементов серии 128 в синхронном и асинхронном режимах, наличие в них резко выраженной стабильной пороговой характеристики, а также большие допуски на разбросы напряжения (до 1 В) выходных сигналов чувствительных элементов кодовых датчиков позволили построить отсчетную часть указанных преобразователей полностью на синхронных ИМС.

Реализация отсчетной части серийных кодовых датчиков угла типа ДП-5 и ДП-2М на синхронных ИМС позволила создать вы-

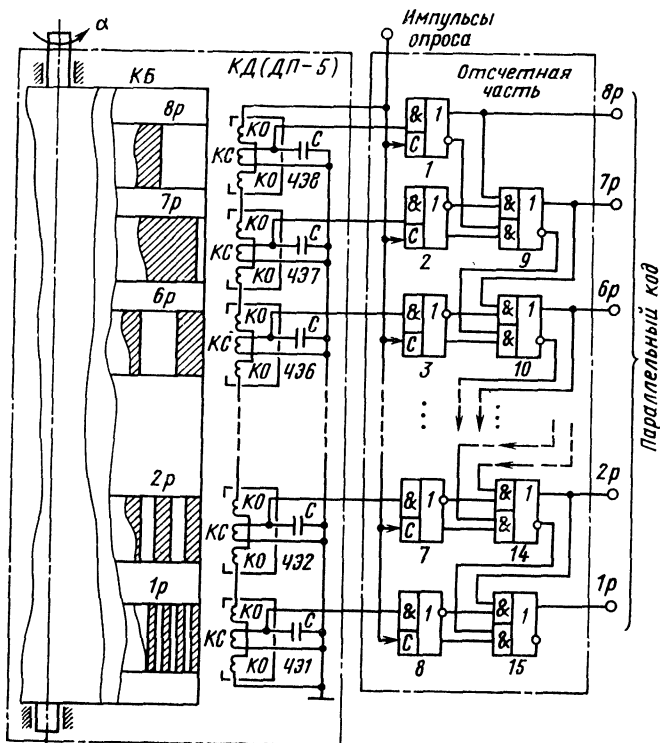


Рис. 93. Преобразователь «угол—код» на датчике типа ДП-5

сокопадежные, экономичные и помехоустойчивые преобразователи, работающие в широком диапазоне температур и разбросов напряжения источника питания.

Рассмотрим схему одноотсчетного восьмиразрядного преобразователя угла (см. рис. 26), использующего в качестве первичного измерительного преобразователя датчик с параллельным считыванием типа ДП-5.

Устройство состоит из кодового датчика, оцифрованного в коде Грея, и отсчетной части (рис. 93), в состав которой входят ИМС 1—8 типа И—НЕ для записи и хранения сигналов кода Грея и ИМС 9—15 типа 2И—ИЛИ—НЕ (сумматоры по модулю 2) для преобразования кода Грея в двоичный.

Чувствительный элемент датчика представляет собой импульсный трансформатор с катушкой опроса и катушкой считывания. Катушки считывания КС чувствительных элементов ЧЭ1—ЧЭ8 соединены последовательно и питаются от генератора импульсами, длительность которых $t_{и}=0,5$ мкс, а частота следования $f \leq 500$ кГц. Параллельно каждой катушке считывания КС подключен конденсатор С, образующий вместе с ней «звенящий контур», позволяющий получить значительный выигрыш в отношении сигнал/шум. Датчик также может работать и в непрерывном режиме при питании катушек опроса гармоническим (или периодическим) сигналом частотой 0,1—0,5 МГц. При этом на выходе датчика необходимо осуществлять выпрямление переменного сигнала. В импульсном режиме работы через катушки опроса необходимо пропускать импульсы тока $I=0,7$ А, при этом на выходе появляется сигнал в виде затухающей синусоиды, амплитуда первой полуволны которой составляет 2,5—4 В — сигнал 1. Сигнал 0 соответствует амплитуде 0,8 В. Питание датчика можно осуществлять как от внутреннего, так и от внешнего генератора импульсов.

Импульс опроса длительностью $t_{и}=0,5$ мкс поступает одновременно на чувствительные элементы ЧЭ1—ЧЭ8, вызывая появление на их выходах сигналов 0 или 1 кода Грея. Одновременно этот же импульс подается на входы С ИМС 1—8. Эти схемы записывают и запоминают в течение времени $\Delta t = t_{и}$ значение сигналов кода Грея по всем разрядам до прихода следующего импульса опроса. После этого в ИМС 9—15 происходит преобразование кода Грея в двоичный, которое начинается со старшего (восьмого) разряда. Прямое и инверсное значения выходного сигнала ИМС 1, который является восьмым разрядом двоичного кода, вместе с прямым и инверсным значением седьмого разряда кода Грея (ИМС 2) поступают на ИМС 9, выполняющую роль сумматора по модулю 2. Таким образом, в ИМС 9 реализуется логическая функция преобразования кода Грея в двоичный. При этом следует отметить, что все схемы преобразования кода Грея в двоичный (ИМС 9—15) работают в потенциальном режиме. Аналогичным образом ИМС 10 формирует шестой разряд двоичного кода при подаче на ее входы прямых и инверсных значений шестого разряда кода Грея и седьмого разряда двоичного кода и т. д.

Экспериментальная проверка работы преобразователя показала его надежную работу при изменении амплитуды импульса опроса в пределах 5—15 В и напряжения источника питания ИМС в диапазоне 4—10 В. Широкий допустимый диапазон разбросов питающих импульсных и потенциальных напряжений в преобразователе объясняется тем, что в каждой синхронной ИМС входные логические

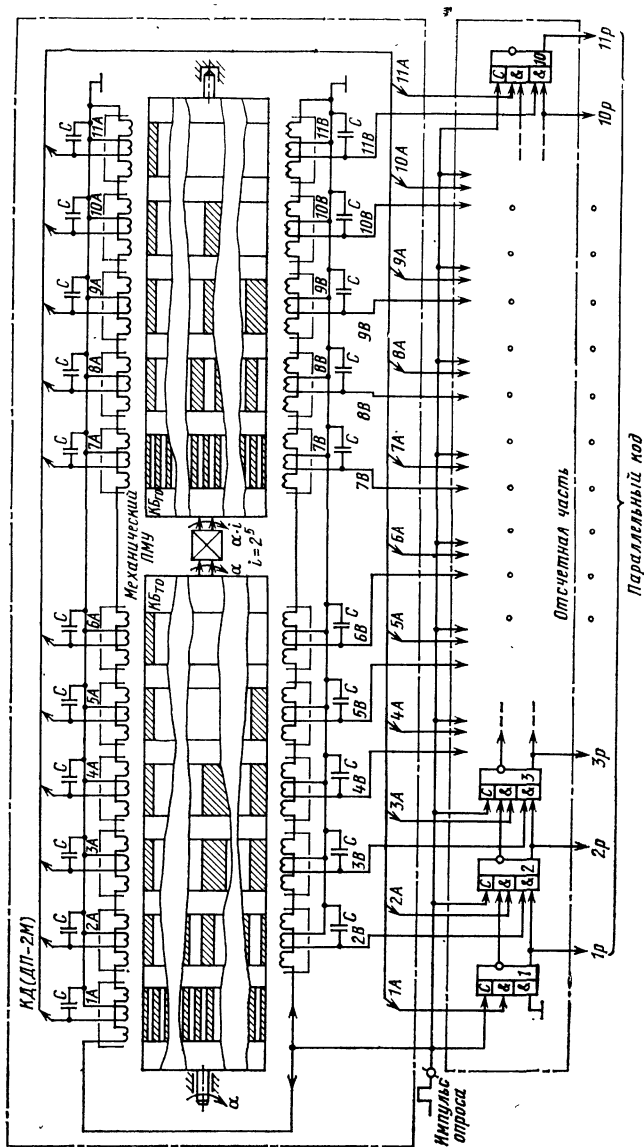


Рис. 94. Принципиальная схема преобразователя «угол—код» на датчике типа ДП-2М

Цепи питаются от синхронных импульсов и никак не связаны с постоянным напряжением источника питания, обеспечивающего работу последующего D -триггера, т. е. логические схемы и D -триггер в каждой ИМС развязаны по питанию. Высокая помехоустойчивость преобразователя достигается за счет того, что при отсутствии импульса на входе C синхронной ИМС никакой сигнал помехи не сможет перевести D -триггер в другое состояние, так как в этом случае вход D -триггера практически отключен от выхода входной логики ИМС.

Мощность, потребляемая всем преобразователем от источников питания, не превышает 0,15 Вт.

Не меньший эффект приносит применение синхронных ИМС при построении отсчетной части кодовых датчиков с параллельным считыванием, оцифрованных в V -коде. Рассмотрим схему двухотсчетного 11-разрядного преобразователя «угол—код» построенного на датчике типа ДП-2М (рис. 94).

Преобразователь состоит из многооборотного двухотсчетного кодового датчика КД (см. рис. 24) с коэффициентом редукции $i=2^5$ и отсчетной части, в состав которой входит 11 синхронных ИМС типа 2И—ИЛИ—НЕ (сумматоры по модулю 2).

На последовательно соединенные катушки опроса чувствительных элементов по подразрядам A и B и входы C ИМС 1—11 подается импульс опроса амплитудой $U_{\text{опр}}=+6$ В и длительностью $t_{\text{и}}=0,5$ мкс. На выходах чувствительных элементов по подразрядам A и B появляются импульсы параллельного V -кода, поступающие на входы схем совпадений ИМС 1—11. На эти же входы в ИМС 1—10 подаются соответственно прямые и инверсные значения двоичного разряда предыдущей ИМС. Преобразование V -кода в двоичный происходит следующим образом. При появлении на выходе датчика сигналов V -кода импульс опроса открывает по шине синхронизации ИМС 1—11 на время $t_{\text{и}}=0,5$ мкс. В течение этого времени в ИМС происходит преобразование V -кода в двоичный. Преобразование начинается с младшего (первого) разряда, который формируется ИМС 1 при поступлении на нее сигнала с выхода чувствительного элемента первого разряда (1А) по подразрядному A . Прямое и инверсное значения первого разряда двоичного кода вместе с сигналами чувствительных элементов 2А и 2В по подразрядам A и B поступают на схемы совпадений ИМС 2, которая формирует второй разряд параллельного двоичного кода. Таким же образом в ИМС 3—11 формируются остальные 3—11 разряды параллельного двоичного кода. После окончания импульса опроса ИМС 1—11 запоминают значение полученного двоичного кода до прихода следующего импульса опроса. Согласование кодов каналов грубого и точного отсчетов между шестым и седьмым разрядами двоичного кода в преобразователе происходит автоматически благодаря применению в датчике V -кода.

Таким образом, в отсчетной части преобразователя каждая ИМС выполняет функцию порогового устройства ($u_{\text{п}} \approx 1,4$ В), схемы преобразования V -кода в двоичный и элемента хранения информации.

Частота опроса преобразователя составляет 0,5 МГц, а потребляемая мощность $\leq 0,1$ Вт. Реализация преобразователя на синхронных ИМС серии 128 позволяет объединить в одном корпусе вместе с источником питания датчик и отсчетную часть. При этом преобразователь имеет следующие размеры: диаметр ≤ 30 мм; длина ≤ 100 мм.

На основе проведенных теоретических и экспериментальных исследований можно дать следующие рекомендации по проектированию преобразователей, построенных на основе кодовых датчиков:

структура построения преобразователей должна быть основана на последовательном и параллельно-последовательном принципах обработки информации;

кодовые датчики должны работать в импульсном режиме; крутизна преобразования чувствительных элементов КД при переходах от 1 к 0 и от 0 к 1 должна быть максимальной, мощность, потребляемая кодовым датчиком от источника питания, не должна превышать нескольких десятков милливатт;

различные варианты отсчетной части преобразователей для последовательной и параллельно-последовательной обработки информации необходимо проектировать в виде БИС на основе синхронных ИМС;

точность измерения угла определяется весом младшего разряда датчика (в многоотсчетном ЦПУ — младшим разрядом кодового диска или барабана канала точного отсчета).

2. ФАЗОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УГЛА

Широкое применение в фазовых преобразователях цифровых методов обработки информации, полная синхронизация работы отдельных элементов и узлов отсчетной части, а также их реализация на аналоговых и цифровых ИМС позволяют довести точность измерения угла преобразователей до уровня разрешающей способности фазовых датчиков, в качестве которых обычно используют вращающиеся трансформаторы или селсыны. Если в преобразователях считывания погрешность измерения заранее определена числом двоичных разрядов, снимаемых с кодовых датчиков, то точность фазовых устройств, а следовательно, и число снимаемых двоичных разрядов зависит от применяемых методов измерения фазы, структуры построения как отдельных узлов, так и всего преобразователя в целом, а также способов компенсации систематических погрешностей датчиков и электронных устройств.

Рассмотрим несколько вариантов конструкций одноотсчетных и двухотсчетных преобразователей «угол—код», использующих в качестве датчиков угла вращающиеся трансформаторы и преобразователи масштаба угла с электрической редукцией.

Одноотсчетный преобразователь на вращающемся трансформаторе. Рассмотрим одноотсчетный преобразователь «угол—код», построенный на основе вращающегося трансформатора типа ВТ-5 (рис. 95). В преобразователе применяются следующие способы повышения разрешающей способности и точности измерения:

синхронизация напряжения питания фазовращателя с генератором тактовых импульсов преобразователя;

компенсация амплитудных и фазовых погрешностей вращающегося трансформатора включением на его выход фильтра обратной последовательности;

исключение в отсчетной части погрешностей измерения фазы методом переключения входных квадратурных обмоток вращающегося трансформатора;

снижение среднего квадратического отклонения погрешности квантования измеряемого угла до значения $\sigma = \Delta\alpha/2\sqrt{6}$ за счет

квантования угла α на уровне, равном половине шага квантования ($0,5 \Delta\alpha$) и двойного измерения фазы в отсчетной части.

Преобразователь состоит из датчика угла, роль которого выполняет вращающийся трансформатор типа ВТ-5, и отсчетной части, в состав которой входят следующие узлы:

генератор тактовых импульсов ГТИ на ИМС 1, 2;

14-разрядный делитель частоты, собранный на двойных JK-триггерах 133(134) серии (ИМС 3—8) и четырех синхронных инверторов (ИМС 9—12);

цифровые формирователи синусоидального сигнала $\mathcal{C}\Phi_{ос}$ и $\mathcal{C}\Phi_{квд}$ для двухфазного (квадратурного) питания фазовращателя; коммутатор прямого и инверсного значения квадратурного напряжения $U_{квд}(\cos\omega t - \cos\omega t)$;

схема управления коммутаторами, роль которой выполняет двойной JK-триггер (ИМС 13);

фильтр обратной последовательности, состоящий из интегратора ОУ2, сдвигающего выходной сигнал ВТ-5 с роторной обмотки 90° , и схемы сложения (резисторы R_1 и R_2), на которой суммируются сигналы с роторной обмотки ВТ-5 и выхода интегратора ОУ2;

нуль-орган на компараторе К;

схема синхронизации СС1, обеспечивающая квантование угла α на уровне $0,5\Delta\alpha$ (ИМС 14, 15);

14-разрядный сумматор СМ, построенный на четырехразрядных двоичных сумматорах серии 155 (ИМС 46—49);

схема съема двоичного кода с делителя частоты и сумматора, ССК— α , ССК+ α и СКВ, построенные на синхронных ИМС 32—45, 19—31 и 50—63;

схема выбора моментов съема угла + α и — $\bar{\alpha}$ (ИМС 18);

схема выделения короткого импульса СС2, вырабатывающая импульс для съема выходного кода преобразователя (ИМС 16, 17);

схема формирования старшего, 14-разряда двоичного кода (ФСР).

Устройство работает следующим образом. Генератор тактовых импульсов ГТИ вырабатывает импульсы $ТИ_1$, $ТИ_2$, следующие с частотой $f_{ТИ} = 10$ МГц, которые поступают на вход 14-разрядного делителя частоты. Делитель частоты, производя деление частоты $f_{ТИ}$ на 2^{14} формирует на своем выходе два парафазных напряжения $U_{ос}$, $\bar{U}_{ос}$, $U_{квд}$ и $\bar{U}_{квд}$, которые сдвинуты по времени относительно друг друга на четверть периода ($T/4$), где $T = 2^{14}/f_{ТИ}$. Схемы $\mathcal{C}\Phi_{ос}$ и $\mathcal{C}\Phi_{квд}$ формируют из прямоугольных импульсов $U_{ос}$ и $U_{квд}$ два ортогональных гармонических сигнала ($\sin\omega t$ и $\cos\omega t$), которые непосредственно ($\sin\omega t$) или через коммутатор ($\cos\omega t - \cos\omega t$) подаются на квадратурные обмотки двухфазного фазовращателя, построенного на датчике типа ВТ-5. Выходные напряжения с роторных обмоток ВТ-5 подаются на фильтр обратной последовательности, который компенсирует амплитудные и фазовые погрешности датчика (ВТ-5). Далее напряжение с выхода ФОП поступает на нуль-орган (компаратор К), который формирует из сдвинутого по фазе ($\varphi = \alpha$) относительного опорного напряжения синусоидального сигнала прямоугольные импульсы.

Схема СС1 синхронизирует выходной сигнал компаратора К с тактовой частотой $f_{ТИ2}$ таким образом, чтобы передний фронт этого сигнала формировался только в момент поступления на СС1 импульса $ТИ_2$ ($X_{кв}$). Это обеспечивает квантование измеряемого угла α

на уровне $0,5\Delta\alpha$, где $\Delta\alpha$ — шаг квантования при считывании кода с делителя частоты. Включенная на выход *СС1* дифференцирующая цепочка $R_d C_d$ формирует из прямоугольных сигналов положительные дифференцирующие короткие импульсы, которые, проходя через схему считывания (ИМС 18) положительных $+\alpha$ или отрицательных $-\alpha$ углов, записывают в схемы съема кода $ССК_{-\alpha}$ или $ССК_{+\alpha}$ информацию, поступающую с делителя частоты.

Положительное и отрицательное инверсные значения измеренного угла α , снятые с делителя частоты, который образует на выходах своих счетных триггеров временную маску 14-разрядного двоичного кода, поступают на 14-разрядный сумматор, который складывает и делит пополам двоичные коды, соответствующие углам $+\alpha$ и $-\alpha$. При этом следует отметить, что на сумматор подаются 13-разрядные коды углов $+\alpha$ и $-\alpha$ для исключения появления неоднозначности считывания в диапазоне $0-360^\circ$. 14-й старший разряд формируется специальной схемой (*ФСР*), которая представляет собой как бы одноразрядный преобразователь V-кода в канале грубого отсчета двухотсчетного преобразователя с коэффициентом электрической редукции $i_{\text{ПМУ}}=2$. В этом случае прямое и инверсное значения 13-го разряда двоичного кода (или 14-го разряда сумматора) подаются на схему преобразования V-кода в двоичный, которая формирует 14-й разряд параллельного кода. Маска первого разряда V-кода формируется делителем частоты на два, работающего от счетного триггера 13-го разряда делителя частоты.

Переключение преобразователя в режим измерения углов $+\alpha$ и $-\alpha$ обеспечивается через коммутатор с помощью делителя частоты опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ на четыре (ИМС 13). Выходной сигнал ИМС 13 за время первого полупериода, равного $2T$ (T -период колебания опорного напряжения $U_{\text{ос}}$), записывает в сумматор установившееся значение угла $+\alpha$, а во второй полупериод — значение угла $-\alpha$. С этой же ИМС 13 снимается сигнал $U_{\text{сбр}}$ для установивки в ноль схемы синхронизации *СС1*. Таким образом, время полной работы преобразователя составляет $4T$, где T — период колебания опорного напряжения.

Реальная погрешность всего ЦПУ определяется в данном случае метрологическими характеристиками ВТ-5, так как отсчетная часть позволяет реализовать точность до $1-2'$.

Допустимая скорость вращения вала преобразователя

$$\omega_{\alpha} = 0,5\Delta\alpha f_{\text{опр}} \leq 1^\circ/\text{с}.$$

Мощность, потребляемая преобразователем от источника питания, не превышает 2,5 Вт. При этом следует отметить, что основную мощность потребляют сумматоры серии 155 (около 2 Вт).

Двухотсчетный преобразователь «угол—код» на вращающемся трансформаторе с электрическим мультипликатором. Несмотря на высокую точность измерения, предыдущий преобразователь имеет довольно сложную схему, большой объем электронного оборудования и потребляет относительно большую мощность от источников питания. Кроме того, для обеспечения точности измерения с погрешностью порядка единиц минут к цифровым формирователям синусоидального сигнала предъявляются особо жесткие требования по значению коэффициента нелинейных искажений ($K_{\text{н.л.}} \leq 0,1 \div 0,01\%$). Если при этом не принять специальных мер по темпера-

турной стабилизации ВТ-5, в котором изменение температуры на 40° вызывает дрейф фазы порядка 1° , то построение высокоточного преобразователя становится довольно сложной задачей.

Применение в преобразователе вращающегося трансформатора с электрическим мультипликатором позволяет резко снизить объем электронного оборудования, значительно упростить его электронную схему и в несколько раз уменьшить потребляемую мощность. В схеме двухотсчетного преобразователя «угол—код», построенного на вращающемся трансформаторе (рис. 96), на выходе одной роторной обмотки фаза $\varphi_{ГО}$ пропорциональна углу α , а на выходе другой — $\varphi_{ГО} = \alpha 2^4$. Таким образом, в одном корпусе датчика объединены первичный преобразователь грубого отсчета и электрический

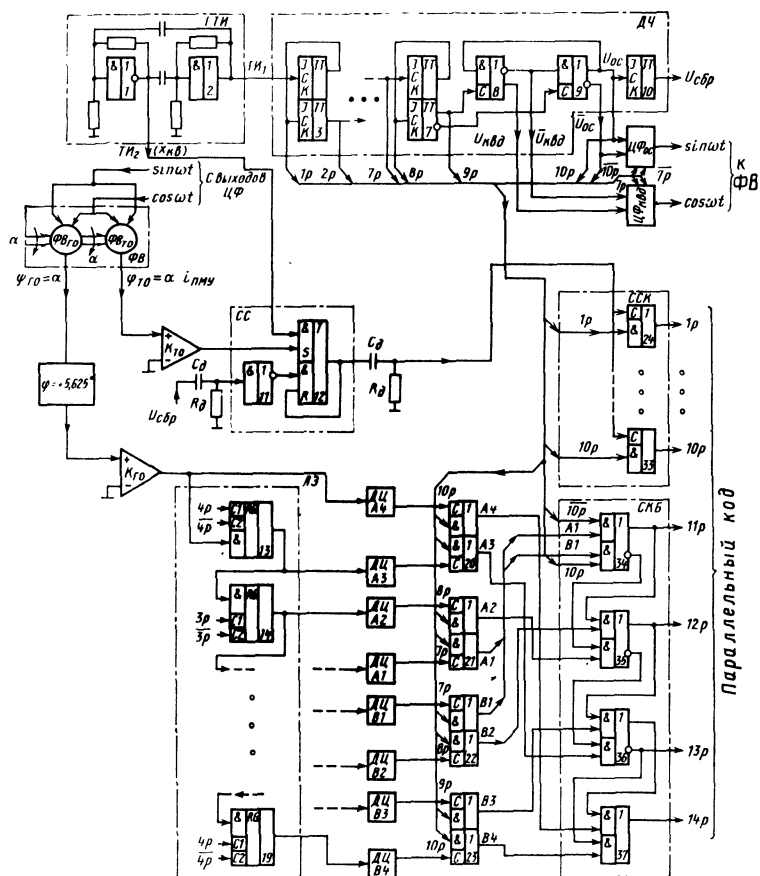


Рис. 96. Принципиальная схема преобразователя «угол—код» на двухотсчетном вращающемся трансформаторе

преобразователь масштаба угла с коэффициентом мультипликации $i_{\text{ПМУ}} = 2^4$. Рассмотрим устройство и работу преобразователя.

Устройство состоит из двухотсчетного вращающегося трансформатора, работающего в режиме двухфазного фазовращателя, и отсчетной части, в состав которой входят:

генератор тактовых импульсов ГТИ на ИМС 1, 2;

10-разрядный делитель частоты ДЧ на пяти JK-триггерах серии 134 (ИМС 3—7), двух синхронных ИМС (8, 9) и JK-триггере (ИМС 10);

схемы формирования квадратурных ($\sin \omega t$ и $\cos \omega t$) синусоидальных сигналов ЦФ_{ос}, ЦФ_{квд} для питания двухфазных фазовращателей ФВ_{ГО}, ФВ_{ТО} канала грубого и точного отсчета;

схема съема параллельного кода ССК с делителя частоты ДЧ, на ИМС 24—33;

нуль-органы в каналах грубого и точного отсчетов, построенные на компараторах К_{ГО} и К_{ТО};

схема синхронизации СС на ИМС 11, 12;

линия задержки (ЛЗ) на семи восьмизрядных сдвиговых регистрах (ИМС 13—19);

дифференцирующие цепочки ДЦ А1, ДЦ А4 и ДЦ В1 — ДЦ В4;

схемы записи и хранения V-кода по подразрядам А и В (ИМС 20—23);

схемы преобразования V-кода в двоичный на ИМС 34—37;
фазовращатель $\varphi = 5,625^\circ$.

Преобразование фазового сдвига φ , пропорционального углу α и $\alpha \cdot 2^4$ в каналах ГО и ТО, происходит формированием временной маски двоичного кода и считыванием с нее двоичного кода в канале ГО и V-кода в канале ТО. Рассмотрим отдельно работу каналов грубого и точного отсчетов.

Генератор тактовых импульсов ГТИ вырабатывает парафазные импульсы ТИ₁, ТИ₂, следующие с частотой $f_{\text{ТИ}} = 5 \text{ МГц}$, которые поступают на делитель частоты ДЧ с коэффициентом деления, равным $K_{\text{ДЧ}} = 2^{10}$. На выходах счетных триггеров ДЧ формируется 10-разрядная временная маска двоичного кода, с которой считывается информация об угловом положении α в каналы ГО и ТО. На выходе делителя частоты ДЧ формируются два сдвинутых на четверть периода ($T = 2^{10}/f_{\text{ТИ}}$) меандра $U_{\text{ос}}$ и $U_{\text{квд}}$, из которых цифровые формирователи синусоидальных сигналов ЦФ_{ос} и ЦФ_{квд} образуют квадратурные гармонические колебания $\sin \omega t$ и $\cos \omega t$ для двухфазного питания фазовращателей ФВ_{ГО} и ФВ_{ТО}. На выход фазовращателя канала точного отсчета ФВ_{ТО} подключен нуль-орган в виде компаратора К_{ТО} для формирования из синусоидального сигнала прямоугольных импульсов. Для обеспечения квантования угла α на уровне $0,5\Delta\alpha$ ($\Delta\alpha$ — шаг квантования) схема СС формирует фронты прямоугольных импульсов, поступающих на нее с выхода компаратора, в моменты прихода на схему синхронизации тактовых сигналов ТИ₂ (Х_{кв}).

Дифференцирующая цепочка $C_d R_d$ формирует из выходных прямоугольных сигналов схемы синхронизации короткие положительные импульсы длительностью $t_d \leq \Delta t_{\text{ТИ}}$, где $\Delta t_{\text{ТИ}} = 1/2f_{\text{ТИ}}$ — длительность тактовых импульсов ТИ₁ или ТИ₂. При поступлении дифференцированного импульса на входы С ИМС 10—15 с делителя

частоты $DЧ$ переписывается в схему съема кода $ССК$ канала точного отсчета значение 10-разрядного двоичного кода, соответствующего фазовому сдвигу $\Phi_{ГО} = \alpha i_{ПМУ} = \alpha \cdot 2^4$.

Для сброса в ноль схемы синхронизации $СС$, которая является по существу RS-триггером, используется сигнал $U_{сбр}$, формируемый JK-триггером (ИМС 7). Ввиду того, что время измерения фазы $\Phi_{ГО}$ в преобразователе занимает два периода напряжения питания фазовращателя $\Phi В_{ГО}$, JK-триггер (ИМС 7) делит опорное напряжение $U_{оп}$ пополам, вырабатывая импульсы $I_{сбр}$ один раз в два периода.

В канале грубого отсчета считывание четырех старших разрядов преобразователя (11—14) с делителя частоты $DЧ$ производится по V-способу (см. рис. 32). Для этой цели сигнал с выхода фазовращателя канала грубого отсчета $\Phi В_{ГО}$, проходя через формирователь прямоугольных импульсов $K_{ГО}$, поступает на вход последовательно включенных восьмиразрядных сдвиговых регистров (ИМС 13—19), которые, сдвигая его во времени, формируют импульсы съема с делителя частоты $DЧ$ четырех значений V-кода по подразрядам A и B . Необходимая временная задержка в каждом регистре осуществляется выбором частоты тактовых импульсов, подаваемых на входы $C1$ и $C2$ ИМС 13—19 со счетных триггеров делителя частоты. Запись значений V-кода по подразрядам A и B осуществляется в ИМС 23—26, на выход которых включена четырехразрядная схема (ИМС 20—23) преобразования V-кода в двоичный (СКБ). Ввиду того, что фазовый сдвиг $\Phi_{ГО} = \alpha$ оказывается при считывании V-кода с делителя частоты задержанным на 90° (см. рис. 32, б) для компенсации этой задержки (90°) в схеме, формирующей 13-й разряд (ИМС 36), устанавливается предвременно 1 подачей кода 13-го разряда с инверсного выхода ИМС 36 на схему совпадений (ИМС 37) вместе с сигналом $B4$ подразряда B .

Согласование сигналов ГО и ТО происходит автоматически подачей прямых ($10p$) и инверсных ($\overline{10p}$) значений кода 10-го разряда канала ТО на схему ИМС 34 вместе с сигналами $A1$ и $B1$ канала ГО. Фазовращатель ($\varphi = +5,625^\circ$) необходим для согласованной работы каналов ГО и ТО.

Данная схема ПУ позволяет реализовать все самые лучшие метрологические характеристики датчиков типа ВТ с точностью до $15\text{--}30''$ или получить простые 10—12-разрядные преобразователи, построенные только на цифровой технике и работающие в широком диапазоне температур от -50° до $+60^\circ\text{C}$.

Быстродействие преобразователя составляет $\omega_\alpha = 0,5 \Delta \alpha / f_{оп} \leq 30^\circ/\text{с}$, а потребляемая мощность не превышает 0,5 Вт.

Применение в преобразователе формирователя временной маски четырехразрядного V-кода позволит исключить сдвигающие регистры (ИМС 13—19) и снизить потребляемую мощность до 0,3 Вт. Кроме того, в случае съема с преобразователя только 10—12 двоичных разрядов отпадает необходимость в цифровых формирователях синусоидального сигнала, что значительно упрощает всю схему и снижает потребляемую мощность до 0,2 Вт. При этом быстродействие преобразователя возрастает до нескольких сотен градусов в секунду. Следует отметить, что температурным дрейфом фазовращателя $\Phi В_{ГО}$ в канале ГО можно практически пренебречь из-за

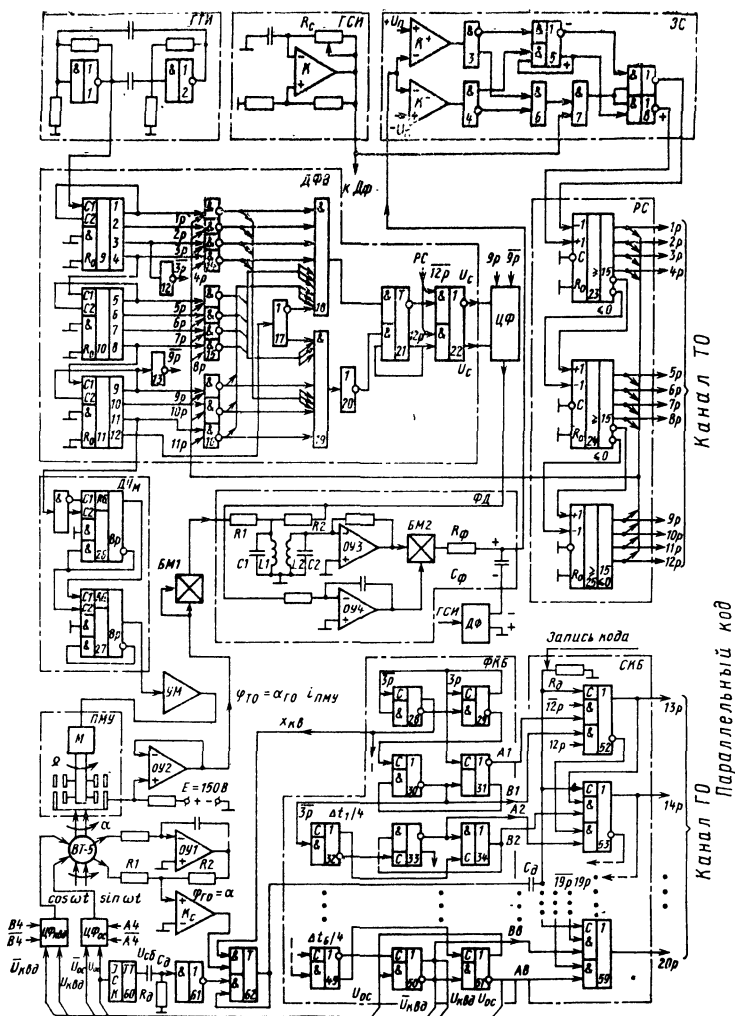


Рис. 97. Принципиальная схема двухотсчетного 20-разрядного преобразователя «угол—код» с емкостным ПМУ

большой допустимой погрешности согласования каналов ГО и ТО ($\Delta\varphi \leq 5^\circ$).

Двухотсчетный преобразователь «угол—код» с емкостным ПМУ в канале точного отсчета. В заключение рассмотрим устройство и работу 20-разрядного двухотсчетного преобразователя «угол—код» с емкостным преобразователем масштаба угла, обеспечивающего

измерение угла в диапазоне $0-360^\circ$ с точностью до единиц угловых секунд (рис. 97).

Устройство состоит из датчика канала грубого отсчета типа ВТ, работающего в режиме двухфазного фазовращателя ($\Phi B_{ГО}$), емкостного преобразователя масштаба угла ПМУ, канала точного отсчета, в состав которого входят:

генератор тактовых импульсов ГТИ на ИМС 1, 2;

дискретный фазовращатель ДФВ, собранный на 12-разрядном делителе частоты (ИМС 9—11) и логических схемах формирования, сдвигаемого по фазе сигнала (ИМС 12—22);

цифровой формирователь синусоидального сигнала ЦФС;

инвертирующий усилитель ОУ2 и балансный модулятор БМ1; фазовый детектор, собранный на операционных усилителях ОУ3, ОУ4 и интегральном балансном модуляторе БМ2;

знаковая схема ЗС на двух компараторах $K_{ЗС}^+$ и $K_{ЗС}^-$ и цифровых ИМС 3—8;

12-разрядный реверсивный счетчик на ИМС 23—25;

генератор счетных импульсов ГСИ на компараторе $K_Г$;

делитель частоты ДЧ_д с коэффициентом деления $K_d=2^7$ на ИМС 26, 27;

усилитель мощности УМ для питания синхронного двигателя М емкостного ПМУ.

Канал грубого отсчета состоит из следующих элементов:

формирователя временной маски восьмиразрядного V-кода на ИМС 28—54;

схем преобразования V-кода в двоичной (ИМС 52—59);

цифровых схем формирования синусоидальных колебаний ЦФС1 и ЦФС2 для двухфазного питания фазовращателя $\Phi B_{ГО}$;

фильтра обратной последовательности (ФОП), собранного на интеграторе ОУ1 и схеме суммирования ($R_{с1}$, $R_{с2}$);

нуль-органа на компараторе $K_с$ и схемы синхронизации СС на ИМС 61, 62;

схемы установки в ноль (ИМС 60) схемы синхронизации.

Угловое перемещение α исследуемого вала ИВ преобразуется датчиками канала грубого и точного отсчетов в фазовые сдвиги $\Phi_{ГО}=\alpha$ и $\Phi_{ТО}=\alpha i_{ПМУ}=\alpha \cdot 2^7$. В отсчетной части каналов ГО и ТО происходит преобразование фазовых сдвигов в двоичные коды, а также согласование их между собой. В канале точного отсчета фазовый сдвиг $\Phi_{ТО}$ преобразуется в код с помощью цифровой фазовой следящей системы (ФСС), а в канале грубого отсчета — методом считывания V-кода, формируемого делителем частоты, с последующим преобразованием V-кода в двоичный. Рассмотрим отдельно работу каналов грубого и точного отсчетов.

В канале точного отсчета фазовый сдвиг $\Phi_{ТО}=\alpha i_{ПМУ}$ формируется емкостным ПМУ, коэффициент преобразования которого равен числу зубцов ($z=128$) на роторе и статоре датчика. Частота сигнала, генерируемого емкостным ПМУ, $f_{ПМУ}=\Omega z=3200$ Гц, где $\Omega=25$ об/с — частота вращения вала синхронного двигателя датчика. Для синхронизации работы ПМУ и цифровой ФСС двигатель ПМУ необходимо питать через делитель частоты ДЧ_д и усилитель мощности УМ от рабочей частоты ФСС. Так как частота работы двигателя $f_m=50$ Гц, то рабочая частота цифровой ФСС при этом

$$f_{\text{ФСС}} = f_{\text{М}} i_{\text{ПМУ}} = 50 \cdot 128 = 6400 \text{ Гц.}$$

Поэтому для согласования рабочих частот ФСС и емкостного ПМУ частоту выходного сигнала датчика необходимо умножить на 2:

$$f_{\text{ПМУ}} = 3200 \cdot 2 = 6400 \text{ Гц.}$$

В этом случае коэффициент преобразования масштаба угла в канале точного отсчета становится $i_{\text{ПМУ}} = 2^8$, а число двоичных разрядов, снимаемых с канала ГО, — 8. Преобразование $\varphi_{\text{ГО}}$ в 12-разрядный код происходит следующим образом. Дискретный фазовращатель ДФВ, работая от собственного импульсного генератора ГТИ с частотой $f_{\text{ГТИ}} = 25,6 \text{ МГц}$, формирует опорное $U_{\text{оп}}$ и сдвигаемое по фазе напряжение U_c , частота которых $f_{\text{ФСС}} = f_{\text{ГТИ}}/2^{12} = 6400 \text{ Гц}$.

Частота опорного напряжения делится семиразрядным делителем частоты ДЧМ на 2^7 и через усилитель мощности УМ подается на двигатель ПМУ в виде напряжения с амплитудой 110В и частотой $f_{\text{М}} = 50 \text{ Гц}$. На подвижном статоре емкостного ПМУ формируется периодический сигнал с частотой $f_{\text{ПМУ}} = 3200 \text{ Гц}$, который через неинвертирующий усилитель ОУ2 и балансный модулятор БМ, выполняющий роль умножителя частоты на 2, подается на фазовый детектор ФД.

Фазовый сдвиг сигнала ($\varphi_{\text{БМ1}} = \alpha \cdot 2^8$) с выхода балансного модулятора БМ1 измеряется и сравнивается фазовым детектором ФД со сдвигаемым по фазе сигналом U_c дискретного фазовращателя ДФВ.

Прямоугольные импульсы U_c перед подачей на ФД преобразуются в гармонический сигнал в схеме цифрового формирователя синусоиды ЦФС.

Фазовый детектор ФД представляет собой интегральный вариант высокочувствительной схемы, изображенной на рис. 85.

Сигналы, поступающие на схему сложения (резисторы R_1, R_2, R_3), вычитаются. Разностный сигнал фильтруется от высших гармоник в расстроенном относительно рабочей частоты $f_{\text{ФСС}} = 6400 \text{ Гц}$ фазостабильном полосовом фильтре $L1\ C1, L2\ C2$. Далее сигнал усиливается операционным усилителем ОУ3 и подается на фазочувствительный выпрямитель, в качестве которого используется балансный модулятор БМ2, для определения знака фазы. Опорный сигнал для БМ2 предварительно сдвигается на 90° в интеграторе ОУ4. На выход фазочувствительного выпрямителя БМ2 включен $R_{\text{Ф}}C_{\text{Ф}}$ -фильтр для выделения постоянной составляющей. Выходной сигнал $U_{\text{ФД}}$ фазового детектора ФД поступает на знаковую схему ЗС, которая в зависимости от знака $U_{\text{ФД}}$ разрешает реверсивному счетчику РС складывать или вычитать счетные импульсы. Выходной код реверсивного счетчика РС подается на дискретный фазовращатель ДФВ, который компенсирует фазовый сдвиг сигнала ПМУ ($\varphi = \alpha \cdot 2^8$) до нуля с точностью до $5'$. При этом на выходе реверсивного счетчика устанавливается значение 12-разрядного двоичного кода, соответствующее измеренному углу $\varphi = \alpha \cdot 2^8$. Квантование угла в канале точного отсчета на уровне $0,5\Delta\alpha$, где $\Delta\alpha$ — шаг квантования, осуществляется выбором величин $+U_{\text{г}}$, $-U_{\text{г}}$ в компа-

раторах K_{3C}^+ , K_{3C}^- знаковой схемы ЗС, равным в пересчете на угловые величины $+\Delta\alpha/2$ и $-\Delta\alpha/2$.

Динамика и устойчивость работы цифровой ФСС определяются регулировкой в ГСИ частоты следования счетных импульсов с помощью резистора R_r .

Преобразование фазы $\varphi_{ГО}$ в двоичный код в канале грубого отсчета происходит следующим образом.

Прямое и инверсное значения сигналов третьего разряда делителя частоты (ИМС 9) дискретного фазовращателя, следующих с частотой 3,2 МГц, поступают на восьмиразрядный делитель частоты канала грубого отсчета (ИМС 28—51), который формирует временную маску V-кода (см. рис. 9). Каждый разряд такого делителя представляет собой делитель частоты на 2, построенный на двух закольцованных синхронных инверторах (ИМС 30, 31) и схемы задержки сигнала (ИМС 32) на четверть длительности импульса, циркулирующего в делителе частоты на 2. Причем каждый последующий делитель частоты на 2 питается от парафазных импульсов с предыдущей схемы задержки. К делителю частоты подключены восемь сумматоров по модулю 2 (ИМС 52—59), считывающих и преобразующих восьмиразрядный V-код по разрядам А и В в двоичный восьмиразрядный параллельный код.

Питание вращающегося трансформатора, являющегося датчиком угла α канала грубого отсчета, осуществляется квадратурными гармоническими колебаниями ($\sin\omega t$, $\cos\omega t$), которые формируются схемами ЦФС1 и ЦФС2.

Схемы ЦФС1 и ЦФС2 питаются от парафазных сигналов $U_{оп}$, $\bar{U}_{оп}$ и $U_{оп1}$, $\bar{U}_{оп1}$, сдвинутых относительно друг друга на четверть периода выходного напряжения делителя частоты и снимаемых с ИМС 50, 51. На выход вращающегося трансформатора подключен фильтр обратной последовательности для компенсации фазовых и амплитудных погрешностей датчика. Подключенный к ФОП компаратор K_c формирует прямоугольные импульсы, поступающие на схему синхронизации СС, которая вместе с дифференцирующей цепочкой $C_d R_d$ формирует импульс для съема с делителя частоты канала грубого отсчета V-кода. Записанный в ИМС 52—59 V-код преобразуется одновременно в параллельный восьмиразрядный двоичный код. Согласование кодов канала ГО и ТО осуществляется подачей прямого и инверсного значений 12-го разряда канала точно-го отсчета на 13-й разряд (ИМС 52) канала грубого отсчета.

Установка в ноль схемы синхронизации СС проводится один раз в два периода сигналом $U_{сбр}$, который формируется JK-триггером (ИМС 60) и делит пополам частоту опорного напряжения $U_{оп}$.

Быстродействие преобразователя составляет $\omega_a = 0,5\Delta\alpha/\text{опр} = 0,5 \cdot 1,23'' \cdot 6400 \approx 1^\circ/\text{с}$. Следует отметить, что отсчетная часть преобразователя позволяет использовать в ней любой тип вращающегося трансформатора или сельсина в канале ГО и электрического преобразователя масштаба угла в канале ТО.

Кроме того, в случае необходимости в преобразователе в качестве датчика канала грубого отсчета можно применять кодовые датчики, оцифрованные в V-коде.

Точность преобразования фазы в каналах ГО и ТО позволяет реализовать возможность измерения угла в диапазоне $0-360^\circ$ с погрешностью не хуже долей секунд и строить 20—24-разрядные

преобразователи при наличии электрических преобразователей масштаба угла с такой разрешающей способностью. В составе электронного оборудования отсчетной части преобразователя кроме синхронных ИМС использовались также четырехразрядные D-триггеры серии 133 (ИМС 9—14) и четырехразрядные рэзервные счетчики серии 155 (ИМС 23—25). Поэтому мощность, потребляемая ИМС отсчетной части преобразователя, составляет около 5—6 Вт.

Экспериментальная проверка преобразователя, построенного на емкостном ПМУ, показала, что он имеет погрешность измерения угла не более $\pm 5''$ в диапазоне $0—360^\circ$. Временной дрейф преобразователя за сутки не превысил $1''$.

3. ОСОБЕННОСТИ НАСТРОЙКИ И ФАЗОВАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ АППАРАТУРА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При настройке преобразователей «угол—код» возникают дополнительные инструментальные погрешности из-за неудовлетворительного согласования датчиков и электронных устройств отсчетной части. Рассмотрим наиболее характерные виды погрешностей, возникающие при согласовании первичных измерительных преобразователей и электронных устройств, а также методы их коррекции в преобразователях, построенных на кодовых и фазовых датчиках угла.

Кодовые преобразователи. Точность кодовых преобразователей в основном зависит от погрешности считывания чувствительными элементами (ЧЭ) информации об угловом положении (α). Погрешности считывания информации выражаются в виде нестабильности напряжений $U_{вых}$, снимаемых с выхода чувствительных элементов. Нестабильность $U_{вых}$ ЧЭ зависит от следующих факторов:

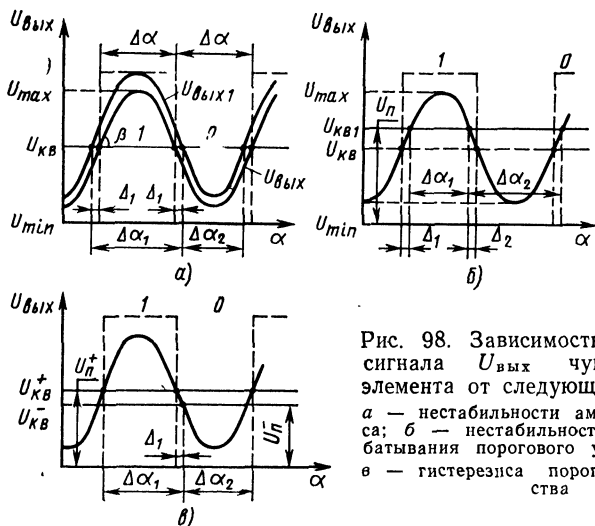


Рис. 98. Зависимость выходного сигнала $U_{вых}$ чувствительного элемента от следующих факторов: а — нестабильности амплитуды опроса; б — нестабильности порога срабатывания порогового устройства U_n ; в — гистерезиса порогового устройства

технологических погрешностей изготовления и установки как самих ЧЭ, так и кодового барабана (диска);

нестабильности амплитуды и частоты следования импульсов (периодических сигналов) опроса кодовых датчиков;

разброса напряжений порога срабатывания $U_{\text{пор}}$ и гистерезиса пороговых устройств (ПУ).

Выходной сигнал $U_{\text{вых}}$ ЧЭ имеет вид модулированного по амплитуде периодического сигнала (рис. 98, а), отражающего зависимость $U_{\text{вых}}$ от углового положения кодового барабана. Идеальная форма $U_{\text{вых}}$ показана на рис. 98, а штриховой линией, поэтому в реальном преобразователе приходится вводить селектирование сигнала по амплитуде. Причем уровень селекции (квантования) выбирается таким образом, чтобы длительность сигналов 0 и 1 была одинаковой. К форме $U_{\text{вых}}$ предъявляются следующие требования: сигнал должен иметь прямоугольную форму со скважностью 1 при максимальном значении отношения $U_{\text{max}}/U_{\text{min}}$;

в точке селектирования (уровень квантования) крутизна сигнала $U_{\text{вых}}$ должна быть максимальной ($\text{tg}\beta \rightarrow \infty$), что сводит к минимуму погрешность определения положения границ кодовых участков 0 и 1;

сигнал $U_{\text{вых}}$ должен быть симметричен относительно уровня квантования.

Разброс амплитуд импульсов опроса $U_{\text{опр}}$, питающих ЧЭ кодового барабана, и нестабильность порога срабатывания (уровень квантования) ПУ могут вызвать появление значительных погрешностей квантования по уровню. Рассмотрим их влияние на точность преобразования угла.

При $U_{\text{опр}} = \text{const}$ выходной сигнал может аппроксимироваться следующим выражением:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{кв}} + U_0 \sin \alpha,$$

где $U_0 = U_{\text{max}} - U_{\text{кв}}$.

При изменении амплитуды импульса опроса $U_{\text{опр}}$

$$U_{\text{вых}} = m_1 (U_{\text{кв}} + U_0 \sin \alpha) = m_1 U_{\text{вых}},$$

где $m_1 = U_{\text{вых1}}/U_{\text{вых}}$.

Величина Δ_1 (рис. 98, а) характеризует погрешность, обусловленную разбросом амплитуды $U_{\text{опр}}$, которая в процентах к длине кодового участка младшего разряда $\Delta\alpha$ равна

$$\gamma_{\Delta_1} = \frac{100}{\pi} \arcsin \frac{2(1 - m_1)}{m_1}.$$

Учет изменения напряжения порога срабатывания (уровень квантования) определяется значением Δ_2 (рис. 98, б), при котором происходит пересечение кривой модуляции $U_{\text{вых}}$ с $U_{\text{кв1}}$. При этом

$$U_{\text{кв}} + U_0 \sin \alpha = m_2 U_{\text{кв}} = U_{\text{кв1}},$$

где $m_2 = U_{\text{кв1}}/U_{\text{кв}}$.

Погрешность Δ_2 в процентах к длине кодового участка младшего разряда $\Delta\alpha$ равна

$$\gamma_{\Delta_2} = (100/\pi) \arcsin 2(m_2 - 1).$$

Наличие гистерезиса в пороговом устройстве (рис. 98, в) также вызывает появление погрешностей квантования по уровню. Гистерезис

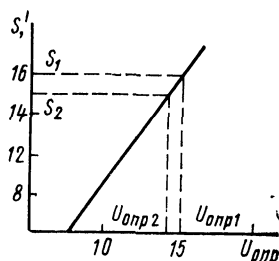


Рис. 99. Зависимость чувствительности S от амплитуды импульса опроса $U_{\text{опр}}$

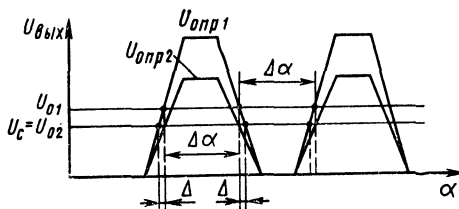


Рис. 100. Зависимость $U_{\text{вых}}$ от α для разных значений $U_{\text{опр}}$

зис в пороговом устройстве объясняется тем, что напряжение $U_{\text{кв}}^+$ срабатывания не равно напряжению $U_{\text{кв}}^-$ отпускания.

Для компенсации погрешностей квантования по уровню предлагается следующий метод [16].

В кодовых датчиках с индуктивными ЧЭ при изменении амплитуды импульса опроса $U_{\text{опр}}$ крутизна

$$S = \Delta U / \Delta \alpha,$$

где ΔU — приращение амплитуды выходного сигнала ЧЭ; $\Delta \alpha$ — приращение измеряемого угла, является функцией от $U_{\text{опр}}$ (рис. 99). При этом для каждого значения S существует вполне определенное значение выходного сигнала $U_{\text{вых}}$, при котором кванты нуля и единицы равны. Обозначив значение такого сигнала через U_0 , разницу между квантами 0 и 1 через 2Δ , можно значения S , Δ и U_0 связать следующим выражением (рис. 100):

$$\Delta = |U_0 - U_{\text{вых}}| / S. \quad (59)$$

С изменением S меняется и U_0 , причем

$$U_{01} / U_{02} = S_1 / S_2. \quad (60)$$

Так как в датчиках угловые кванты кодовых дорожек и крутизна ЧЭ имеют разброс по величине от кванта к кванту, то значение обычно определяется статистическими методами. Как указывалось ранее, микросхемы серии 128 имеют вполне определенный порог срабатывания, поэтому амплитуду импульса опроса следует подобрать таким образом, чтобы напряжение порога срабатывания микросхем равнялось U_0 . Для этого при заданном значении $U_{\text{опр}}$ определяем в каждой точке смены кода погрешность, вычисляем статистическое значение Δ и из формулы (59) находим U_{01} . После этого по выражению (60) определяем значение S_2 и на графике, представленном на рис. 99, находим необходимое значение $U_{\text{опр}}$. Таким образом, рассмотренный метод позволяет существенно снизить погрешности стыковки датчика с отсчетной частью. На рис. 101 представлены результаты исследований погрешностей кодового преобразователя в виде гистограммы. Распределение погрешностей (рис. 101, а) имеет двухмодальный характер, так как измерения

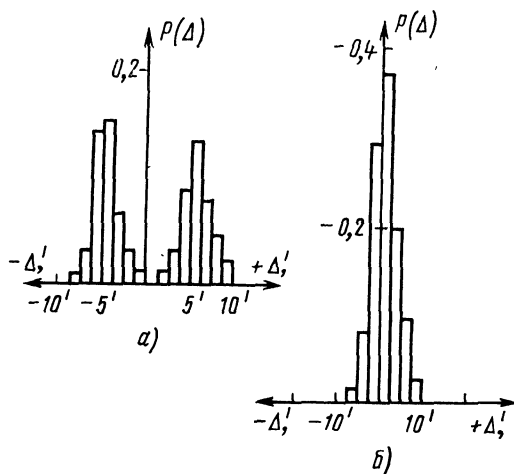


Рис. 101. Гистограммы погрешностей преобразователя:
 а — двухмодальное распределение; б — нормальное распределение

проводились для ЦПУ с несогласованным датчиком и отсчетной частью. При использовании предложенной выше методики иногда удается, как в данном случае, двухмодальное распределение свести к нормальному (рис. 101, б) и уменьшить тем самым систематическую и среднюю квадратическую погрешности.

Фазовые преобразователи. Так как формирование двоичной шкалы и считывание кода в фазовых преобразователях происходит в отсчетной части, то согласование датчиков с электронными устройствами в этом случае сводится к синхронизации входных и выходных сигналов фазовых датчиков с сигналами, обеспечивающими формирование, преобразование и съем информации в отсчетной части. При согласовании датчиков с отсчетной частью необходимо:

обеспечить синхронизацию с электронными устройствами моментов съема информации (определяемые фазовыми датчиками угла) с двоичной шкалой отсчетной части;

производить квантование измеряемого угла α на уровне половины шага квантования $0,5 \Delta\alpha$;

обеспечить в преобразователях точное задание фазовых сдвигов, а также измерение статических и динамических фазовых по-

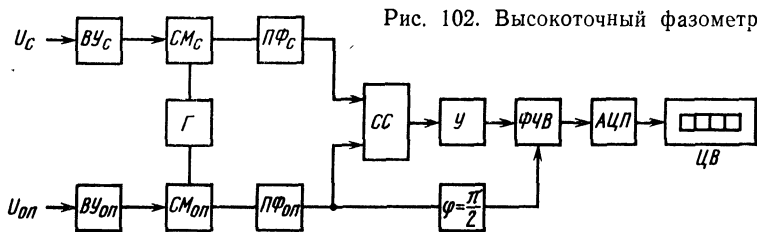


Рис. 102. Высокоточный фазометр

грешностей. Так как методика синхронизации датчиков с отсчетной частью и способ квантования угла α на уровне половины шага квантования довольно подробно изложены в предыдущем параграфе, то рассмотрим устройство и работу фазовой аппаратуры для контроля статистических и динамических характеристик электронных узлов преобразователей.

Высокоточный измеритель фазы. Выпускаемые промышленностью фазометры (типа Ф2-13, Ф2-7) имеют разрешающую способность не выше $0,5^\circ$. Для калибровки и настройки прецизионных фазовых цифровых преобразователей угла требуется измерение фазы с точностью до единиц угловых минут. Поэтому для настройки преобразователей был разработан специальный широкодиапазонный высокоточный фазометр на основе схемы фазового детектора, описанного в гл. 2.

Рассмотрим схему фазометра (рис. 102), выполненного полностью на интегральных аналоговых микросхемах.

Фазометр состоит из входных устройств $VУ_c$, $VУ_{оп}$, двух смесителей частоты $СМ_c$, $СМ_{оп}$, гетеродина Γ , двух полосовых фильтров $ПФ_c$, $ПФ_{оп}$, схемы сложения $СС$, усилителя $У$, фазосдвигающей цепочки ($\varphi=\pi/2$), фазочувствительного выпрямителя $\PhiЧВ$, аналого-цифрового преобразователя $АЦП$ и цифрового видеоиндикатора $ЦВ$.

Опорный $U_{оп}$ и сдвигаемый по фазе U_c сигналы подаются на входные устройства $VУ_{оп}$, $VУ_c$ фазометра, с выхода которых они поступают на смесители частоты $СМ_{оп}$, $СМ_c$. В смесителях частоты сигналы U_c и $U_{оп}$ смешиваются с напряжением гетеродина Γ и поступают на полосовые фильтры $ПФ_c$, $ПФ_{оп}$, которые выделяют сигнал с промежуточной частотой $f_{пр}$, равной разности частот гетеродина и измеряемого сигнала. Синусоидальные сигналы с выходов полосовых фильтров $ПФ_c$ и $ПФ_{оп}$ складываются на схеме сложения $СС$, усиливаются усилителем $У$ и подаются на фазочувствительный выпрямитель $\PhiЧВ$ для определения значения и знака измеряемой фазы φ между сигналами U_c и $U_{оп}$. В качестве опорного напряжения для $\PhiЧВ$ используют сдвинутый по фазе на 90° фазосдвигающей цепочкой сигнал с выхода полосового фильтра $ПФ_{оп}$. Выходное напряжение фазочувствительного выпрямителя $\PhiЧВ$ превращается с помощью аналого-цифрового преобразователя $АЦП$ в код и подается для индикации на цифровой видеоиндикатор $ЦВ$.

Фазометр работает в диапазоне 20 Гц — 30 МГц. Для охвата всего диапазона частот измерения проводятся в следующих четырех поддиапазонах:

20 Гц — 1 кГц, промежуточная частота $f_{пр}=70$ Гц;

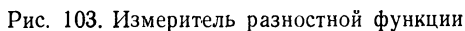
1 — 60 кГц, промежуточная частота $f_{пр}=3$ кГц;

60 кГц — 2 МГц, промежуточная частота $f_{пр}=110$ кГц;

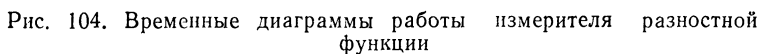
2—30 МГц, промежуточная частота $f_{пр}=4$ МГц.

Измеритель разностной функции. Одной из важных задач, возникающих при исследовании фазовых переходных процессов, является контроль и наблюдение нестационарных процессов, проходящих в электронных схемах при скачке фазы. Следует отметить, что не все методы измерения фазы пригодны для решения поставленной задачи. Однако предложенный в гл. 2 метод разностной функции позволяет эффективно решить вопросы экспериментальной проверки и наблюдения фазовых переходных процессов.

Схема измерения и наблюдения разностной функции основана на суммарно-разностном способе измерения фазы.



Прибор состоит из генератора скачка фазы ГСФ и суммарно-разностной схемы СРС. Генератор скачка фазы содержит ждущий



мультивибратор $МВ$, пять фазовращателей $ФВ0$, $ФВ1$ — $ФВ4$ и четыре электронных ключа ($И1$ — $И4$). Суммарно-разностная схема построена на инверторе $И$ и схеме сложения $СС$. Синусоидальный сигнал на прибор подается от внешнего генератора звуковой частоты $ЗГ$. Наблюдение и измерение разностной функции осуществляются с помощью электронного осциллографа $Осц$. На вертикальные отклоняющие пластины осциллографа подаются импульсы разностной функции, а их горизонтальное отклонение осуществляется временной разверткой осциллографа, синхронизированной с сигналами генератора импульсов $ГИ$, работающего в режиме внешнего запуска от $ЗГ$. Вход и выход исследуемого электронного устройства $ЭУ$ подключаются соответственно к клеммам S_1 и S_2 . Переключатель S_3 предназначен для работы прибора в режимах «Контроль» и «Измерение».

Синусоидальный сигнал $U_{ЗГ}$ с выхода звукового генератора поступает на генератор скачка фазы и генератор импульсов. На выходе $ГСФ$ формируется скачок фазы $U_{\Delta\varphi}$, который подается на вход исследуемого электронного устройства. Скачок фазы $\Delta\varphi$ в $ГСФ$ генерируется с помощью ждущего мультивибратора, электронных ключей ($И_3$ и $И_4$) и фазовращателей ($ФВ3$, $ФВ4$), которые регулируют величину $\Delta\varphi$ в пределах $0 \div \pm 180^\circ$. В $ГСФ$ также предусмотрена возможность выбора момента подачи φ_0 скачка фазы $\Delta\varphi$ с помощью фазовращателя $ФВ0$ в пределах $0 - \pm 180^\circ$. Фазовращатели $ФВ1$, $ФВ2$ и электронные ключи ($И_1$, $И_2$) предназначены для компенсации постоянных фазовых сдвигов в выходном сигнале измерителя σ до нуля. Длительность T_1 и частота следования f импульсов фазы в $ГСФ$ $U_{МВ}$, $\bar{U}_{МВ}$ определяются ждущим мультивибратором, причем

$$T_1 \approx 5 \div 20 T_{ЗГ},$$

где $T_{ЗГ}$ — период синусоидального сигнала звукового генератора, а

$$f = 1/(T_1 + T_2),$$

где T_1 и T_2 — парафазные импульсы мультивибратора; $T_2 \approx (2 \div 3) T_1$.

Работа суммарно-разностной схемы в режиме измерения разности фаз достаточно проста и не требует дополнительных пояснений. Выходной сигнал исследуемого электронного устройства $U_{вых}$ через переключатель $S3$ подается на вход схемы сложения, а опорный (с выхода электронных ключей $И_1$, $И_2$) — на инвертор. На выходе схемы сложения появляются импульсы разностной функции, которые подаются на осциллограф для их наблюдения и измерения. Следует отметить, что запуск ждущего мультивибратора от внешнего генератора импульсов вызван необходимостью наблюдения и измерения импульсов разностной функции с малым временем установления ($\tau_{уст} \approx 0,1 \div 1,0$ мкс). При $\tau_{уст} \geq 0,5 T_{ЗГ}$ генератор импульсов можно исключить, подав сигнал от $ЗГ$ непосредственно на ждущий мультивибратор. При этом внешняя синхронизация осциллографа осуществляется от одного из парафазных импульсов ждущего мультивибратора. Экспериментальные исследования измерителя и проверочные расчеты показали, что на частотах до десятков килогерц время установления разностной функции можно измерять с точностью до нескольких процентов.

Предварительная настройка и регулировка измерителя производятся при положении переключателя $S3$ в позиции «Контроль».

1. Агаханян Т. М. Основы транзисторной электроники. М.: Энергия, 1974. с. 256.
2. Алексеенко А. Г. Основы микросхемотехники. Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1977, 408 с.
3. Баканов М. В., Лыска В. А., Алексеев В. В. Информационные микромашины следящих и синхронно-следящих систем (вращающиеся трансформаторы, сельсины). М.: Советское радио, 1977, 88 с.
4. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах / Пер. с англ. Под ред. А. С. Яроменка. М.: Энергоиздат, 1981. 200 с.
5. Галахова О. П., Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Основы фазометрии. Л.: Энергия, 1976. 256 с.
6. Гитис Э. И., Пискулов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи: Учеб. пособие для вузов. М.: Энергоиздат, 1981. 360 с.
7. Домрачев В. Г., Мейко Б. С. Классификация цифровых преобразователей угла. — Измерительная техника, 1978, № 7, с. 22—26.
8. Золотарев И. Д. Переходные процессы в избирательных усилителях на транзисторах. М.: Связь, 1976. 160 с.
9. Зверев А. Е., Максимов В. П., Мясников В. А. Преобразователи угловых перемещений в цифровой код. Л.: Энергия, 1974. 184 с.
10. Косинский А. В. Аналого-цифровой преобразователь перемещений с многоканальным фазовращателем. — Измерительная техника, 1975, № 11, с. 30—32.
11. Микропроцессоры и микропроцессорные системы: Учебное пособие для вузов / Под ред. В. Б. Смолова. М.: Радио и связь, 1981. 328 с.
12. Петропавловский В. П., Трушкин Н. С., Сеницын Н. В. Анализ переходных процессов при скачке фазы методом разностной функции. Электросвязь, 1976, № 2, с. 71—75.
13. Петропавловский В. П., Сеницын Н. В., Трушкин Н. С. Фазовые переходные процессы в транзисторных усилителях: Учебное пособие / Моск. инж.-физ. ин-т М.: МИФИ, 1980. 88 с.
14. Прецизионные датчики угла с печатными обмотками / Л. Н. Сафонов, В. Н. Волнянский, А. И. Акулов, В. Н. Прохоров. М.: Машиностроение, 1977. 152 с.

15. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Изд. 4-е, доп. М.: Энергия, 1977. 672 с.
16. **Структурные** и точностные особенности построения однооборотных ЦПУ на синхронных микросхемах / М. В. Богдановская, В. П. Петропавловский, Н. В. Синицын. — В кн.: Электронная измерительная техника / Под ред. А. Г. Филиппова. М.: Атомиздат, 1980, вып. 2, с. 44—45.
17. **Филиппов А. Г., Белкин О. С.** Проектирование логических узлов ЭВМ. М.: Советское радио, 1974. 344 с.
18. **Фотоэлектрические** преобразователи информации (Л. Н. Преснухин, В. Ф. Шаньгин, С. А. Майоров и др. М.: Машиностроение, 1974. 376 с.
19. **Четвериков В. Н.** Подготовка и телеобработка данных в АСУ: Учебник для вузов. М.: Высшая школа, 1981. 320 с.
20. **Электрические** измерения неэлектрических величин. Изд. 5-е, перераб. и доп. / Под ред. П. В. Новицкого. — Л.: Энергия, 1975. 576 с.
21. **Электромеханические** преобразователи угла с электрической редукцией / Под ред. А. А. Ахметжанова. — М.: Энергия, 1978. 224 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
ГЛАВА 1. Датчики, структура построения и погрешности фазовых цифровых преобразователей угла	4
1. Фазовые и кодовые датчики угла	5
2. Структурные схемы преобразователей	20
3. Погрешности преобразователей и методы их коррекции	39
ГЛАВА 2. Фазовые соотношения в электронных устройствах преобразователей	50
1. Основные определения, особенности и методы измерения фазы	50
2. Транзисторные усилители	52
3. Дискретные фазовращатели	81
4. Умножители частоты, фазовые детекторы и модуляторы	94
5. Фазовые переходные процессы в электронных и электрических цепях преобразователей	101
ГЛАВА 3. Принципиальные схемы и особенности настройки преобразователей	109
1. Кодовые преобразователи угла	109
2. Фазовые преобразователи угла	117
3. Особенности настройки и фазовая измерительная аппаратура преобразователей	128
Список литературы	135

45 коп.



«МАШИНОСТРОЕНИЕ»