

Е.И. Манаев **ОСНОВЫ**
радиоэлектроники



• РАДИО И СВЯЗЬ •

Е.И. Манаев **ОСНОВЫ**
радиоэлектроники

Издание второе,
переработанное и дополненное

Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия для студентов
радиотехнических специальностей вузов



Москва
«Радио и связь»
1985

ББК 32
М23
УДК 621.37/.39(075)

Манаев Е. И.

М23 Основы радиоэлектроники: Учеб. пособие для вузов. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1985. — 488 с., ил.

В пер.: 1 р. 30 к. 90 000 экз.

Основное внимание уделяется принципам усиления, генерации, модуляции, детектированию и отрицательной обратной связи. По сравнению с первым изданием (1976 г.) второе методически переработано, в нем полнее отражены вопросы применения интегральных микросхем, полевых транзисторов и операционных усилителей. Введена новая глава по элементам импульсной и цифровой техники.

Для студентов вузов радиотехнических и радиофизических специальностей.

М 2401000000-211
046(01)-85 12-85

**ББК 32
6Ф**

Рецензент: кафедра радиосистем Ленинградского электротехнического института имени В. И. Ульянова (Ленина) (зав. кафедрой д-р техн. наук проф. Ю. М. Казаринов)

Редакция литературы по кибернетике и вычислительной технике

ЕВГЕНИЙ ИВАНОВИЧ МАНАЕВ

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Заведующая редакцией Г. И. Козырева
Редактор Т. М. Бердичевская
Художественный редактор Н. С. Шенин
Перешлет художника С. С. Водчица
Технический редактор З. Н. Ратникова
Корректор Т. Г. Захарова

ИБ № 473

Сдано в набор 26.08.85. Подписано в печать 14.11.85. Т-20267. Формат 60×90^{1/8}.
Бумага ТМЛ. № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 30,5
Усл. кр.-отт. 30,5 Уч.-изд. л. 30,43 Тираж 90 000 экз. (2-й завод 40 001—90 000 экз.)
Изд. № 19990 Зак. № 1050 Цена 1 р. 30 к.
Издательство «Радио и связь», 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 4 «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
129041, Москва, Б. Переяславская, 46

© Издательство «Радио и связь», 1985

ПРЕДИСЛОВИЕ

Данная книга является переработанным изданием учебного пособия для вузов, которое вышло в издательстве «Советское радио» в 1976 г. Предыдущее издание в основном предназначалось для радиотехнических специальностей вузов, учебные планы которых не предусматривают отдельных курсов по усилительным, радиоприемным и радиопередающим устройствам, но отводят достаточное время на изучение основ радиоэлектроники в одном курсе. Однако учебное пособие нашло применение во многих высших учебных заведениях, например в политехнических вузах, на физических факультетах университетов.

При переработке первого издания учтен опыт его использования в учебном процессе ряда вузов. Внимание обращается на творческое усвоение принципиальных вопросов, чтобы исключить возможность ошибок, связанных с формальным усвоением теории.

Как и в предыдущем издании, подчеркнута важность практического овладения предметом, предусматривающего глубокое понимание сути стоящих технических задач и целесообразности применяемых методов их решения. Использование в книге эффективного принципа «от частного к общему» объясняет порядок изложения материала и распределение его по главам. В правильности такого подхода автор убежден благодаря как опыту преподавания, так и опыту работы в промышленности.

Переработка в целом обусловлена широким использованием интегральных микросхем. Это требует изучения не только их параметров, но и строения, и происходящих в них процессов.

Известно, что развитие микроэлектроники влияет на схемотехнику. Поэтому в книге описываются новые схемные решения для усиления и преобразования сигналов. Например, рассматривается применение дифференциального усилителя не только для усиления, но и для модуляции и детектирования.

По сравнению с предыдущим изданием переработаны и дополнены главы, в которых рассматриваются усилители на полевых транзисторах и операционные усилители. Введена новая глава, посвященная цифровым и импульсным устройствам, знакомство с которыми стало совершенно необходимым уже при изучении основ радиоэлектроники.

Автор будет признателен за все замечания и предложения, которые просит направлять в адрес издательства «Радио и связь»: 101000 Москва, Почтамт, а/я 693.

Глава 1

ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ И ПОНЯТИЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

1.1. ВВОДНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Радиоэлектроника — это собирательное название ряда областей науки и техники, связанных с передачей и преобразованием информации на основе использования и преобразования радиочастотных электромагнитных колебаний и волн; основные из них радиотехника и электроника.

Радиотехника — это наука об электромагнитных колебаниях (с частотами от 3 Гц до 3000 ГГц) и волнах (длина волн при распространении в вакууме от 100 тыс. км до 0,1 мм), методах их генерирования, усиления, излучения и приема. Кроме того, это отрасль техники, осуществляющая применение таких колебаний и волн для передачи информации в радиосвязи, радиовещании, телевидении, радиолокации, радионавигации и др.

Радиотехнические методы и устройства широко применяются в автоматике, физике, химии, биологии, медицине и т. д. Особого упоминания заслуживает применение их в вычислительной технике.

Электроника — это наука о взаимодействии электронов с электромагнитными полями и о методах создания вакуумных, газоразрядных и полупроводниковых приборов и устройств.

Микроэлектроника — это раздел электроники, связанный с созданием электронных функциональных узлов, блоков и отдельных устройств в микроминиатюрном исполнении на основе группового изготовления электро- и радиоэлементов и печатного монтажа.

В настоящее время многие методы радиоэлектроники рассматриваются с точки зрения применения их в микроэлектронике.

1.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО И РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВ

Основные методы и устройства радиоэлектроники проще всего можно объяснить на примере структурных схем передающего и приемного (связных или радиовещательных) устройств, показанных на рис. 1.1 и 1.2. Однако это не означает, что рассматриваемый материал применим

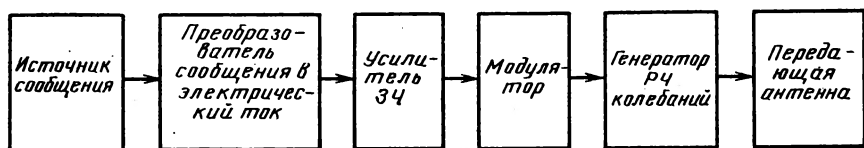


Рис. 1.1. Структурная схема радиопередающего устройства

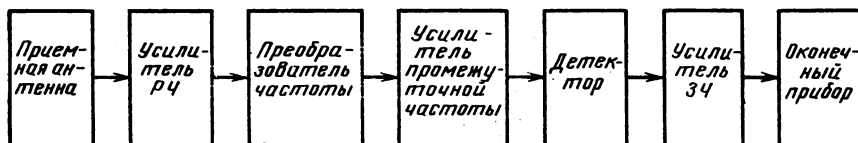


Рис. 1.2. Структурная схема радиоприемного устройства

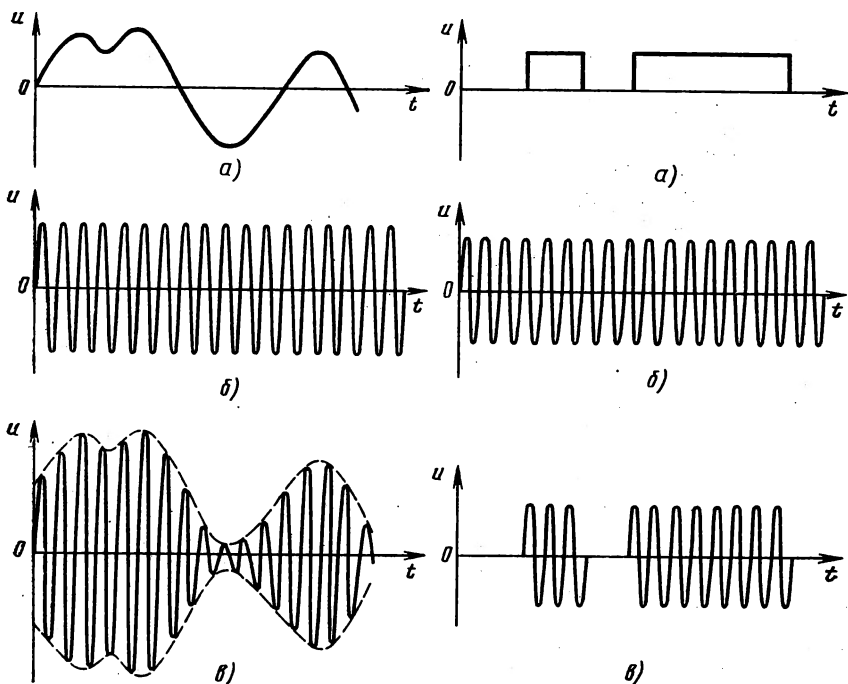


Рис. 1.3. Амплитудная модуляция:
а — модулирующее колебание; б — модулируемое радиочастотное колебание; в — амплитудно-модулированное радиочастотное колебание

Рис. 1.4. Амплитудная манипуляция:
а — передаваемый сигнал; б — радиочастотное колебание до манипуляции; в — радиочастотное колебание после манипуляции

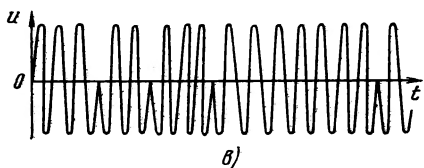
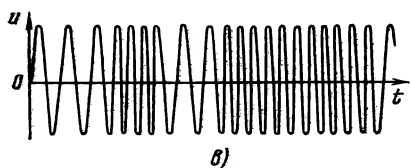
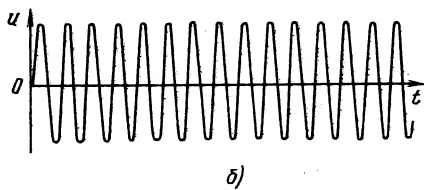
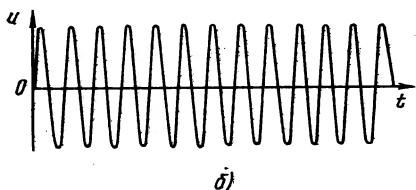
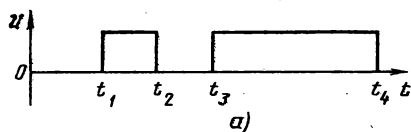
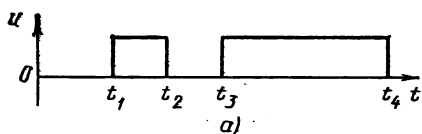


Рис. 1.5. Частотная манипуляция:

a — передаваемый сигнал; *б* — радиочастотное колебание до манипуляции; *в* — частотно-манипулированное колебание

Рис. 1.6. Фазовая манипуляция:

a — передаваемый сигнал; *б* — радиочастотное колебание до манипуляции; *в* — фазоманипулированное радиочастотное колебание

только к радиосвязи. Для передачи сообщения необходимы радиочастотное колебание и его модуляция, так как электрические колебания, полученные, например, от микрофона, не могут достаточно эффективно излучаться непосредственно антенной и распространяться на большие расстояния. Модуляцией называется изменение одного из параметров радиочастотного колебания (амплитуды, частоты или фазы) в соответствии с изменениями параметров передаваемого сигнала (сообщения).

Радиочастотное колебание, промодулированное сообщением, называется радиосигналом. На структурной схеме передающего устройства (см. рис. 1.1) показан модулятор, с помощью которого радиочастотное колебание модулируется.

Различают три основных вида модуляции: амплитудную, частотную и фазовую. На рис. 1.3, например, показаны модулирующий сигнал, радиочастотное колебание и амплитудно-модулированное радиочастотное колебание. На рис. 1.4 показан один из простейших типов амплитудной модуляции — амплитудная манипуляция (модуляция сигналом, принимающим два крайних значения). На рис. 1.5 показана частотная манипуляция, а на рис. 1.6 — фазовая. Из рис. 1.3—1.6 хорошо видно, что модуляция, т. е. преобразование тех или иных параметров радиочастотного колебания в соответствии с передаваемым сообщением, не является простым суммированием модулирующего сигнала и радиочастотного колебания.

В приемном устройстве (см. рис. 1.2) особую роль играет детектор. Детектированием называется процесс, обратный модуляции. При детектировании радиочастотного модулированного колебания выделяется

исходное модулирующее колебание. Например, если на вход детектора подается колебание, показанное на рис. 1.3, *в*, то на его выходе получают колебание, показанное на рис. 1.3, *а*.

1.3. ВИДЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Из структурных схем приемного и передающего устройств следует, что в приемнике и передатчике есть ряд усилителей электрических колебаний различных частот. Необходимость усиления нетрудно понять из сравнения мощностей. Так, мощность радиосигнала на входе приемного устройства 10^{-14} — 10^{-26} Вт, а для работы оконечного прибора (например, громкоговорителя) обычно требуется мощность порядка одного или нескольких ватт. Таким образом, в приемном устройстве требуется усиление по мощности в 10^{14} — 10^{26} раз.

Различают следующие усилители: звуковой частоты, импульсные или видеоусилители, постоянного тока, радиочастоты и промежуточной частоты.

Каждый усилитель более или менее равномерно усиливает электрические колебания от некоторой нижней частоты F_n до некоторой верхней частоты F_v . Например, в усилителях звуковой частоты для высококачественного воспроизведения музыкальных передач $F_n = 20$ Гц, а $F_v = 20$ кГц. В усилителях самолетных переговорных устройств и радиостанций этот диапазон значительно уже: $F_n = 300$ Гц, а $F_v = 3$ — 4 кГц. Здесь колебания более высоких частот не усиливаются, так как они мало влияют на разборчивость речи. Что же касается колебаний более низких частот, то их не пропускают, чтобы не усиливать низкочастотные акустические шумы, попадающие в микрофон, и заглушающие полезные сигналы.

Усилители звуковой частоты входят в состав радиопередающего и радиоприемного устройств, а также широко применяются в звукозаписывающей и звуковоспроизводящей аппаратуре, например в магнитофонах и электрофонах.

В структурную схему радиоприемного устройства кроме усилителя звуковой частоты входят усилители радио- и промежуточной частот. Их назначение — усилить принятый радиосигнал от напряжения, измеряемого милливольтами, а чаще всего микровольтами, а иногда и миллионными долями микрольт, до напряжения, близкого к 1 В, необходимого для эффективной работы детектора.

Усилитель радиочастоты настраивается на частоту принимаемой радиостанции. Его полоса усиливаемых сигналов при приеме радиовещательных станций — от нескольких килогерц до нескольких десятков килогерц, а при приеме телевизионных — несколько мегагерц. Но при этом полоса пропускания — полоса усиливаемых частот — всегда мала по сравнению со средней частотой принимаемого спектра. Например, при приеме телевизионных сигналов полоса пропускания $\Delta f = 8$ МГц, а средняя частота в метровом диапазоне от 50 до 200 МГц. Она высока по сравнению с полосой пропускания и модулирующими частотами.

В структурной схеме радиоприемного устройства между усилителем РЧ и детектором показаны преобразователь частоты и усилитель промежуточной частоты. В преобразователе частоты принимаемые РЧ сигналы преобразуются в сигналы промежуточной частоты. При этом перестраиваются только усилитель радиочастоты и гетеродин преобразователя.

Приемник с преобразованием частоты называется супергетеродинным приемником или супергетеродином. Приемник без преобразования частоты называется приемником прямого усиления. В настоящее время почти все приемники строятся по схеме супергетеродина. Это объясняется тем, что, несмотря на кажущуюся сложность (наличие преобразователя частоты), супергетеродин реализовать проще, чем приемник прямого усиления, так как в неперестраиваемом усилителе промежуточной частоты проще получить высокое усиление и высокую избирательность, чем в перестраиваемом усилителе радиочастоты.

Подробнее о каждом виде усилителей электрических колебаний рассказывается в соответствующих главах данной книги.

1.4. ПРИНЦИПЫ УСИЛЕНИЯ

Усиление электрических колебаний чаще всего осуществляется с помощью электронных ламп и транзисторов, принципы работы и характеристики которых будут подробно рассмотрены в дальнейшем. Однако еще до подробного их изучения важно понять, почему электронная лампа или транзистор могут усиливать.

Принцип усиления поясняет схема на рис. 1.7. Последовательно с источником питания с напряжением U_n включены два сопротивления: постоянное сопротивление нагрузки R_n и изменяемое сопротивление R_d . Роль изменяемого сопротивления играет электронная лампа или транзистор, которые под воздействием управляющего напряжения или тока, подводимого к входу усилителя (как условно показано на рис. 1.7 штриховой линией и стрелкой), изменяют сопротивление постоянному току. Изменение сопротивления может осуществляться в очень широких пределах без затраты энергии или при очень малой ее

затрате. В то же время мощность, выделяющаяся в нагрузке, может быть значительной.

Электронная лампа или транзистор могут также выполнять роль ключа, рубильника или реле. Отсюда первое название электронных ламп — вакуумные или электронные реле. Естественно, что скачкообразное изменение сопротивления лампы или транзистора (так называемый ключевой режим их использования) позволяет получать на выходе также скачкооб-

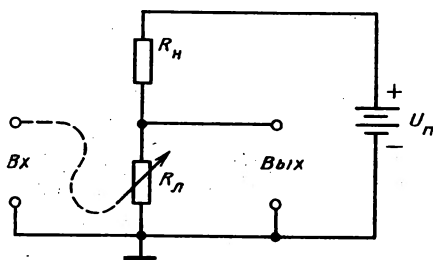


Рис. 1.7. Схема, объясняющая принцип усиления с помощью электронной лампы или транзистора

разное изменение напряжения. Чтобы выходное напряжение походило по форме на входное, требуется плавное изменение сопротивления лампы или транзистора, т. е. необходим так называемый усилительный режим их использования.

Если на вход усилителя подано синусоидальное напряжение (рис. 1.8, а), а управляющим электродом является сетка электронной лампы или база транзистора, то при отсутствии искажений на выходе появится напряжение, показанное на рис. 1.8, б.

Из рис. 1.8 видно, что переменное выходное напряжение имеет противоположную фазу по сравнению с входным. Выходное напряжение усилителя не обязательно сдвинуто по отношению к входному на 180° . Например, сдвиг исчезнет, если поменять местами сопротивления R_n и R_d (см. рис. 1.7). Однако для показанной на рис. 1.7 схемы, являющейся аналогом наиболее распространенных схем транзисторных или ламповых усилителей, имеет место сдвиг на 180° , потому что увеличение входного напряжения вызывает уменьшение сопротивления лампы или транзистора, а следовательно, и уменьшение напряжения на выходе.

Из рис. 1.8 также видно, что изменение напряжения на выходе ограничено сверху напряжением источника, а снизу нулем. Поэтому амплитуда выходного напряжения не может превышать половины напряжения источника. Но если полезную нагрузку включить через трансформатор или в качестве сопротивления нагрузки использовать настроенный колебательный контур, то благодаря очень малому сопротивлению постоянному току обмотки трансформатора или колебательного контура напряжение в рабочей точке увеличится почти до U_n и максимальная амплитуда переменного выходного напряжения может достигать U_n .

Кроме указанных особенностей, а именно наличия фазового сдвига на 180° между входным и выходным напряжениями и ограничения амплитуды выходного напряжения, укажем следующие особенности схемы:

один входной и один выходной зажимы имеют общую точку, которая соединена с источником питания. Сопротивление в этой точке по отношению к «земле» малое, следовательно, один из полюсов входного и выходного напряжений является как бы заземленным;

в основе принципа усиления лежит изменение сопротивления лампы или транзистора постоянному току;

источником энергии, которую несет выходное напряжение, является источник питания, например батарея, показанная на рис. 1.7. Другими словами, усиление входного напряжения по существу представляет собой процесс управления той частью энергии, которая отбирается от источника постоянного тока.

Рассмотрим принцип параметрического усиления (рис. 1.9).

Параметрическим усилителем называется устройство, в котором усиление получается за счет энергии источника переменного тока. Такой источник энергии называют *генератором накачки*. Генератор накачки периодически изменяет значение реактивного параметра усилителя, т. е. индуктивность или емкость. Например, можно осуществить параметрическое усиление сигнала, введенного в колебательный

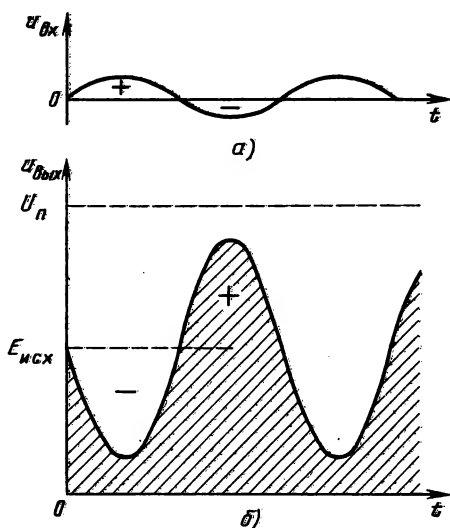


Рис. 1.8. Входное и выходное напряжения усилителя

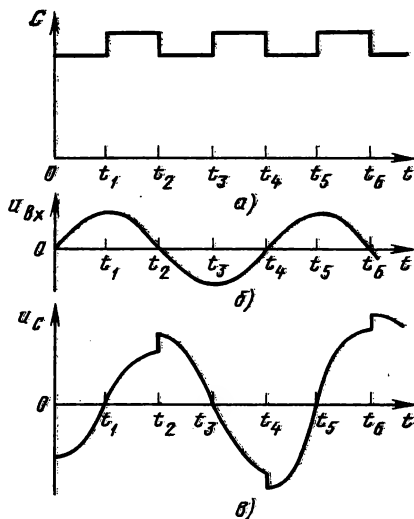


Рис. 1.9. Параметрическое усиление: а — изменение емкости колебательного контура усилителя; б — усиливаемый сигнал; в — изменение усиливаемого напряжения на конденсаторе без учета затухания в контуре

контур, изменяя емкость колебательного контура (рис. 1.9, а), настроенного на частоту сигнала, скачкообразно с частотой, в два раза превышающей частоту усиливаемого сигнала (рис. 1.9, б). При этом напряжение на конденсаторе колебательного контура будет иметь вид, показанный на рис. 1.9, в.

В моменты времени $t_2, t_4, t_6, \dots$ емкость конденсатора контура уменьшается на ΔC . Заряд на конденсаторе $q = C u_c$, где C — емкость конденсатора; u_c — напряжение на конденсаторе. Заряд мгновенно измениться не может, поэтому в моменты уменьшения емкости напряжение на конденсаторе u_c увеличивается. В результате при каждом уменьшении емкости энергия электрического поля в конденсаторе увеличивается. Это увеличение происходит за счет работы, совершаемой для уменьшения емкости. Например, для механического раздвижения пластин конденсатора с целью уменьшения его емкости необходимо совершать механическую работу против сил притяжения электрических зарядов.

Обычно емкость контура изменяют не механически, а электрически. Для этого параллельно конденсатору постоянной емкости подключают полупроводниковый диод, запертый с помощью приложенного к нему постоянного напряжения. Подав на диод последовательно с постоянным напряжением переменное напряжение от генератора накачки, можно получить периодическое изменение емкости запертого диода. Таким образом, генератор накачки выполняет работу, связанную с периодическим уменьшением емкости.

Нетрудно заметить, что в моменты времени $t_1, t_3, t_5, \dots$, когда емкость увеличивается, работа не затрачивается, поскольку в эти моменты напряжение на конденсаторе равняется нулю (см. рис. 1.9, в).

Параметрическим способом можно получить не только усиление, но и генерацию колебаний. Это видно из рис. 1.9, в, на котором амплитуда колебаний растет с течением времени. В действительности в усиленном режиме амплитуда с течением времени не растет, так как ее периодические скачкообразные возрастания компенсируются непрерывным затуханием колебаний вследствие потерь в контуре.

Главное достоинство параметрического усилителя — малые шумы. Параметрические усилители применяются на сверхвысоких частотах. Периодическое изменение реактивного параметра эквивалентно внесению в колебательный контур отрицательного сопротивления. Усиление колебаний за счет введения отрицательного сопротивления характерно не только для параметрических усилителей. Это свойство лежит, например, в основе работы усилителей на туннельных диодах.

Недостатками всех усилителей с отрицательным сопротивлением являются склонность их к генерации и трудность получения большого усиления в достаточно широкой полосе усиливаемых частот.

В современной радиоэлектронике находят применение и другие принципы усиления. Например, на сверхвысоких частотах, где большое внимание уделяется внутренним шумам усилителя, применяются малошумящие молекулярные (квантовые) усилители.

1.5. ПОМЕХИ И БОРЬБА С НИМИ

В § 1.3. упоминались акустические шумы. Наиболее эффективным средством борьбы с ними является изоляция микрофона при передаче и уха человека при приеме от воздействия на них акустических шумов. Например, радиовещание ведется из специальных звукоизолированных помещений, называемых студиями.

Не менее трудной является борьба с посторонними электрическими колебаниями. Они называются электрическими помехами или шумами, так как после детектирования могут создавать мешающий шум. Посторонние мешающие колебания принято называть шумом даже в том случае, когда результат их мешающего действия не проявляется в виде акустического шума.

Из принципа радиопередачи следует, что радиосигналы всех действующих передатчиков излучаются передающими антеннами в «эфир». Очевидно, что в месте приема по отношению к сигналу одного из передатчиков сигналы остальных являются помехами. Для уменьшения влияния помех часто используется пространственная направленность передающих и приемных антенн — пространственная избирательность. Используется также разделение частот между передатчиками с точной настройкой приемных устройств на частоту принимаемого передатчика и ограничением полосы принимаемых частот до необходимого минимума — частотная избирательность.

Используя пространственную избирательность, можно уменьшить влияние помехи, расположив приемную антенну так, что максимум

диаграммы направленности будет направлен на источник принимаемого сигнала, а минимум — на источник помехи.

При обеспечении частотной избирательности не только совмещают частотную характеристику приемника со спектром принимаемого передатчика, но и вырезают из спектра принимаемых частот те частоты, на которых помехи проявляются наиболее сильно.

Кроме помех от других радиостанций антенна приемника принимает естественные помехи, возникающие в атмосфере и космосе. Приходится также считаться и с помехами, создаваемыми различными электрическими устройствами и машинами: трамваями, троллейбусами, системой зажигания двигателей автомобилей и самолетов и т. п. Такие помехи называются *индустриальными* [1].

Наиболее эффективным способом борьбы с индустриальными помехами является устранение или уменьшение их в местах возникновения. Например, напряженность поля индустриальных помех удастся во много раз уменьшить устранением искрения коллектора электрического мотора, уменьшением искрения токосъемников трамвая и троллейбуса, выбором материалов для токоснимающих контактных устройств и изменением их конструкции, экранированием электропроводки на самолете и в автомобиле, применением фильтров в цепях питания электрических приборов и другими мерами.

Наряду с помехами, возникающими вне приемного или усилительного устройства, приходится считаться с помехами, возникающими внутри устройств. К внутренним помехам относятся *тепловые шумы*, создаваемые резисторами, активными сопротивлениями антенн и колебательных контуров. Их название связано с хаотическим тепловым движением электрических зарядов внутри проводников. Другим видом внутренних помех являются шумы, возникающие в электронных лампах и транзисторах. Наряду с тепловыми шумами здесь имеет место *дробовой шум*, связанный с дискретным характером выходного тока электронного прибора и его случайными флуктуациями.

Характеристики помех и их влияние на работу радиоэлектронных устройств рассматриваются в конце книги, но уже на начальном этапе изучения радиоэлектроники полезно иметь представление о сложности проблемы борьбы с помехами. Все развитие радиоэлектроники, например освоение новых диапазонов, выбор методов модуляции и формы сигналов, в значительной степени связано с ее решением.

Нетрудно реализовать электронный усилитель с очень большим усилением. Однако предел целесообразного усиления определяется шумами на входе усилителя. Это относится также к повышению чувствительности радиоприемных и других электрических устройств и приборов. Например, нецелесообразно дополнительно повышать чувствительность обычного электрического гальванометра, если от тепловых шумов, возникающих в самом приборе, стрелка или зеркальце гальванометра отклоняются почти на всю шкалу.

Все шумы и помехи, о которых мы говорили до сих пор, относятся к классу *аддитивных помех*, так как они добавляются к сигналу. Борьба с ними сводится к тому, чтобы их как-то уменьшить и отсеять, а также уменьшить влияние остающейся помехи.

Другие помехи образуют класс *мультипликативных помех*. Название помехи показывает, что сигнал как бы умножается на мешающее воздействие. Мультипликативная помеха возникает, когда свойства среды распространения сигнала меняются во времени. Простейший случай — телефонная или радиотрансляционная линия с плохими контактами. Другим примером мультипликативной помехи являются интерференционные замирания сигнала при приеме коротких волн. Замирания приводят не только к уменьшению принимаемого сигнала или временным прекращением приема, но и к сильным искажениям сигналов вследствие изменяющегося во времени характера прохождения различных составляющих их спектра.

Причинами замираний являются многолучевой характер распространения радиоволн, изменение во времени свойств среды их распространения и интерференция радиоволн, пришедших в место приема различными путями. Один из методов борьбы — прием на два приемника с пространственно-разнесенными антеннами. Замирания в точках расположения приемных антенн наступают в разные моменты времени, и сущность метода сводится к тому, что прием ведется на антенну и приемник, в котором сигнал в данный момент максимален. Кроме пространственного разнесения антенн применяется разнесение по частоте, времени и виду поляризации.

Перечисленные здесь методы борьбы с помехами характеризуют лишь небольшую часть этой важной и сложной проблемы.

В последние годы в связи с тем, что на кораблях, самолетах, спутниках и других объектах применяется большое число радиостанций различного назначения, все большее значение приобретает борьба с помехами, которые они создают друг другу. Это так называемая проблема *электромагнитной совместимости* [2].

Глава 2

ЦЕПИ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

2.1. ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

Электрическая цепь состоит из физических элементов, таких как резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и соединительные провода.

Когда частота электрических колебаний достаточно низка, можно считать, что физические параметры, определяющие свойства цепи (т. е. ее сопротивление, емкость и индуктивность), сосредоточены в соответствующих элементах: резисторах, конденсаторах и катушках индуктивности. Даже соединительный провод, электрические свойства которого принципиально распределены вдоль его длины, также можно

представить в виде сосредоточенных сопротивлений, емкости или индуктивности. Например, экранированный соединительный провод длиной 1 м на частоте 1 кГц (длина волны 300 км, что много больше длины соединительного провода) можно на электрической схеме отобразить эквивалентной емкостью 100 пФ.

Если длина волны электрических колебаний сравнима с длиной соединительного проводника, то его распределенные параметры нельзя изображать эквивалентными сосредоточенными параметрами. Например, на частоте 1 ГГц (длина волны в вакууме 30 см) тот же соединительный проводник длиной 1 м должен рассматриваться как цепь с распределенными параметрами.

Следует также иметь в виду, что на высоких частотах приходится учитывать, например, индуктивность выводов конденсатора и его размеры. На высоких частотах можно иногда получить лучшую фильтрацию с помощью конденсатора с малой номинальной емкостью, скажем 500 пФ, чем с помощью конденсатора емкостью 3000 пФ, если первый конденсатор имеет меньшие габаритные размеры.

Свойства элементов электрической цепи математически описываются уравнениями, связывающими напряжение на концах элемента с током, протекающим через него. Так, для резистора

$$u = Ri. \quad (2.1)$$

Для конденсатора

$$u = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int idt, \quad i = Cdu/dt. \quad (2.2)$$

Для катушки индуктивности

$$u = Ldi/dt; \quad i = \frac{1}{L} \int udt. \quad (2.3)$$

2.2. ИСТОЧНИКИ ЭДС И ТОКА

Кроме пассивных элементов цепи, таких как сопротивления, емкости и индуктивности, электрическая цепь может содержать активные элементы, к которым относятся источники ЭДС и тока. Их часто называют генераторами. Условные обозначения источников ЭДС и тока показаны на рис. 2.1.

Генератором ЭДС или *генератором напряжения* называется источник постоянного или переменного напряжения, имеющий внутреннее сопротивление $R_r = 0$. Напряжение на его зажимах не изменяется при подключении к нему любого сопротивления нагрузки. При сопротивлении нагрузки $R_n = 0$, подключенной к зажимам генератора ЭДС в нагрузку потечет бесконечно большой ток.

Генератором тока называется источник постоянного или переменного тока, имеющий бесконечно большое внутреннее сопротивление. Сопротивление в обозначении генератора тока не показывается. При любом сопротивлении нагрузки R_n , подключенной к источнику тока, ток в нагрузке не зависит от ее сопротивления, т. е. остается постоянным.

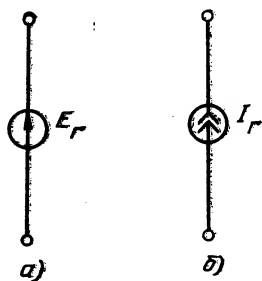


Рис. 2.1. Условные обозначения на схемах:

а — источник ЭДС — генератор напряжения; б — источник тока — генератор тока

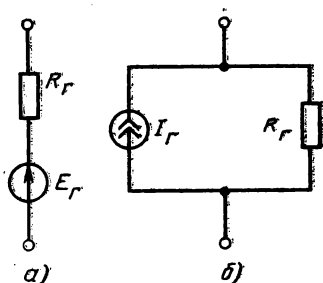


Рис. 2.2. Обозначения реальных источников, имеющих внутреннее сопротивление:

а — источник ЭДС с последовательно включенным внутренним сопротивлением; б — источник тока с параллельно включенным внутренним сопротивлением

Реальные источники напряжения и тока имеют внутреннее сопротивление R_r конечной величины. Поэтому реальный источник может быть изображен в виде источника ЭДС и последовательно включенного сопротивления R_r (рис. 2.2, а) или в виде источника тока и параллельно включенного сопротивления R_r (рис. 2.2, б). Схемы на рис. 2.2, а и б эквивалентны, потому что при подключении сопротивления нагрузки к реальному источнику напряжения ток в нагрузке будет таким же.

2.3. СОГЛАСОВАНИЕ ИСТОЧНИКА С НАГРУЗКОЙ. ВСЕГДА ЛИ ОНО НЕОБХОДИМО?

Для реального источника ЭДС с ненулевым внутренним сопротивлением R_r оптимальное сопротивление нагрузки $R_n = R_r$, при котором выделяемая в ней мощность максимальна. В этом случае говорят, что источник и нагрузка согласованы. Отклонение сопротивления нагрузки в любую сторону от оптимального значения уменьшает мощность в нагрузке. Например, можно показать, что при сопротивлении нагрузки, вдвое большем или меньшем сопротивления источника, мощность в нагрузке уменьшается на 11 % от максимально возможной.

Для согласования сопротивления нагрузки с сопротивлением источника переменного тока можно применить согласующий трансформатор. Однако во многих случаях согласование сопротивления нагрузки с сопротивлением источника не только нежелательно, но и недопустимо. Например, при электрическом освещении сопротивление каждой лампы и всех ламп, включенных в сеть параллельно, во много раз больше сопротивления сети и генератора. Это необходимое рассогласование не соблюдается только в плохих сетях, имеющих повышенное сопротивление, где включение или выключение каждой лампы или другого электрического прибора приводит к тому, что остающиеся включенными лампы горят с недокалом или перекалом, а включения и выключения сопровождаются «миганиями» ламп.

Даже при работе на постоянное сопротивление нагрузки согласование часто является нежелательным, так как при согласованных со-

противлениях генератора и нагрузки КПД составляет только 50 %, тогда как во многих электрических аппаратах добиваются КПД, близкого к единице. В дальнейшем при изучении электронных усилителей показано, что применение согласующих трансформаторов желательно, но не для того, чтобы сделать равными сопротивления источника и нагрузки, а для преобразования сопротивления нагрузки в сопротивление, при котором обеспечивается максимум мощности на выходе. При этом $R_H \neq R_L$. В режиме же согласования очень большого внутреннего сопротивления усилителя на пентоде или транзисторе с сопротивлением нагрузки мощность в последней была бы ничтожно малой. В ряде случаев согласование не только желательно, но и необходимо. Например, широко применяется согласование приемной антенны с входом приемника. Необходимо также согласование соединительных длинных линий (см. гл. 3) между собой и нагрузками. Тем не менее слова «оптимальный», «максимальный», «согласование» настолько для многих притягательны, что часто ведут к их неправильному пониманию или применению без достаточного понимания сущности вопроса.

2.4. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Для полной характеристики усилителя недостаточно указать лишь верхнюю и нижнюю граничные усиливаемые частоты, как это сделано в § 1.3. Чтобы судить о равномерности усиления в пределах полосы пропускания усилителя и характере изменения усиления за пределами полосы, необходимо в полосе усиливаемых частот $F_H, \dots, F_B$ и за ее пределами знать отношение напряжений на входе и выходе

$$K = U_2/U_1, \quad (2.4)$$

называемое *коэффициентом передачи напряжения* электрической цепи, а также ее *передаточной функцией* или *характеристикой*.

Коэффициент

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{|U_2| \exp j\varphi_2}{|U_1| \exp j\varphi_1} = |K| e^{j\varphi}$$

— комплексная величина, причем $|K|$ и φ являются вещественными функциями частоты. Часто применяют следующие обозначения:

$$\begin{aligned} H(f) &= K; \quad K(j\omega) = K; \quad |H(f)| = |K|; \\ \varphi(\omega) &= \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega). \end{aligned} \quad (2.5)$$

Зависимость от частоты модуля коэффициента передачи напряжения принято называть *амплитудно-частотной характеристикой*. Зависимость фазового сдвига между напряжениями на выходе и входе при изменении частоты называют *фазочастотной характеристикой*.

2.5. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ И ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

Во многих радиотехнических цепях можно выделить простейшие цепи, называемые дифференцирующими и интегрирующими. Цепи более простые, чем дифференцирующая и интегрирующая (например,

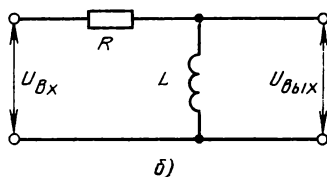
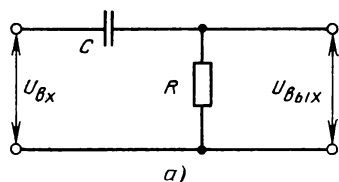


Рис. 2.3. Дифференцирующие цепи:
а — CR-цепь; б — RL-цепь

составленные из однородных элементов, скажем только из индуктивностей), здесь не рассматриваются, так как они имеют коэффициент передачи, одинаковый для всех частот.

Дифференцирующие цепи. На рис. 2.3 показаны дифференцирующие цепи. Коэффициент передачи дифференцирующей цепи на рис. 2.3, а равен

$$H(f) = K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + 1/j\omega CR}, \quad (2.6)$$

или

$$H(f) = K = 1/(1 + \omega_n/j\omega) = 1/(1 + f_n/jf), \quad (2.7)$$

где $\omega_n = 2\pi f_n = 1/RC$.

При частоте

$$f = f_n = 1/2\pi RC \quad (2.9)$$

активное R и реактивное $x_C = 1/\omega C$ сопротивления равны.

Модуль коэффициента передачи напряжения

$$|H(f)| = |K| = 1/\sqrt{1 + (f_n/f)^2}. \quad (2.10)$$

Выражение (2.10) справедливо и для дифференцирующей цепи, показанной на рис. 2.3, б. Из равенства активного и реактивного сопротивлений находим, что

$$\omega_n = R/L. \quad (2.11)$$

Выражение (2.6) можно привести к следующему виду:

$$H(f) = K = \frac{1 + j(f_n/f)}{1 + (f_n/f)^2}, \quad (2.12)$$

откуда

$$\operatorname{tg} \varphi = f_n/f, \quad \varphi = \operatorname{arctg} (f_n/f). \quad (2.13)$$

Последнее выражение определяет фазочастотную характеристику.

На рис. 2.4 показаны амплитудно- и фазочастотная характеристики дифференцирующих цепей.

Кроме частотного подхода в радиотехнике широко используется временной подход, при котором цепь характеризуется переходной характеристикой. *Переходной характеристикой* или *переходной функцией* называют отклик цепи, т. е. напряжение на выходе при подаче на вход единичного скачка напряжения.

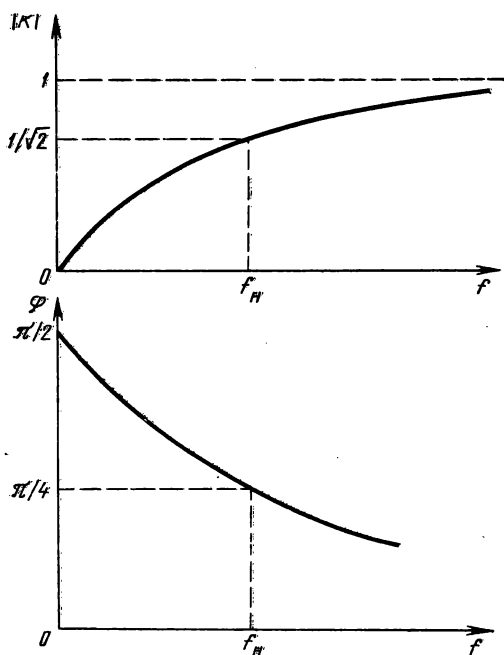


Рис. 2.4. Амплитудно- и фазочастотная характеристики дифференцирующих цепей

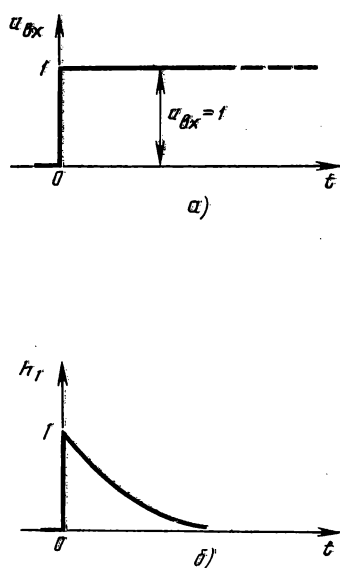


Рис. 2.5. Реакция дифференцирующей цепи на единичный скачок напряжения:

a — напряжение на входе; *б* — отклик на выходе — переходная характеристика

Нетрудно показать, что переходная характеристика любой дифференцирующей цепи

$$h_1(t) = \exp(-t/T) \text{ при } t \geq 0, \quad (2.14)$$

где T — постоянная времени, равная для цепи на рис. 2.3, *a*

$$T = RC, \quad (2.15)$$

а для цепи на рис. 2.3, *б*

$$T = L/R. \quad (2.16)$$

Заметим, что

$$T = 1/\omega_H. \quad (2.17)$$

Единичный скачок напряжения и переходная характеристика дифференцирующей цепи показаны на рис. 2.5.

Интегрирующие цепи. Коэффициент передачи интегрирующей цепи на рис. 2.6, *a*

$$H(f) = K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 1/(1 + j\omega RC), \quad (2.18)$$

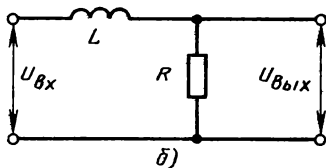
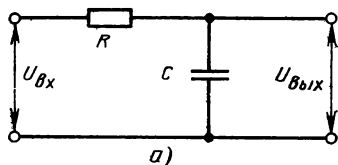


Рис. 2.6. Интегрирующие цепи:
а — RC-цепь; б — LR-цепь

откуда

$$H(f) = K = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = 1/(1 + j\omega/\omega_B), \quad (2.19)$$

или

$$H(f) = K = 1/(1 + jf/f_B), \quad (2.20)$$

где

$$\omega_B = 2\pi f_B = 1/RC \quad (2.21)$$

соответствует частоте, при которой активное и реактивное сопротивления интегрирующей цепи равны.

Для цепи на рис. 2.6, б $\omega_B L = R$, откуда

$$\omega_B = R/L. \quad (2.22)$$

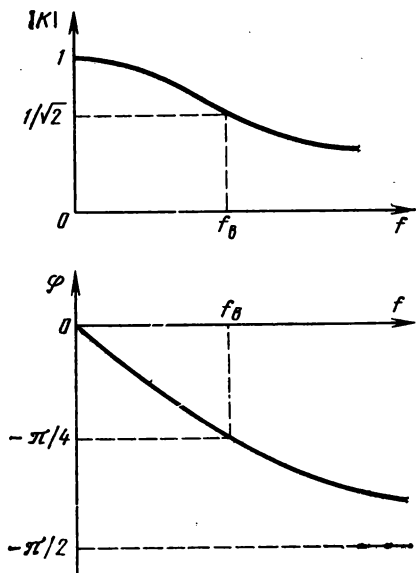


Рис. 2.7. Амплитудно- и фазочастотная характеристики интегрирующих цепей

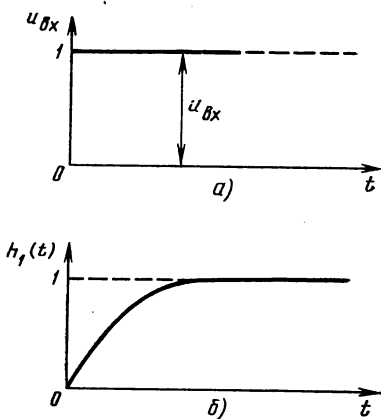


Рис. 2.8. Реакция интегрирующей цепи на единичный скачок напряжения:

а — напряжение на входе; б — отклик на выходе — переходная характеристика

Из (2.20) получаем следующие выражения для амплитудно- и фазочастотной характеристик интегрирующих цепей:

$$|H(f)| = |K| = 1/\sqrt{1 + (f/f_B)^2}; \quad (2.23)$$

$$\varphi = -\operatorname{arctg}(f/f_B). \quad (2.24)$$

Амплитудно- и фазочастотная характеристики интегрирующих цепей показаны на рис. 2.7.

Переходная характеристика интегрирующей цепи

$$h_1(t) = 1 - \exp(-t/T), \quad (2.25)$$

где

$$T = 1/\omega_B = RC, \quad (2.26)$$

или

$$T = L/R, \quad (2.27)$$

называется постоянной времени цепи.

Переходная характеристика интегрирующей цепи показана на рис. 2.8, б.

2.6. ИНТЕГРАЛ ДЮАМЕЛЯ

Любое напряжение или ток можно представить в виде бесконечной суммы ступенек, как это показано на рис. 2.9, а, или в виде бесконечной суммы импульсов (рис. 2.9, б).

Если напряжение на входе цепи представить, как показано на рис. 2.9, а, то напряжение на выходе определяется интегралом Дюамеля в следующей форме:

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}(0) h_1(t) + \int_0^t h_1(t-\tau) u'_{\text{вх}}(\tau) d\tau. \quad (2.28)$$

В соответствии с интегралом Дюамеля выходное напряжение равно выходному напряжению от начального входного скачка [первому члену в (2.28)] и бесконечной сумме откликов от бесконечно малых скачков на входе с амплитудами $u'_{\text{вх}}(\tau) d\tau$. Скачок напряжения в момент

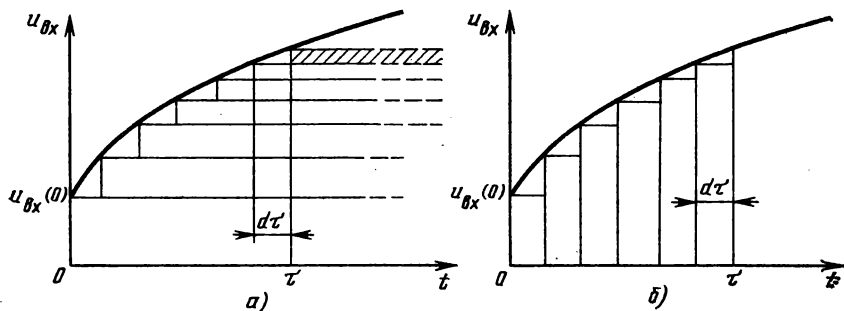


Рис. 2.9. Представление входного напряжения:

а — в виде начального скачка и бесконечной суммы бесконечно малых скачков; б — в виде бесконечной суммы импульсов

времени τ имеет амплитуду $u_{вх}'(\tau)d\tau$ и создает в момент времени $t > \tau$ напряжение $u_{вх}'(\tau)dh_1(t-\tau)$. Суммирование откликов от всех элементарных скачков эквивалентно интегрированию по τ , что и дает в результате выражение (2.28).

Применим интеграл Дюамеля для дифференцирующей цепи при воздействии на нее линейно-возрастающего напряжения (рис. 2.10, а)

$$u_{вх} = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leq 0; \\ kt & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (2.29)$$

Напряжение на выходе дифференцирующей цепи

$$u_{вых} = \int_0^t ke^{-(t-\tau)/T} d\tau = ke^{-t/T} \int_0^t e^{\tau/T} d\tau,$$

откуда

$$u_{вых} = kT(1 - e^{-t/T}). \quad (2.30)$$

Когда t достаточно велико по сравнению с постоянной времени T , на выходе дифференцирующей цепи устанавливается постоянное напряжение, пропорциональное производной входного напряжения k . Следовательно, дифференцирующая цепь осуществляет дифференцирование только при соблюдении условия

$$t/T \gg 1. \quad (2.31)$$

Иначе говоря, для правильного дифференцирования постоянная времени цепи должна быть достаточно малой. Так как условие (2.31) обычно не соблюдается, то, например, при подаче скачка напряжения на дифференцирующую цепь она неправильно дифференцирует как фронт, так и вершину прямоугольного импульса. Во-первых, получается конечное выходное напряжение, тогда как крутизна фронта входного скачка напряжения бесконечна. Во-вторых, вершина скачка напряжения имеет нулевую крутизну, а на выходе дифференцирующей цепи при этом получается конечное, но не нулевое напряжение.

Дифференцирующие цепи в радиотехнике чаще всего применяют не для дифференцирования, а для разделения постоянной и переменной составляющих напряжения. В этом случае постоянную времени цепи берут достаточно большой, чтобы избежать дифференцирования. Дифференцирования не происходит, если выполняется условие

$$t/T \ll 1, \quad (2.32)$$

обратное условию (2.31). Например, это соответствует начальному участку кривой на рис. 2.10, б, совпадающему с начальным участком сигнала на рис. 2.10, а.

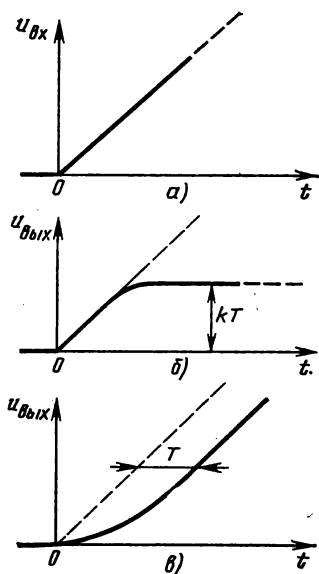


Рис. 2.10. Отклики дифференцирующей и интегрирующей цепей на линейно-возрастающее напряжение:

а — напряжение на входе; б — отклик дифференцирующей цепи; г — отклик интегрирующей цепи

При частотном подходе к исследованию цепей для того, чтобы избежать частотных искажений, необходимо выполнить следующее условие:

$$f \gg f_H = 1/2\pi RC. \quad (2.33)$$

В самом деле, при выполнении этого условия, т. е. при достаточно больших R и C , коэффициент передачи цепи равняется единице.

Применяя интеграл Дюамеля для интегрирующей цепи, когда на ее входе действует линейно-возрастающее напряжение, получаем напряжение на выходе

$$u_{\text{вых}} = \int_0^t k(1 - e^{-(t-\tau)T}) d\tau = kt - kT(1 - e^{-t/T}). \quad (2.34)$$

График выходного напряжения показан на рис. 2.10, в.

Если для правильного дифференцирования требуется достаточно малая постоянная времени дифференцирующей цепи, то для правильного интегрирования требуется достаточно большая постоянная времени интегрирующей цепи. Например, на рис. 2.10, в видно, что лишь начальный участок кривой пропорционален интегралу входного напряжения.

Однако в радиотехнике интегрирующая цепь часто не создается специально, а получается за счет сопротивлений и емкостей. При этом, как правило, стремятся избежать интегрирования, максимально уменьшая постоянную времени интегрирующей цепи. Из рис. 2.10, в видно, что при малой постоянной времени выходное напряжение мало отличается от входного. Исключением является начальный участок, который будет небольшим при малой постоянной времени T .

Наряду с переходной характеристикой в радиоэлектронике используется понятие *импульсной характеристики*. Импульсной характеристикой $h(t)$ называется отклик цепи на *единичный импульс* — δ -функцию, математически определяемую следующими соотношениями:

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq 0; \\ \infty & \text{при } t = 0; \end{cases} \quad (2.35)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1.$$

Так как δ -функция является производной от единичного скачка, то, зная переходную характеристику цепи $h_1(t)$, можно найти импульсную характеристику

$$h(t) = dh_1(t)/dt. \quad (2.36)$$

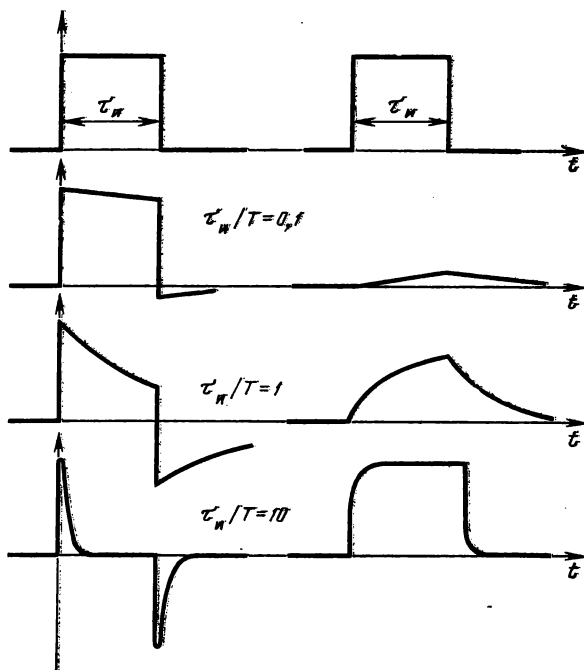


Рис. 2.11. Импульсы на выходе дифференцирующей и интегрирующей цепей при действии на входе прямоугольного импульса

Любое напряжение или ток можно представить не только в виде бесконечной суммы ступенек, но и в виде бесконечной суммы импульсов. Например, напряжение производной формы (рис. 2.9, б), действующее на входе цепи, равно

$$u_{\text{вх}}(t) = \int_0^t u_{\text{вх}}(\tau) \delta(t - \tau) d\tau. \quad (2.37)$$

В соответствии с этим напряжение на выходе цепи при выполнении условия $h(0) = 0$ равно

$$u_{\text{вых}}(t) = \int_0^t u_{\text{вх}}(\tau) h(t - \tau) d\tau. \quad (2.38)$$

Последнее выражение называется интегралом Дюамеля в импульсной форме.

На рис. 2.11 показано, как искажается прямоугольный импульс дифференцирующей и интегрирующей цепями при различных соотношениях между длительностью импульса и постоянной времени цепей. Нетрудно заметить, что дифференцирующая цепь не искажает входного напряжения при большой постоянной времени, а интегрирующая цепь не искажает его при малой постоянной времени.

Здесь приведены лишь начальные сведения о дифференцирующих и интегрирующих цепях. При изучении усилителей будет показано, как реальные электрические схемы можно в некоторых случаях заменить такими цепями, причем, как это с первого взгляда ни странно, одна и та же реальная сложная электрическая цепь может заменяться дифференцирующей или интегрирующей цепью в зависимости от того, на каких частотах она работает. Если подать в реальную цепь прямоугольный импульс, то проявятся как интегрирующие, так и дифференцирующие свойства цепи.

Рассмотрим случай, когда амплитудно-частотная характеристика параллельна оси частот, а фазочастотная прямолинейна и проходит через начало координат.

Математически это можно записать так:

$$K_0 = |K| = \text{const}, \quad \varphi = -t_0 \omega,$$

где t_0 — постоянный коэффициент, характеризующий крутизну фазочастотной характеристики цепи в виде прямой линии, проходящей через начало координат.

В этом случае при действии на входе напряжения, являющегося суммой двух гармонических колебаний

$$u_{вх} = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_{m2} \cos(\omega_2 t + \varphi_2).$$

напряжение на выходе

$$u_{вых} = K_0 \{ U_{m1} \cos[\omega_1(t - t_0) + \varphi_1] + U_{m2} \cos[\omega_2(t - t_0) + \varphi_2] \}.$$

Следовательно, выходное напряжение отличается от входного только амплитудой и сдвигом во времени и это справедливо для произвольных частот ω_1 и ω_2 , а также для суммы любого числа гармонических колебаний. Колебание любой формы можно представить в виде конечной или бесконечной суммы гармонических колебаний, поэтому условие постоянства усиления и линейности фазовой характеристики являются условием отсутствия искажений.

Дифференцирующая и интегрирующая цепи не отвечают этому условию в полной мере, но для некоторой области частот оно может выполняться. Поэтому колебания сложной формы не искажаются или мало искажаются, если для всех частот или большей части спектра это условие выполняется.

В начале данного параграфа было указано, что цепи, состоящие из одинаковых элементов, являются неискажающими. Кроме таких цепей неискажающим является и делитель напряжения (рис. 2.12), одно из плеч которого является увеличенной или уменьшенной копией другого плеча. Например, если для любой частоты

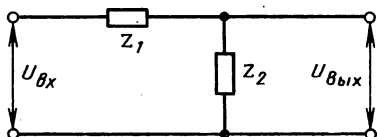


Рис. 2.12. Делитель напряжения

$$Z_2 = kZ_1, \quad (2.39)$$

где k — постоянная действительная величина, то коэффициент передачи

$$K = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{kZ_1}{Z_1 + kZ_1} = \frac{k}{1 + k} = \text{const.}$$

В этом случае амплитудно-частотная характеристика является прямой линией, параллельной оси абсцисс, а фазочастотная совпадает с осью абсцисс.

Примером неискажающей цепи является делитель, показанный на рис. 2.13. В самом деле, рассматривая два делителя (на емкостях и на сопротивлениях), видим, что отношение напряжений на емкостях и сопротивлениях будет одинаковым, если

$$R_1/R_2 = C_2/C_1 \text{ или } R_1C_1 = R_2C_2. \quad (2.40)$$

При последовательном включении сопротивлений и емкостей в каждом из плеч можно также получить неискажающую цепь, если сделать постоянные времени плеч одинаковыми.

Искажения неизбежны и при равенстве постоянных времени плеч, если в одном из них сопротивление и емкость включены последовательно, а в другом — параллельно. В этом случае условие (2.39) может выполняться лишь для какой-то одной частоты.

2.7. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ КОНТУР

Колебательные контуры широко применяются в радиотехнических устройствах. При этом используются резонансные свойства колебательных контуров. Колебательный контур (рис. 2.14) образует последовательное соединение индуктивности, емкости и сопротивления.

Резонансной частотой f_0 колебательного контура называется частота, при которой реактивная составляющая полного сопротивления колебательного контура

$$Z = r + j(\omega L - 1/\omega C) \quad (2.41)$$

равна нулю:

$$\omega_0 L - 1/\omega_0 C = 0 \text{ или } \omega_0 L = 1/\omega_0 C. \quad (2.42)$$

Другими словами, резонансной частоте соответствует равенство реактивных сопротивлений индуктивности и емкости.

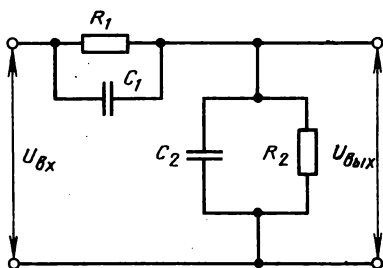


Рис. 2.13. Делитель напряжения не вносящий искажений при равенстве постоянных времени плеч

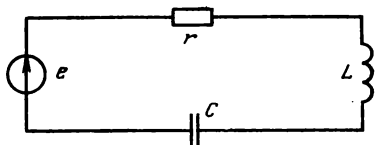


Рис. 2.14. Последовательный колебательный контур

Из последнего равенства находим выражение для резонансной частоты

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}, \quad (2.43)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Характеристическим сопротивлением ρ называется сопротивление полной индуктивности или емкости контура на резонансной частоте

$$\rho = \omega_0 L, \quad (2.44)$$

или

$$\rho = 1/\omega_0 C. \quad (2.45)$$

Подставляя значение резонансной частоты, получаем

$$\rho = \sqrt{L/C}. \quad (2.46)$$

Добротностью контура Q называется отношение напряжения на индуктивности U_L или на емкости U_C к напряжению на активном сопротивлении при резонансе. Поскольку при резонансе напряжение на активном сопротивлении равно ЭДС, действующей в контуре, добротность равна

$$Q = U_L/E = U_C/E = \rho I/rI = \rho/r. \quad (2.47)$$

Можно дать другое определение добротности. Умножив числитель и знаменатель выражения для добротности на квадрат амплитуды тока в контуре, получим

$$Q = \omega_0 L I^2 m / r I^2 m,$$

или

$$Q = 2\pi \frac{L I_m^2 / 2}{T (r I_m^2 / 2)}. \quad (2.48)$$

Следовательно, добротность равна умноженному на 2π отношению энергии, запасенной в контуре, к энергии, рассеиваемой за один период. Данное определение добротности справедливо не только для контуров с сосредоточенными индуктивностями и емкостями, но и для контуров с распределенными индуктивностями и емкостями, например коаксиальных контуров и объемных резонаторов.

Величина, обратная добротности, называется *затуханием* контура:

$$\delta = 1/Q. \quad (2.49)$$

Позднее будет показано, что затухание

$$\delta = \Delta f_{0.7} / f_0, \quad (2.50)$$

где $\Delta f_{0.7}$ — полоса пропускания колебательного контура, отсчитанная на уровне 0,7; f_0 — резонансная частота.

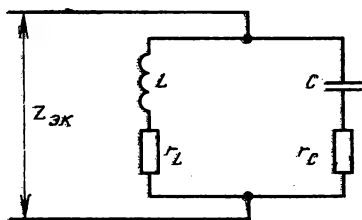


Рис. 2.15. Параллельный колебательный контур

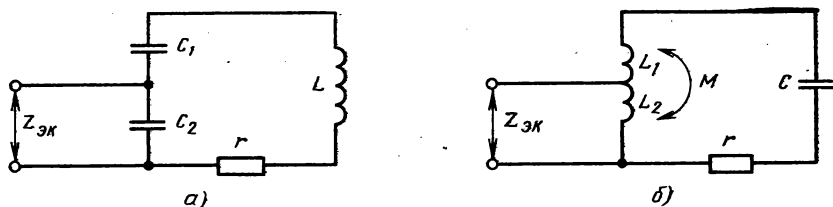


Рис. 2.16. Параллельные контура с частичным включением

Резонансным сопротивлением параллельного контура (рис. 2.15) называют полное сопротивление контура при резонансной частоте между точками параллельного включения индуктивности и емкости.

Если обозначить $r = r_L + r_C$ и учесть, что $\rho \gg r$, то резонансное или эквивалентное сопротивление

$$Z_{\text{эк}} \approx j\rho(-j\rho)/r = \rho^2/r. \quad (2.51)$$

Учитывая, что $Z_{\text{эк}}$ — величина вещественная, обычно вместо $Z_{\text{эк}}$ применяют обозначение $R_{\text{эк}}$. Кроме того, справедливы другие формы записи:

$$R_{\text{эк}} = Q\rho; R_{\text{эк}} = L/Cr. \quad (2.52)$$

Иногда колебательный контур включается в электрическую цепь не полностью, а частично. На рис. 2.16 показаны два колебательных контура, в которых предусматривается частичное включение.

Для любого колебательного контура из условия резонанса имеем $X_L = X_C = \rho$. Если сопротивление C_2 равно $\rho\rho$, где ρ — постоянный множитель, называемый коэффициентом включения ($\rho < 1$), то сопротивление C_1 должно равняться $(1 - \rho)\rho$. Поэтому

$$Z_{\text{эк}} = -j\rho\rho(j\rho\rho + r)/r.$$

Пренебрегая r в сумме с $j\rho\rho$, получаем

$$Z_{\text{эк}} = R_{\text{эк}} = \rho^2\rho^2/r. \quad (2.53)$$

Данное выражение позволяет определить резонансное сопротивление параллельного контура при его частичном включении.

Пример. Пусть $C_1 = C_2 = 2C$, где C — полная емкость контура. Тогда $X_{C2} = 0,5X_C$, т. е. $\rho = 0,5$.

В этом случае $R_{\text{эк}} = 0,25\rho^2/r$.

Если от части витков катушки сделан отвод (рис. 2.16, б), то полная индуктивность

$$L = L_1 + L_2 + 2M, \quad (2.54)$$

где L_1 и L_2 — индуктивности верхней и нижней (относительно точки отвода) частей катушки; M — взаимная индуктивность между частями катушки, и коэффициент включения

$$\rho = (L_2 + M)/L. \quad (2.55)$$

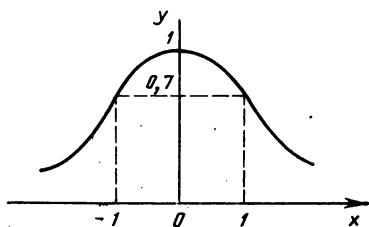


Рис. 2.17. Обобщенная резонансная кривая одиночного колебательного контура

Рассмотрим идеальный случай, при котором между частями катушки связь настолько сильная, что коэффициент связи

$$k_{св} = M/\sqrt{L_1 L_2} = 1.$$

В этом случае

$$L = kn^2; L_2 = kn_2^2,$$

где n и n_2 — число витков всей катушки и ее нижней части соответственно; k — коэффициент пропорциональности. Тогда

$$p = \frac{L_2 + M}{L} \approx \frac{L_2 + \sqrt{L_1 L_2}}{L} \approx \frac{kn_2^2 + \sqrt{kn_2^2 k (n - n_2)^2}}{kn^2} \approx \frac{n_2}{n}. \quad (2.56)$$

Следовательно, при сильной связи коэффициент включения равен отношению числа витков подключенной части катушки к полному числу витков катушки.

Пример. Отвод сделан от половины катушки. В этом случае $p = 0,5$ и $R_{\text{эк}} = 0,25\rho^2/r$.

Обобщенная резонансная кривая. Найдем выражение для обобщенной резонансной кривой. Для этого обозначим через y отношение тока в контуре при некоторой частоте ω к току в контуре при резонансной частоте ω_0 :

$$|y| = \frac{|I|}{I_{\text{max}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L - 1/\omega C}{r} \right)^2}}.$$

Обозначим через x отношение реактивного сопротивления к активному, называемое обобщенной расстройкой:

$$x = \frac{X}{r} = \frac{\omega L - 1/\omega C}{r}.$$

Тогда выражение для обобщенной резонансной кривой (рис. 2.17) имеет вид

$$|y| = 1/\sqrt{1 + x^2}, \quad (2.57)$$

$$\text{где } x = \frac{X}{r} = \frac{\omega L - 1/\omega C}{r} = \frac{\rho(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)}{r};$$

$$x = Q(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega). \quad (2.58)$$

Последнее выражение для обобщенной расстройки является точным.

Найдем приближенное выражение для обобщенной расстройки, справедливое при малых отклонениях ω от ω_0 :

$$x = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega} = Q \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega_0 \omega} \approx 2Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = 2Q \frac{\Delta_1 f}{f_0}, \quad (2.59)$$

где $\Delta_1 f = f - f_0$ — абсолютная расстройка по частоте; $\Delta_1 f / f_0$ — относительная расстройка по частоте.

Из приближенного выражения следует, что обобщенная расстройка равна отношению абсолютной расстройки к половине полосы пропускания.

Фазочастотная характеристика также может быть выражена через обобщенную расстройку:

$$\varphi = -\operatorname{arctg} x \approx -\operatorname{arctg} (2Q \Delta_1 f / f_0). \quad (2.60)$$

Полоса пропускания одиночного контура. Из анализа обобщенной резонансной кривой колебательного контура следует, что при малых расстройках x величина $|y|$ мало отличается от единицы, т. е. можно считать, что в этом случае колебания не ослабляются. При значительных расстройках x ослабление будет большим. Если $|x| \gg 1$, то $|y| \approx 1/|x|$.

Частоты колебаний, для которых уменьшение $|y|$ не превышает некоторого граничного значения $|y_{\text{гр}}|$, называются пропускаемыми частотами. Эти частоты лежат в области, называемой полосой пропускания. Полоса пропускания всегда определяется на некотором уровне. Граничный уровень чаще всего берется равным $1/\sqrt{2} \approx 0,7$.

Полагая $|y_{\text{гр}}| = 1/\sqrt{2}$, получаем $x_{\text{гр}} = 1$, откуда $\Delta_1 f = f_0/2Q$. Следовательно, полоса пропускания, равная

$$\Delta f_{0,7} = 2\Delta_1 f = f_0/Q, \quad (2.61)$$

определяется резонансной частотой и добротностью контура.

Пример. Пусть $f_0 = 465$ кГц; $Q = 100$. Тогда

$$\Delta f_{0,7} = f_0/Q = 4,65 \text{ кГц}.$$

Если необходима значительно меньшая полоса пропускания, например 0,465 кГц, то добротность $Q = 1000$. Однако такую добротность на частоте 465 кГц получить от обычных колебательных контуров не удастся.

Потери в контурах. В случае применения контуров с сосредоточенными индуктивностями и емкостями можно отдельно рассматривать потери энергии в катушках индуктивности и конденсаторах.

Мощность потерь в катушке пропорциональна ее сопротивлению: $P = I^2 r$. Сопротивление катушки r зависит от площади проводящего сечения проводника.

На высоких частотах наблюдается скин-эффект, проявляющийся в том, что плотность тока падает по экспоненциальному закону по мере удаления от поверхности внутрь проводника:

$$j = j_0 \exp(-x/\Delta), \quad (2.62)$$

где j — плотность тока на глубине x ; j_0 — плотность тока вблизи поверхности; Δ — эффективная глубина проникновения тока. Можно показать, что неравномерное распределение тока можно заменить равномерным с глубиной Δ . В этом легко убедиться, проинтегрировав выражение (2.62) по x от 0 до ∞ . На глубине $x = \Delta$ плотность тока падает в e раз. Для медного провода эффективная глубина проникновения тока

$$\Delta \approx 1/15 \sqrt{f},$$

где размерности Δ — миллиметр; f — мегагерц.

С увеличением диаметра провода его эффективная площадь сечения растет пропорционально первой степени диаметра провода, хотя площадь сечения, как известно, пропорциональна квадрату диаметра. Следовательно, сопротивление и потери энергии на его преодоление падают во столько раз, во сколько увеличивается диаметр провода. Однако при этом потери на токи Фуко увеличиваются примерно пропорционально диаметру провода.

На рис. 2.18 показаны зависимости мощности потерь вследствие скин-эффекта $P_{ск}$, мощности потерь на токи Фуко $P_{ф}$ и суммарной мощности потерь P_{Σ} от диаметра провода.

Так как потери вследствие скин-эффекта уменьшаются при увеличении диаметра, а потери на токи Фуко растут, существует оптимальный диаметр провода, зависящий от конструкции катушки, ее размера и частоты, на которой она работает. Например, для катушки с подстроечным сердечником, имеющим эквивалентную проницаемость с учетом воздушного зазора $\mu_0 = 1,6$, при $f = 465$ кГц оптимальный диаметр провода $d_{opt} = 0,12-0,13$ мм. При этом $Q \approx 70$. Если взять диаметр провода значительно большим, например $d = 0,6-0,7$ мм, то вследствие возрастания потерь на токи Фуко добротность сильно уменьшится.

Для подстройки катушек применяются подстроечные сердечники из магнитного материала с малыми потерями на токи Фуко. Несмотря на то, что введение сердечника увеличивает общие потери, так как к потерям в проводе добавляются потери в сердечнике, добротность катушки с сердечником из феррита выше, чем катушки без сердечника. Это объясняется тем, что при введении сердечника индуктивность возрастает больше, чем сопротивление, в результате чего и отношение $\omega_0 L/r$ увеличивается. Для подстройки катушки применяют также медные или латунные сердечники, уменьшающие индуктивность при введении их внутрь катушки. Такие сердечники не уменьшают добротности катушки на частотах выше 20—30 МГц. На более низких частотах они сильно ухудшают добротность и поэтому не применяются.

Потери энергии в конденсаторах принято характеризовать тангенсом угла потерь $\operatorname{tg} \delta$, где δ — угол между вектором тока, проходящего через конденсатор, и направлением, которое он занимал бы в отсутствие потерь в конденсаторе.

На рис. 2.19 показана емкость конденсатора C , параллельно которой включено сопротивление потерь. Там же показана эквивалентная схема с последовательным включением сопротивления потерь.

На рис. 2.20 изображены векторная диаграмма для токов в конденсаторе и соответствующий ей треугольник проводимостей.

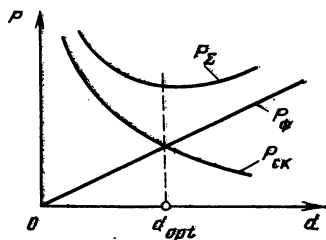


Рис. 2.18. Зависимость мощности потерь от диаметра провода

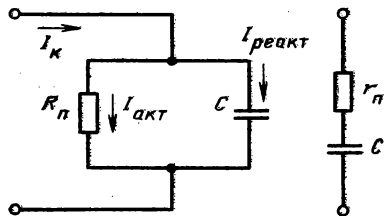


Рис. 2.19. Параллельное и последовательное соединения сопротивления потерь в конденсаторе

Схема параллельного соединения реактивного X и активного R сопротивлений эквивалентна схеме последовательного соединения реактивного x и активного r сопротивлений, если

$$r + jx = \frac{1}{1/R + 1/jX} = \frac{1/R + j(1/X)}{(1/R)^2 + (1/X)^2}.$$

Принимая во внимание, что обычно $R \gg X$, получаем $r + jx \approx X^2/R + jX$. Следовательно, при преобразовании схемы из последовательного соединения в параллельное реактивные сопротивления не изменяются, т. е.

$$x \approx X, \quad (2.63)$$

а активные сопротивления последовательной и параллельной схем связаны следующим соотношением:

$$r \approx x^2/R. \quad (2.64)$$

Нетрудно заметить, что эквивалентность активных сопротивлений справедлива лишь в узкой полосе частот, так как реактивное сопротивление зависит от частоты.

Покажем, что тангенс угла потерь в конденсаторе $\operatorname{tg} \delta_C$ эквивалентен затуханию контура $\delta_{\text{конт}}$, все потери которого сосредоточены в конденсаторе. В этом случае затухание контура

$$\delta = \frac{r}{x_C} = \frac{x_C^2}{R x_C} = \frac{x_C}{R} = \frac{1/R}{\omega_0 C} = \operatorname{tg} \delta. \quad (2.65)$$

Обычно тангенс угла потерь слюдяных и керамических конденсаторов 10^{-4} — 10^{-3} , что на один-два порядка ниже, чем затухание δ катушки индуктивности. Потери в конденсаторах, диэлектриком которых является воздух, еще ниже. Поэтому добротность контура в основном определяется добротностью катушки индуктивности.

2.8. СВЯЗАННЫЕ КОНТУРЫ

Наряду с одиночными контурами в радиотехнических устройствах применяются связанные контуры. Они позволяют получить более равномерную частотную характеристику в пределах полосы пропускания и большее ослабление за ее пределами.

Виды связи. Применяются следующие виды связи между контурами: индуктивная, емкостная и резистивная.

На рис. 2.21 приведены индуктивно-связанные контуры с трансформаторной и автотрансформаторной связью.

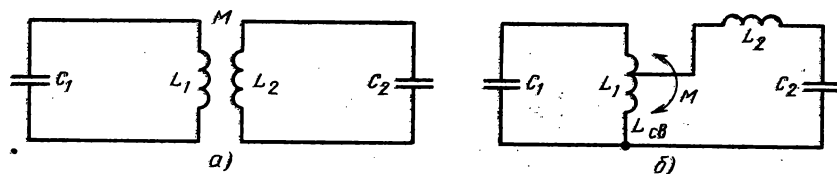


Рис. 2.21. Индуктивно-связанные контуры:

а — трансформаторная связь; б — автотрансформаторная связь

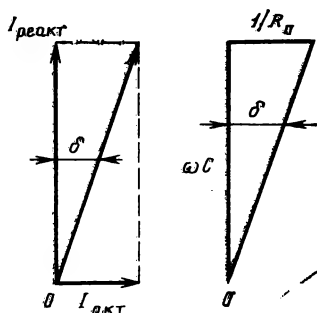
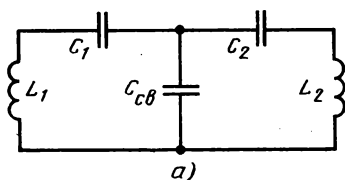
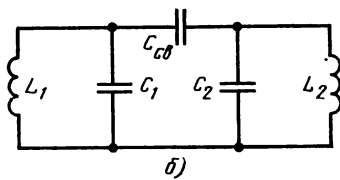


Рис. 2.20. Векторная диаграмма для токов в конденсаторе и соответствующий ей треугольник проводимостей



а)



б)

Рис. 2.22. Контуры с емкостной связью:
а — внутренняя связь; б — внешняя связь

На рис. 2.22 показаны контуры с емкостной связью: внутренней и внешней. При внутренней связи тем меньше, чем больше емкость связи, при внешней — тем больше, чем больше емкость связи. При внутренней слабой связи используются неравенства $C_{св} \gg C_1$ и $C_{св} \gg C_2$. При внешней слабой связи используются неравенства $C_{св} \ll C_1$ и $C_{св} \ll C_2$.

На рис. 2.23 связь колебательных контуров осуществлена через общее активное сопротивление. Иногда применяется комбинированная связь, например индуктивно-емкостная.

Схемы замещения связанных контуров. Рассмотрим обобщенную эквивалентную схему двух связанных контуров (рис. 2.24).

Комплексная величина тока в первом контуре

$$I_1 = \frac{E_1}{z_1 + (z_{св} z_2) / (z_{св} + z_2)}.$$

Введя обозначения $z_{11} = z_1 + z_{св}$, $z_{22} = z_2 + z_{св}$, получим

$$I_1 = \frac{E_1}{z_1 + z_{св} (z_{22} - z_{св}) / z_{22}} = \frac{E_1}{z_1 + z_{св} - z_{св}^2 / z_{22}},$$

или

$$I_1 = E_1 / (z_{11} + z_{вн1}), \quad (2.66)$$

где $z_{вн1} = -z_{св}^2 / z_{22}$.

$$(2.67)$$

Найденное выражение для тока в первом контуре соответствует схеме, показанной на рис. 2.25. Элемент $z_{вн1}$ условно обозначает сопротивление, вносимое в первый контур из второго. Данная схема называется схемой замещения первого контура. При определении тока в первом контуре схема замещения позволяет свести двухконтурную схему к одноконтурной.

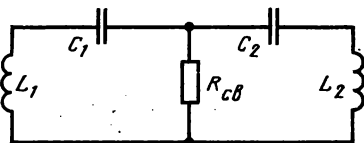


Рис. 2.23. Связь двух колебательных контуров через общее активное сопротивление

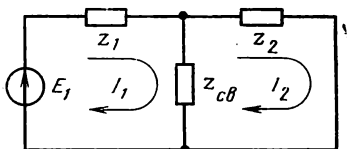


Рис. 2.24. Обобщенная эквивалентная схема двух связанных контуров

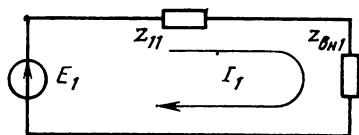


Рис. 2.25. Схема замещения первого контура

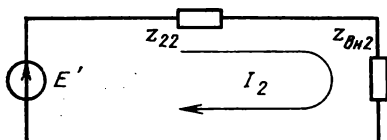


Рис. 2.26. Схема замещения второго контура

Для определения тока во втором контуре применим теорему Тевенина к обобщенной схеме (см. рис. 2.24).

Теорема Тевенина. Для определения тока в некоторой ветви электрической цепи, имеющей сопротивление $z_{\text{вх}}$, следует ЭДС холостого хода E' поделить на сумму сопротивлений $z_{\text{вх}}$ и $z_{\text{н}}$:

$$I = E' / (z_{\text{вх}} + z_{\text{н}}).$$

При этом ЭДС холостого хода E' равна напряжению на зажимах, к которым подключается рассматриваемая ветвь, когда эта ветвь разомкнута; сопротивление $z_{\text{вх}}$ равно сопротивлению между этими же зажимами, когда все генераторы ЭДС замкнуты накоротко и источники тока разомкнуты, а сопротивление $z_{\text{н}}$ отключено.

В соответствии с теоремой Тевенина

$$I_2 = \frac{E'}{z_2 + (z_1 z_{\text{св}}) / (z_1 + z_{\text{св}})} = \frac{E'}{z_2 + z_{\text{св}} (z_{11} - z_{\text{св}}) / z_{11}},$$

откуда

$$I_2 = E' / (z_{22} + z_{\text{вн}2}), \quad (2.68)$$

где

$$z_{\text{вн}2} = -z_{\text{св}}^2 / z_{11} \quad (2.69)$$

— сопротивление, вносимое во второй контур из первого.

Схема замещения второго контура показана на рис. 2.26.

Связь через реактивное сопротивление. Индуктивная и емкостная связи эквивалентны связи через некоторое реактивное сопротивление (рис. 2.27): $z_{\text{св}} = jx_{\text{св}}$. В этом случае сопротивление, вносимое в первый контур, равно

$$z_{\text{вн}1} = -z_{\text{св}}^2 / z_{22} = x_{\text{св}}^2 / z_{22} = x_{\text{св}}^2 (r_{22} - jx_{22}) / |z_{22}|^2,$$

откуда

$$z_{\text{вн}1} = r_{\text{вн}1} + jx_{\text{вн}1}, \quad (2.70)$$

причем

$$r_{\text{вн}1} = (x_{\text{св}}^2 / |z_{22}|^2) r_{22}; \quad (2.71)$$

$$x_{\text{вн}1} = -(x_{\text{св}}^2 / |z_{22}|^2) x_{22}. \quad (2.72)$$

Аналогичные выражения для сопротивлений, вносимых во второй контур, имеют следующий вид:

$$r_{\text{вн}2} = (x_{\text{св}}^2 / |z_{11}|^2) r_{11}; \quad (2.73)$$

$$x_{\text{вн}2} = -(x_{\text{св}}^2 / |z_{11}|^2) x_{11}. \quad (2.74)$$

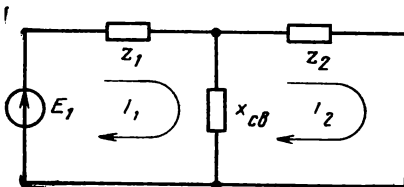


Рис. 2.27. Схема двух контуров, связанных через реактивное сопротивление

Следовательно, из одного контура в другой всегда вносится положительное активное сопротивление и реактивное сопротивление противоположного знака по сравнению с реактивным сопротивлением контура, из которого сопротивление вносится. Величины

$$n_1^2 = x_{св}^2 / z_{22}^2; \quad (2.75)$$

$$n_2^2 = x_{св}^2 / z_{11}^2 \quad (2.76)$$

являются квадратами коэффициентов трансформации.

Следует отметить, что наличие второго контура приводит к увеличению активного сопротивления первого за счет увеличения общих потерь энергии. Например, если колебательный контур подключен к электронной лампе или транзистору, то внутреннее сопротивление лампы или транзистора шунтирует колебательный контур и увеличивает в нем потери. Внутреннее сопротивление лампы, включенное параллельно контуру, можно пересчитать в последовательное сопротивление по формуле

$$r \approx x^2 / R_i \quad (2.77)$$

или по формуле для вносимого сопротивления, причем в обоих случаях результаты, конечно, одинаковы.

Понять, почему реактивное сопротивление вносится с противоположным знаком, можно, рассмотрев следующий пример.

Пример. Для схемы на рис. 2.28 эквивалентное сопротивление первого контура при определении в нем тока

$$z_{10к} = z_{11} + z_{вн1} = j\omega L_{11} + jx_{вн1},$$

причем

$$x_{вн1} = -n_1^2 x_{22} = -(\omega L_{св})^2 / \omega L_{22}.$$

Индуктивность эквивалентного контура меньше индуктивности первого, так как часть индуктивности шунтируется. Поэтому при индуктивном сопротивлении второго контура в первый контур вносится отрицательное реактивное сопротивление. Рассмотренная схема соответствует схеме трансформатора с замкнутой вторичной обмоткой и объясняет, почему увеличивается ток в первичной обмотке при замыкании вторичной обмотки или включении нагрузки.

Резонансные явления в связанных контурах. Вносимые реактивные сопротивления затрудняют точную настройку каждого из контуров в резонанс, особенно при сильной связи. Лишь в редких случаях контуры выполняются таким образом, что они могут быть настроены в резонанс, а затем связь увеличивается сближением катушек или изменением емкости связи.

Поэтому для уменьшения влияния вносимых реактивных сопротивлений можно применять следующую процедуру при настройке контуров в резонанс. Во время настройки первого контура второй контур расстраивают временным параллельным подключением к нему вспомогательного конденсатора. При этом вносимые сопротивления в пер-

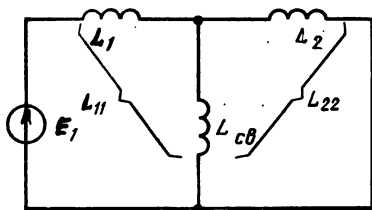


Рис. 2.28. Двухконтурная схема



Рис. 2.29. Резонансная кривая первого контура при сравнительно слабой связи между контурами:

a — резонансные частоты не совпадают;
б — резонансные частоты совпадают



Рис. 2.30. Резонансная кривая первого контура при сильной связи между контурами:

a — резонансные частоты не совпадают;
б — резонансные частоты совпадают

вый контур уменьшаются вследствие увеличения z_{22} . При настройке второго контура можно временно расстроить первый контур, подключив к нему тот же вспомогательный конденсатор.

Удобным прибором для наблюдения резонансных кривых настраиваемых контуров является прибор для настройки телевизоров. Он состоит из генератора, частота которого периодически перестраивается (качается) в некоторых пределах вокруг среднего значения, и осциллографа, позволяющего наблюдать резонансную кривую исследуемого колебательного контура. Резонансная кривая наблюдается на экране трубки осциллографа за счет вертикального отклонения луча, пропорционального напряжению на детекторной головке прибора, подключаемой к колебательному контуру, и горизонтального отклонения луча за счет напряжения, вызывающего качание частоты. На рис. 2.29 показаны резонансные кривые первого контура при несовпадении и совпадении частот настроек контуров при сравнительно слабой связи, на рис. 2.30 — то же, но при сильной связи. Они наглядно показывают роль вносимого сопротивления, увеличивающегося при резонансе во втором контуре.

Связь между контурами оценивается *коэффициентом связи*

$$k_{св} = \sqrt{k_1 k_2}, \quad (2.78)$$

где k_1 и k_2 — степени связи.

Степенью связи k_1 первого контура со вторым называют отношение напряжения, передаваемого первым контуром во второй при разомкнутом втором контуре, к напряжению на первом контуре. При этом напряжением на контуре называется напряжение на полной индуктивности или полной емкости контура. Аналогично определяется и степень связи k_2 .

Для схем, приведенных на рис. 2.21 и 2.22, степени связи:

$$k_1 = x_{св}/x_{L1}; \quad k_2 = x_{св}/x_{L2}.$$

Поэтому

$$k_{св} = \sqrt{k_1 k_2} = x_{св}/\sqrt{x_{L1} x_{L2}}.$$

При индуктивной связи

$$k_{св} = M/\sqrt{L_1 L_2}. \quad (2.79)$$

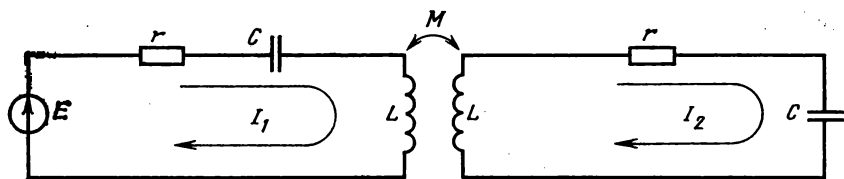


Рис. 2.31. Одинаковые колебательные контуры, связанные индуктивно

При внутренней ёмкостной связи

$$k_1 = x_{CB}/x_{C0},$$

где $C_0 = C_1 C_{CB}/(C_1 + C_{CB})$, откуда $k_1 = C_1/(C_1 + C_{CB})$.

Обычно применяется слабая связь. При этом $C_{CB} \gg C_1$, $k_1 \approx \approx C_1/C_{CB}$. Аналогично имеем $k_2 \approx C_2/C_{CB}$, откуда

$$k_{CB} \approx \sqrt{C_1 C_2}/C_{CB}. \quad (2.80)$$

При $C_1 = C_2 = C$

$$k_{CB} \approx C/C_{CB}. \quad (2.81)$$

При слабой внешней ёмкостной связи:

$$k_1 \approx C_{CB}/C_1, \quad k_2 \approx C_{CB}/C_2,$$

откуда

$$k_{CB} \approx C_{CB}/\sqrt{C_1 C_2}. \quad (2.82)$$

При $C_1 = C_2 = C$

$$k_{CB} \approx C_{CB}/C. \quad (2.83)$$

Одинаковые контуры. Пусть два одинаковых контура (рис. 2.31) связаны индуктивно. Составим уравнения Кирхгофа:

$$zI_1 - j\omega MI_2 = E; \quad zI_2 - j\omega MI_1 = 0,$$

где $z = r + j(\omega L - 1/\omega C)$. Знак «минус» в левых частях уравнений предполагает, что катушки индуктивностей намотаны и расположены так, что их магнитные потоки, создаваемые токами I_1 и I_2 , имеют противоположное направление. Из второго уравнения имеем

$$I_1 = zI_2/j\omega M.$$

Подставив это в первое уравнение, получим

$$I_2 = j\omega ME/(z^2 + \omega^2 M^2).$$

Так во втором контуре при резонансе

$$I_{2\text{рез}} = j\omega_0 ME/(r^2 + \omega_0^2 M^2)$$

максимален при $\omega_0 M = r$, что соответствует

$$k_{CB \text{ опт}} = \delta. \quad (2.84)$$

Модуль отношения токов

$$|y| = \frac{|I_2|}{|I_{2\text{рез}}|} = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{r^2 + \omega_0^2 M^2}{|z^2 + \omega^2 M^2|} = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1 + \omega_0^2 M^2 / r^2}{|z^2 / r^2 + \omega^2 M^2 / r^2|}.$$

Будем считать, что $\omega/\omega_0 \approx 1$, и введем обозначение

$$\eta = \frac{\omega_0 M}{r} = \frac{\omega_0 M}{\omega_0 L} \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{k_{св}}{\delta}. \quad (2.85)$$

Тогда

$$z^2 / r^2 = (1 + jx)^2,$$

где $x = (\omega L - 1/\omega C)/r \approx 2Q\Delta_1 f/f_0$. Следовательно,

$$|y| = \frac{|I_2|}{|I_{2\text{рез}}|} = \frac{1 + \eta^2}{|(1 + jx)^2 + \eta^2|}.$$

Таким образом, выражение для обобщенной резонансной кривой системы из двух связанных контуров имеет следующий вид:

$$|y| = \frac{|I_2|}{|I_{2\text{рез}}|} = \frac{1 + \eta^2}{\sqrt{(1 + \eta^2 - x^2)^2 + 4x^2}}, \quad (2.86)$$

где $|y|$ — отношение модуля тока во втором контуре при расстройке к модулю тока при резонансной частоте;

$$x = 2Q\Delta_1 f/f_0 \quad (2.87)$$

— обобщенная расстройка; $\eta = k_{св}/\delta$ — коэффициент, характеризующий связь между контурами.

При постоянной связи числитель выражения (2.86) не изменяется и вид резонансной кривой определяется знаменателем, зависящим от обобщенной расстройки x . Выражение под знаком корня

$$(1 + \eta^2 - x^2)^2 + 4x^2 = (1 + \eta^2)^2 + [4 - 2(1 + \eta^2)]x^2 + x^4. \quad (2.88)$$

При малых расстройках ($x \ll 1$) на знаменатель основное влияние оказывает второй член, пропорциональный x^2 .

Если $\eta > 1$, то выражение в квадратных скобках отрицательно и знаменатель при малых расстройках уменьшается с увеличением расстройки, а $|y|$ возрастает. Однако одновременно с отрицательным членом, пропорциональным x^2 , растет и положительный член, пропорциональный x^4 . При некотором значении расстройки $|y|$ достигает максимума, причем $|y_{\text{max}}| > 1$.

Следовательно, при небольших расстройках, когда $\eta > 1$, наблюдается возрастание $|y|$. Физически это объясняется тем, что при связи, большей оптимальной, при резонансной частоте вносимое активное сопротивление велико. Это сопротивление уменьшается с увеличением расстройки и достигает оптимального значения, когда $r_{вн1} = r_{11}$ и $x_{вн1} = -x_{11}$.

Обобщенная ордината $|y|$ достигает значений, больших 1, но это не означает, что ток во втором контуре при $\eta > 1$ больше, чем при $\eta = 1$ (рис. 2.32 и 2.33).

Сравним полосы пропускания одиночного контура и системы из двух одинаковых связанных контуров.

Слабая связь ($\eta \ll 1$). Для одиночного контура

$$|y| = 1/\sqrt{1+x^2}.$$

Приравнивая $|y| = 1/\sqrt{2}$, получаем $x = 1$. Для системы двух слабо связанных контуров

$$|y| = 1/(1+x^2). \quad (2.89)$$

При $|y| = 1/\sqrt{2}$ получим $x = 0,64$. Так как $x = 2Q\Delta f/f_0 = Q\Delta f_{0,7}/f_0$, то $\Delta f_{0,7} = x(f_0/Q)$.

Если для одиночного контура $x = 1$, то для системы из двух связанных контуров $x = 0,64$, откуда для одиночного контура полоса на уровне 0,7 равна

$$\Delta f_{0,7} = f_0/Q, \quad (2.90)$$

а для системы из двух слабо связанных контуров

$$\Delta f_{0,7} = 0,64(f_0/Q). \quad (2.91)$$

Полоса системы из двух слабо связанных контуров уже полосы одиночного контура в 1,56 раза.

Критическая связь ($\eta = 1$). При критической связи система из двух связанных контуров имеет следующую обобщенную резонансную кривую:

$$|y| = 1/\sqrt{1+x^4/4}. \quad (2.92)$$

При $|y| = 1/\sqrt{2}$ получим $x = \sqrt{2}$. Следовательно,

$$\Delta f_{0,7} = \sqrt{2}(f_0/Q). \quad (2.93)$$

Таким образом, полоса пропускания системы из двух связанных контуров при критической связи шире полосы одиночного контура в $\sqrt{2}$ раза.

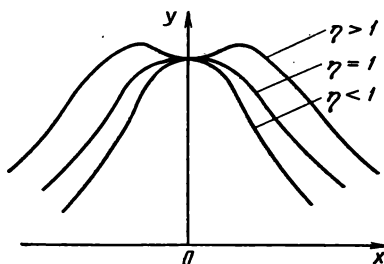


Рис. 2.32. Обобщенные резонансные кривые для системы из двух связанных контуров

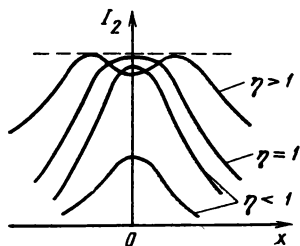
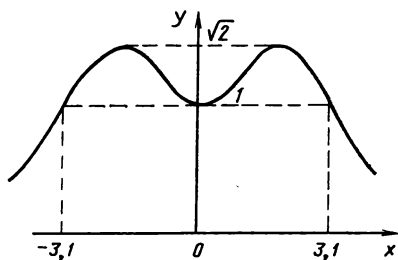


Рис. 2.33. Зависимость тока во втором контуре от обобщенной расстройки

Рис. 2.34. Обобщенная резонансная кривая с максимальной шириной полосы при неравномерности усиления в полосе пропускания не более чем в $\sqrt{2}$ раз



Сильная связь. Увеличив связь, получим двугорбую кривую с максимумами, в $\sqrt{2}$ раз большими, чем провал. В этом случае полоса на уровне 0,7 от максимумов в 3,1 раза шире полосы одиночного контура (рис. 2.34).

Следовательно, система из двух связанных контуров дает возможность получить более узкую (или более широкую) полосу пропускания по сравнению с одиночным колебательным контуром. При этом избирательность $d = 1/|y|$, характеризующая ослаблением за пределами полосы, выше у системы из двух связанных контуров.

2.9. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЛАПЛАСА

Во многих случаях исследование радиотехнических цепей упрощается и становится более наглядным, если при этом применяется преобразование Лапласа.

Преобразованной по Лапласу функцией $f(t)$ вещественной переменной времени t называют новую функцию $F(s)$ от комплексной переменной s , причем

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt. \quad (2.94)$$

Это выражение называют интегралом Лапласа. Комплексную переменную

$$s = \sigma + j\omega \quad (2.95)$$

называют комплексной частотой, или для краткости просто частотой. Часто вместо s применяют букву p . Аргументацию в пользу применения s вместо p см. в [3].

Чтобы интеграл (2.94) сходиллся, нужно, чтобы $f(t)$ возрастала не быстрее, чем

$$f(t) = e^{at}. \quad (2.96)$$

Экспоненциальная функция времени — достаточно общая функция, с помощью которой можно представить напряжение, воздействующее на электрическую цепь, например постоянное или синусоидальное.

Применим преобразование Лапласа к экспоненциальной функции (2.96). Подставляя в интеграл Лапласа (2.94) экспоненциальную функцию (2.96), находим

$$F(s) = \int_0^{\infty} e^{(a-s)t} dt = \frac{1}{a-s} e^{(a-s)t} \Big|_0^{\infty} = \frac{1}{s-a}. \quad (2.97)$$

В частном случае $a = 0$, что соответствует включению в момент времени $t = 0$ единичного скачка напряжения.

Единичный скачок напряжения можно обозначить

$$u_{\text{ед}}(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t > 0; \\ 0,5 & \text{при } t = 0; \\ 0 & \text{при } t < 0. \end{cases} \quad (2.98)$$

Для единичного скачка

$$F(s) = 1/s. \quad (2.99)$$

Исходная (преобразуемая) функция $f(t)$ называется *оригиналом*, а преобразованная функция $F(s)$ — *изображением*.

Оригиналы функций и их изображения приведены в табл. 2.1, называемой *таблицей соответствий* оригиналов и изображений. Более подробные таблицы соответствий приведены в [3, 4].

Можно убедиться в правильности и других соотношений, приведенных в табл. 2.1. Например, если некоторая функция

$$y(t) = f(at), \quad (2.100)$$

то ее изображение

$$Y(s) = \frac{1}{a} F(s/a). \quad (2.101)$$

Соответствие оригиналов и изображений можно записать с помощью знака соответствия:

$$f(t) \leftrightarrow F(s); \quad (2.102)$$

$$f(at) \leftrightarrow (1/a)F(s/a). \quad (2.103)$$

Убедиться в справедливости соотношения (2.103) можно, подставив (2.100) в интеграл Лапласа.

Если некоторая функция времени начинается не в момент $t = 0$, а запаздывает и начинается в момент $t = a$, а до этого равна нулю, то такую функцию можно обозначить

$$y(t) = f(t-a)u_{\text{ед}}(t-a). \quad (2.104)$$

Подставляя ее в интеграл Лапласа, имеем

$$Y(s) = \int_a^{\infty} f(t-a)e^{-st} dt.$$

Таблица 2.1

$f(t)$	$F(s)$
1. $\delta(t)$	1
2. $u_{\text{ед}}(t)$	$1/s$
3. t	$1/s^2$
4. $\exp(\mp at)$	$1/(s \pm a)$
5. $1 - \exp(-t/a)$	$1/s(1 + as)$
6. $\sin at$	$a/(s^2 + a^2)$
7. $\cos at$	$s/(s^2 + a^2)$
8. $\text{sh } at$	$a/(s^2 - a^2)$
9. $\text{ch } at$	$s/(s^2 - a^2)$
10. $(e^{at} - e^{bt})/(a - b)$	$1/(s - a)(s - b)$
11. $(a e^{at} - b e^{bt})/(a - b)$	$s/(s - a)(s - b)$
12. $t \exp(at)$	$1/(s - a)^2$
13. $\frac{(c - b)e^{at} + (a - c)e^{bt} + (b - a)e^{ct}}{(a - b)(a - c)(c - b)}$	$1/(s - a)(s - b)(s - c)$
14. $f(at)$	$(1/a)F(s/a)$
15. $f(t - a)u_{\text{ед}}(t - a)$	$\exp(-as)F(s)$
16. $\exp(\pm at)f(t)$	$F(s \mp a)$
17. $df(t)/dt$	$sF(s) - f(+0)$
18. $\int_0^t f(t) dt$	$(1/s)F(s)$

Вводя новую переменную интегрирования $\tau = t - a$, получаем

$$Y(s) = e^{-as} \int_0^{\infty} f(\tau) e^{-s\tau} d\tau = e^{-as} (F(s)). \quad (2.105)$$

Следовательно, запаздывание функции времени на время $t = a$ соответствует умножению изображения на величину e^{-as} .

Часто бывает необходимо преобразовать по Лапласу производные и интегралы от функции времени. Если

$$y(t) = df(t)/dt, \quad (2.106)$$

то, подставляя производную в интеграл Лапласа, получаем

$$Y(s) = \int_0^{\infty} \frac{df(t)}{dt} e^{-st} dt.$$

Интегрируя по частям, имеем

$$Y(s) = f(t) e^{-st} \Big|_0^{\infty} + s \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt = s F(s) - f(0). \quad (2.107)$$

Во многих случаях начальное значение функции $f(0)$ равно нулю. Тогда дифференцированию оригинала соответствует умножение на s изображения.

Если функция времени равна интегралу от другой функции времени

$$y(t) = \int_0^t f(t) dt, \quad (2.108)$$

то, дифференцируя это равенство, получаем

$$dy(t)/dt = f(t).$$

Подставляя это в интеграл Лапласа, имеем

$$sY(s) - y(0) = F(s).$$

В соответствии с (2.108) $y(0) = 0$, поэтому

$$sY(s) = F(s),$$

откуда

$$Y(s) = (1/s)F(s). \quad (2.109)$$

Следовательно, интегрированию оригинала всегда соответствует деление на s изображения, что и отражено в строке 18 таблицы соответствий.

Таблица соответствий позволяет, не прибегая к интегралу Лапласа, находить изображение по оригиналу или по изображению восстанавливать оригинал.

Конечно, нет особого смысла в том, чтобы сначала находить изображение по оригиналу, а затем по изображению восстанавливать известный нам оригинал. Смысл появляется, когда изображение является результатом выполнения некоторых алгебраических операций над несколькими изображениями, и проявляется в том, что эти алгебраические операции проще, чем операции с оригиналами, например такими, как решение дифференциальных уравнений.

Покажем это для колебательного контура, в который включена некоторая ЭДС $e(t)$ произвольной формы (см. рис. 2.14).

В соответствии с законом Кирхгофа получим следующее уравнение:

$$e(t) = L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt + ri(t). \quad (2.110)$$

Считая начальные токи и заряды равными нулю, применяем преобразование Лапласа к обоим частям уравнения. В результате получим

$$E(s) = Ls I(s) + \frac{1}{sC} I(s) + r I(s).$$

Отсюда

$$I(s) = E(s)/Z(s), \quad (2.111)$$

$$\text{где } Z(s) = sL + \frac{1}{sC} + r. \quad (2.112)$$

Известно, что

$$I(j\omega) = E(j\omega)/Z(j\omega), \quad (2.113)$$

$$\text{где } Z(j\omega) = j\omega L + 1/j\omega C + r.$$

$$(2.114)$$

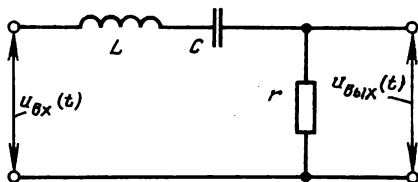


Рис. 2.35. RC -цепь

Сравнивая (2.111) и (2.113), видим, что для определения $I(s)$ можно не составлять дифференциальное уравнение, а воспользоваться хорошо известным выражением (2.113), заменив в нем $j\omega$ на s .

Выражение (2.111) еще не дает тока, а дает лишь его изображение, но, пользуясь таблицей соответствий, по нему легко определить амплитуду и форму тока для любой формы ЭДС, включенной в момент $t = 0$.

Покажем это на примерах.

Пример. Для интегрирующей RC -цепи (см. рис. 2.6) была приведена без доказательства переходная характеристика. Теперь докажем справедливость приведенного ранее выражения (2.25). Согласно (2.18) коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{U_{\text{ВХ}}(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega T}.$$

Отсюда следует, что

$$U_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = K(j\omega) U_{\text{ВХ}}(j\omega).$$

Заменяя $j\omega$ на s , получаем

$$U_{\text{ВЫХ}}(s) = K(s) U_{\text{ВХ}}(s).$$

Согласно (2.99) или строке 2 таблицы соответствий

$$U_{\text{ВХ}}(s) = 1/s.$$

Следовательно,

$$U_{\text{ВЫХ}}(s) = \frac{1}{s} \frac{1}{1 + sT}.$$

Согласно строке 5 таблицы соответствий находим

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = h_1(t) = 1 - \exp(-t/T),$$

что совпадает с выражением (2.25) и доказывает его справедливость.

Пример. Найдём переходную характеристику для LCr -цепи, показанной на рис. 2.35.

Коэффициент передачи цепи

$$K(j\omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{U_{\text{ВХ}}(j\omega)} = \frac{r}{j\omega L + 1/j\omega C + r}.$$

Заменяя $j\omega$ на s , получаем

$$K(s) = \frac{r}{L} \frac{s}{s^2 + \frac{r}{L}s + \frac{1}{LC}} = 2\alpha \frac{s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2}, \quad (2.115)$$

где $\alpha = r/2L$

$$(2.116)$$

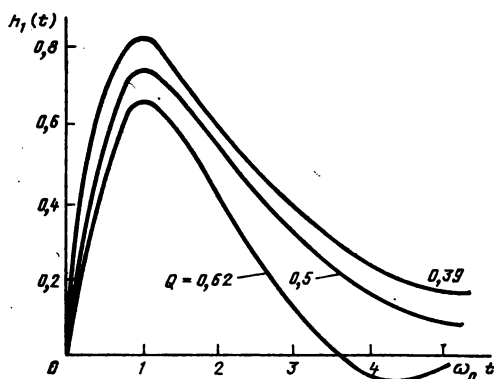


Рис. 2.36. Переходные характеристики для схемы на рис. 2.35 при различных добротностях колебательного контура

Как и ранее, изображение входного единичного скачка напряжения $U_{вх}(s) = 1/s$, откуда изображение выходного напряжения

$$U_{вых}(s) = U_{вх}(s) K(s) = \frac{2\alpha}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2}.$$

Для данного изображения из строки 10 таблицы соответствий находим

$$u_{вых}(t) = h_1(t) = \frac{\alpha}{\gamma} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}),$$

где $\gamma = (1/2)(p_1 - p_2) = \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$.

Вынося общий экспоненциальный множитель за скобки, получаем

$$h_1(t) = \frac{\alpha}{\gamma} e^{-\alpha t} (e^{\gamma t} - e^{-\gamma t}) = \frac{2\alpha}{\gamma} e^{-\alpha t} \operatorname{sh} \gamma t. \quad (2.120)$$

На рис. 2.36 показана переходная характеристика для $Q = 0,39$, что соответствует затуханию больше критического.

В самом деле, критическое затухание соответствует равенству

$$\alpha = \omega_0, \quad (2.121)$$

что дает критическую добротность контура

$$Q = 0,5. \quad (2.122)$$

При критическом затухании корни p_1 и p_2 равны коэффициенту затухания α , взятому с обратным знаком:

$$p_1 = p_2 = -\alpha.$$

Из строки 12 таблицы соответствий находим, что при критическом затухании переходная характеристика

$$h_1(t) = 2\alpha t e^{-\alpha t}. \quad (2.123)$$

Переходная характеристика при критическом затухании показана также на рис. 2.36.

Наконец, если затухание в колебательном контуре еще уменьшить, сделав $\alpha < \omega_0$, что соответствует $Q > 0,5$, то корни p_1 и p_2 будут снова неравными, но уже не вещественными, а комплексно-сопряженными числами. Введя для данного случая обозначение

$$\omega_0^* = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}, \quad (2.124)$$

— коэффициент затухания;

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (2.117)$$

— резонансная частота.

Разлагая знаменатель на множители, получаем

$$K(s) = 2\alpha \frac{s}{(s-p_1)(s-p_2)}, \quad (2.118)$$

где корни знаменателя

$$p_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}. \quad (2.119)$$

При $\alpha > \omega_0$ корни являются неравными, вещественными, отрицательными числами.

получим

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_0^* \quad (2.125)$$

Снова воспользовавшись строкой 10 таблицы соответствий или заменив в (2.120) γ на $j\omega_0^*$, получим

$$h_1(t) = \frac{2\alpha}{\omega_0^*} e^{-\alpha t} \sin \omega_0^* t. \quad (2.126)$$

Частоту ω_0^* называют частотой собственных (затухающих) колебаний. При контурах с высокой добротностью, применяемых в радиотехнике, она мало отличается от резонансной частоты ω_0 . Переходная характеристика при затухании, меньшем критического, показана на рис. 2.36. Он иллюстрирует не только характер изменения напряжения на выходе схемы, изображенной на рис. 2.35, но и характер изменения тока в колебательном контуре при различных добротностях, так как напряжение на выходе схемы снимается с активного сопротивления.

2.10. ПОЛЮСЫ И НУЛИ

В предыдущем параграфе были найдены передаточные функции для двух частных случаев — интегрирующей цепи и колебательного контура. В общем случае передаточная функция может иметь вид

$$K(s) = K_0 \frac{(s-z_1)(s-z_2) \dots (s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2) \dots (s-p_n)}. \quad (2.127)$$

Корни знаменателя $p_1, p_2, \dots, p_n$ называются *полюсами*. При равенстве комплексной частоты s этим корням $K(s) = \infty$. Корни числителя $z_1, z_2, \dots, z_m$ называются *нулями*. При равенстве s этим корням $K(s) = 0$. Обычно $n \geq m$.

Положение полюсов и нулей на комплексной s -плоскости часто обозначают крестиками и кружками. Например, на рис. 2.37 в соответствии с (2.118) кружком в начале координат показан нуль передаточной функции rCL -цепи, показанной на рис. 2.35, а крестиками 1 и 2 показаны полюсы p_1 и p_2 той же цепи при затухании больше критического и крестиками 1' и 2' — полюсы при затухании меньше критического.

Положение полюсов определяет характер переходной характеристики. При добротности $Q < 0,5$ полюсы вещественны, отрицательны и согласно (2.120) определяют разность двух затухающих экспонент. Сопряженные полюсы 1' и 2' определяют затухающие колебания, т. е. затухающую экспоненту, умноженную на гармоническое колебание.

Достоинством представления полюсов на комплексной s -плоскости является наглядность.

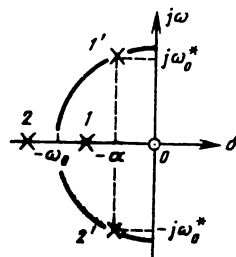


Рис. 2.37. s -плоскость, на которой показано расположение полюсов и нуля передаточной функции

При любом расположении полюсов на вещественной оси левее нуля передаточная характеристика является суммой или разностью затухающих экспонент с тем большим затуханием, чем левее расположены полюсы.

Комплексно-сопряженные полюсы $1'$ и $2'$ определяют колебательный характер переходной характеристики с тем большим затуханием, чем левее они расположены, и с тем большей частотой затухающих колебаний, чем дальше вверх и вниз отходят полюсы от вещественной оси.

Расположение полюсов в левой полуплоскости всегда соответствует затухающему характеру переходной характеристики. Естественно предположить, что расположение полюсов $1'$ и $2'$ не в левой, а в правой полуплоскости соответствует экспоненциально возрастающим колебаниям. Это, например, имеет место в автогенераторе, дифференциальное линейное уравнение которого, как это показано в § 13.2, имеет отрицательный коэффициент затухания.

Полюсы и нули противоположны друг другу. Например, если в передаточной функции (2.127) некоторый нуль z_k совпадет с полюсом p_l , т. е. имеет место равенство $z_k = p_l$, то соответствующие члены числителя и знаменателя сокращаются, так как $s - z_k = s - p_l$.

Следовательно, нуль, совпадающий с полюсом, устраняет полюс. Происходит компенсация полюса нулем. Такую компенсацию часто вызывают искусственно. Это можно осуществить, если изменение положения нуля не изменит положения полюса.

Примером компенсации полюса нулем является неискажающий делитель напряжения, показанный на рис. 2.13. Он применяется, например, при подключении осциллографа. Известно, что непосредственное подключение осциллографа к исследуемой цепи в ряде случаев недопустимо, так как входной экранированный коаксиальный кабель осциллографа имеет емкость 100—200 пФ. Если подключить входной конец кабеля, имеющего емкость 100 пФ, к исследуемой точке через конденсатор емкостью в 10 пФ, то подключаемая емкость будет меньше 10 пФ, что во многих случаях допустимо. Так как входной усилитель имеет не только емкость, но и входное активное сопротивление, то при входном сопротивлении $R_{вх} \approx 1$ МОм необходимо параллельно емкости 10 пФ подключить резистор с сопротивлением $R \approx 10$ МОм.

Такая компенсация возможна лишь при наблюдении не очень высокочастотных колебаний, когда распределенную емкость входного кабеля можно считать эквивалентной сосредоточенной емкости. При наблюдении очень быстрых процессов осциллограф подключают через делитель напряжения с коаксиальным кабелем, согласованным на выходе.

2.11. ПРОПОРЦИОНАЛЬНО-ИНТЕГРИРУЮЩАЯ ЦЕПЬ

Довольно широкое применение находит RC -цепь, показанная на рис. 2.38, а. Ее передаточная функция

$$K(s) = \frac{R_2 + 1/sC}{R_1 + R_2 + 1/sC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{s + \omega_2}{s + \omega_1}, \quad (2.128)$$

где $\omega_1 = 1/(R_1 + R_2)C$; $\omega_2 = 1/R_2C$.

Передаточная функция имеет один нуль $z_1 = -\omega_2$ и один полюс $p_1 = -\omega_1$.

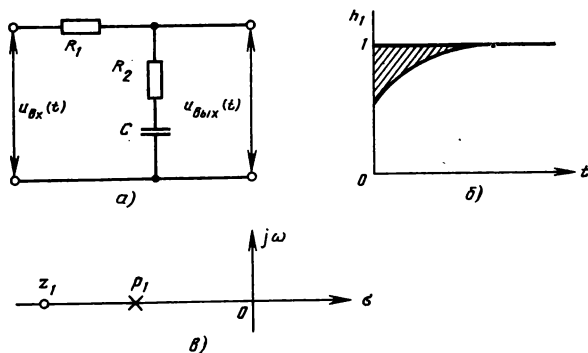


Рис. 2.38. Пропорционально-интегрирующая цепь:
а — схема; б — переходная характеристика; в — расположение нуля и полюса

При воздействии на входе единичного скачка напряжения

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(s) &= \frac{1}{s} K(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{s + \omega_2}{s(s + \omega_1)} = \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left[\frac{1}{s + \omega_1} + \frac{\omega_2}{s(s + \omega_1)} \right]. \end{aligned}$$

По таблице соответствий находим

$$u_2(t) = h_1(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left[e^{-\omega_1 t} + \frac{\omega_2}{\omega_1} (1 - e^{-\omega_1 t}) \right]$$

или

$$h_1(t) = 1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} e^{-\omega_1 t}. \quad (2.129)$$

На рис. 2.38, б показана переходная характеристика в виде двух составляющих: прямоугольного скачка напряжения и заштрихованной экспоненты, которая вычитается из прямоугольного напряжения.

Расположение нуля и полюса показано на рис. 2.38, в. Они находятся на вещественной оси, причем нуль расположен левее полюса.

Выражение (2.129) можно переписать в следующем виде:

$$h_1(t) = 1 - \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2} e^{-\omega_1 t} = 1 - \frac{|z_1| - |p_1|}{|z_1|} e^{-\omega_1 t}. \quad (2.130)$$

Поскольку полюс и нуль взаимозависимы, их совмещения можно добиться, сделав либо $R_1 = 0$, либо $R_2 = \infty$.

Оба случая редко встречаются на практике, но уменьшением R_1 или увеличением R_2 можно сблизить нуль и полюс, приблизив реальную характеристику к идеальной.

Практическое значение пропорционально-интегрирующей цепи состоит в том, что обычно она применяется для полной компенсации ее нулем полюса другой интегрирующей цепи, например при коррекции операционных усилителей.

2.12. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В радиоэлектронике для сравнения мощностей широко применяется логарифмическая единица, называемая *децибелом* (дБ). Например, если мощность на входе усилителя обозначить P_1 , мощность на его выходе P_2 , то усиление, выраженное в децибелах,

$$10\lg K_P = 10\lg(P_2/P_1).$$

В § 1.3 указывалось, что приемное устройство нередко должно обеспечивать усиление мощности в 10^{14} — 10^{23} раз. Это соответствует усилению на 140—230 дБ. Если общее усиление приемника или усилителя равно произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов, то общее усиление в децибелах равно сумме усилений отдельных каскадов в децибелах.

В радиоэлектронике мощности редко измеряются непосредственно. Чаще всего измеряются не мощности, а напряжения с помощью электронных вольтметров. Известно, что мощности пропорциональны квадратам напряжений или токов, поэтому отношение двух мощностей (в децибелах) можно представить как

$$10\lg K_P = 20\lg(U_2/U_1) = 20\lg(I_2/I_1).$$

Это справедливо лишь в том случае, когда сравниваются напряжения (или токи) на одинаковых сопротивлениях. Например, это равенство имеет смысл при сравнении двух выходных напряжений одного и того же усилителя, выходных напряжений двух усилителей при одинаковых сопротивлениях нагрузок, а также выходного и входного напряжений усилителя при равенстве сопротивлений на входе и выходе.

В децибелах принято измерять не только усиление, но и затухание, т. е. ослабление, например, помех или фона. В этом случае перед числом децибел ставят знак «минус», так как напряжение помех или фона U_2 должно быть меньше напряжения сигнала U_1 . Если при этом знак «минус» почему-либо опущен, то предполагается, что вместо отношения U_2/U_1 под знаком логарифма стоит обратное отношение U_1/U_2 .

Кроме децибела иногда применяется другая логарифмическая единица — *непер*. В неперах принято измерять затухание в электрических линиях. Например, если напряжение в начале линии равно U_1 , а в конце линии U_2 , то затухание, выраженное в неперах,

$$\alpha = \ln(U_1/U_2),$$

где основание логарифма $e = 2,71828...$

Следовательно, если напряжения U_1 и U_2 отличаются друг от друга на 1 Нп, это означает, что одно из них в e раз больше (или меньше) другого. Учитывая, что $\lg e = 0,4343$, и умножая это число на 20, получаем 1 Нп = 8,686 дБ.

Удобство применения логарифмических единиц (децибелов и неперов) связано с тем, что органы чувств человека, такие как слух и зрение, имеют логарифмические характеристики. Например, сравнительная громкость двух звуковых колебаний одной частоты, ощущаемая ухом, пропорциональна логарифму отношения мощностей этих колебаний.

Удобство применения связано также с очень большим диапазоном изменения амплитуд сигналов, используемых в радиоэлектронике.

Для построения амплитудно- и фазочастотных характеристик применяются логарифмическая и полулогарифмическая шкалы. На оси абсцисс наносятся деления, соответствующие логарифмам частот или их отношениям. По оси ординат откладываются усиление (ослабление) в децибелах и фазовый сдвиг в градусах. В качестве примера на рис. 2.39 приведены логарифмические характеристики интегрирующей RC -цепи. Там же штриховыми линиями показаны идеализированные спрямленные характеристики. Максимальная погрешность идеализированной амплитудно-частотной характеристики составляет 3 дБ, а фазочастотной — 6° .

Заметим, что частоту f_v интегрирующей цепи часто называют частотой полюса и обозначают через f_{p1} . Однако такое обозначение условно: оно связано с тем, что по значению, а не по знаку эта частота соответствует полюсу p_1 . В действительности же не существует какой-либо реальной частоты, при которой передаточная функция интегрирующей цепи обращается в бесконечность. На частоте $f_v = f_{p1}$ коэффициент передачи интегрирующей RC -цепи уменьшается на 3 дБ.

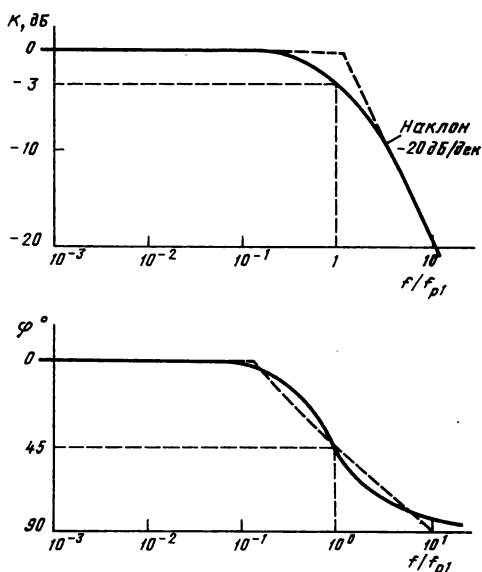


Рис. 2.39. Амплитудно- и фазочастотная логарифмические характеристики интегрирующей RC -цепи

Глава 3

ДЛИННЫЕ ЛИНИИ

3.1. ВОЛНОВОЕ УРАВНЕНИЕ ДЛИННОЙ ЛИНИИ

В радиоэлектронике широко применяются цепи с распределенными параметрами. Такие цепи, выполненные в виде двухпроводных линий, называют *длинными линиями*, если длина линий во много раз превышает длину волны питающего тока, а расстояние между проводами значительно меньше длины волны.

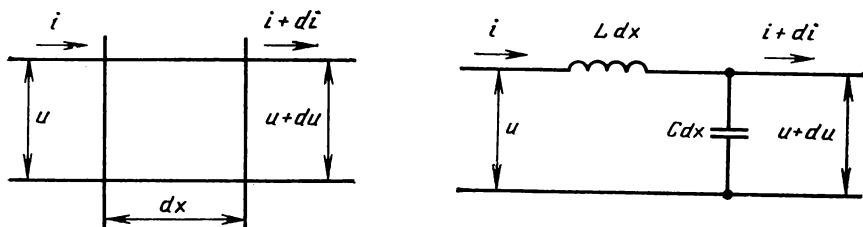


Рис. 3.1. Отрезок линии длиной dx и его эквивалентная схема

Длинные линии могут иметь различную конструкцию. Например, широко применяются воздушные линии: двухпроводная и однопроводная. Двухпроводная линия состоит из двух одинаковых проводников, находящихся на некотором расстоянии друг от друга. В однопроводной линии один проводник располагается над землей или проводящей плоскостью, которая используется в качестве второго провода.

Наряду с воздушными линиями, в которых основным изолятором является воздух, в радиоэлектронике применяются высокочастотные коаксиальные кабели, а также волноводы и полосковые линии. Изолятором в них может быть как воздух, так и инертный газ или твердый диэлектрик с малыми потерями на высоких частотах.

Длинные линии широко применяются в качестве соединительных линий, например линий, соединяющих антенну с приемником или передатчиком. В этом случае они называются *фидерными* линиями, или фидерами, т. е. питающими линиями. В усилителях СВЧ вместо колебательных контуров используют резонирующие отрезки длинных линий, в качестве согласующих элементов — отрезки длинных линий, трансформирующие сопротивления, для измерительных целей — измерительные линии, для формирования кратковременных импульсов, осуществления фазового сдвига, задержки импульсов и высокочастотных колебаний — линии задержки.

Длинные линии называются *однородными*, если индуктивность L , емкость C , сопротивление R и утечка G на единицу длины остаются постоянными вдоль линии, т. е. не зависят от координаты x . Длинная линия, в которой $R = 0$ и $G = 0$, называется длинной линией без потерь. Все линии, применяемые на практике, имеют потери. Однако линии конструируются таким образом, чтобы потери были минимальными.

Рассмотрим бесконечно малый отрезок линии без потерь, равный dx (рис. 3.1). Приращение напряжения на этом отрезке можно представить в виде дифференциала

$$du \approx -(L dx) \frac{di}{dt}.$$

Аналогичное выражение запишем для приращения тока на отрезке dx :

$$di \approx -(C dx) \frac{du}{dt}.$$

Поделив эти приращения на dx , получим:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -L \frac{\partial i}{\partial t}; \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -C \frac{\partial u}{\partial t}. \quad (3.2)$$

Данные уравнения являются основными дифференциальными уравнениями линии без потерь. Продифференцировав обе части первого уравнения по x и обе части второго уравнения по t , получим:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = -L \frac{\partial^2 i}{\partial t \partial x}; \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x \partial t} = -C \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}. \quad (3.4)$$

Подставляя (3.4) в (3.3), приходим к волновому уравнению для напряжения в линии

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}. \quad (3.5)$$

Дифференцируя в (3.1) по t , а в (3.2) по x , получаем волновое уравнение для тока в линии

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}. \quad (3.6)$$

Уравнение (3.5) можно переписать следующим образом:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}, \quad (3.7)$$

где

$$v = 1/\sqrt{LC}. \quad (3.8)$$

Из дальнейшего будет видно, что v — скорость распространения волн в линии. Решением волнового уравнения является любая функция вида

$$u = F(t \mp x/v).$$

Полные решения волновых уравнений имеют вид:

$$u = F_1(t - x/v) + F_2(t + x/v); \quad (3.9)$$

$$i = \Phi_1(t - x/v) + \Phi_2(t + x/v). \quad (3.10)$$

Таким образом, ток и напряжение в линии можно представить в виде суммы прямой и обратной волн, распространяющихся вдоль линии со скоростью v , причем форма этих волн может быть любой.

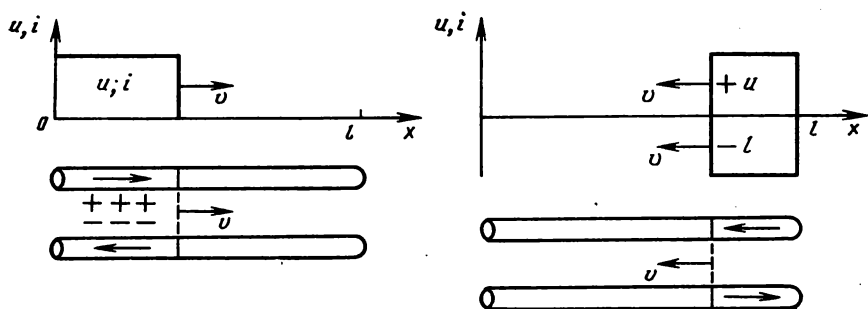


Рис. 3.2. Падающая и отраженная волны, распространяющиеся вдоль линии

Следовательно, линия без потерь способна передавать без искажения и затухания волны любой формы. Функция Φ_1 связана с функцией F_1 следующим соотношением:

$$\Phi_1\left(t - \frac{x}{v}\right) = \frac{1}{Z_0} F_1\left(1 - \frac{x}{v}\right),$$

где $Z_0 = \sqrt{L/C}$ (3.11)

— волновое сопротивление линии.

Аналогично

$$\Phi_2\left(t + \frac{x}{v}\right) = -\frac{1}{Z_0} F_2\left(t + \frac{x}{v}\right),$$

следовательно,

$$i = \frac{1}{Z_0} \left[F_1\left(t - \frac{x}{v}\right) - F_2\left(t + \frac{x}{v}\right) \right]. \quad (3.12)$$

Рисунок 3.2 поясняет это. В левой части рисунка показаны падающая волна постоянного напряжения, распространяющаяся вдоль линии слева направо, и соответствующая ей падающая волна постоянного тока. Так, например, заряжается линия, если ее левый конец подключается к источнику постоянного напряжения. В правой части рис. 3.2 показаны отраженная волна постоянного напряжения и соответствующая ей отраженная волна постоянного тока, распространяющиеся в обратном направлении. Ясно, что ток в проводах линии изменит направление, если правый конец линии подключить к источнику постоянного напряжения того же знака. Поэтому отраженная волна тока, в отличие от отраженной волны напряжения, имеет противоположный знак.

3.2. ОТРАЖЕНИЕ ВОЛН НА КОНЦАХ ЛИНИИ

Пусть однородная линия с волновым сопротивлением Z_0 нагружена на сопротивление Z_H (рис. 3.3). Как и в любом сечении линии, напряжение на нагрузке равно сумме напряжений падающей и отраженной волн:

$$u_1 + u_2 = u_H.$$

То же имеем для тока: $i_1 + i_2 = i_n$.

Эти уравнения можно записать в комплексном виде: $U_1 + U_2 = U_n$; $I_1 + I_2 = I_n$. Так как $I_1 = U_1/Z_0$; $I_2 = -U_2/Z_0$; $I_n = U_n/Z_n$, то $U_1 + U_2 = I_n Z_n$; $U_1 - U_2 = I_n Z_0$, откуда $U_1 = (1/2)I_n (Z_n + Z_0)$; $U_2 = (1/2)I_n (Z_n - Z_0)$.

Коэффициентом отражения по напряжению называют отношение напряжения отраженной волны к напряжению падающей волны:

$$K_{отр} = U_2/U_1 = (Z_n - Z_0)/(Z_n + Z_0). \quad (3.13)$$

В общем случае коэффициент отражения является комплексной величиной. При сопротивлении нагрузки, равном волновому сопротивлению (т. е. при $Z_n = Z_0$), коэффициент отражения равен нулю. Следовательно, если к отрезку линии подключено сопротивление, равное волновому сопротивлению линии, то он ведет себя как бесконечная длинная линия.

Реактивная нагрузка. Пусть $Z_n = jx_n$. В данном случае коэффициент отражения

$$K_{отр} = -(Z_0 - jx_n)/(Z_0 + jx_n).$$

Модуль коэффициента отражения $|K_{отр}| = 1$.

Следовательно, при чисто реактивной нагрузке любой величины падающая волна полностью отражается.

Линия, разомкнутая на конце. В этом случае $Z_n = \infty$ и коэффициент отражения

$$K_{отр} = \frac{Z_n - Z_0}{Z_n + Z_0} = \frac{1 - Z_0/Z_n}{1 + Z_0/Z_n} = 1.$$

Следовательно, от разомкнутого конца линии волна напряжения полностью отражается с тем же знаком, а волна тока полностью отражается с противоположным знаком. Напряжение на конце линии удваивается, а ток на конце линии равен нулю.

Линия, замкнутая на конце. В этом случае $Z_n = 0$ и коэффициент отражения $K_{отр} = -Z_0/Z_0 = -1$.

Следовательно, от замкнутого конца линии волна напряжения полностью отражается с противоположным знаком. В результате напряжение на конце линии равно нулю, а ток удваивается.

Полное отражение волн от разомкнутого или замкнутого конца длинной линии создает в ней так называемую *стоячую волну*. Стоячая волна возникает в линии с малыми потерями в результате сложения падающей и отраженной волн, имеющих почти одинаковую амплитуду. В результате в некоторых точках вдоль линии амплитуда напряжения почти удваивается, а в других точках почти равна нулю. Эти неподвижные точки, называемые пучностями и узлами напряжения, вместе с неподвижным распределением амплитуды напряжения между ними и создают картину стоячей волны.

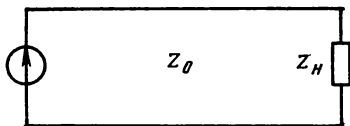


Рис. 3.3. Линия, нагруженная на сопротивление Z_n

Расстояние между соседними пучностями напряжения, как и расстояние между соседними узлами, равно половине длины волны. Расстояние от пучности до соседнего узла равно четверти волны.

Аналогичная картина стоячей волны наблюдается и для тока вдоль линии. Естественно, что пучность напряжения совпадает с узлом тока, а узел напряжения — с пучностью тока.

Коэффициент стоячей волны (КСВ). Коэффициент отражения, равный отношению напряжений падающей и отраженной волн, нельзя измерить непосредственно. Обычно измеряют максимальное и минимальное напряжения и определяют коэффициент стоячей волны или обратную величину — коэффициент бегущей волны.

Коэффициент стоячей волны

$$K_{\text{стВ}} = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}} = \frac{|U_1| + |U_2|}{|U_1| - |U_2|} = \frac{1 + |U_2/U_1|}{1 - |U_2/U_1|}. \quad (3.14)$$

По КСВ можно вычислить коэффициент отражения

$$|K_{\text{отр}}| = (K_{\text{стВ}} - 1) / (K_{\text{стВ}} + 1). \quad (3.15)$$

Коэффициент отражения $|K_{\text{отр}}|$ может изменяться от 0 до 1, а коэффициент стоячей волны — от 1 до ∞ .

Коэффициент бегущей волны (КБВ). Он равен

$$K_{\text{б.в}} = \frac{1}{K_{\text{стВ}}} = \frac{U_{\text{min}}}{U_{\text{max}}} = \frac{1 - |K_{\text{отр}}|}{1 + |K_{\text{отр}}|}. \quad (3.16)$$

Зная КБВ, можно также вычислить коэффициент отражения

$$K_{\text{отр}} = (1 - K_{\text{б.в}}) / (1 + K_{\text{б.в}}). \quad (3.17)$$

Коэффициент бегущей волны изменяется от 0 до 1.

Передаваемая мощность и КПД линии. Отражения волн в линии влияют на максимальную мощность, которую можно передать через линию, и на КПД линии.

Передаваемая мощность равна разности мощностей падающей и отраженной волн:

$$P = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}; \quad P = \frac{|U_{\text{пад}}|^2}{Z_0} - \frac{|U_{\text{отр}}|^2}{Z_0} = \frac{U_{\text{max}} U_{\text{min}}}{Z_0}.$$

Максимальная мощность, которая может быть передана в отсутствие стоячих волн, определяется максимально допустимым напряжением U_{MAX} и равна

$$P_{\text{max}} = U_{\text{MAX}}^2 / Z_0.$$

Очевидно, что при наличии стоячих волн максимальное напряжение не должно превышать U_{MAX} . Полагая $U_{\text{MAX}} = U_{\text{max}}$, получаем

$$\frac{P}{P_{\text{MAX}}} = \frac{U_{\text{max}} U_{\text{min}}}{U_{\text{max}}^2} = \frac{U_{\text{min}}}{U_{\text{max}}} = K_{\text{б.в}},$$

откуда

$$P = P_{\text{MAX}} K_{\text{б.в}}. \quad (3.18)$$

Следовательно, стоячие волны ограничивают мощность, которая может быть передана по линии.

Теперь определим КПД линии $\eta = P_{\text{н}}/P_{\text{вх}}$, где $P_{\text{н}}$ — мощность на нагрузке; $P_{\text{вх}}$ — мощность на входе линии.

Покажем, что КПД при передаче энергии по линии является функцией коэффициентов затухания и отражения: $\eta = f(\alpha; K_{\text{отр}})$, где коэффициент затухания α характеризует потери в линии на единицу длины.

Если в начале линии напряжение равно U_1 , то в конце линии длиной l напряжение

$$U_2 = U_1 \exp(-\alpha l).$$

Аналогичное соотношение имеем и для тока:

$$I_2 = I_1 \exp(-\alpha l).$$

В отсутствие стоячих волн

$$\eta = \eta_0 = P_{\text{пад.н}}/P_{\text{вх}},$$

где мощность волны, поступающей в нагрузку, $P_{\text{пад.н}} = U_{\text{пад.н}} \times I_{\text{пад.н}} = U_1 e^{-\alpha l} I_1 e^{-\alpha l}$; l — длина линии.

При наличии стоячих волн КПД линии

$$\eta = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{пад.н}} - P_{\text{отр.н}}}{P_{\text{пад.вх}} - P_{\text{отр.вх}}},$$

где $P_{\text{пад.н}} = \eta_0 P_{\text{пад.вх}}$ — мощность падающей волны у нагрузки; $P_{\text{отр.н}} = K_{\text{отр}}^2 P_{\text{пад.вх}}$ — мощность отраженной волны у нагрузки; $P_{\text{отр.вх}} = \eta_0 P_{\text{отр.н}} = K_{\text{отр}}^2 \eta_0^2 P_{\text{пад.вх}}$ — мощность отраженной волны, достигающей входа.

Подставив эти величины, получим

$$\eta = \frac{\eta_0 P_{\text{пад.вх}} - K_{\text{отр}}^2 \eta_0 P_{\text{пад.вх}}}{P_{\text{пад.вх}} - K_{\text{отр}}^2 \eta_0^2 P_{\text{пад.вх}}},$$

откуда КПД линии

$$\eta = \eta_0 \frac{1 - K_{\text{отр}}^2}{1 - K_{\text{отр}}^2 \eta_0^2}. \quad (3.19)$$

Данная формула показывает, что КПД линии зависит от коэффициента отражения, а следовательно, и от КСВ.

Пример. Пусть $K_{\text{ст}U} = 2$; $\eta_0 = 0,9$. В этом случае $\eta \approx 0,98\eta_0$, т. е. очень мало отличается от η_0 .

Пример. Пусть $K_{\text{ст}U} = 10$; $\eta_0 = 0,5$. В этом случае $\eta \approx 0,4\eta_0$, т. е. очень сильно отличается от η_0 . Отсюда видно, что при малом КСВ и большом КПД линии стоячие волны мало влияют на КПД линии, а при большом КСВ и малом КПД линии стоячие волны сильно уменьшают КПД.

3.3. ЛИНИЯ С ПОТЕРЯМИ. ТЕЛЕГРАФНОЕ УРАВНЕНИЕ

Пусть отрезок двухпроводной линии единичной длины кроме индуктивности L и емкости C имеет также сопротивление R и утечку G . Тогда для отрезка линии dx (рис. 3.4) приращение напряжения

$$du = -(Ldx) \frac{\partial i}{\partial t} - (Rdx) i,$$

а приращение тока

$$di = -(Cdx) \frac{\partial u}{\partial t} - (Gdx) u$$

или

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -L \frac{\partial i}{\partial t} - Ri; \quad (3.20)$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -C \frac{\partial u}{\partial t} - Gu. \quad (3.21)$$

Дифференцируя (3.20) по x и (3.21) по t , получаем:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = -L \frac{\partial^2 i}{\partial t \partial x} - R \frac{\partial i}{\partial x}; \quad (3.22)$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x \partial t} = -C \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} - G \frac{\partial u}{\partial t}. \quad (3.23)$$

Подставив (3.23) и (3.21) в (3.22) получим из двух уравнений первого порядка одно уравнение второго порядка, называемое *телеграфным уравнением*:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + (GL + RC) \frac{\partial u}{\partial t} + RGu. \quad (3.24)$$

Телеграфное уравнение упрощается, если для его коэффициентов выполняется условие Хевисайда

$$R/L = G/C, \quad (3.25)$$

из которого следует, что

$$R/G = L/C = Z_0^2; \quad (3.26)$$

$$RC = GL. \quad (3.27)$$

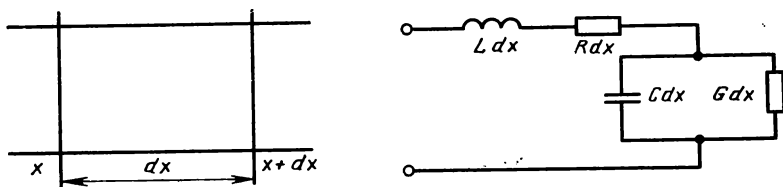


Рис. 3.4. Элемент линии с потерями

Подставив (3.27) в (3.24), получим

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + 2RC \frac{\partial u}{\partial t} + RGu.$$

Поделив на LC , придем к следующему уравнению:

$$v^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + 2 \frac{R}{L} \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{RG}{LC} u.$$

Введя обозначение $R/L = q$, получим

$$v^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + 2q \frac{\partial u}{\partial t} + q^2 u. \quad (3.28)$$

Введем новую переменную u_0 , положив $u = u_0 \exp(-qt)$. Найдем производные:

$$\begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} &= e^{-qt} \frac{\partial u_0}{\partial x}; \quad \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = e^{-qt} \frac{\partial^2 u_0}{\partial x^2}; \\ \frac{\partial u}{\partial t} &= -q e^{-qt} u_0 + e^{-qt} \frac{\partial u_0}{\partial t}; \\ \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} &= q^2 e^{-qt} u_0 - 2q e^{-qt} \frac{\partial u_0}{\partial t} + e^{-qt} \frac{\partial^2 u_0}{\partial t^2}. \end{aligned}$$

Подставив эти производные в (3.28), получим

$$\frac{\partial^2 u_0}{\partial x^2} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u_0}{\partial t^2}. \quad (3.29)$$

Следовательно, при выполнении условия Хевисайда телеграфное уравнение приводится к волновому уравнению. Это означает, что как и в линии без потерь, волна любой формы может распространяться без искажений. Отличие решения заключается лишь в том, что падающая и отраженная волны в линии с потерями затухают, так как u и u_0 связаны множителем e^{-qt} .

3.4. СТАЦИОНАРНЫЙ ПРОЦЕСС В ЛИНИИ ПРИ ГАРМОНИЧЕСКОМ ВОЗБУЖДЕНИИ

Пусть имеется линия длиной l , к которой подключен генератор синусоидального напряжения (рис. 3.5).

Приращение напряжения

$$dU = IZdx,$$

где $Z = R + j\omega L$ — комплексное сопротивление линии на единицу длины. Приращение dU положительно, так как в данном случае x отсчитывается от конца линии.

Приращение тока

$$dI = YUdx,$$

где $Y = G + j\omega C$ — комплексная проводимость линии на единицу длины.

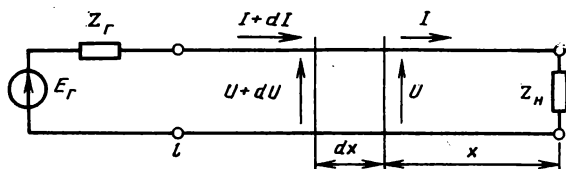


Рис. 3.5. Линия, подключенная к источнику синусоидального напряжения

Следует отметить, что Y не является обратной величиной Z ; в данном случае эти величины являются независимыми характеристиками.

Поделив приращения на dx , получим уравнения в комплексной форме:

$$dU/dx = IZ; \quad (3.30)$$

$$dI/dx = YU. \quad (3.31)$$

Здесь комплексные напряжение U и ток I не зависят от t .

Дифференцируя (3.30) по x , получаем

$$d^2U/dx^2 = Z dI/dx.$$

Подставляя сюда (3.31), находим, что

$$d^2U/dx^2 = ZYU. \quad (3.32)$$

Дифференцируя (3.31) по x , получаем

$$d^2I/dx^2 = Y dU/dx.$$

Подставляя сюда (3.30), находим

$$d^2I/dx^2 = ZYI. \quad (3.33)$$

Видим, что уравнения (3.32) и (3.33) для тока и напряжения одинаковы по форме.

Общее решение уравнения (3.32)

$$U = A_1 e^{\gamma x} + A_2 e^{-\gamma x}, \quad (3.34)$$

где γ — коэффициент, называемый *постоянной распространения*, является решением характеристического уравнения $\gamma^2 = ZY$. Согласно уравнению (3.30)

$$I = \frac{1}{Z} \frac{dU}{dx}.$$

Следовательно,

$$I = \frac{A_1 \gamma}{Z} e^{\gamma x} - \frac{A_2 \gamma}{Z} e^{-\gamma x}. \quad (3.35)$$

Величину

$$Z/\gamma = Z/\sqrt{ZY} = \sqrt{Z/Y} = Z_0$$

называют *волновым сопротивлением линии*. Волновое сопротивление

$$Z_0 = \sqrt{Z/Y} = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)} \quad (3.36)$$

в общем случае является комплексной величиной, зависящей от частоты. Однако при выполнении условия Хевисайда в выражении (3.36), т. е.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R/L + j\omega}{G/C + j\omega}} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (3.37)$$

первый корень равен единице и волновое сопротивление вещественно и равно

$$Z_0 = \sqrt{L/C}.$$

На высоких частотах можно считать, что $R \ll \omega L$, $G \ll \omega C$, и поэтому согласно (3.37) волновое сопротивление Z_0 всегда вещественно и равно $\sqrt{L/C}$ независимо от того, выполняется условие Хевисайда или нет.

Итак,

$$I = \frac{A_1}{Z_0} e^{\gamma x} - \frac{A_2}{Z_0} e^{-\gamma x},$$

т. е. стационарная составляющая тока также может рассматриваться как сумма двух волн.

Если на конце линии ($x = 0$) включено сопротивление нагрузки Z_H , то

$$U_H = A_1 + A_2; \quad I_H = A_1/Z_0 - A_2/Z_0$$

или

$$Z_0 I_H = A_1 - A_2,$$

откуда

$$A_1 = \frac{1}{2} (U_H + I_H Z_0); \quad A_2 = \frac{1}{2} (U_H - I_H Z_0).$$

Следовательно,

$$U = \frac{1}{2} (U_H + I_H Z_0) e^{\gamma x} + \frac{1}{2} (U_H - I_H Z_0) e^{-\gamma x};$$

$$I = \frac{1}{2Z_0} (U_H + I_H Z_0) e^{\gamma x} - \frac{1}{2Z_0} (U_H - I_H Z_0) e^{-\gamma x},$$

или

$$U = U_H \frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} + I_H Z_0 \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2};$$

$$I = I_H \frac{e^{\gamma x} + e^{-\gamma x}}{2} - \frac{U_H}{Z_0} \frac{e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}}{2}.$$

Отсюда

$$U = U_H \operatorname{ch} \gamma x + I_H Z_0 \operatorname{sh} \gamma x; \quad I = I_H \operatorname{ch} \gamma x + (U_H/Z_0) \operatorname{sh} \gamma x. \quad (3.38)$$

Параметр

$$\gamma = \sqrt{ZY} \quad (3.39)$$

можно представить в виде суммы:

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (3.40)$$

где α — коэффициент затухания линии, характеризующий уменьшение напряжения или тока на единице длины линии; β — волновой коэффициент или фазовая постоянная.

Подставляя в выражение (3.40) значения Z и Y , получаем

$$\begin{aligned} \gamma &= \alpha + j\beta = \sqrt{R + j\omega L} \sqrt{G + j\omega C} = \\ &= j\omega \sqrt{LC} \sqrt{1 + R/j\omega L} \sqrt{1 + G/j\omega C}. \end{aligned}$$

На очень высоких частотах $R/\omega L \ll 1$, $G/\omega C \ll 1$, поэтому

$$\begin{aligned} \gamma &= \alpha + j\beta \approx j\omega \sqrt{LC} \left(1 + \frac{R}{j2\omega L}\right) \left(1 + \frac{G}{j2\omega C}\right) \approx \\ &\approx j\omega \sqrt{LC} \left(1 + \frac{R}{j2\omega L} + \frac{G}{j2\omega C}\right) = \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} + j\omega \sqrt{LC}. \end{aligned}$$

Следовательно, на очень высоких частотах коэффициент затухания линии

$$\alpha_{вч} = R/2Z_0 + GZ_0/2, \quad (3.41)$$

а фазовая постоянная линии

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{vT} = \frac{2\pi}{\lambda}. \quad (3.42)$$

На очень низких частотах

$$\begin{aligned} \gamma &= \alpha + j\beta = \sqrt{R + j\omega L} \sqrt{G + j\omega C} \approx \\ &\approx \sqrt{RG} \left(1 + j\frac{\omega L}{2R} + j\frac{\omega C}{2G}\right). \end{aligned}$$

Следовательно, коэффициент затухания линии на очень низких частотах

$$\alpha_{нч} = \sqrt{RG}. \quad (3.43)$$

Возьмем отношение

$$y = \frac{\alpha_{вч}}{\alpha_{нч}} = \frac{R/2Z_0 + GZ_0/2}{\sqrt{RG}} = \frac{\sqrt{R/G}}{2Z_0} + \frac{Z_0}{\sqrt{R/G}}; \quad (3.44)$$

$$y = 0,5 (\sqrt{\omega} + 1/\sqrt{\omega}), \quad (3.45)$$

где $\omega = \frac{R/G}{L/C}$.

Нетрудно показать, что при выполнении условия Хевисайда ($\omega = 1$) затухание на высоких частотах минимально и равно затуханию на низких частотах, т. е. $y = 1$.

При несоблюдении условия Хевисайда ($\omega > 1$ или $\omega < 1$) затухание возрастает с увеличением частоты. Поэтому линия, для которой

условие Хевисайда не соблюдается, обязательно искажает передаваемые колебания сложной формы вследствие неодинакового затухания для разных частот.

Входное сопротивление линии без потерь. Согласно (3.38) напряжение и ток на входе линии:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{н}} \operatorname{ch} \gamma l + I_{\text{н}} Z_0 \operatorname{sh} \gamma l; \quad (3.46)$$

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{н}} \operatorname{ch} \gamma l + (U_{\text{н}}/Z_0) \operatorname{sh} \gamma l.$$

При $\alpha = 0$, $\gamma = j\beta$:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{н}} \cos \beta l + j I_{\text{н}} Z_0 \sin \beta l; \quad (3.47)$$

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{н}} \cos \beta l + j (U_{\text{н}}/Z_0) \sin \beta l.$$

Если $Z_{\text{н}} = Z_0$, то

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} Z_0 \quad \text{и} \quad Z_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}} = Z_0. \quad (3.48)$$

Следовательно, входное сопротивление линии, нагруженной на волновое сопротивление, равно волновому сопротивлению.

Входное сопротивление короткозамкнутой линии. Пусть $Z_{\text{н}} = 0$, $U_{\text{н}} = 0$. Тогда:

$$U_{\text{вх}} = j I_{\text{н}} Z_0 \sin \beta l; \quad I_{\text{вх}} = I_{\text{н}} \cos \beta l.$$

Следовательно,

$$Z_{\text{вх}} = j Z_0 \operatorname{tg} \beta l = j Z_0 \operatorname{tg} 2\pi(l/\lambda), \quad (3.49)$$

где λ — длина волны колебаний в линии:

$$Z_{\text{вх}} = \begin{cases} 0 & \text{при } l = 0; \\ \infty & \text{при } l = \lambda/4; \\ 0 & \text{при } l = \lambda/2. \end{cases}$$

Входное сопротивление разомкнутой линии. Пусть $Z_{\text{н}} = \infty$; $I_{\text{н}} = 0$. Тогда:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{н}} \cos \beta l; \quad I_{\text{вх}} = j (U_{\text{н}}/Z_0) \sin \beta l.$$

Следовательно,

$$Z_{\text{вх}} = -j Z_0 \operatorname{ctg} 2\pi(l/\lambda); \quad (3.50)$$

$$Z_{\text{вх}} = \begin{cases} \infty & \text{при } l = 0; \\ 0 & \text{при } l = \lambda/4; \\ \infty & \text{при } l = \lambda/2. \end{cases}$$

Входное сопротивление четвертьволновой линии, нагруженной на активное сопротивление. Пусть $l = \lambda/4$; $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}$. Тогда:

$$U_{\text{вх}} = j I_{\text{н}} Z_0; \quad I_{\text{вх}} = j (U_{\text{н}}/Z_0); \quad Z_{\text{вх}} = Z_0^2/R_{\text{н}},$$

или

$$Z_{\text{вх}} R_{\text{н}} = Z_0^2. \quad (3.51)$$

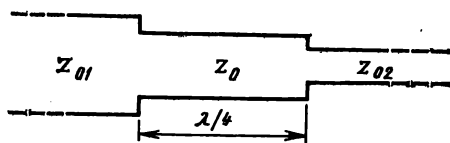


Рис. 3.6. Четвертьволновый отрезок линии, включенный для согласования на одной частоте двух линий с разными волновыми сопротивлениями

Следовательно, входное сопротивление линии в этом случае чисто активное. Четвертьволновую линию можно использовать в качестве трансформатора сопротивления, так как при заданных сопротивлениях R_n и $Z_{вх}$ сопротивление R_n трансформируется в сопротивление $Z_{вх}$, если

$$Z_0 = \sqrt{Z_{вх} R_n}. \quad (3.52)$$

Пример. Имеются две линии с различными волновыми сопротивлениями Z_{01} и Z_{02} . Необходимо их согласовать. Для согласования между указанными линиями включают четвертьволновый отрезок линии с волновым сопротивлением $Z_0 = \sqrt{Z_{01} Z_{02}}$ (рис. 3.6).

Заметим, что четвертьволновый трансформатор согласует линии лишь на одной частоте.

Пример. Рассмотрим принцип работы согласующего устройства, применяемого для соединения диполя, имеющего сопротивление излучения 73 Ом, с коаксиальным кабелем, волновое сопротивление которого также 73 Ом (рис. 3.7).

Верхняя половина диполя имеет сопротивление $Z_0/2$. Четвертьволновый отрезок трансформирует это сопротивление в сопротивление, равное $Z_0^2/(Z_0/2) = 2Z_0$. Нижний отрезок длиной $3\lambda_{эф}/4$, где $\lambda_{эф}$ — эффективная длина волны в кабеле, также трансформирует сопротивление $Z_0/2$ в $2Z_0$.

При параллельном включении двух сопротивлений величины $2Z_0$ получаем сопротивление, равное Z_0 . Разность длин верхнего и нижнего отрезков кабеля равна $\lambda_{эф}/2$. Это создает сдвиг фаз на 180° , необходимый для параллельного включения верхней и нижней половин диполя.

Пример. Рассмотрим принцип работы согласующего устройства, применяемого для соединения петлевого вибратора с сопротивлением излучения 292 Ом с коаксиальным кабелем, имеющим волновое сопротивление $Z_0 = 73$ Ом (рис. 3.8).

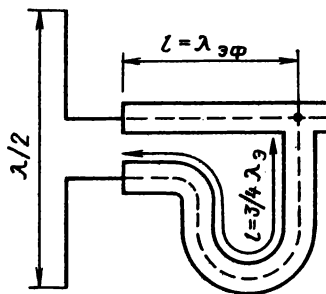


Рис. 3.7. Устройство согласования полуволнового диполя с коаксиальным кабелем

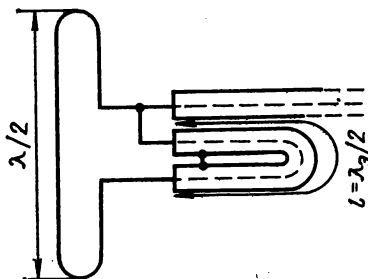


Рис. 3.8. Устройство согласования петлевого вибратора с коаксиальным кабелем

Здесь при $l = \lambda_{эф}/2$ и любом Z_0

$$Z_{вх} = \frac{Z_0^2}{Z_0^2/Z_H} = Z_H.$$

Поэтому полуволновым согласующим отрезком может быть отрезок кабеля с любым волновым сопротивлением.

В точке соединения сопротивление равно Z_0 , так как сопротивление половины петлевого вибратора равно $2Z_0$.

Входное сопротивление нагруженной линии. В соответствии с (3.47) входное сопротивление отрезка линии равно

$$Z_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_H \cos \beta l + j I_H Z_0 \sin \beta l}{I_H \cos \beta l + j (U_H/Z_0) \sin \beta l}.$$

Поделив числитель и знаменатель на $I_H \cos \beta l$, получим

$$Z_{вх} = \frac{Z_H + j Z_0 \operatorname{tg} \beta l}{1 + j (Z_H/Z_0) \operatorname{tg} \beta l},$$

где Z_H — сопротивление нагрузки на конце линии. Вынесем Z_0 , тогда

$$Z_{вх} = Z_0 \frac{(Z_H/Z_0) + j \operatorname{tg} \beta l}{1 + j (Z_H/Z_0) \operatorname{tg} \beta l}. \quad (3.53)$$

Данная формула позволяет определить входное сопротивление отрезка линии при любой его длине l .

3.5. ПРИМЕНЕНИЕ ОТРЕЗКОВ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ В КАЧЕСТВЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ

Короткозамкнутая линия длиной меньше четверти волны обладает индуктивным сопротивлением. Вместе с подключенной к ней емкостью лампы или транзистора и дополнительной подстроечной емкостью такая линия образует параллельный колебательный контур, отличающийся от обычного контура лишь тем, что он имеет резонанс не на одной определенной частоте, а на нескольких частотах. Эти резонансные частоты находятся выше основной, но из-за наличия емкости они, как правило, ей не кратны.

На рис. 3.9 схематически показана коаксиальная конструкция колебательного контура с двумя выводами. Для верхнего вывода коэффициент включения p близок к единице, для нижнего вывода $p \ll 1$.

Коаксиальные колебательные контуры широко применяются в приемниках и передатчиках дециметрового диапазона волн. При этом длина короткозамкнутой коаксиальной линии близка к $\lambda/8$. Внутренний диаметр внешнего коаксиального цилиндра обычно равен 3—5 см, а внешний

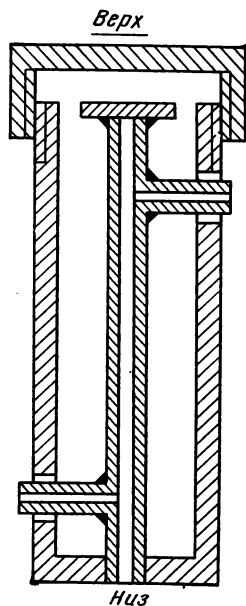


Рис. 3.9. Коаксиальный колебательный контур

диаметр внутреннего коаксиального проводника берется равным 7—8 мм. Коаксиальная конструкция позволяет получить эквивалентную добротность ненагруженного контура порядка нескольких тысяч.

Кроме коаксиальной конструкции иногда применяется коробчатая конструкция: внутренняя стенка прямоугольной коробки образует один проводник, а круглый стержень внутри коробки — другой. При этом прямоугольная коробка является экраном, внутри которого могут находиться лампа или транзистор, а также некоторые резисторы и конденсаторы схемы.

Глава 4

ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ, ФИЛЬТРЫ И ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

4.1. ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ

Четырехполусником называется электрическая цепь с двумя парами зажимов. Например, на рис. 4.1 показан четырехполусник, имеющий два входных и два выходных зажима.

Четырехполусник называется *пассивным*, если внутри него нет источников тока или ЭДС. При наличии таких источников четырехполусник называется *активным*. Различают также *линейные* и *нелинейные* четырехполусники. Линейный состоит только из линейных элементов, нелинейный кроме линейных элементов содержит также и нелинейные, например электронные лампы и транзисторы.

Если переменные напряжения и токи настолько малы, что нелинейность не проявляется, то четырехполусник с электронными лампами и транзисторами может для малых переменных токов и напряжений считаться линейным. Критерием, по которому конкретную цепь можно считать линейной, является применимость к ней *принципа суперпозиции*: при одновременном воздействии на электрическую цепь нескольких сигналов выходной сигнал равен сумме откликов на воздействие каждого из входных сигналов в отдельности.

Если входной сигнал не содержит гармоник и комбинационных суммарных или разностных частот, то на выходе линейной цепи также не должно быть гармоник и колебаний с суммарными и разностными частотами.

В дальнейшем в данной главе мы рассмотрим только линейные четырехполусники, а сигналы будем предполагать гармоническими.

Любой четырехполусник характеризуется четырьмя величинами: вход-

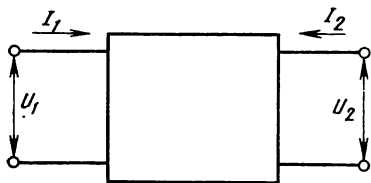


Рис. 4.1. Четырехполусник

ным напряжением и входным током, выходным напряжением и выходным током. Только две из этих величин являются независимыми. Например, если подать на вход и выход четырехполюсника переменные напряжения U_1 и U_2 , то они создадут вполне определенные переменные токи I_1 и I_2 . Взяв в качестве независимых переменных токи I_1 и I_2 , получим для линейного четырехполюсника два уравнения, связывающие его входные и выходные напряжения и токи:

$$U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2; \quad U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2. \quad (4.1)$$

Коэффициенты z_{ij} называются z -параметрами четырехполюсника и имеют размерность сопротивлений. В общем случае они комплексны. Взяв в качестве независимых переменных напряжения, получим:

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \quad I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \quad (4.2)$$

Здесь y_{ij} -параметры имеют размерность проводимостей. В общем случае они комплексные величины.

Если в качестве независимых переменных взять входной ток I_1 и выходное напряжение U_2 , то получим следующие уравнения четырехполюсника:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2; \quad I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \quad (4.3)$$

Параметры h_{ij} имеют различную размерность и называются гибридными. Они также в общем случае являются комплексными величинами. Эти параметры имеют следующий смысл: h_{11} — входное сопротивление четырехполюсника при замкнутом выходе; h_{12} — обратный коэффициент передачи напряжения с выхода на вход при разомкнутом входе (безразмерная величина); h_{21} — прямой коэффициент передачи тока при замкнутом выходе (безразмерная величина); h_{22} — выходная проводимость при разомкнутом входе.

Все три системы уравнений широко применяются как для пассивных, так и для активных цепей. Для транзисторных схем, например, наиболее широко используются h -параметры; y -параметры, измерение которых осуществляется довольно просто, также используются при расчетах транзисторных схем.

4.2. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Эквивалентная схема четырехполюсника, отражающая все особенности реальной схемы, может быть очень сложной. Для упрощения анализа такой схемы и большей ее наглядности можно заменить реальную схему сравнительно простой Т- или П-образной эквивалентной схемой. Эквивалентность заключается в том, что внешние напряжения и токи в схемах одинаковы. На рис. 4.2 и 4.3 показаны Т- и П-образные схемы, эквивалентные линейному пассивному четырехполюснику, каким, в частности, может быть четырехполюсник, показанный на рис. 4.1.

Очевидно, что Т- и П-образные схемы, будучи эквивалентны одному и тому же исходному четырехполюснику, эквивалентны также друг другу. Следовательно, Т-образную схему можно заменить П-образной,

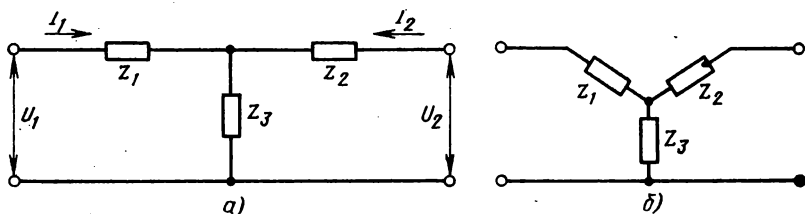


Рис. 4.2. Эквивалентная схема четырехполюсника:
а — Т-образная схема; б — Т-образная схема в виде «звезды»

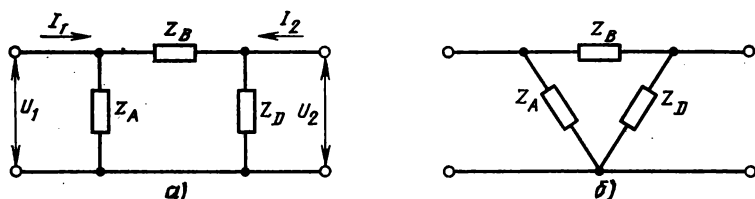


Рис. 4.3. Эквивалентная схема четырехполюсника:
а — П-образная схема; б — П-образная схема в виде «треугольника»

и наоборот. Переход от Т-образной схемы к П-образной можно выполнить, используя следующие соотношения:

$$\begin{aligned} Z_A &= \frac{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}{Z_2}; & Z_B &= \frac{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}{Z_3}; \\ Z_D &= \frac{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1}{Z_1}. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Переход от П-образной схемы к Т-образной можно выполнить, используя соотношения:

$$Z_1 = \frac{Z_A Z_B}{Z_A + Z_B + Z_D}; \quad Z_2 = \frac{Z_B Z_D}{Z_A + Z_B + Z_D}; \quad Z_3 = \frac{Z_D Z_A}{Z_A + Z_B + Z_D}. \quad (4.5)$$

Эти соотношения можно получить, сравнивая напряжения и токи в Т- и П-образных схемах при замкнутом и разомкнутом выходах.

4.3. ДВОЙНОЙ Т-ОБРАЗНЫЙ МОСТ

Одним из способов соединения четырехполюсников является параллельное соединение (рис. 4.4). Параллельное соединение двух четырехполюсников дает новый четырехполюсник. Таким образом, сложный четырехполюсник можно рассматривать как соединение двух простых четырехполюсников. Например, двойной Т-образный мост, показанный на рис. 4.5, а, можно рассматривать как параллельное соединение двух Т-образных четырехполюсников, показанных на рис. 4.5, б и в. Т-образные четырехполюсники (рис. 4.5, б и в) удобно преобразовать в П-образные и соединить их параллельно (рис. 4.6).

Рис. 4.4. Параллельное соединение четырехполюсников

Для четырехполюсника, состоящего из емкостей C_1 , C_1 и сопротивления R_3 ,

$$Z'_1 = Z'_2 = 1/j\omega C_1; \quad Z'_3 = R_3.$$

Поэтому в соответствии с (4.4) находим:

$$Z'_A = \frac{(Z'_1)^2 + 2Z'_1 Z'_3}{Z'_1} = Z'_1 + 2Z'_3 = \frac{1}{j\omega C_1} + 2R_3;$$

$$Z'_B = \frac{(Z'_1)^2 + 2Z'_1 Z'_3}{Z'_3} = \frac{(Z'_1)^2}{Z'_3} + 2Z'_1 = -\frac{1}{R_3(\omega C_1)^2} + \frac{2}{j\omega C_1}.$$

Для второго четырехполюсника

$$Z''_1 = Z''_2 = R_1, \quad Z''_3 = 1/j\omega C_3,$$

и поэтому:

$$Z''_A = \frac{(Z''_1)^2 + 2Z''_1 Z''_3}{Z''_1} = Z''_1 + 2Z''_3 = R_1 + \frac{2}{j\omega C_3};$$

$$Z''_B = \frac{(Z''_1)^2 + 2Z''_1 Z''_3}{Z''_3} = \frac{(Z''_1)^2}{Z''_3} + 2Z''_1 = jR_1^2 \omega C_3 + 2R_1.$$

Для результирующего четырехполюсника (см. рис. 4.6):

$$Z_A = Z_D = \frac{Z'_A Z''_A}{Z'_A + Z''_A} = \frac{(2R_3 + 1/j\omega C_1)(R_1 + 2/j\omega C_3)}{2R_3 + R_1 + 1/j\omega C_1 + 2/j\omega C_3}; \quad (4.6)$$

$$Z_B = \frac{Z'_B Z''_B}{Z'_B + Z''_B} = \frac{[-1/R_3(\omega C_1)^2 + 2/j\omega C_1](2R_1 + jR_1^2 \omega C_3)}{2R_1 - 1/R_3(\omega C_1)^2 + 2/j\omega C_1 + jR_1^2 \omega C_3}. \quad (4.7)$$

Коэффициент передачи П-образного результирующего четырехполюсника равен нулю, когда $z_B = \infty$. Если для некоторой частоты это условие выполняется, то мост называется сбалансированным. Найдем условие баланса, приравняв знаменатель Z_B нулю:

$$2R_1 - 1/R_3(\omega C_1)^2 = 0; \quad (4.8)$$

$$-2/\omega C_1 + R_1^2 \omega C_3 = 0. \quad (4.9)$$

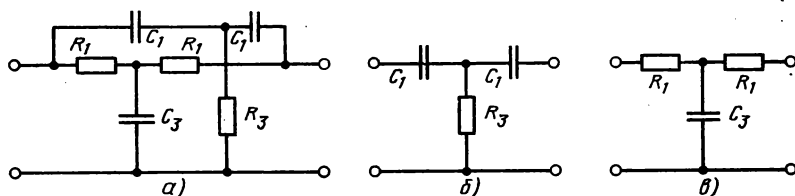


Рис. 4.5. Двойной Т-образный мост как параллельное соединение двух Т-образных четырехполюсников

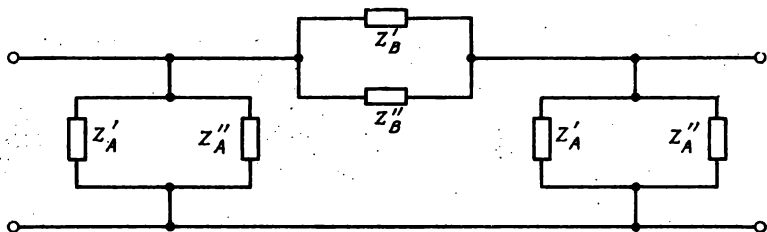


Рис. 4.6. Эквивалентная схема двойного Т-образного моста в виде параллельного соединения двух П-образных четырехполюсников

Эти уравнения совместны, если выполняется равенство

$$R_1 C_3 = 4 C_1 R_3. \quad (4.10)$$

Равенство (4.10) является условием баланса двойного Т-образного моста. Оно выполняется, например, при

$$R_1/2R_3 = 2C_1/C_3 = 1, \quad (4.11)$$

т. е. при

$$R_3 = R_1/2; C_3 = 2C_1. \quad (4.12)$$

Чаще всего для двойного Т-образного моста берут именно такие соотношения между сопротивлениями и емкостями. При этом частота баланса согласно (4.8) и (4.12) равна

$$\omega_0 = 1/R_1 C_1. \quad (4.13)$$

Двойной Т-образный мост обычно используют, совсем не нагружая его выход или нагружая очень слабо. При этом условии коэффициент передачи напряжения моста равен

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_D}{Z_D + Z_B} = \frac{Z_A}{Z_A + Z_B} = \frac{1}{1 + Z_B/Z_A}. \quad (4.14)$$

Используя (4.12) и (4.13), находим:

$$Z_A = 0,5R_1(1 - j\omega_0/\omega);$$

$$Z_B = -2R_1 \frac{\omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_0}\right).$$

Подставляя значения Z_A и Z_B в (4.14), получаем

$$K = \left(1 - \frac{j4}{\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega}\right)^{-1}. \quad (4.15)$$

Из (4.15) следует, что

$$K = \begin{cases} 1 & \text{при } \omega = 0; \\ 0 & \text{при } \omega = \omega_0; \\ 1 & \text{при } \omega = \infty. \end{cases}$$

Вводя расстройку по частоте

$$\Delta_1 \omega = 2\pi \Delta_1 f = \omega - \omega_0 \quad (4.16)$$

и пренебрегая при малых относительных расстройках $\Delta\omega/\omega_0$ единиц в правой части равенства (4.15), получаем следующее приближенное выражение для коэффициента передачи:

$$K \approx j0,5\Delta f/f_0. \quad (4.17)$$

Двойной Т-образный мост широко используют в так называемых избирательных усилителях, имеющих подобно резонансным усилителям узкую полосу пропускания. Он включается в цепь обратной связи усилителя, которая при этом становится частотно-зависимой (см. § 8.6).

4.4. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Кроме уравнений, приведенных в § 4.1, в теории четырехполусников широко применяется еще одна система уравнений:

$$U_1 = AU_2 + BI_2; \quad I_1 = CU_2 + DI_2. \quad (4.18)$$

Здесь ток I_2 имеет направление, противоположное указанному на рис. 4.1.

Из принципа взаимности, справедливого для пассивных четырехполусников, согласно которому $y_{21} = y_{12}$, вытекает следующее соотношение между коэффициентами A , B , C и D :

$$AD - BC = 1. \quad (4.19)$$

Если, кроме того, пассивный четырехполусник симметричен, то $y_{11} = y_{22}$ и, следовательно,

$$A = D. \quad (4.20)$$

Таким образом, линейный пассивный симметричный четырехполусник полностью характеризуется двумя коэффициентами A и B или двумя другими независимыми параметрами, в качестве которых можно взять входные сопротивления холостого хода и короткого замыкания.

Положив в уравнениях (4.18) ток $I_2 = 0$, найдем сопротивление холостого хода

$$Z_{1x.x} = U_1/I_1 = A/C, \quad (4.21)$$

а положив $U_2 = 0$, получим сопротивление короткого замыкания

$$Z_{1к.з} = U_1/I_1 = B/D. \quad (4.22)$$

Для пассивного линейного симметричного четырехполусника вместо сопротивлений холостого хода и короткого замыкания можно также использовать два других независимых параметра: *характеристическое сопротивление четырехполусника*, равное по определению

$$Z_e = \sqrt{Z_{1x.x} Z_{к.з}} = \sqrt{B/C}, \quad (4.23)$$

и коэффициент распространения

$$\gamma = \ln(U_1/U_2) \text{ при } Z_n = Z_e. \quad (4.24)$$

При включении на выходе симметричного четырехполюсника нагрузки, равной характеристическому сопротивлению, входное сопротивление четырехполюсника также равно характеристическому:

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{AZ_c I_2 + BI_2}{CZ_c I_2 + DI_2} = \frac{AZ_c + B}{CZ_c + A} = Z_c \frac{A + B/Z_c}{CZ_c + A} = Z_c \frac{A + B \sqrt{C/B}}{C \sqrt{B/C} + A} = Z_c.$$

В соответствии с (4.24)

$$U_1/U_2 = e^\gamma \quad (4.25)$$

или

$$U_2/U_1 = e^{-\gamma}. \quad (4.26)$$

Таким образом, величина $e^{-\gamma}$ представляет собой прямой коэффициент передачи напряжения четырехполюсника.

Нагружая симметричный четырехполюсник на характеристическое сопротивление, получаем $U_2 = I_2 Z_c$; $U_1 = I_1 Z_c$, отсюда

$$U_2/U_1 = I_2/I_1 = e^{-\gamma}. \quad (4.27)$$

Следовательно, только при нагрузке симметричного четырехполюсника на характеристическое сопротивление его коэффициенты передачи тока и напряжения равны.

Коэффициент распространения четырехполюсника можно представить в виде суммы:

$$\gamma = \alpha + j\beta. \quad (4.28)$$

Тогда

$$U_2/U_1 = e^{-\gamma} = e^{-\alpha} e^{-j\beta}. \quad (4.29)$$

Первый множитель характеризует затухание амплитуды колебаний, и поэтому показатель степени α называют *коэффициентом затухания четырехполюсника*, или *затуханием*, которое измеряется в неперах.

Второй множитель описывает сдвиг фаз. Величина β называется *коэффициентом фазы* четырехполюсника.

Можно показать, что коэффициенты A , B , C и D четырехполюсника выражаются через характеристическое сопротивление Z_c и коэффициент распространения γ следующим образом:

$$A = \operatorname{ch} \gamma; B = Z_c \operatorname{sh} \gamma; C = (1/Z_c) \operatorname{sh} \gamma; D = \operatorname{ch} \gamma. \quad (4.30)$$

При этом система уравнений (4.18) принимает вид:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_2 \operatorname{ch} \gamma + Z_c I_2 \operatorname{sh} \gamma; \\ I_1 &= (U_2/Z_c) \operatorname{sh} \gamma + I_2 \operatorname{ch} \gamma. \end{aligned} \quad (4.31)$$

4.5. КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

На рис. 4.7 показано каскадное соединение четырехполюсников, для которого

$$\frac{U_1}{U_{n+1}} = \frac{U_1}{U_2} \frac{U_2}{U_3} \cdots \frac{U_n}{U_{n+1}}. \quad (4.32)$$

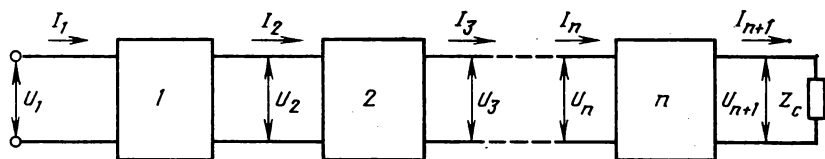


Рис. 4.7. Каскадное соединение четырехполюсников

Отсюда

$$\frac{U_1}{U_{n+1}} = e^{\gamma} = e^{\gamma_1 + \gamma_2 + \dots + \gamma_n}. \quad (4.33)$$

Таким образом,

$$\gamma = \gamma_1 + \gamma_2 + \dots + \gamma_n. \quad (4.34)$$

Примером каскадного соединения четырехполюсников являются лестничные цепи, показанные на рис. 4.8.

Отдельные звенья лестничных цепей (рис. 4.8) показаны на рис. 4.9. Каждое звено нагружено на характеристическое сопротивление Z_c .

Приравняв входное сопротивление Т-образного звена, нагруженного на характеристическое сопротивление, к характеристическому, получаем

$$Z_c = Z_1/2 + \frac{Z_2(Z_1/2 + Z_c)}{Z_2 + Z_1/2 + Z_c}.$$

Отсюда следует, что для Т-образного звена

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_2 (1 + Z_1/4Z_2)}. \quad (4.35)$$

Аналогично для П-образного звена находим

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_2 / (1 + Z_1/4Z_2)}. \quad (4.36)$$

Составляя уравнение Кирхгофа для второго контура (рис. 4.9, а) имеем $Z_2(I_2 - I_1) + (Z_1/2)I_2 + U_2 = 0$, отсюда $I_1 = I_2(1 + Z_1/2Z_2) +$

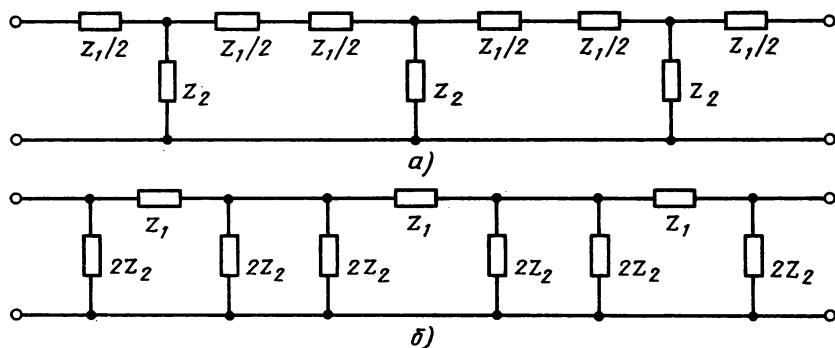


Рис. 4.8. Лестничные цепи:

а — цепь из Т-образных звеньев; б — цепь из П-образных звеньев

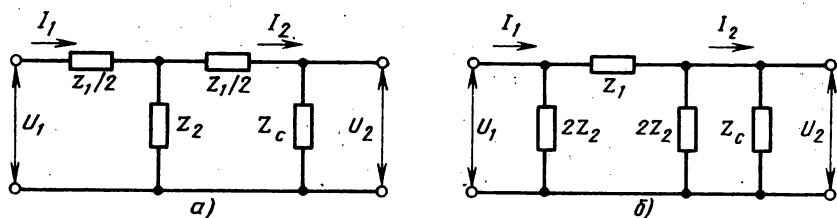


Рис. 4.9. Т- и П-образные звенья, нагруженные на характеристическое сопротивление

+ U_2/Z_2 . Сравнивая это соотношение со вторым из равенств (4.31), получаем

$$\operatorname{ch} \gamma = 1 + Z_1/2Z_2. \quad (4.37)$$

Соотношение (4.37) справедливо как для Т-, так и для П-образных звеньев.

4.6. ФИЛЬТРЫ

На базе лестничных цепей можно строить фильтры. *Фильтрами* называют электрические цепи, коэффициент затухания которых в определенных полосах меньше или больше, чем на других частотах.

Например, *фильтры нижних частот* пропускают частоты от 0 до некоторой граничной частоты $f_{гр}$. *Фильтры верхних частот* пропускают все частоты выше граничной частоты $f_{гр}$. *Полосовые фильтры* пропускают частоты от $f_{гр1}$ до $f_{гр2}$. *Режекторные фильтры* задерживают частоты от $f_{гр1}$ до $f_{гр2}$ и пропускают частоты, лежащие за пределами этого диапазона. Граничные частоты называют также *частотами среза*.

Рассмотрим основное соотношение теории фильтров. Предположим, что Т- или П-образные звенья фильтра содержат только реактивные сопротивления. Тогда величина $\operatorname{ch} \gamma = 1 + Z_1/2Z_2 = A$ является вещественной. Учитывая, что $\gamma = \alpha + j\beta$, получаем $\operatorname{ch} \gamma = \operatorname{ch}(\alpha + j\beta) = \operatorname{ch} \alpha \operatorname{ch} j\beta + \operatorname{sh} \alpha \operatorname{sh} j\beta = \operatorname{ch} \alpha \cos \beta + j \operatorname{sh} \alpha \sin \beta$.

Отсюда:

$$\operatorname{ch} \alpha \cos \beta = A; \quad \operatorname{sh} \alpha \sin \beta = 0.$$

Последнее равенство удовлетворяется в том случае, когда либо $\alpha = 0$, либо $\beta = 0$. При $\alpha = 0$ $\operatorname{ch} \alpha = 1$. Поэтому $\cos \beta = A$. Очевидно, что это возможно лишь при $|A| \leq 1$.

Следовательно, фильтр пропускает сигналы без затухания, если

$$-1 < 1 + Z_1/2Z_2 < 1 \quad \text{или} \quad -1 < Z_1/4Z_2 < 0. \quad (4.38)$$

Это неравенство является *основным соотношением теории фильтров*. Оно позволяет определить полосу пропускания фильтра, состоящего из чисто реактивных сопротивлений. За пределами полосы пропускания $\beta = 0$, $\cos \beta = 1$, следовательно,

$$\operatorname{ch} \alpha = 1 + Z_1/2Z_2. \quad (4.39)$$

Данное выражение позволяет определить затухание за пределами полосы пропускания.

4.7. ФИЛЬТРЫ ТИПА k

Если в звеньях фильтра элементы Z_1 и Z_2 являются чисто реактивными сопротивлениями противоположного характера (емкость и индуктивность), то их произведение

$$Z_1 Z_2 = k^2 \quad (4.40)$$

является постоянной величиной и не зависит от частоты. Такие фильтры называются фильтрами типа k . Например, Т- и П-образные звенья фильтров нижних частот (рис. 4.10, а, б) удовлетворяют условию (4.40) и являются фильтрами типа k .

Граничная частота. Чтобы определить граничную частоту фильтра, следует в соответствии с (4.38) приравнять минус единице отношение $Z_1/4Z_2$. Подставляя вместо Z_1 и Z_2 величины $j\omega L$ и $1/j\omega C$, находим:

$$\omega_{\text{гр}} = 2/\sqrt{LC}; \quad f_{\text{гр}} = 1/\pi \sqrt{LC}. \quad (4.41)$$

Зависимость затухания от частоты. За пределами полосы пропускания затухания $\alpha \neq 0$. Оно определяется выражением (4.39).

Зависимость затухания от частоты для фильтра нижних частот типа k показана на рис. 4.11.

Зависимость характеристического сопротивления от частоты. Зависимость от частоты характеристического сопротивления фильтра нижних частот можно найти из выражений (4.35) и (4.36). Для Т-образных фильтров

$$Z_c = \sqrt{L/C} \sqrt{1 - (f/f_{\text{гр}})^2}. \quad (4.42)$$

Для П-образного фильтра

$$Z_c = \frac{\sqrt{L/C}}{\sqrt{1 - (f/f_{\text{гр}})^2}}. \quad (4.43)$$

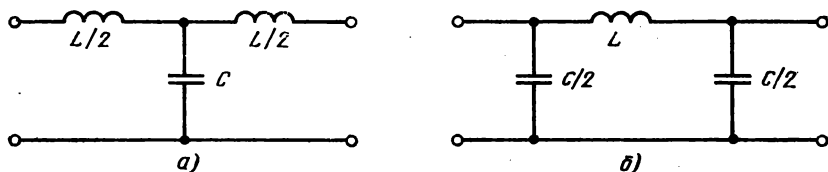


Рис. 4.10. Т- и П-образные звенья фильтров нижних частот

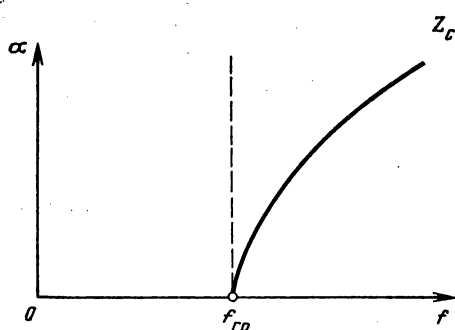


Рис. 4.11. Зависимость затухания от частоты для фильтра нижних частот типа k

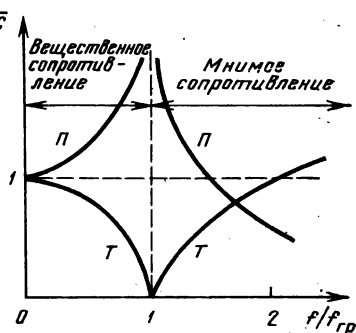


Рис. 4.12. Зависимость характеристического сопротивления от частоты для Т- и П-образных фильтров нижних частот типа k

Изменение характеристического сопротивления от частоты показано на рис. 4.12 для фильтров типа k .

4.8. ФИЛЬТРЫ ТИПА m

Взяв за основу фильтр типа k , можно построить новый фильтр типа m . Фильтр типа k в этом случае называют *прототипом*. На рис. 4.13 показаны варианты Т- и П-образных звеньев фильтров типа m . Фильтры типа m имеют одинаковые с прототипами граничные частоты и характеристические сопротивления.

Коэффициент m выбирается равным от 0 до 1, чаще всего берут $m = 0,6$. Из рис. 4.14 видно, что при этом значении m получается наи-

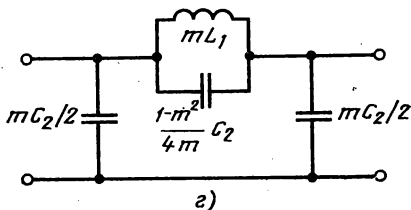
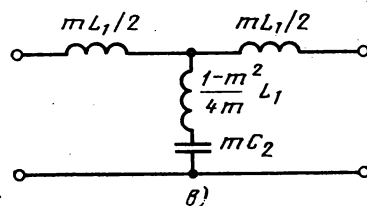
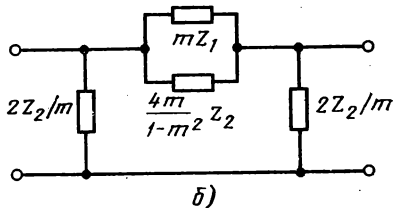
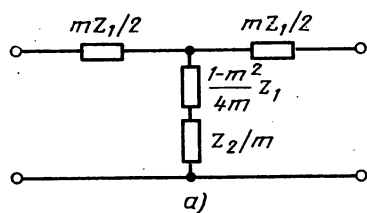


Рис. 4.13. Т- и П-образные звенья фильтров типа m :

а — Т-звено; б — П-звено; в — Т-звено фильтра нижних частот; г — П-звено фильтра нижних частот

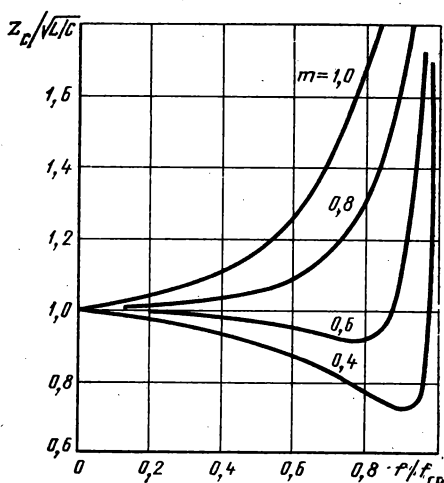
Рис. 4.14. Зависимость входного характеристического сопротивления от частоты для П-образного полувзвена фильтра типа m

большая равномерность характеристического сопротивления в полосе пропускания.

Значение коэффициента m определяет частоту, соответствующую бесконечному затуханию. Например, в схемах, показанных на рис. 4.13, в и г, бесконечное затухание соответствует частоте

$$f_{\infty} = f_{rp} / \sqrt{1 - m^2}. \quad (4.44)$$

При $m = 0,6$ частота $f_{\infty} = 1,25f_{rp}$.



4.9. ПРИМЕНЕНИЕ СОГЛАСУЮЩИХ ПОЛУВЗВЕНЬЕВ

Фильтры типа k имеют два существенных недостатка: характеристическое сопротивление не остается постоянным в полосе пропускания и затухание растет слишком медленно за пределами полосы пропускания.

Воспользовавшись выражениями (4.41) и (4.42), можно показать, что лишь в пределах половины полосы пропускания характеристическое сопротивление можно считать постоянным (изменяется не более чем на 12 %).

Фильтры типа m , напротив, обеспечивают постоянство характеристического сопротивления (с точностью $\pm 12\%$ в пределах 90 % полосы пропускания при $m = 0,6$ (см. рис. 4.14). Кроме того, как следует из рис. 4.15, затухание резко возрастает сразу же за граничной частотой.

Однако справа от частоты f_{∞} затухание быстро падает. Другим недостатком фильтров типа m является их сложность. Для получения хороших характеристик часто применяют Т- или П-образные многосвязные фильтры типа k с согласующими Г-образными полувзвеньями типа m , включаемыми на входе и выходе фильтра (рис. 4.16).

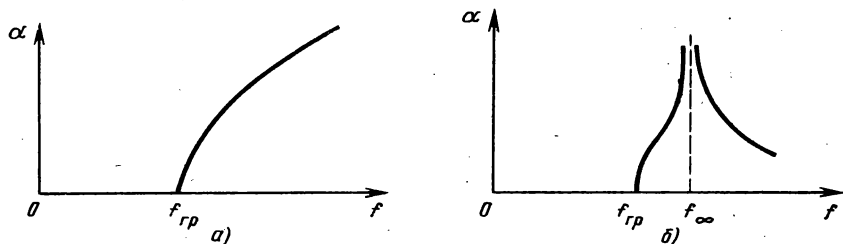


Рис. 4.15. Зависимость затухания от частоты:

а — для прототипа; б — для звена типа m

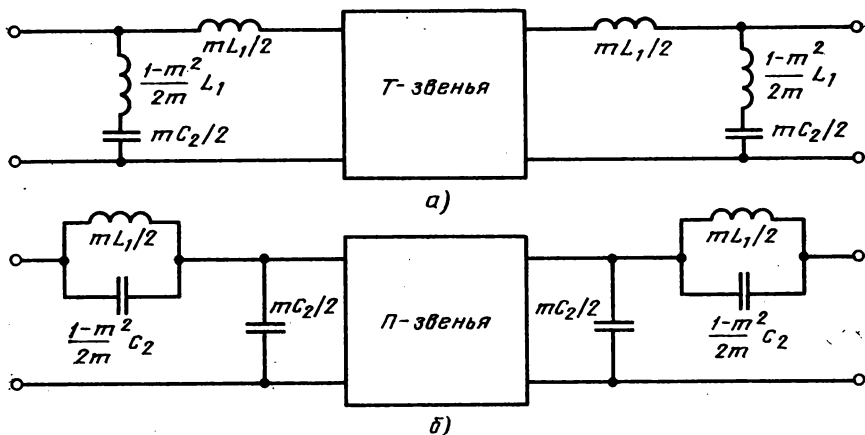


Рис. 4.16. Т- и П-образные фильтры с Г-образными полувзвьями на концах

Характеристическое сопротивление Г-образного полувзвья со стороны его входа для фильтра нижних частот определяется выражением

$$Z_{c1} = \frac{\sqrt{L/C} [1 - (1 - m^2) f^2 / f_{гр}^2]}{\sqrt{1 - f^2 / f_{гр}^2}}. \quad (4.45)$$

Оно отличается от характеристического сопротивления П-образного звена множителем в квадратных скобках, зависящим от частоты и величины m .

Отметим, что при $f \ll f_{гр}$ и $m = 0,6 - 0,7 Z_{c1}$, практически не зависит от частоты и равняется приблизительно $\sqrt{L/C}$.

4.10. ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

Для временной задержки импульсов можно использовать отрезок длинной линии. С помощью коаксиального кабеля можно получить задержку, пропорциональную длине кабеля. Например, для задержки импульса на 1 мкс требуется кабель с воздушным диэлектриком длиной 300 м. Для кабеля, заполненного диэлектриком, необходима длина, в $\sqrt{\epsilon}$ раз меньшая (ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика). Уменьшить геометрические размеры устройств для временной задержки импульсов позволяют так называемые искусственные линии задержки, в качестве которых часто используют многозвенные фильтры нижних частот.

Фильтр нижних частот задерживает импульс на время

$$t_3 = n \sqrt{LC} = n / \pi f_{гр}, \quad (4.46)$$

где n — число звеньев фильтра; L и C — индуктивность и емкость одного звена фильтра.

Помимо компактности искусственные линии имеют еще одно преимущество по сравнению с естественными: возможность получения больших значений характеристического сопротивления $Z_c = \sqrt{L/C}$. Это позволяет легко согласовывать линию задержки с усилительными приборами: электронными лампами, транзисторами, туннельными диодами, тогда как обычный коаксиальный кабель имеет сравнительно небольшое волновое сопротивление, равное чаще всего 50 или 73 Ом.

Однако искусственная линия имеет ограниченную полосу пропускания и значительно удлиняет фронт импульса. Например, при подаче на вход линии

задержки скачка постоянного напряжения время нарастания выходного напряжения от уровня 0,1 до уровня 0,9 стационарного значения равно

$$t_n \approx 1,1 \sqrt[3]{n} \sqrt{LC}. \quad (4.47)$$

Некоторое расширение полосы пропускания линии задержки, а следовательно, и уменьшение времени нарастания можно получить, введя индуктивную связь между соседними звеньями линии. При этом размеры линии задержки уменьшаются, так как катушки располагаются ближе друг к другу.

Глава 5

БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

5.1. ЭЛЕКТРОННАЯ И ДЫРОЧНАЯ ПРОВОДИМОСТИ

Известно, что все вещества по их способности проводить электрический ток можно разделить на проводники, полупроводники и изоляторы.

Хорошими проводниками являются металлы благодаря тому, что электроны внешних оболочек их атомов могут свободно перемещаться внутри металла, образуя так называемый «электронный газ». Число «свободных» электронов, называемых электронами проводимости, в единице объема металла составляет $n \approx 10^{19}$ эл/см³. У изоляторов концентрация свободных электронов очень мала ($n \approx 10^{-2}$ эл/см³), в полупроводниках она сильно зависит от температуры.

Для изготовления полупроводниковых приборов наиболее широко применяются германий, кремний, а также арсенид галлия. Интересно отметить, что еще до открытия германия Д. И. Менделеев предсказал его свойства и поместил в периодической системе под именем экасилиция т. е. идущего вслед за силицием (кремнием). Кремний имеет атомный номер 14, а германий — 32. Кремний и германий относятся к IV группе периодической системы Менделеева. Они имеют такое же кристаллическое строение, как и алмаз.

Кристаллическая решетка кремния и германия имеет объемную структуру, но ради наглядности ее можно изобразить плоской, как это сделано на рис. 5.1. Большими кружками показаны ионы кремния или германия. Ядра атомов вместе с электронами на внутренних оболочках обладают положительным зарядом +4, который уравнивается отрицательными зарядами четырех элек-

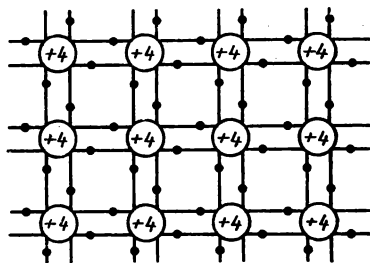


Рис. 5.1. Кристаллическая решетка кремния и германия в плоском изображении

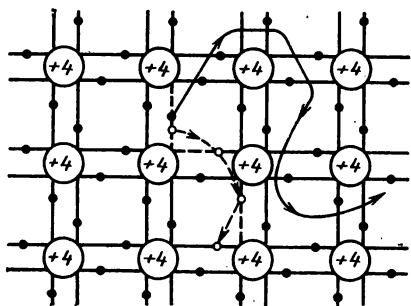


Рис. 5.2. Движение свободного электрона и дырки в полупроводнике. Сплошная линия показывает движение электрона, а штриховая — движение дырки

тронов на внешней оболочке. Внешние электроны показаны маленькими кружками. Вместе с электронами соседних атомов они образуют ковалентные связи, показанные линиями на кристаллической решетке. Таким образом, на внешней оболочке находятся четыре своих электрона и четыре электрона, заимствованные у четырех соседних атомов. При температуре абсолютного нуля все электроны внешних оболочек участвуют в ковалентных связях. При этом кремний и германий являются идеальными изоляторами, так как не имеют свободных электронов, создающих проводимость.

При температуре, отличной от абсолютного нуля, атомы решетки колеблются и некоторые электроны получают энергию, достаточную для того, чтобы оторваться от своего атома. При этом в результате нарушения ковалентной связи образуются электрон проводимости и дырка, являющаяся разорванной связью. Таким образом, за счет тепловых колебаний решетки генерируется электронно-дырочная пара. На рис. 5.2 условно показана траектория свободного электрона до его рекомбинации. Из рисунка видно, что электрон может занимать любое положение внутри решетки, а блуждающая по кристаллу разорванная связь — дырка не может. Она перемещается от одного атома к другому за счет того, что разорванная ковалентная связь замещается электроном одного из соседних атомов; при этом образуется новая разорванная связь и т. д. Таким образом, ясно, что свободный электрон и дырка существуют и движутся независимо.

Полупроводник, который не имеет посторонних примесей, называется *собственным полупроводником*. В собственном полупроводнике концентрации электронов и дырок одинаковы. Она называется собственной концентрацией и равна n_i , причем

$$n_i^2 = AT^3 \exp(-\Delta E_{g0}/kT), \quad (5.1)$$

где A — коэффициент пропорциональности; T — абсолютная температура; ΔE_{g0} — ширина запрещенной зоны при 0 К, равная минимальной энергии, которую нужно сообщить электрону, чтобы вывести его из валентной зоны в зону проводимости; k — постоянная Больцмана.

Для кремния $\Delta E_{g0} = 1,21$ эВ, а для германия — 0,78 эВ. При комнатной температуре ($T = 290$ К) для кремния $n_i \approx 10^{10}$, а для германия $n_i \approx 2 \cdot 10^{13}$ эл/см³.

Способность электронов и дырок двигаться под действием электрического поля называют подвижностью. Подвижность равна скорости носителя электрического тока (электрона и дырки) при напряженности поля равной единице.

Удельная проводимость полупроводника

$$\sigma = nq\mu_n + pq\mu_p,$$

где μ_n и μ_p — подвижность электронов и дырок; q — заряд электрона.

Подвижность электронов в кремнии и германии в 2—2,5 раза выше, чем подвижность дырок, поэтому проводимость собственного полупроводника носит в основном электронный характер.

Удельное сопротивление кремния много выше, чем германия. При комнатной температуре (25° С) кремний имеет удельное сопротивление 2,3 кОм · м (0,23 МОм · см), а германий — 0,60 Ом · м (60 Ом · см).

В отличие от металлов, удельное сопротивление собственных полупроводников при увеличении температуры не растет, а падает.

5.2. ПРИМЕСНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКИ

В полупроводниковых приборах широко применяются полупроводники, проводимость которых определяется так называемыми донорными и акцепторными примесями. В качестве донорных примесей используются элементы V группы периодической системы, такие как фосфор, мышьяк и сурьма, в качестве акцепторных примесей применяются элементы III группы: бор, галлий и индий.

При внесении в полупроводник примеси некоторые атомы в его кристаллической решетке замещаются атомами примеси. На рис. 5.3 показана кристаллическая решетка полупроводника, в которой некоторые атомы заменены атомами донорной примеси. За счет примеси концентрация электронов проводимости в кристалле возрастает, так как один из электронов примесного атома слабо связан с кристаллической решеткой и эта связь легко разрывается уже при достаточно низких температурах.

На рис. 5.4 показана кристаллическая решетка полупроводника с акцепторной примесью. При введении в полупроводник акцепторной

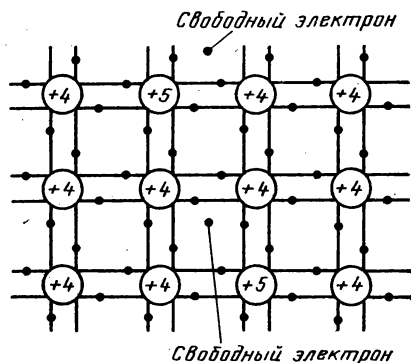


Рис. 5.3. Кристаллическая решетка германия или кремния с донорной примесью

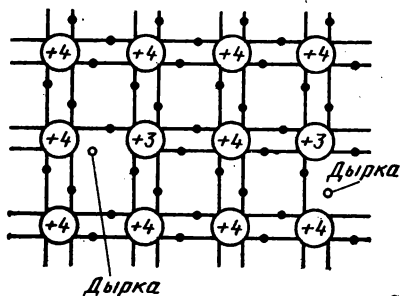


Рис. 5.4. Кристаллическая решетка германия или кремния с акцепторной примесью

примеси в кристалле полупроводника возрастает концентрация дырок.

Концентрация донорной или акцепторной примеси характеризуется числом атомов примеси в единице объема полупроводника. Концентрация донорной примеси обозначается N_D , а акцепторной — N_A . Чтобы примесь существенно повлияла на характер проводимости полупроводника, концентрация примеси N_D или N_A должна быть на порядок или несколько порядков больше собственной концентрации свободных носителей n_i .

В этом случае равновесная концентрация электронов n_n при донорной примеси практически равна концентрации донорной примеси:

$$n_n \approx N_D, \quad (5.2)$$

а равновесная концентрация дырок p_n определяется из равенства

$$n_n p_n = n_i^2; \quad (5.3)$$

$$p_n = n_i^2 / n_n = n_i^2 / N_D. \quad (5.4)$$

Следовательно, у полупроводника с донорной примесью с увеличением n_n концентрация дырок становится много меньше концентрации электронов, т. е.

$$p_n \ll n_n. \quad (5.5)$$

На этом основании полупроводник с донорной примесью называется полупроводником n -типа. Электроны в полупроводнике с донорной примесью называются *основными*, а дырки — *неосновными носителями*.

Из формулы (5.2) следует, что концентрация основных носителей практически не зависит от температуры. Что касается концентрации неосновных носителей, то она в соответствии с формулами (5.4) и (5.1) сильно зависит от температуры.

То же справедливо и для полупроводников с акцепторной примесью. Концентрация дырок p_p в полупроводнике p -типа

$$p_p \approx N_A. \quad (5.6)$$

Произведение концентрации дырок и электронов удовлетворяет равенству

$$n_p p_p = n_i^2. \quad (5.7)$$

Следовательно, концентрация неосновных носителей (электронов), равная

$$n_p = n_i^2 / p_p \approx n_i^2 / N_A, \quad (5.8)$$

очень мала по сравнению с концентрацией дырок, т. е.

$$n_p \ll p_p. \quad (5.9)$$

В дальнейшем будет показано, что неосновные носители играют важную роль в работе транзистора.

5.3. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД. ПЛОСКОСТНОЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ДИОД

Можно осуществить резкий или плавный переход от материала с проводимостью p -типа к материалу с проводимостью n -типа. Резкий p - n -переход можно получить сплавлением материалов различной проводимости, а плавный p - n -переход — выращиванием его в специальной газовой среде.

На рис. 5.5 изображен сплавной переход, в котором изменение концентрации от проводимости p -типа к проводимости n -типа происходит на расстоянии порядка $0,1 \text{ мкм}$. Это расстояние называется шириной металлургического перехода.

На рис. 5.6, а показаны только примесные атомы, т. е. акцепторные атомы слева и донорные атомы справа от перехода. Атомы основного материала (германия или кремния) не показаны. Здесь же показаны дырки и электроны, внесенные примесными атомами. Из рисунка видно, что примесные атомы вблизи границы перехода лишены дырок

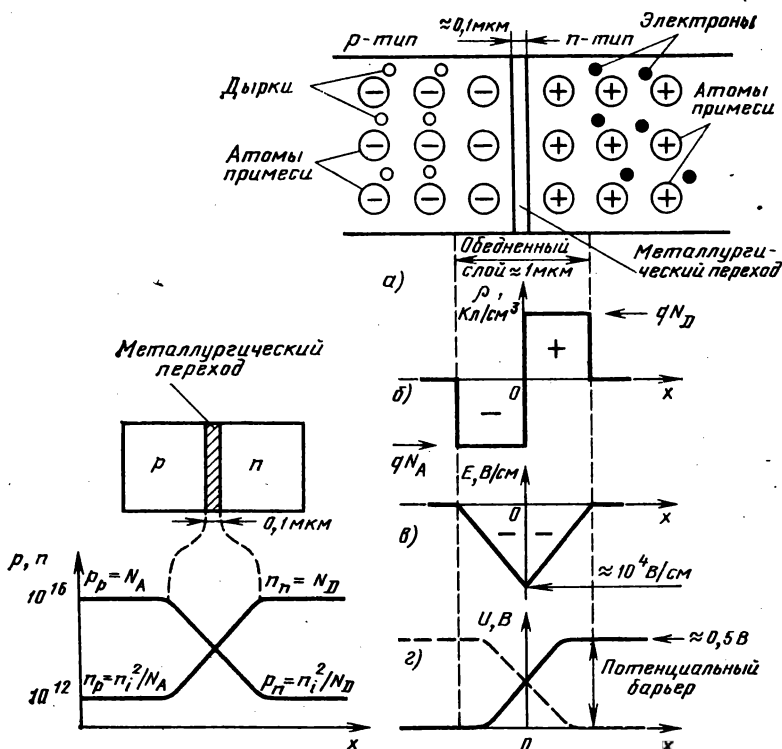


Рис. 5.5. Металлургический p - n -переход и концентрация примесей по обе стороны p - n -перехода

Рис. 5.6. p - n -переход и обедненный слой:

а — структура обедненного слоя; б — распределение заряда; в — напряженность поля; г — распределение потенциала

и электронов, так как они перешли границу перехода и рекомбинировали, т. е. свободные электроны заняли места нарушенных валентных связей — дырок. В результате образуется слой, не имеющий свободных носителей, называемый *обедненным*. Дальнейшему переходу дырок и электронов от более удаленных атомов препятствует электрическое поле возникающего при этом объемного заряда. Оно отталкивает дырки влево, а электроны вправо, препятствуя уходу новых дырок из области *p* и новых электронов из области *n*. На рис. 5.6, *б* показано распределение объемного заряда. При этом ширина металлургического перехода 0,1 мкм предполагается пренебрежимо малой по сравнению с шириной обедненного слоя около 1 мкм. По оси ординат отложена плотность объемного заряда. Буквой *q* обозначен заряд электрона, равный $1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл.

На рис. 5.6, *в* показана напряженность поля *E*. Она отрицательна, так как электрическое поле имеет направление, обратное (принятому за положительное) направлению отсчета расстояния *x*. При $x = 0$ напряженность поля порядка 10^4 В/см. На рис. 5.6, *г* приведена зависимость электрического потенциала вдоль оси *x* от расстояния до границы раздела. Свободные положительные заряды-дырки находятся слева, и разность потенциалов рис. 5.6, *г* является для них потенциальным барьером, который они должны преодолеть, чтобы перейти слева направо. Очевидно, что для свободных электронов в правой области полупроводника потенциальный барьер имеет такую же величину. Барьер для положительных зарядов-дырок показан сплошной линией, а для электронов — штриховой. Например, электрон, находящийся справа, должен затратить энергию, чтобы подняться на «горку», нарисованную штриховой линией.

Вольт-амперная характеристика *p*—*n*-перехода. На рис. 5.7, *а* показан *p*—*n*-переход, замкнутый накоротко внешней электрической цепью. Заштрихованная область соответствует обедненному слою. Если на переход подать положительное напряжение (рис. 5.7, *б*), то обедненный слой сузится. При подаче напряжения обратного знака обедненный слой расширится (рис. 5.7, *в*). Говорят, что при подаче положительного напряжения осуществляется смещение *p*—*n*-перехода в прямом направлении, а при подаче отрицательного напряжения — в обратном. Смещение в прямом направлении понижает, а смещение в обратном направлении увеличивает потенциальные барьеры для электронов и дырок на величину напряжения смещения.

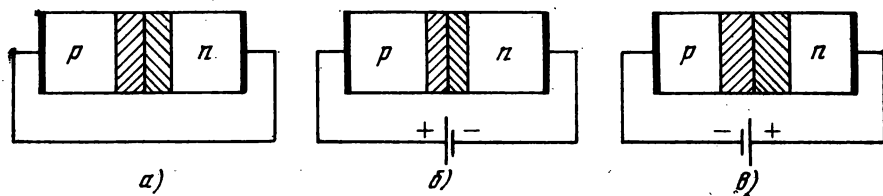
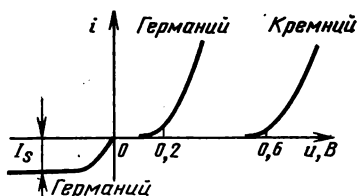


Рис. 5.7. Ширина обедненного слоя:

а — без смещения; *б* — прямое смещение; *в* — обратное смещение

Рис. 5.8. Вольт-амперные характеристики германиевого и кремниевого плоскостных диодов



Тонким p — n -переход называется, если выполняется условие

$$L_0 \ll L_d, \quad (5.10)$$

где L_0 — ширина обедненного слоя; L_d — длина диффузионного смещения, т. е. средняя длина свободного пробега дырки или электрона до рекомбинации.

Для тока через тонкий p — n -переход справедливо следующее выражение:

$$i = I_s (e^{u/U_T} - 1), \quad (5.11)$$

где I_s — обратный ток насыщения; u — напряжение на переходе; γ — коэффициент, равный 1 для германия и 1—2 для кремния; U_T — температурный потенциал:

$$U_T = kT/q \quad (5.12)$$

(q — заряд электрона; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура). При комнатной температуре ($T = 290$ К)

$$U_T = 0,025 \text{ В}. \quad (5.13)$$

Снабдив p — n -переход омическими контактами, одинаково хорошо проводящими ток в любом направлении, получим плоскостной диод.

На рис. 5.8 показаны вольт-амперные характеристики германиевого и кремниевого плоскостных диодов. Масштаб по оси ординат для отрицательных значений токов во много раз больше, чем для положительных.

Уже при сравнительно небольших отрицательных напряжениях обратный ток равен току насыщения I_s . Этот ток создается неосновными носителями: электронами p -области и дырками n -области, переходу которых из одной области в другую способствует потенциальный барьер вблизи границы раздела. При увеличении обратного напряжения ток не увеличивается, так как на границе перехода число неосновных носителей в единицу времени определяется лишь температурой и не зависит от приложенного извне напряжения, если оно не очень велико.

Несмотря на более крупный масштаб по оси ординат для отрицательных значений тока, обратный ток кремниевого диода не показан на рис. 5.8, так как обычно он на 2—3 порядка меньше обратного тока германиевого диода.

Вольт-амперные характеристики диодов проходят через нуль, но достаточно заметный ток появляется у германиевых диодов лишь

при напряжении 0,1—0,2 В, а у кремниевых — при напряжении 0,5—0,6 В.

Следует отметить, что при определении прямого тока можно пренебречь единицей в выражении (5.11) по сравнению с экспоненциальным членом, поскольку напряжение, при котором начинает течь заметный ток, равно 0,1—0,2 В, т. е. во много раз превышает температурный потенциал $U_T = 0,025$ В.

Таким образом, можно считать, что в рабочей области использования диода прямой ток

$$i = I_s e^{u/\gamma U_T}. \quad (5.14)$$

Дифференциальное сопротивление. Взяв производную тока i по напряжению u и подставив значение U_T из (5.13), найдем следующую формулу для дифференциального сопротивления диода в омах при известном постоянном токе I в миллиамперах через диод:

$$r_d = \gamma U_T / I, \quad (5.15)$$

где γ — коэффициент, входящий в выражение (5.11), обычно принимают равным 1; $U_T = 25$ мВ.

Данная формула справедлива в предположении, что омическое сопротивление полупроводникового материала пренебрежимо мало. Например, для маломощных диодов она справедлива, пока дифференциальное сопротивление не достигает 1—2 Ом. Определяя сопротивление диода при больших токах, к сопротивлению перехода следует добавлять омическое сопротивление самого полупроводника. Дифференциальное сопротивление называют также сопротивлением переменному току и динамическим сопротивлением.

Сопротивление диода постоянному току, очевидно, равно

$$R = u/i. \quad (5.16)$$

Нетрудно заметить, что для положительных напряжений сопротивление переменному току всегда во много раз меньше сопротивления постоянному.

Характеристики реальных плоскостных диодов отличаются от характеристик, описываемых выражением (5.11). Обратный ток этих диодов несколько возрастает при возрастании обратного напряжения.

Наряду с плоскостными в радиоэлектронике широко применяются точечные полупроводниковые диоды. Такой диод можно, например, получить соприкосновением заостренной пружинящей проволочки из металла с полупроводниковым материалом. Обычно для надежности точечного контакта осуществляется электрическая сварка металла с полупроводником. В результате сварки на границе раздела образуется p — n -переход в виде полусферы, имеющей очень малую площадь. Следовательно, точечный полупроводниковый диод также имеет плоскостной p — n -переход. В отличие от плоскостного диода, в точечном этот переход находится не в глубине полупроводника, а вблизи его поверхности. Особенностью точечного диода является малое отношение площади перехода к периметру, ограничивающему эту площадь.

У точечных диодов обратный ток почти линейно растет с ростом напряжения. Они как бы обладают сопротивлением утечки, включенным параллельно переходу. Такая утечка создается за счет того, что ток через поверхность оказывается большим, чем обратный ток через переход.

Барьерная емкость. Варикап. Емкость запертого p — n -перехода называется барьерной. С увеличением запирающего напряжения толщина обедненного слоя увеличивается, поэтому барьерная емкость, обусловленная неподвижными зарядами, при этом уменьшается. Барьерная емкость

$$C(u) = C(0) \left(\frac{u_k}{u_k + u} \right)^{1/n},$$

где $C(0)$ — емкость при $u = 0$; u_k — контактная разность потенциалов; u — запирающее напряжение; коэффициент n в показателе степени равен 2 для резких p — n -переходов и 3 для плавных переходов.

Диоды, специально сконструированные для изменения емкости изменением значения запирающего напряжения, называются *варикапами*. Варикапы в умножителях частоты называют *варакторами*. Варикапы применяются в схемах автоподстройки частоты, а также в параметрических усилителях и преобразователях. Важным параметром варикапов является добротность, которая зависит от частоты.

Диффузионная емкость. Кроме барьерной емкости p — n -переход имеет диффузионную емкость. Барьерная емкость связана с неподвижными зарядами на границах обедненной области, а диффузионная — с зарядами носителей тока. Они инжектируются в обедненную область и распространяются вследствие диффузии. Диффузионная емкость пропорциональна току, проходящему через p — n -переход. Хотя p — n -переход, смещенный в прямом направлении, имеет и барьерную емкость, последняя меньше диффузионной.

Переходные процессы. Переходные процессы в цепи, состоящей из плоскостного полупроводникового диода и резистора (рис. 5.9), можно изучить, подавая на ее вход напряжение прямоугольной формы (рис. 5.10, а). В этом случае в момент изменения напряжения на входе цепи с прямого на обратное ток в цепи изменится от прямого

$$I_{\text{пр}} = \frac{e_1 - u_d}{R_n} \approx \frac{e_1}{R_n}$$

на обратный, который в начале и в течение всего времени рассасывания заряда носителей тока, находящихся вблизи перехода, равен

$$I_{\text{обр}} = \frac{e_2 + u_d}{R_n} \approx \frac{e_2}{R_n}.$$

Сумма времени рассасывания t_p и времени восстановления тока t_v (см. рис. 5.10, а) определяет полное время восстановления диода:

$$t_{\text{п. в}} = t_p + t_v.$$

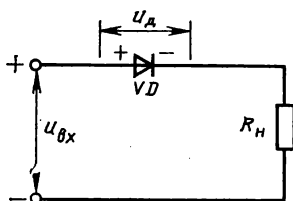
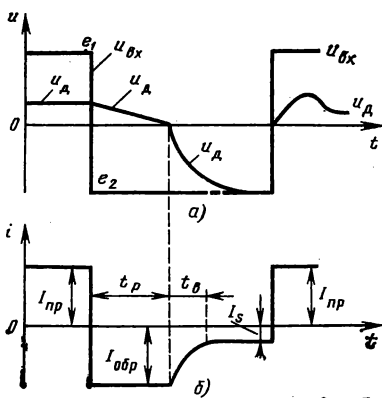


Рис. 5.9. Схема переключения диода

Рис. 5.10. Характер переходных процессов в схеме переключения диода:

a — прямоугольное напряжение на входе цепи и напряжение на диоде; *б* — ток в цепи



Причем время восстановления t_v можно измерять как время изменения обратного тока от максимального значения до 0,1 перепада, равного $I_{обр} - I_s$. С некоторым приближением процесс рассасывания можно рассматривать как разряд диффузионной емкости, а процесс восстановления — как перезаряд барьерной емкости.

Стабилизация малых напряжений. Прямую ветвь характеристики диода можно использовать для стабилизации малых напряжений 0,2—0,3 В (для германиевого диода) и 0,6—0,8 В (для кремниевого диода). Идея стабилизации видна из рис. 5.11, на котором показано, что при значительном изменении напряжения источника питания от $U_{п2}$ до $U'_{п2}$ точка пересечения линии R с характеристикой диода смещается ненамного, если прямая ветвь характеристики диода имеет большую крутизну. Схема стабилизации показана на рис. 5.12, *a*, а ее эквивалентная схема, преобразованная по Тевенину, — на рис. 5.12, *б*.

В соответствии с теоремой Тевенина:

$$U'_п = U_п \frac{R_H}{R_2 + R_H}; \quad (5.17)$$

$$R = R_1 \parallel R_H = \frac{R_1 R_H}{R_1 + R_H}. \quad (5.18)$$

Из рис. 5.11 видно, что стабилизация тем лучше, чем больше R по сравнению с r_d диода, причем стабилизация получается при изменении как напряжения источника питания $U_п$, так и сопротивления нагрузки R_H .

Стабилитроны. Для стабилизации малых напряжений по описанному принципу иногда применяют специальные диоды, называемые стабилитронами. Для их изготовления используют кремний с относительно большой концентрацией примесей. Напряжение стабилизации кремниевых стабилитронов примерно равно 0,7 В. Применение нескольких последовательно включенных диодов, смонтированных в одном корпусе, увеличивает напряжение стабилизации в n раз, где n — число последовательно включенных диодов.

Стабилитрон. Для стабилизации напряжений от нескольких единиц до нескольких десятков и даже сотен вольт (примерно от 3 до 400 В) применяются специально изготовленные кремниевые плоскостные диоды, назы-

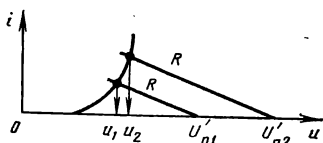


Рис. 5.11. Принцип стабилизации напряжения

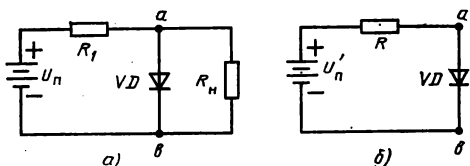


Рис. 5.12. Схема стабилизации напряжения с помощью диода, включенного в прямом направлении:

a — принципиальная схема; b — ее тевиенинский эквивалент

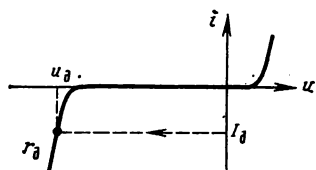


Рис. 5.13. Вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилизатора

ваемые стабилитронами, а также опорными диодами. Для стабилизации используется обратная ветвь характеристики диода при напряжении, соответствующем области пробоя. Вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилитрона показана на рис. 5.13.

В полупроводниковых диодах различают три вида пробоя: *тепловой, лавинный и зенеровский*.

Тепловой пробой наступает вследствие выделения тепла в переходе при протекании обратного тока. Так как в кремниевом диоде обратный ток мал и создаст малый разогрев, тепловой пробой наступает при напряжениях и токах, больших, чем напряжение и ток, соответствующие лавинному и зенеровскому пробоям.

Причиной лавинного пробоя является ускорение носителей тока — дырок и электронов, которые приобретают достаточную энергию, чтобы при столкновении с атомами полупроводника в области перехода разрывать в нем валентные связи, в результате чего могут произойти лавинообразное возрастание новых пар электрон—дырка и лавинное возрастание обратного тока.

Причиной зенеровского пробоя является высокая напряженность поля у перехода порядка 10^6 В/см, способная вырывать электроны из их валентных связей.

В полупроводниковых стабилитронах используются как зенеровский, так и лавинный пробой, причем в иностранной литературе и те и другие полупроводниковые стабилитроны часто называют *зенеровскими диодами*.

Важными параметрами полупроводникового стабилитрона являются: напряжение стабилизации, равное напряжению, пробоя, максимально и минимально допустимые значения тока стабилизации, дифференциальное сопротивление в рабочей точке r_d (см. рис. 5.13) и температурный коэффициент напряжения стабилизации. Поясним значение некоторых из этих параметров.

Из рис. 5.13 следует, что при уменьшении тока I_d рабочая точка сдвигается в область, где дифференциальное сопротивление r_d увеличивается, что приводит к ухудшению стабилизации. Этим обусловлен минимально допустимый ток стабилизации. Кроме того, при малых токах стабилизации лавинный пробой становится нестабильным, что увеличивает шумы.

Максимально допустимый ток стабилизации определяется допустимой мощностью рассеяния, равной произведению тока на напряжение стабилизации. Изменение температуры стабилитрона смещает характеристику влево или вправо, т. е. в сторону больших или меньших отрицательных напряжений. Температурный коэффициент напряжения стабилизации характеризуют абсолютным или относительным изменением напряжения на один градус. У стабилитронов с лавинным пробоем температурный коэффициент напряжения положителен, а у стабилитронов с зенеровским пробоем — отрицателен. Положительный температурный коэффициент можно скомпенсировать, включив последовательно со стабилитроном плоскостной кремниевый диод, смещенный в прямом направлении, так как последний имеет отрицательный температурный коэффициент. Этот метод часто используется в стабилитронах, выпускаемых промышленностью, причем термокомпенсирующий диод, включенный в прямом направлении, смонтирован в корпусе стабилитрона. Такие стабилитроны называют термокомпенси-

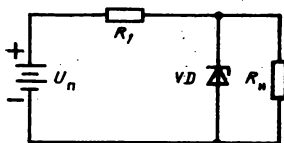


Рис. 5.14. Схема стабилизации напряжения с помощью стабилитрона

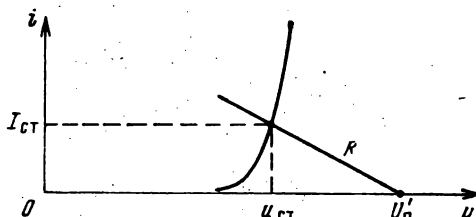


Рис. 5.15. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики стабилитрона и ее пересечение с прямой линией эквивалентного сопротивления R , проведенной из точки, соответствующей эквивалентной ЭДС $U'_н$

рованными. Температурный коэффициент стабилизации термокомпенсированных стабилитронов $\alpha_{СТ} = (-1 \dots +20) \cdot 10^{-5} \text{ 1/K}$. Без температурной компенсации температурный коэффициент напряжения стабилизации на порядок выше.

Из схемы стабилизации напряжения с помощью стабилитрона (рис. 5.14) следует, что стабилизирующий диод — стабилитрон — смещен в обратном направлении. На рис. 5.15 показана обратная ветвь вольт-амперной характеристики стабилитрона, пересекающаяся с прямой линией эквивалентного сопротивления R , проведенной из точки, соответствующей эквивалентному напряжению питания $U'_н$. Видно, что рис. 5.15 аналогичен рис. 5.11. Поэтому величины R и $U'_н$ можно определить из ранее выведенных выражений (5.17) и (5.18).

5.4. ТРАНЗИСТОР

Реализовав два p — n -перехода на небольшом расстоянии друг от друга, как это схематично показано на рис. 5.16, получим плоскостной транзистор. На левом эмиттерном p — n -переходе создается смещение в прямом направлении, на правом коллекторном p — n -переходе — в обратном. В полупроводнике, находящемся между эмиттерным и коллекторным p — n -переходами, образуется область, которую называют базой. Области по обе стороны от базы называют соответственно эмиттером и коллектором.

Принцип работы транзистора. Рассмотрим принцип работы транзистора. Когда ключ S на рис. 5.16 разомкнут, ток в цепи эмиттера отсутствует. При этом в цепи коллектора имеется небольшой ток, называемый *обратным током коллектора* и обозначаемый $I_{КБО}$ (буква O в индексе от слова «обратный», поэтому неправильно обратный ток коллектора называть нулевым). Этот ток очень мал, так как при обратном смещении коллекторного перехода потенциальный барьер велик и непреодолим для основных носителей — дырок коллектора и свободных электронов базы. Коллектор легирован примесью значительно сильнее, чем база. Вследствие этого неосновных носителей в коллекторе значительно меньше, чем в базе, и обратный коллекторный ток

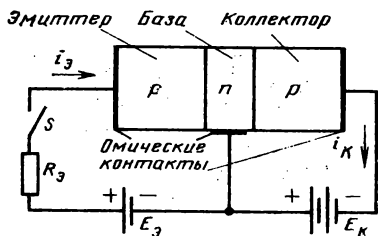


Рис. 5.16. Транзистор

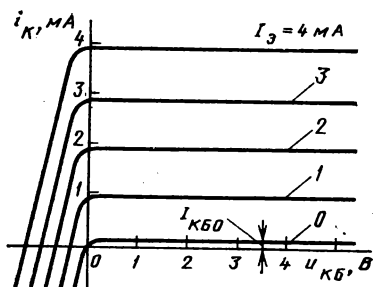


Рис. 5.17. Выходные характеристики транзистора в схеме с общей базой

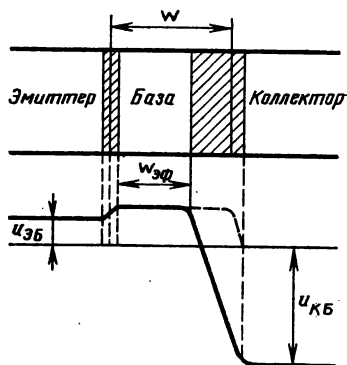


Рис. 5.18. Обедненные слои в транзисторе и потенциальная диаграмма

создается главным образом неосновными носителями: дырками, генерируемыми за счет тепловых колебаний решетки в базе, и электронами, генерируемыми в коллекторе.

Выходные характеристики. На рис. 5.17 приведены выходные характеристики транзистора, включенного по схеме, приведенной на рис. 5.16.

Для рассматриваемого $p-n-p$ -транзистора принято отрицательное напряжение коллектор—база откладывать вправо по оси абсцисс.

Нижняя кривая соответствует разомкнутому положению ключа в цепи эмиттера и показывает зависимость обратного тока коллектора от напряжения на коллекторном переходе.

Замыкание ключа в цепи эмиттера приводит к появлению тока в этой цепи, так как смещение эмиттерного $p-n$ -перехода в прямом направлении понижает потенциальный барьер для дырок, переходящих из эмиттера в базу, и для электронов, переходящих из базы в эмиттер. Нас интересуют только избыточные дырки, попадающие из эмиттера в базу, потому что только они создают приращение коллекторного тока. Говорят, что эти дырки инжектируются в базу через переход.

В базе обычного транзистора электрическое поле отсутствует, поэтому дальнейшее движение инжектированных дырок определяется процессом диффузии. Так как толщина базы транзистора значительно меньше длины свободного пробега дырки до рекомбинации, то большая часть инжектированных дырок достигает коллекторного перехода, благодаря чему коллекторный ток увеличивается.

Семейство выходных характеристик транзистора показано при некоторых постоянных значениях эмиттерного тока.

Модуляция толщины базы. Выходные характеристики, соответствующие отрицательным значениям напряжения коллектор—база, в правом верхнем квадранте идут почти горизонтально, но все же с небольшим подъемом. Чтобы объяснить это, рассмотрим потенциальную диаграмму транзистора, приведенную на рис. 5.18, где также показаны обедненные слои транзистора. Отметим, что так как эмиттер и кол-

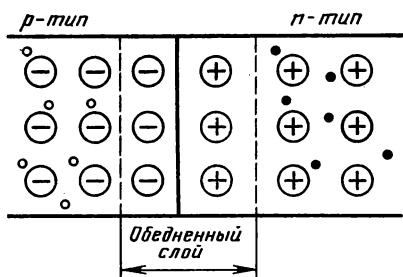


Рис. 5.19. Распределение обедненного слоя при $p > n$

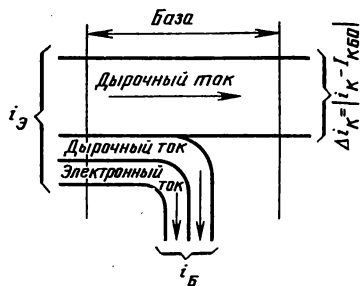


Рис. 5.20. Распределение тока эмиттера

ллектор сильнее легированы примесью, чем база, то эти слои сосредоточены главным образом в базе. В самом деле, легко убедиться, что объемные заряды справа и слева от перехода при неодинаковой их концентрации одинаковы только при разных объемах, занятых обедненными слоями по обе стороны перехода (рис. 5.19).

Возвращаясь к рис. 5.18, видим, что эффективная толщина базы $w_{эф}$, т. е. расстояние в базе между границами обедненных слоев, меньше толщины базы w . Увеличение отрицательного напряжения на коллекторе расширяет обедненный слой коллекторного перехода и, следовательно, вызывает уменьшение эффективной толщины базы.

Это явление носит название эффекта модуляции толщины базы (или эффекта Эрли). Модуляция толщины базы объясняет некоторый подъем выходных характеристик при увеличении отрицательного напряжения коллектор—база. Коллекторный ток при этом увеличивается, так как меньшая часть дырок теряется в базе на пути от эмиттера к коллектору вследствие рекомбинации с электронами.

Распределение токов и коэффициент передачи тока. До сих пор мы рассматривали только дырочную составляющую эмиттерного тока в транзисторе. В действительности эмиттерный ток образуется как дырками, так и электронами (рис. 5.20). Коллекторный ток в транзисторе создают только дырки. Поэтому эффективность эмиттера γ определяется как

$$\gamma = i_{эp} / (i_{эp} + i_{эн}),$$

где $i_{эp}$ — дырочная составляющая тока эмиттера; $i_{эн}$ — электронная составляющая тока эмиттера.

Не все дырки, инжектированные в базу у эмиттерного перехода, достигают коллекторного перехода. Часть дырок, не достигая коллектора, рекомбинирует с основными носителями в базе — электронами.

Отношение

$$\beta = |i_k - I_{кб0}| / i_{эp}$$

называется коэффициентом переноса неосновных носителей через базу. Здесь $|i_k - I_{кб0}|$ — приращение тока коллектора, вызванное

током эмиттера; $i_{Эр}$ — дырочная составляющая тока эмиттера. Эффективность эмиттера и коэффициент переноса определяют коэффициент передачи тока в режиме большого сигнала $h_{21Б}$. Этот коэффициент равен

$$h_{21Б} = |i_K - I_{КБО}| / i_{Э} = -\gamma\beta. \quad (5.19)$$

Знак «минус» здесь связан с выбором положительного направления тока коллектора (базы, эмиттера); положительным принято считать ток, направленный внутрь транзистора — в коллектор (базу, эмиттер).

Для увеличения коэффициента передачи тока в режиме большого сигнала необходимо повышать как γ , так и β .

Эффективность эмиттера γ повышают более сильным легированием эмиттера по сравнению с базой. Когда концентрация дырок в эмиттере много больше концентрации свободных электронов в базе, ток эмиттера в основном состоит из дырок и эффективность эмиттера приближается к единице.

Повышения коэффициента переноса β добиваются уменьшением концентрации примеси в базе вследствие чего уменьшается рекомбинация неосновных носителей — дырок — с основными носителями — электронами. Уменьшение рекомбинации достигается также уменьшением толщины базы w .

Коэффициент переноса неосновных носителей через базу можно также повысить рациональной конструкцией транзистора. Например, увеличивая площадь коллекторного перехода по сравнению с площадью эмиттерного перехода, можно увеличить число дырок, достигающих коллектора.

Коэффициент $h_{21Б}$ является важным параметром транзистора. У хороших транзисторов он достигает значений, очень близких по абсолютной величине к единице. Например, $|h_{21Б}|$ может равняться 0,99 или быть еще более близким к единице. У плоскостных транзисторов в нормальном режиме $h_{21Б}$ никогда не превышает единицы.

Из распределения тока (см. рис. 5.20) видно, что базовый ток является частью эмиттерного тока. Поэтому физическое направление базового тока всегда совпадает с током эмиттера. За пределами базы, т. е. в базовом выводном проводнике, базовый ток является электронным. Электроны поступают в базу для восполнения электронов, рекомбинировавших в базе с дырками. Подробнее о работе транзисторов см. [5, 6].

5.5. СХЕМА С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

В предыдущем параграфе при рассмотрении принципа работы транзистора постоянные напряжения на эмиттер и коллектор подавались относительно базы, выполняющей роль общей точки. Такая схема включения транзистора называется схемой с общей базой (ОБ). Схему, приведенную на рис. 5.16, можно преобразовать в усилитель напряжения. Для этого в цепь эмиттера включают источник переменного напряжения, которое нужно усилить, а в цепь коллектора включают сопротивление нагрузки и снимают с него усиленное переменное напряжение. Схема такого усилителя показана на рис. 5.21, а.

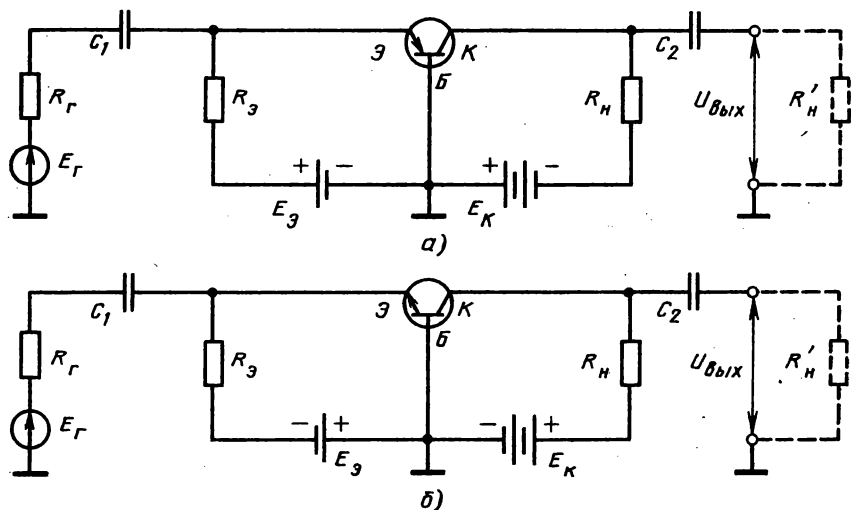


Рис. 5.21. Усилитель с ОБ:

а — транзистор $p-n-p$ -типа; б — транзистор $n-p-n$ -типа

В этой схеме использовано общепринятое условное изображение транзистора $p-n-p$ -типа. Условное изображение для транзистора $n-p-n$ -типа показано на рис. 5.21, б. У транзистора $n-p-n$ -типа полярность напряжений, подаваемых на эмиттер и коллектор, противоположна полярности напряжений в схеме с $p-n-p$ -транзистором.

Коэффициентом передачи напряжения K_U называют отношение амплитуд или действующих значений переменных напряжений на выходе ($U_{\text{ВЫХ}}$) и на входе ($U_{\text{ВХ}}$) усилителя. Входом усилителя являются зажимы эмиттер—база, а выходом считается вход следующего каскада или зажимы, к которым подключается внешняя нагрузка.

Как правило, сопротивление $R_Э$ во много раз превышает входное сопротивление транзистора переменному току $R_{\text{ВХ}}$:

$$R_Э \gg R_{\text{ВХ}}. \quad (5.20)$$

Для схемы с ОБ входное сопротивление транзистора очень близко к дифференциальному сопротивлению диода:

$$r_э = r_d \approx 25/I_э, \quad (5.21)$$

где $I_э$ — постоянная составляющая тока эмиттера, мА. Поэтому можно считать, что ток от источника сигнала — генератора ($E_Г$, $R_Г$), показанного на рис. 5.21, а и б, — не ответвляется в сопротивление $R_Э$ и целиком течет в эмиттер.

Емкость разделительного конденсатора C_1 берут достаточно большой, чтобы выполнялось условие

$$X_{C1} \ll (R_Г + R_{\text{ВХ}}), \quad (5.22)$$

где $R_Г$ — сопротивление источника переменного напряжения; $R_{\text{ВХ}}$ — входное сопротивление транзистора, равное для данной схемы r_d ;

$$X_{C1} = 1/\omega C_1. \quad (5.23)$$

При выполнении условий (5.20) и (5.22) входной переменный ток

$$I_{вх} = E_r/(R_r + R_{вх}). \quad (5.24)$$

Чтобы не проявлялась нелинейность входной характеристики, необходимо иметь сопротивление источника сигнала

$$R_r \gg R_{вх}.$$

Для выполнения данного условия при малом сопротивлении источника сигнала включают дополнительное сопротивление.

Таким образом, в данном случае можно считать

$$I_{вх} \approx E_r/R_r. \quad (5.25)$$

Выходные характеристики транзистора (см. рис. 5.17) почти параллельны оси абсцисс. Это говорит о том, что выходное сопротивление транзистора для переменного тока в схеме с ОБ очень велико и составляет несколько мегом.

Выходное сопротивление транзистора в схеме с ОБ на практике всегда много больше сопротивления нагрузки. Поэтому можно считать, что выходной переменный ток не зависит от сопротивления нагрузки и равен

$$I_{вых} = -h_{216}I_{вх}. \quad (5.26)$$

Параметр h_{216} , называемый коэффициентом передачи тока при малом сигнале в схеме с ОБ в режиме короткого замыкания коллекторной цепи, по определению равен

$$h_{216} = \left. \frac{\partial i_K}{\partial i_E} \right|_{u_K = \text{const}}$$

Коэффициент h_{216} является характеристикой передачи малого сигнала в отличие от введенного ранее параметра $h_{21Б}$, являющегося характеристикой передачи большого сигнала.

Так как $U_{вых} = I_{вых}R_H = -h_{216}I_{вх}R_H$; $U_{вх} = I_{вх}R_{вх} = I_{вх}r_э$, то коэффициент передачи напряжения

$$K = U_{вых}/U_{вх} = -h_{216}R_H/r_э. \quad (5.27)$$

Если в схемах на рис. 5.21 включена внешняя нагрузка R'_H , показанная штриховой линией, то

$$\text{где} \quad K \approx -h_{216}R''_H/r_э, \quad R''_H = R_H \parallel R'_H. \quad (5.28), (5.29)$$

Пример. Пусть $h_{216} = -0,98$; $r_э = 25$ Ом; $R_H = 2,5$ кОм. В соответствии с формулой (5.27) получаем $K \approx 0,98 \cdot 2,5 \cdot 10^3/25 = 98$.

Если внешней нагрузкой является следующий каскад, включенный по схеме с ОБ, который имеет входное сопротивление $R_{вх} = r_э = 25$ Ом, то усиления напряжения не будет. Следовательно, схема с ОБ способна усиливать напряжение только в случае, когда сопротивление нагрузки превышает входное сопротивление транзистора.

5.6. СХЕМА С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Наиболее часто транзисторы включаются по схеме с общим эмиттером (ОЭ), когда общим зажимом для входного и выходного напряжений является эмиттер. На рис. 5.22 показана простейшая схема усилителя с ОЭ. На схеме приведены направления токов эмиттера, базы и коллектора, выбранные в качестве положительных.

Ток коллектора равен

$$i_K = -i_E - i_B. \quad (5.30)$$

Из определения коэффициента $h_{21Б}$ в соответствии с (5.19) имеем

$$i_K = I_{КБ0} + h_{21Б} i_E. \quad (5.31)$$

Исключив ток эмиттера из равенств (5.30) и (5.31) получим

$$i_K = \frac{I_{КБ0}}{1 + h_{21Б}} - \frac{h_{21Б}}{1 + h_{21Б}} i_B. \quad (5.32)$$

Первый член называется обратным током коллектор — эмиттер при токе базы $i_B = 0$, т. е. разомкнутой базе. Этот ток обозначают $I_{КЭ0}$. Таким образом,

$$I_{КЭ0} = I_{КБ0} / (1 + h_{21Б}). \quad (5.33)$$

Так как коэффициент $h_{21Б}$ отрицателен, а по абсолютной величине очень близок к единице и может достигать 0,980—0,995, ток $I_{КЭ0}$ в 50—200 раз больше тока $I_{КБ0}$.

Множитель при втором члене в (5.32) является коэффициентом передачи тока в схеме с ОЭ в режиме больших сигналов

$$h_{21Э} = -h_{21Б} / (1 + h_{21Б}). \quad (5.34)$$

Выразим коэффициент $h_{21Б}$ через токи I_K , I_E и $I_{КБ0}$:

$$h_{21Б} = -(I_K - I_{КБ0}) / I_E.$$

Подставив это в (5.34) получим

$$h_{21Э} = (I_K - I_{КБ0}) / (I_E + I_{КБ0}).$$

Когда ток коллектора I_K велик по сравнению с $I_{КБ0}$,

$$h_{21Э} \approx I_K / I_E. \quad (5.35)$$

Коэффициент передачи тока в режиме больших сигналов $h_{21Э}$ зависит от тока коллектора и от напряжения на коллекторе. На рис. 5.23 дана зависимость коэффициента передачи тока в режиме больших сигналов от тока коллектора для транзистора малой мощности. Максимум для данного конкретного транзистора наступает при токе коллектора, примерно равным 10 мА. Для транзистора еще

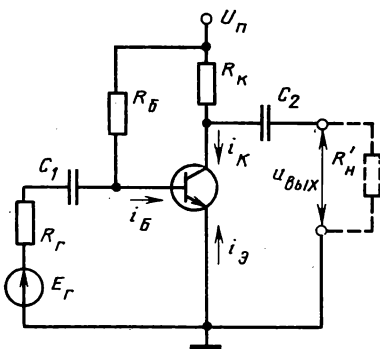


Рис. 5.22. Простейшая схема усилителя с ОЭ

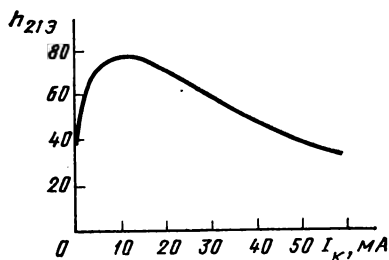


Рис. 5.23. Зависимость коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ в режиме больших сигналов от тока коллектора

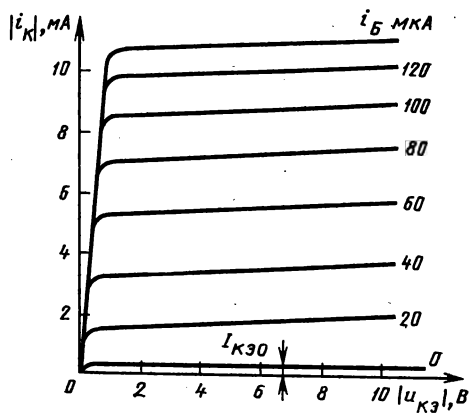


Рис. 5.24. Выходные характеристики транзистора в схеме с ОЭ

меньшей мощности максимум наступает при токе 1—2 мА, а для транзистора большой мощности — при токе коллектора в несколько ампер.

Отметим, что выражение (5.31) справедливо лишь для схемы с ОБ, т. е. когда напряжение коллектор—база постоянно. Отсюда следует, что выражения (5.32) и (5.34), строго говоря, справедливы только при постоянстве напряжения коллектор — база, а не коллектор — эмиттер. Но при больших напряжениях на коллекторе напряжения коллектор — база и коллектор — эмиттер отличаются мало. Кроме того, ток коллектора при больших напряжениях слабо зависит от напряжения на коллекторе. Поэтому выражения (5.32) можно считать приближенно справедливым и при постоянстве напряжения коллектор — эмиттер.

На рис. 5.24 показаны выходные характеристики транзистора в схеме с ОЭ. Параметром выходных характеристик является не ток эмиттера, а ток базы. Они заметно отличаются от выходных характеристик для схемы с ОБ. Во-первых, как уже указывалось, ток I_{K30} в 50—100 раз больше, чем ток I_{KB0} . Во-вторых, наклон характеристик значительно больше, чем в схеме с ОБ. В-третьих, при одинаковом приращении тока базы приращения тока коллектора оказываются неодинаковыми. В-четвертых, характеристики не доходят до оси ординат.

При очень малых напряжениях u_{K3} наблюдаются резкое падение коллекторного тока с уменьшением напряжения u_{K3} и независимость тока коллектора от тока базы. Говорят, что транзистор при этом входит в режим насыщения, который характеризуется тем, что при малых напряжениях коллектор — эмиттер оба $p-n$ -перехода, как эмиттерный, так и коллекторный, оказываются смещенными в прямом направлении. Например, когда напряжение коллектор — эмиттер транзистора $p-n-p$ -типа достигает значения $u_{K3} = -0,2$ В, а напряжение на базе относительно эмиттера оказывается $u_{B3} = -0,3$ В, напряжение коллектора относительно базы $u_{KB} = +0,1$ В.

Отметим, что напряжение u_{K3} , при котором наступает насыщение, очень невелико и у кремниевого транзистора. Например, напряжение

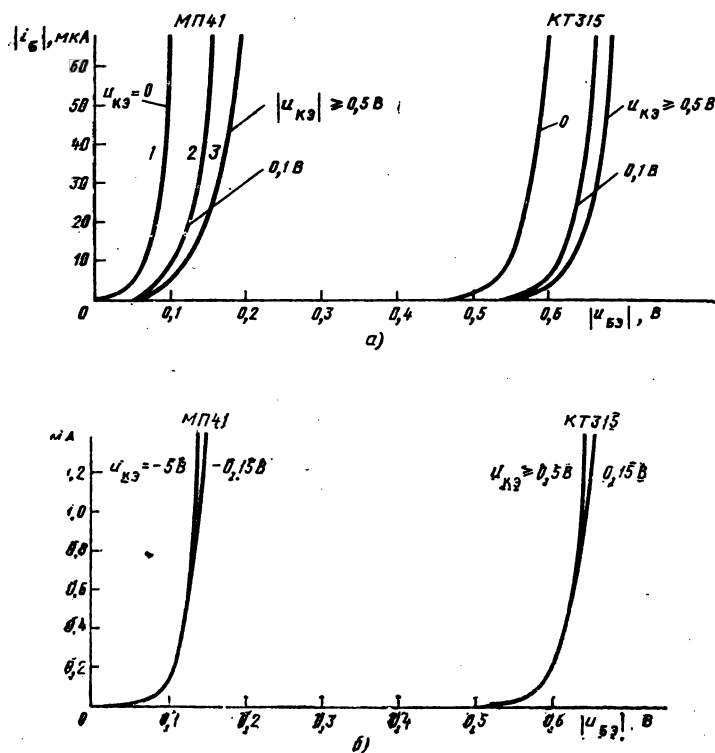


Рис. 5.25. Характеристики германиевого $p-n-p$ -транзистора типа МП41 и кремниевое $n-p-n$ -транзистора типа КТ315 в схеме с ОЭ:
а — входные; б — выходные

насыщения $U_{KЭ \text{ нас}}$ кремниевое транзистора $p-n-p$ -типа может быть также равно $-0.2 V$ при $U_{БЭ} = -0.9 V$ и $U_{КБ} = +0.7 V$ и только при очень больших токах базы и коллектора напряжение насыщения $U_{KЭ \text{ нас}}$ равно $0.5-1 V$.

Входные характеристики. На рис. 5.25, а приведены входные вольт-амперные характеристики германиевого $p-n-p$ - и кремниевое $n-p-n$ -транзисторов в схеме с ОЭ. Характеристики 1 расположены левее характеристик 2, так как они являются характеристиками диода, образованного двумя переходами. Характеристики 2 определяют входной ток, являющийся базовым, а характеристики 1 — входной ток, равный сумме токов через два параллельно включенных перехода, смещенных в прямом направлении.

Характеристики 2 и 3 проходят правее характеристик 1, так как базовый ток является лишь частью эмиттерного тока. Различие между характеристиками 2 и 3 обусловлено тем, что при $|u_{KЭ}| \geq 0.5 V$ коллекторный переход смещен в обратном направлении, а при $|u_{KЭ}| = 0.1-0.2 V$ — в прямом направлении. Действительно,

$$u_{БК} = u_{БЭ} - u_{KЭ} = 0.65 - 0.2 = 0.45 V.$$

Проходные характеристики. Зависимости выходного тока i_K от напряжения $u_{БЭ}$ на входе приведены на рис. 5.25, б. Из рис. 5.25, б видно, что при напряжении коллектор — эмиттер, большем порогового напряжения, зависимость имеет экспоненциальный характер, а при напряжении, меньшем порогового, отклоняется от экспоненциальной зависимости.

5.7. ВЫБОР РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Используя семейство выходных характеристик, можно выбрать исходный режим работы усилителя и определить максимальные значения амплитуд-напряжения и тока на его выходе. Рабочая точка выбирается так, чтобы ток и напряжение коллектора в процессе своего изменения не выходили за пределы максимально допустимых значений.

На рис. 5.26 приведено семейство идеализированных выходных характеристик транзистора в схеме с ОБ в виде горизонтальных линий и указаны максимально допустимые значения тока коллектора $I_{K \max}$, напряжения коллектора $U_{K \max}$ и рассеиваемой мощности коллектора $P_{K \max}$. Там же указаны обычно рекомендуемые предельные значения тока и напряжения, составляющие 70 % от максимально допустимых значений. В указанных границах и следует выбирать положение рабочей точки. Например, рабочую точку можно выбрать как среднюю точку линии, соединяющей $0,7I_{K \max}$ с $0,7U_{K \max}$. Но так следует поступать лишь в том случае, когда требуются максимальные амплитуды выходных напряжения и тока.

Указанный на рис. 5.26 максимально допустимый ток коллектора обусловлен тем, что при большом токе коллектора возможно перегорание омического контакта между соединительным коллекторным проводником и коллекторной областью или перегорание соединительного проводника, изготовляемого из тонкого провода. Иногда кроме $I_{K \max}$, под которым понимают длительный постоянный ток коллектора, указывают также максимально допустимый импульсный ток коллектора при заданной длительности импульса тока или заданной скважности импульсов.

Максимально допустимое напряжение на коллекторе обусловлено возможностью лавинного пробоя коллекторного перехода, описанного ранее для диода. Для транзистора различают два вида пробивных напряжений: пробивное напряжение коллектор — база $U_{КБО}$, измеряемое между выводами коллектора и базы, при заданном обратном токе

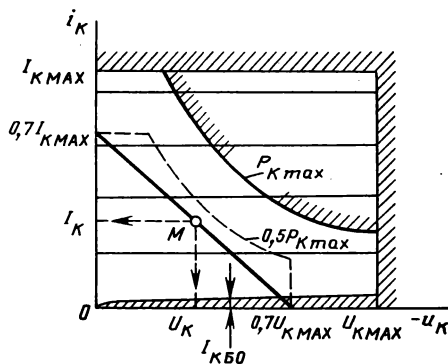


Рис. 5.26. Выходные характеристики транзистора в схеме с ОБ. На характеристиках нанесены границы предельно допустимых значений коллекторного тока, напряжения и рассеиваемой мощности коллектора

коллектора и тока эмиттера, равном нулю; *граничное пробивное напряжение* $U_{кэ0 гр}$, измеряемое между выводами коллектора и эмиттера при токе базы, равном нулю, и заданном токе эмиттера.

Напряжение $U_{кэ0 гр}$ может быть в 2—3 раза меньше $U_{кбо}$. Объясняется это тем, что при увеличении напряжения $U_{кэ}$ возрастает коэффициент $h_{21Б}$. Из выражения (5.32) видно, что при $i_B = 0$ и $h_{21Б} = -1$, $i_{кн} = \infty$. Кроме того, следует учитывать увеличение $I_{кбо}$ вследствие разогрева транзистора.

Чаще всего $U_{кэ0 гр} = 20\text{—}40$ В, но выпускаются также транзисторы, имеющие $U_{кэ0 гр} \approx 70$ В.

Для мощных транзисторов, кроме того, указывают напряжение $U_{кэ R_{max}}$ — постоянное напряжение коллектор — эмиттер при R_c , меньшем некоторого значения, обычно 1 кОм для транзисторов средней мощности и 0,1 кОм для транзисторов большой мощности.

Классификация усилителей. Усилителем называют устройство, в котором мощность сигнала на выходе больше, чем на входе. Различают усилители больших и малых сигналов. Усилители малых сигналов — это усилители, в которых амплитуды напряжения или тока настолько малы, что используемый для усиления участок характеристики электронного прибора можно считать линейным. В усилителях больших сигналов может использоваться как линейная, так и нелинейная часть характеристик.

При правильном выборе рабочей точки на линейной части характеристик линейными могут считаться усилители не только малых, но и больших сигналов.

Транзисторные усилители можно сделать более линейными, чем усилители на электронных лампах. Например, исключительно высоко линейность семейства выходных характеристик в схеме с ОБ. Нелинейность же входных характеристик не имеет значения, если обеспечить управление током, а не напряжением.

Когда усилитель поставлен в такой режим, что на его выходе создаются большие амплитуды тока и напряжения, он называется усилителем мощности. Любой транзисторный усилитель усиливает мощность, *усилителем мощности* называется лишь такой, у которого выходная мощность сигнала сравнима с мощностью, потребляемой от источника питания. Мощность предпоследнего каскада в многокаскадном усилителе может быть на порядок меньше мощности последнего каскада. Однако и предпоследний каскад может считаться усилителем мощности, если в нем применен маломощный транзистор и отдаваемая им мощность сигнала сравнима с мощностью, потребляемой им от источника питания.

Классификация режимов работы. В усилителях применяют режим работы А или В.

На рис. 5.27, а показана зависимость коллекторного тока транзистора, работающего в режиме А, от времени. На рис. 5.27, б показан коллекторный ток при работе в режиме В, когда используются два транзистора, работающие поочередно. Нечетные полупериоды усиливает один транзистор, а четные — другой. Режим В применяется только в двухтактных схемах усилителей мощности для повышения КПД.

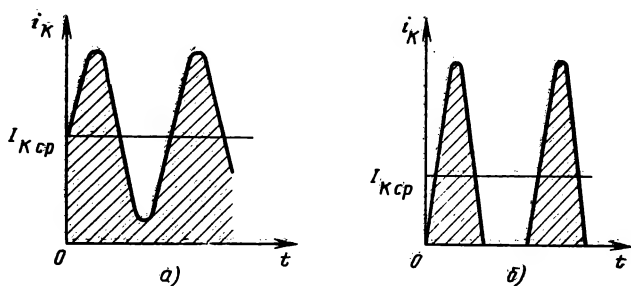


Рис. 5.27. Изменение коллекторного тока:
а — при работе в режиме А; б — при работе в режиме В

Коэффициентом полезного действия усилителя называют отношение мощности переменного тока на выходе усилителя $P_{\sim}$ к мощности $P_{=}$, поступающей от источника постоянного тока в коллекторной цепи:

$$\eta = P_{\sim} / P_{=}. \quad (5.36)$$

Рисунок 5.28, а и б иллюстрирует работу усилителя в режимах А и В соответственно для идеализированных характеристик транзистора. При работе в режиме А исходная рабочая точка А находится на

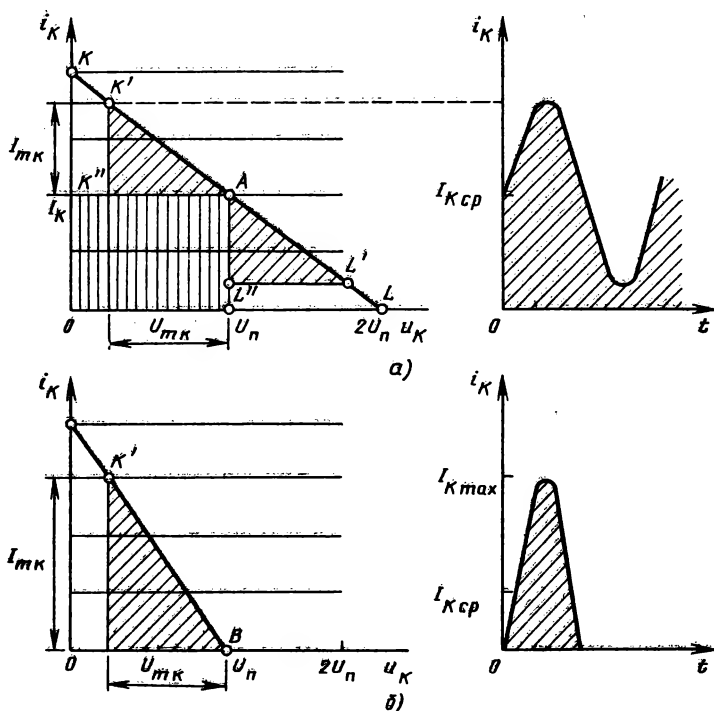


Рис. 5.28. Работа в режимах А и В при идеализированных характеристиках

середине линии нагрузки KL . Линией нагрузки является прямая, наклон которой соответствует сопротивлению нагрузки, включенному или пересчитанному в коллекторную цепь.

Мощность, подводимая от источника питания, равна площади заштрихованного прямоугольника:

$$P = I_{Kcp} U_{\Pi}. \quad (5.37)$$

Мощность переменного тока равна площади заштрихованного треугольника $K'K''A$ или площади треугольника $AL''L'$:

$$P_{\sim} = 0,5 I_{mK} U_{mK}. \quad (5.38)$$

Таким образом, КПД усилителя

$$\eta = P_{\sim}/P = 0,5\gamma\xi, \quad (5.39)$$

где $\gamma = I_{mK}/I_{Kcp}$ (5.40)
называется коэффициентом использования коллекторного тока, а

$$\xi = U_{mK}/U_{\Pi} \quad (5.41)$$

— коэффициентом использования коллекторного напряжения.

Когда сигнал достаточно велик, $I_{mK} \approx I_{Kcp}$; $U_{mK} \approx U_{\Pi}$, т. е. $\gamma \approx 1$; $\xi \approx 1$. Отсюда следует, что предельно возможный КПД транзистора в режиме А $\eta_{max} = 0,5$.

Реальные выходные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОЭ не позволяют получить коэффициент использования тока γ , равный единице, так как ток коллектора не может стать меньше тока $I_{KЭ0}$, при котором наступает отсечка. Изменение коллекторного напряжения ограничивается слева напряжением, при котором наступает насыщение, а справа — абсциссой точки пересечения линии нагрузки с характеристикой обратного тока коллектора.

В режиме В при обратном токе коллектора, равном нулю, и отсутствии сигнала коллекторный ток отсутствует. При наличии сигнала коллекторный ток имеет форму синусоидальных импульсов. Половина части периода, выраженная в градусах или радианах, в течение которой ток не равен нулю, называется углом отсечки. В режиме А угол отсечки $\theta = 180^\circ$, в режиме В $\theta = 90^\circ$.

Для синусоидального импульса с амплитудой I_{Kmax} амплитуда тока первой гармоники

$$I_{mK1} = \alpha_1 I_{Kmax},$$

где $\alpha_1 = \alpha_1(\theta)$ — коэффициент первой гармоники. Для $\theta = 90^\circ$ (режим В) $\alpha_1 = 0,5$.

Среднее значение тока коллектора

$$I_{Kcp} = \alpha_0 I_{Kmax},$$

где $\alpha_0 = \alpha_0(\theta)$ — коэффициент постоянной составляющей. Для $\theta = 90^\circ$ (режим В) $\alpha_0 = 1/\pi$.

Подставляя эти значения в выражение для коэффициента использования коллекторного тока, получаем

$$\gamma = I_{mK1}/I_{Kcp} = \alpha_1/\alpha_0 = \pi/2.$$

Следовательно, КПД усилителя в режиме В

$$\eta = (\pi/4)\xi. \quad (5.42)$$

При предельном значении коэффициента использования коллекторного напряжения ($\xi = 1$) КПД усилителя в режиме В $\eta_{\max} = 78,5 \%$.

Характерной чертой режима В является высокая экономичность, характеризующая малой потребляемой мощностью. Любой усилитель должен передавать без искажений сигнал с возможной максимальной амплитудой. Однако большую часть времени амплитуда сигнала в несколько раз меньше максимальной. Так как в режиме В потребляемая мощность пропорциональна амплитуде передаваемого сигнала, а в режиме А — максимальной амплитуде, режим В во много раз экономичнее режима А. Это имеет особо важное значение при питании усилителя от батарей гальванических элементов или аккумуляторов.

Вернемся к вопросу выбора рабочей точки усилителя. Предположим, что выбрана исходная рабочая точка, например точка М на рис. 5.26. Для того чтобы состояние транзистора в отсутствие сигнала соответствовало точке М, нужно обеспечить протекание через эмиттер определенного тока I_3 . В схеме с ОБ рис. 5.21 это достигается выбором сопротивления в цепи эмиттера

$$R_3 = (E_3 - U_3) / I_3. \quad (5.43)$$

Ток $I_K \approx I_3$, соответствующий точке М (см. рис. 5.26), определяется по выходной характеристике. Зная I_3 , находим напряжение эмиттера U_3 по входной характеристике.

Для германиевого транзистора обычно $U_3 \approx 0,2$ В и можно считать, что

$$R_3 \approx E_3 / I_3. \quad (5.44)$$

При этом входной характеристикой можно не пользоваться.

Для кремниевого транзистора также можно не пользоваться входной характеристикой, а в формулу (5.43) подставить приближенное значение $U_3 \approx 0,7$ В. При этом погрешность в определении R_3 невелика.

Выбор рабочей точки на середине отрезка линии, проведенной через максимально допустимые или близкие к ним значения коллекторных тока и напряжения, целесообразен только для усилителей мощности с включением нагрузки через трансформатор.

Покажем это на примере варьирования выбора положения рабочей точки (рис. 5.29) маломощного транзистора, у которого $P_{K \max} = 50$ мВт, $I_{K \max} = 20$ мА и $U_{K \max} = 10$ В. В принципе рабочую точку для такого транзистора можно выбрать на середине линии, проходящей через $U_{K \max}$ и $I_{K \max}$. Например, если взять коллекторное сопротивление $R_K = U_{K \max} / I_{K \max} = 0,5$ кОм, то рабочая точка при напряжении источника питания $U_{II} = 10$ В имеет $U_{K \text{ нач}} = U_{K \max} / 2 = 5$ В и $I_{K \text{ нач}} = I_{K \max} / 2 = 10$ мА. Эта точка обозначена М₁.

Казалось бы, такой транзисторный усилитель обеспечивает максимально большие для данного транзистора амплитуды выходных тока и напряжения. Однако если подключить к такому усилителю внешнее сопротивление нагрузки, роль которого, например, может выполнить входное сопротивление следующего каскада, то нетрудно заметить, что выбранная рабочая точка не является удачной. Предположим, что внешняя нагрузка подключена через разделительный конденсатор с достаточно большой емкостью и имеет такое же значение, как и сопротивление R_K , т. е. $R'_H = R_K = 0,5$ кОм. Очевидно, что при таком соотношении между R_K и R'_H во внешнюю нагрузку ответвляется только половина переменная составляющая тока коллектора.

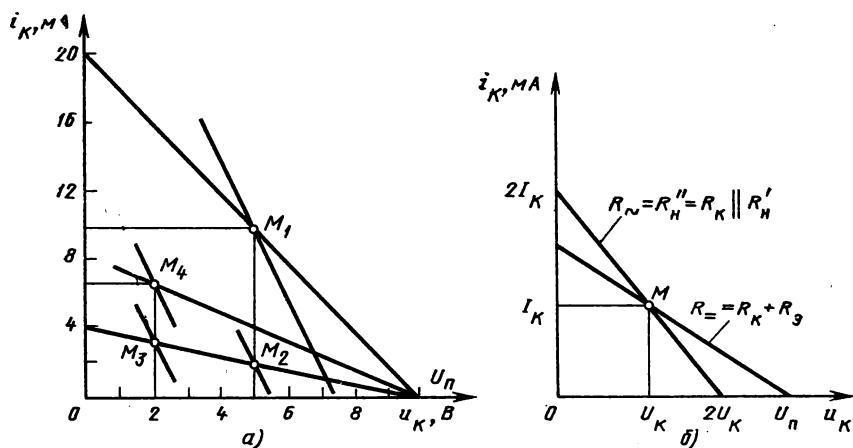


Рис. 5.29. Различные положения рабочей точки на координатной сетке для выходных характеристик

Сразу следует отметить, что при подключении внешней нагрузки линия нагрузки для переменного тока отличается от линии нагрузки для постоянного тока. Она проходит через ту же точку M_1 , но идет круче. Так как полезным переменным током является только ток во внешней нагрузке R'_H , то желательно постоянное сопротивление в цепи коллектора R_K увеличить в несколько раз по сравнению с R_H . Например, при $R_H = 0,5 \text{ кОм}$ сопротивление R_K можно взять равным $2,5 \text{ кОм}$. Для нового сопротивления R_K можно выбрать новую рабочую точку M_2 и провести через нее нагрузочную линию для переменного тока, соответствующую сопротивлению $R''_H = R_K \parallel R'_H$.

Рабочая точка M_2 предпочтительнее M_1 , так как при этом бесполезное отвлечение коллекторного переменного тока в сопротивление R_K меньше. Однако максимально допустимая амплитуда переменной составляющей тока при этом уменьшается.

Для увеличения максимально допустимой амплитуды переменной составляющей коллекторного тока можно при том же сопротивлении $R_K = 2,5 \text{ кОм}$ сдвинуть рабочую точку влево (точка M_3 на рис. 5.29, а). Если при этом амплитуда все же окажется недостаточной, можно взять несколько меньшее сопротивление R_K , например $1,25 \text{ кОм}$, и выбрать в качестве исходной рабочую точку M_4 .

Если величины R_K и R'_H выбраны, то соответствующие им координаты рабочей точки M (рис. 5.29, б), обеспечивающие наибольшую амплитуду тока на выходе, а следовательно, и наибольшую амплитуду напряжения на нагрузке, можно для схемы с ОЭ определить из следующих уравнений:

$$U_K = U_{\pi} - I_K(R_K + R_3); \quad U_K = I_K R''_H,$$

где R_3 — сопротивление, иногда включаемое в эмиттерную цепь, причем это сопротивление шунтируется достаточно большой емкостью; $R'' = R_K \parallel R'_H$; U_{π} — напряжение питания.

Эти уравнения иллюстрируются рис. 5.29, б, на котором нагрузочная линия для переменного тока проведена через точку M с координатами U_K , I_K и точку $(0; 2I_K)$ в предположении, что максимальная амплитуда переменного тока равна исходному току.

Решая эти уравнения, получаем следующие координаты рабочей точки:

$$U_K = U_{\pi} / [1 + (R_K + R_3) / R''_H]; \quad (5.45)$$

$$I_K = U_{\pi} / (R_K + R_3 + R''_H). \quad (5.46)$$

Пример. Пусть $U_{\Pi}=10$ В; $R_K=0,8$ кОм; $R_B=0,5$ кОм; $R'_H=0,5$ кОм; $R''_H=R_K \parallel R'_H=0,3$ кОм.

Подставляя эти значения, получаем: $U_K \approx 1,9$ В; $I_K = 6,3$ мА. Эти координаты примерно соответствуют точке M_4 на рис. 5.29, а.

На рис. 5.29 приведены только координатные оси выходных характеристик, а не сами характеристики. По реальным характеристикам для выбранной рабочей точки с координатами U_K , I_K можно найти соответствующий этой точке ток базы.

Чтобы обеспечить протекание в транзисторе тока базы, соответствующего выбранной рабочей точке, в цепь базы (см. рис. 5.22) следует включить сопротивление

$$R_G = (U_{\Pi} - U_B) / I_B. \quad (5.47)$$

Обычно в справочниках приводятся усредненные характеристики, значительно отличающиеся от реальных. Поэтому усредненные характеристики не обеспечивают правильности выбора рабочей точки для конкретного транзистора. Пожалуй, главное значение характеристик заключается в их наглядности.

Ток базы можно определить, не пользуясь характеристиками. Из соотношения (5.35)

$$I_K \approx h_{21Э} I_B \quad (5.48)$$

при условии, что можно пренебречь током $I_{KЭ0}$ по сравнению с исходным значением тока коллектора I_K . Поэтому

$$R_G \approx h_{21Э} (U_{\Pi} - U_B) / I_K. \quad (5.49)$$

Данное выражение позволяет определить R_G , не обращаясь к входным и выходным характеристикам, если известен $h_{21Э}$ — коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ в режиме больших сигналов.

Пример. Пусть $U_{\Pi} = 10$ В; $U_B = 0,6$ В; $I_K = 1$ мА; $h_{21Э} = 100$.

По формуле (5.49) находим $R_G \approx 940$ кОм.

Такой подход в определении R_G не учитывает возможного разброса значений коэффициента $h_{21Э}$ прямой передачи тока в режиме больших амплитуд и возможность значительного ухода рабочей точки при изменении $h_{21Э}$ вследствие нагрева транзистора. Но и с помощью усредненных характеристик транзистора нельзя достичь более точного результата. Лишь стабилизация рабочей точки, рассматриваемая в следующем параграфе, позволяет более точно задавать рабочую точку и стабилизировать ее положение.

5.8. СТАБИЛИЗАЦИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Пусть I_{Σ} и I_B — токи эмиттера и базы в рабочей точке, а I_K — исходный ток коллектора. Тогда в соответствии с (5.31)

$$I_K = I_{KБ0} + h_{21Б} I_{\Sigma} \quad (5.50)$$

и в соответствии с (5.32) для схемы с ОЭ

$$I_K = I_{KЭ0} + h_{21Э} I_B. \quad (5.51)$$

Ток коллектора I_K , определяющий рабочую точку, может при изменении температуры изменяться по следующим причинам: вследствие изменения $I_{KБ0}$ и $I_{KЭ0}$, вследствие изменения $h_{21Б}$ и $h_{21Э}$, вследствие изменения I_{Σ} и I_B , обусловленного температурным изменением напряжения перехода $U_{БЭ}$, при котором появляется заметный ток.

Температура транзистора может изменяться при изменении окружающей температуры и самопрогреве под действием проходящего через него тока. Токи $I_{КБ0}$ и $I_{КЭ0}$ сильно зависят от температуры. Повышение температуры на каждые 10°C приводит к удвоению токов $I_{КБ0}$ и $I_{КЭ0}$. Это справедливо как для германиевых, так и для кремниевых транзисторов, однако вследствие значительно больших абсолютных значений токов $I_{КБ0}$ и $I_{КЭ0}$ германиевых транзисторов температурное изменение этих токов сильнее влияет на положение их рабочей точки.

Так как обратный ток $I_{КЭ0} = (h_{21Э} + 1)I_{КБ0}$, он во много раз больше тока $I_{КБ0}$. Смещение рабочей точки, вызванное изменением обратного тока коллектора, опасно для схемы с ОЭ и не имеет существенного значения для схемы с ОБ. Поэтому должны быть приняты меры, обеспечивающие стабилизацию исходной рабочей точки схемы с ОЭ.

Коэффициент нестабильности. Как указано выше, причинами температурной нестабильности коллекторного тока являются увеличение $I_{КБ0}$ и $I_{КЭ0}$ и уменьшение $U_{БЭ}$ с увеличением температуры.

Принято характеризовать влияние изменения тока $I_{КБ0}$ на ток коллектора I_K коэффициентом нестабильности

$$S = dI_K / dI_{КБ0}. \quad (5.52)$$

Чем меньше коэффициент нестабильности S , тем меньше изменение $I_{КБ0}$ влияет на изменение коллекторного тока.

Для уменьшения влияния температурного изменения $I_{КБ0}$ на коллекторный ток применяют схемы стабилизации рабочей точки. Эти схемы, уменьшая коэффициент нестабильности S , уменьшают также влияние изменения $h_{21Э}$ и $U_{БЭ}$ на коллекторный ток.

Схема со стабилизацией тока базы. Прежде чем рассматривать схемы, стабилизирующие рабочую точку, рассмотрим количественно нестабильность тока простейшей схемы с ОЭ (см. рис. 5.22). Эта схема называется также схемой со стабилизацией тока базы, потому что при достаточно большом напряжении питания $U_{П}$ исходный ток базы, определяющий рабочую точку,

$$I_B = (U_{П} - U_{БЭ}) / R_B \approx U_{П} / R_B$$

фиксирован и не меняется при изменении $U_{БЭ}$ вследствие изменения температуры. Однако схема не обеспечивает стабильности коллекторного тока при изменении $I_{КБ0}$, вызванного изменением температуры.

Для схемы, приведенной на рис. 5.22,

$$I_K = I_{КБ0} / (1 + h_{21Б}) + h_{21Э} I_B. \quad (5.53)$$

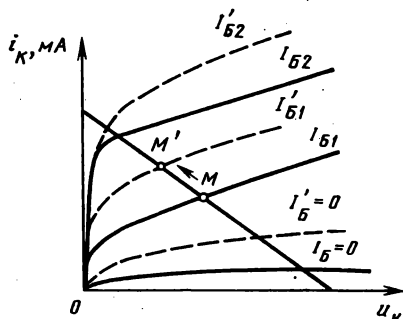
Считая $I_B = \text{const}$, получаем

$$S = 1 / (1 + h_{21Б}) = 1 + h_{21Э}. \quad (5.54)$$

Так как величина $h_{21Б}$ отрицательна и очень близка к единице [например, $h_{21Б} = -(0,98 - 0,99)$], коэффициент нестабильности велик (порядка 50—100).

Следовательно, схема со стабилизацией тока базы не обеспечивает хорошей стабильности тока коллектора при температурном изменении $I_{КБ0}$.

Рис. 5.30. Смещение рабочей точки при нагреве транзистора (— — — — — характеристики при исходной температуре; — — — — — характеристики при повышенной температуре)



Пример. При температуре $T = 20^\circ\text{C}$ ток $I_{\text{КЭО}} = 10 \text{ мкА}$. Обычно ток $I_{\text{КБО}}$ удваивается при возрастании температуры на каждые 10°C ; $I_{\text{КЭО}}$ увеличивается быстрее, так как с ростом температуры растет не только $I_{\text{КБО}}$, но и $h_{21Э}$. Однако, считая $h_{21Э} = \text{const}$, получаем, что уже при $T = 70^\circ\text{C}$ ток $I_{\text{КЭО}} = 0,3 \text{ мА}$.

Если ток порядка $0,3 \text{ мА}$ сравним с исходным током коллектора, то такое изменение коллекторного тока недопустимо. Следует отметить, что обратный ток коллектор — эмиттер кремниевого транзистора на 1—2 порядка меньше.

На рис. 5.30 показано смещение семейства выходных характеристик вверх при повышении температуры и изменении положения рабочей точки, приближающейся к точке насыщения.

Схема стабилизации с делителем напряжения в базе и резистором в цепи эмиттера. Для стабилизации рабочей точки транзисторов наиболее часто применяется схема, показанная на рис. 5.31. Она содержит делитель напряжения в цепи базы, состоящий из двух резисторов: R_1 и R_2 . В цепь эмиттера включен резистор R_3 . Сопротивления R_1 и R_2 выбираются достаточно малыми, чтобы ток, проходящий через них, во много раз превышал ток базы. В этом случае потенциал базы относительно земли почти не зависит от тока базы. Ток коллектора в этой схеме при изменении температуры изменяется очень мало, так как увеличение тока эмиттера вызывает уменьшение разности потенциалов база — эмиттер, что препятствует увеличению тока коллектора.

Для анализа стабилизирующих свойств схемы обратимся к теореме Тевенина и заменим схему, представленную на рис. 5.31, схемой, показанной на рис. 5.32. В соответствии с теоремой Тевенина:

$$E' = R_2 U_{\Pi} / (R_1 + R_2); R_6 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2).$$

Для схемы приведенной на рис. 5.32, можно написать равенство

$$-R_6 I_B - E' = U_{БЭ} - R_3 I_Э.$$

Левая и правая части данного равенства — это потенциал базы относительно земли. Так как этот потенциал значительно больше разности потенциалов база — эмиттер $U_{БЭ}$, последней обычно пренебрегают и заменяют данное равенство приближенным

$$-R_6 I_B - E' \approx -R_3 I_Э.$$

Заменяя ток эмиттера суммой токов коллектора и базы, получаем

$$-R_6 I_B - E' \approx R_3 I_K + R_3 I_B,$$

откуда

$$I_B = -\frac{E'}{R_3 + R_6} - \frac{R_3}{R_3 + R_6} I_K.$$

Подставляя это значение тока I_B в выражение (5.53), получаем

$$\left(1 + h_{21Э} \frac{R_3}{R_3 + R_6}\right) I_K = \frac{I_{КБ0}}{1 + h_{21Б}} - \frac{h_{21Б} E'}{R_3 + R_3}.$$

Следовательно,

$$S = \frac{dI_K}{dI_{КБ0}} = \frac{1/(1 + h_{21Б})}{1 + h_{21Э} R_3/(R_3 + R_6)}. \quad (5.55)$$

Числителем данного выражения является коэффициент неустойчивости схемы со стабилизацией тока базы. Знаменатель показывает, во сколько раз уменьшается неустойчивость, поэтому его можно назвать коэффициентом улучшения стабильности

$$K_{ул} = 1 + h_{21Э} R_3/(R_3 + R_6). \quad (5.56)$$

При правильно спроектированной схеме второе слагаемое в данном выражении много больше единицы. В этом случае

$$S \approx 1 + R_6/R_3. \quad (5.57)$$

Обычно R_6/R_3 в несколько раз больше единицы, а R_2 в несколько раз меньше R_1 , поэтому можно считать:

$$S \approx R_2/R_3; \quad (5.58)$$

$$K_{ул} \approx h_{21Э}(R_3/R_2). \quad (5.59)$$

Достоинствами этих приближенных выражений являются простота и наглядность.

Высокая стабильность, соответствующая малому S , достигается, как это указывалось выше, при малых R_1 и R_2 . При этом R_3 должно быть не очень мало. Однако R_2 нельзя уменьшить сильно, так как в

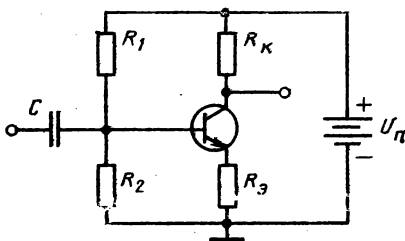


Рис. 5.31. Схема стабилизации рабочей точки с делителем напряжения в цепи базы и сопротивлением в цепи эмиттера

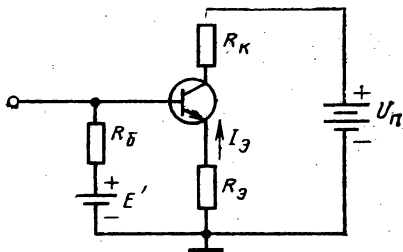


Рис. 5.32. Схема на рис. 5.31, преобразованная по Тевенину

этот резистор отвечает переменной составляющей входного тока. Поэтому обычно R_2 берут в несколько раз большим, чем входное сопротивление транзистора переменному току. Кроме того, нужно учитывать, что R_2 шунтирует сопротивление эквивалентного источника сигнала, что может вызвать искажения вследствие нелинейности входной характеристики транзистора. Поэтому при расчете схем стабилизации редко задаются величиной S , меньшей 5.

В схеме стабилизации, приведенной на рис. 5.31, необходимы все три стабилизирующих сопротивления. Нельзя, например, исключить из схемы резистор R_2 . В противном случае сопротивление R_1 оказывается почти таким же, как и в схеме со стабилизацией тока базы, и коэффициент улучшения, найденный по формуле (5.56), мало отличается от единицы.

Ввиду важности данной схемы стабилизации остановимся на определении режима по заданным сопротивлениям и решим обратную задачу о выборе сопротивлений при заданном режиме.

Определение режима по значениям сопротивлений. На рис. 5.33 приведена схема стабилизации рабочей точки с заданными сопротивлениями. Необходимо найти постоянные токи и напряжения в схеме.

Определим потенциал точки Б, предполагая, что он не зависит от тока базы, так как ток через делитель много больше возможного тока базы:

$$U_B \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{II} = \frac{20}{33 + 20} 12 \approx 4,5 \text{ В.}$$

Предположим, что в схеме применен кремниевый транзистор. Тогда в зависимости от тока коллектора напряжение $U_{БЭ} = 0,55 - 0,65 \text{ В}$. Мы пока не знаем коллекторный ток и должны его определить, поэтому принимаем $U_{БЭ}$ близким к среднему возможному значению $U_{БЭ} = 0,6 \text{ В}$.

В этом случае потенциал эмиттера $U_Э = U_Б - U_{БЭ} = 4,5 - 0,6 = 3,9 \text{ В}$. Отсюда ток эмиттера $I_Э = U_Э / R_Э = 3,9 / 4,3 = 0,9 \text{ мА}$. Считая, что ток коллектора приблизительно равен току эмиттера, получаем $I_K \approx 0,9 \text{ мА}$. Учитывая падение напряжений на сопротивлениях R_K и $R_Э$, находим, что напряжение между коллектором и эмиттером $U_{КЭ} = U_{II} - I_K R_K - I_Э R_Э \approx 12 - 0,9(4,3 + 4,3) = 4,3 \text{ В}$.

Таким образом, по известным значениям сопротивлений мы определили коллекторный и эмиттерный токи транзистора и напряжение между коллектором и эмиттером. Благодаря стабилизирующим свойствам схемы этот режим мало изменится при замене одного кремниевого транзистора другим и при изменении температуры окружающей среды.

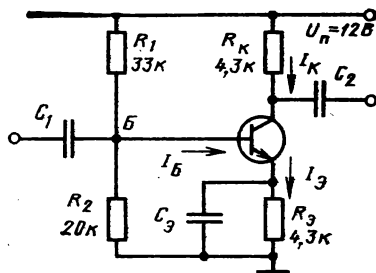


Рис. 5.33. К определению режима транзистора по заданным сопротивлениям

В случае применения схемы, представленной на рис. 5.33, стабильность улучшается по сравнению со схемой без стабилизации в K_{yL} раз, где согласно выражению (5.59)

$$K_{yL} \approx h_{21Э} (R_3/R_2) = 50(4,3/20) \approx 10.$$

Заметим, что мы определили рабочую точку транзистора, не пользуясь характеристиками. Это оказалось возможным благодаря тому, что ток делителя R_1R_2 при малых значениях этих сопротивлений на порядок больше тока базы и поэтому мало зависит от этого тока.

Теперь воспользуемся выходными характеристиками транзистора, показанными на рис. 5.34. Найденная расчетным путем рабочая точка должна лежать на прямой, соединяющей точку $u_{кэ} = U_{п}$ на оси абсцисс, и точку $I_{к} = U_{п}/(R_{к} + R_3)$ на оси ординат. Эта линия является нагрузочной прямой по постоянному току.

Проводя горизонтальную линию на уровне найденного тока $I_{к}$ до пересечения с нагрузочной прямой по постоянному току, находим рабочую точку. Опуская перпендикуляр на ось абсцисс, получаем абсциссу этой точки, которая должна совпадать с ранее найденным значением $U_{кэ}$.

Если резистор в цепи эмиттера шунтирован конденсатором достаточно большой емкости (определение достаточной емкости описано в § 5.14), то изменение тока базы, вызываемое сигналом, приводит к изменению тока коллектора и напряжения $U_{кэ}$ вдоль нагрузочной прямой, но уже по переменному, а не по постоянному току.

Нагрузочная прямая по переменному току проходит через рабочую точку, но ее наклон определяется не суммой сопротивлений $(R_{к} + R_3)$, а одним сопротивлением $R_{к}$. Если подключена еще внешняя нагрузка, то, как указывалось ранее, нагрузочная линия по переменному току пройдет более круто, так как ее наклон определяется параллельным включением сопротивления $R_{к}$ и сопротивления внешней нагрузки $R'_н$. Эта линия, соответствующая сопротивлению $R''_н = R_{к} || R'_н$, показана на рис. 5.34 штриховой линией.

Определение сопротивлений по заданной рабочей точке. Решим обратную задачу: определим сопротивления в схеме, показанной на рис. 5.31, по заданным значениям коллекторного тока и напряжений на R_3 , $R_{к}$ и транзисторе.

Пусть заданы $I_{к} = 0,9$ мА; $U_{п} = 12$ В; напряжения на R_3 , $R_{к}$ и напряжение $U_{кэ}$ одинаковы и, следовательно, равны 4 В. Пусть также задан коэффициент нестабильности $S = 5$.

Находим $R_3 = U_3/I_3 = 4/0,9 = 4,4$ кОм. Ближайшим номинальным значением является $R_3 = 4,3$ кОм. Очевидно, что и $R_{к} = 4,3$ кОм.

Из (5.58) $S \approx R_3/R_3$. По заданному $S = 5$ находим, что $R_2 \approx 5R_3 = 5 \cdot 4,3 = 21,5$ кОм. Выбираем $R_2 = 20$ кОм.

Сопротивление R_1 находим из соотношения $R_1/R_2 = (U_{п} - U_{Б})/U_{Б}$, где $U_{Б} = U_3 + U_{БЭ}$. Подставляя $U_{п} = 12$ В, $U_3 = 4$ В, $U_{БЭ} = 0,6$ В и $R_2 = 20$ кОм, получаем

$$R_1 = R_2 \frac{U_{п} - (U_3 + U_{БЭ})}{U_3 + U_{БЭ}} = 20 \frac{12 - (4,0 + 0,6)}{(4,0 + 0,6)} = 32,0 \text{ кОм.}$$

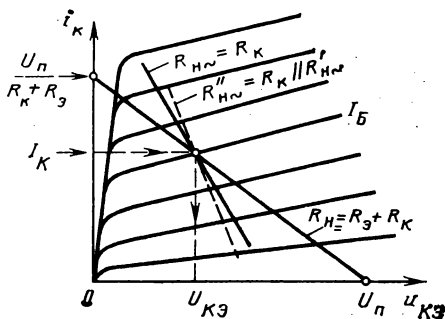


Рис. 5.34. К определению рабочей точки по выходным характеристикам

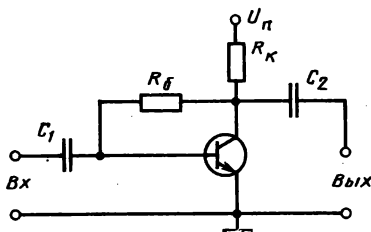


Рис. 5.35. Схема стабилизации рабочей точки с резистором база — коллектор

Ближайшим номинальным значением является $R_1 = 33 \text{ кОм}$. Подсчет по более точной формуле (5.57) показывает, что коэффициент не стабильности на самом деле меньше заданного, т. е. стабильность схемы выше заданной.

Итак, рассмотренная схема имеет следующие достоинства: сравнительно высокую стабильность рабочей точки в отношении изменения $I_{КБ0}$ и выходных характеристик с изменением температуры; стабильность режима при замене одного транзистора другим.

Это очень важные практические достоинства. Промышленная аппаратура должна работать сразу после монтажа, несмотря на разброс параметров используемых при этом транзисторов и резисторов, который может быть очень большим. Например, $h_{21Э}$ может изменяться на $\pm 50 \%$.

Наряду с этими несомненными достоинствами, схема имеет следующие недостатки: снижается коэффициент усиления вследствие отвлечения части переменного тока в R_1 и R_2 (чтобы это отвлечение было незначительным, необходимо, чтобы выполнялось неравенство $R_6 \gg R_{вх}$, т. е. $R_1 \gg R_{вх}$, $R_2 \gg R_{вх}$); могут появиться нелинейные искажения вследствие уменьшения эквивалентного сопротивления генератора за счет шунтирования его сопротивлением сопротивлениями R_1 и R_2 .

Схема стабилизации с резистором между базой и коллектором. Другой распространенной схемой стабилизации рабочей точки является схема, показанная на рис. 5.35.

Считая, как и ранее, что

$$I_K = I_{КБ0} / (1 + h_{21Б}) + h_{21Э} I_B,$$

подставим сюда ток базы

$$I_B = (U_n - R_K I_K) / R_6.$$

Получим

$$(R_6 + h_{21Э} R_K) I_K = R_6 I_{КБ0} / (1 + h_{21Б}) + h_{21Э} U_n.$$

Дифференцируя по $I_{КБ0}$, находим

$$(R_6 + h_{21Э} R_K) S = R_6 / (1 + h_{21Б}).$$

Следовательно,

$$S = \frac{1/(1 + h_{21Б})}{1 + h_{21Э}(R_K + R_6)}. \quad (5.60)$$

Как и в предыдущей схеме стабилизации, знаменатель (5.60) характеризует улучшение стабилизации. Поэтому назовем его коэффициентом улучшения стабилизации и обозначим $K_{ул}$:

$$K_{ул} = 1 + h_{21Э}(R_K/R_6). \quad (5.61)$$

Если взять исходное напряжение коллектор — эмиттер U_K равным $0,5U_{п}$, то и падение напряжения на коллекторном сопротивлении $I_K R_K$ окажется равным $0,5U_{п}$. Поэтому $R_K = 0,5U_{п}/I_K$.

Сопротивление в цепи базы

$$R_6 = \frac{0,5U_{п}}{I_Б} \approx \frac{0,5U_{п}}{I_K/h_{21Э}}.$$

Следовательно, $R_K/R_6 = 1/h_{21Э}$.

Таким образом,

$$K_{ул} = 1 + h_{21Э}(R_K/R_6) = 1 + 1 = 2.$$

При $U_K = 0,5U_{п}$ схема дает улучшение стабильности только в два раза. Взяв исходное напряжение на коллекторе равным не половине, а одной десятой части напряжения питания, что вполне допустимо для транзистора в первом каскаде усиления, когда амплитуда усиленного напряжения мала, получим $K_{ул} = 10$.

Недостатком данной схемы является большая переменная составляющая входного тока через сопротивление R_6 , поскольку напряжение на верхнем конце сопротивления R_6 относительно земли равно напряжению сигнала, усиленного транзистором. Можно показать, что такое включение сопротивления R_6 эквивалентно включению на входе сопротивления

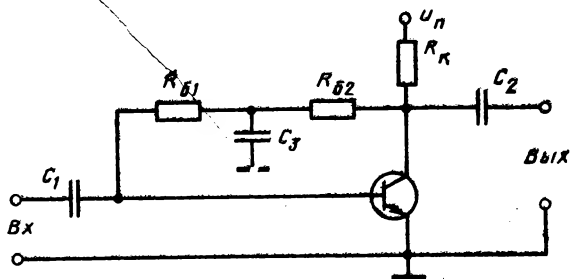
$$R'_6 = R_6/(1 - K),$$

где K — коэффициент усиления напряжения. Например, при $K = -450$ и $R_6 = 50$ кОм получим $R'_6 = 50/450 \approx 0,1$ кОм.

Для устранения шунтирующего влияния сопротивления его разбивают на две части и замыкают среднюю точку через конденсатор достаточно большой емкости на землю (рис. 5.36). Емкость устраняет связь между входом и выходом через сопротивление R_6 , и входное сопротивление транзистора шунтируется лишь сопротивлением $R_{б1}$.

При проектировании аппаратуры на транзисторах для промышленного производства необходимо учитывать, что такая аппаратура должна изготавливаться без какого-либо подбора транзисторов и резисторов. Поэтому выбранные режимы по постоянному току должны обеспечивать достаточный запас против ухода рабочей точки в области,

Рис. 5.36. Схема стабилизации рабочей точки с развязкой коллекторной и базовой цепей по переменному току через емкость C_3



где возможны искажения сигналов при максимально возможных реальных их амплитудах.

Этот запас должен обеспечиваться при применении транзисторов с их реальными разбросами параметра $h_{21э}$ в 4—6 раз. При этом следует учитывать также возможные отклонения на ± 10 или ± 20 % от номиналов применяемых резисторов и возможные температурные изменения как параметров транзисторов, так и сопротивлений резисторов.

Стабилизация режима мощных транзисторов. Рассеивание тепла. Рассмотренные выше схемы стабилизации рабочей точки в основном применяются для маломощных транзисторов. Стабилизацию режима мощных транзисторов в некоторых случаях также можно осуществить, используя аналогичные схемы. Например, включив делитель R_1R_2 в цепь базы и сопротивление R_3 в цепь эмиттера, можно получить малый коэффициент неустойчивости $S \approx R_2/R_3$.

Легко сделать R_2/R_3 малым, если R_2 мало. Однако это не всегда удастся, а включать большое сопротивление R_3 в цепь эмиттера невыгодно по энергетическим соображениям. Поэтому мощные усилители чаще всего работают при больших коэффициентах неустойчивости S .

Для стабилизации теплового режима мощных транзисторов применяются отвод тепла и различные средства термокомпенсации. Идея термокомпенсации заключается в следующем. В цепь базы или эмиттера включается резистор, изменяющий сопротивление при нагреве. Этот резистор имеет хороший тепловой контакт с корпусом транзистора, который сильнее нагревается при увеличении тока, поэтому терморезистор изменяет сопротивление. Он включается так, что при его нагреве уменьшается ток базы или напряжение база — эмиттер, в результате чего уменьшается коллекторный ток, а следовательно, и нагрев корпуса транзистора.

Для термокомпенсации можно включать в схемы, подобные схеме на рис. 5.31, резисторы, изменяющие сопротивления с изменением температуры. Терморезистор, увеличивающий сопротивление при нагреве, включается вместо R_1 . Если терморезистор уменьшает сопротивление при нагреве, то он включается вместо R_2 . При этом понижается потенциал базы, что компенсирует увеличение коллекторного тока.

Значительная часть мощности, подводимой к транзисторам от источника питания, превращается в тепло. Большая часть этой мощности

Таблица 5.1

Тип транзистора	Тепловое сопротивление, К/Вт	Тип транзистора	Тепловое сопротивление, К/Вт
КТ802А	2,5	КТ315А—И	670
КТ803А	1,66	КТ361А—К	670
КТ805А, Б	3,3	КТ3102А—Е	400
ГТ806А—Д	2,0	КТ3107А—Л	420
КТ903А, Б	3,33	КТ313А, Б	330
КТ912А, Б	1,66	ГТ329А—В	800

выделяется на коллекторном переходе, так как через него проходит большой ток и он работает при напряжениях, сравнимых с напряжением источника питания.

Рассеивание тепла имеет место при наличии положительной разности температур между коллекторным переходом и средой, окружающей транзистор. Представим эту разность температур в виде

$$T_{\text{п}} - T_{\text{с}} = P_{\text{к}} R_{\text{т, п-с}}, \quad (5.62)$$

где $T_{\text{п}}$ — температура коллекторного перехода; $T_{\text{с}}$ — температура окружающей среды (воздуха); $P_{\text{к}}$ — мощность, выделяющаяся на коллекторном переходе; $R_{\text{т, п-с}}$ — так называемое общее тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой, К/Вт.

Общее тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой

$$R_{\text{т, п-с}} = R_{\text{т, п-к}} + R_{\text{т, к-р}} + R_{\text{т, р-с}}, \quad (5.63)$$

где $R_{\text{т, п-к}}$ — тепловое сопротивление между коллекторным переходом и корпусом транзистора; $R_{\text{т, к-р}}$ — сопротивление теплового контакта между корпусом транзистора и радиатором; $R_{\text{т, р-с}}$ — тепловое сопротивление радиатора, на котором закрепляется транзистор для лучшего рассеивания тепла, т. е. тепловое сопротивление между радиатором и окружающей средой.

Из выражения (5.62) видно, что для уменьшения температуры коллекторного перехода желательно, чтобы каждое из этих сопротивлений было возможно меньшим.

В табл. 5.1 приведены приближенные значения теплового сопротивления переход — корпус мощных транзисторов и общего теплового сопротивления между переходом и окружающей средой для мало-мощных транзисторов. Сопротивление теплового контакта между транзистором и радиатором тем меньше, чем больше площадь соприкосновения корпуса транзистора с радиатором. Иногда между ними приходится ставить электроизолирующую прокладку из слюды, увеличивающую сопротивление теплового контакта. При максимально возможной площади соприкосновения между транзистором и радиатором и минимальной толщине электроизоляционной прокладки можно обеспечить сопротивление теплового контакта порядка половины теплового сопротивления транзистора.

Выражение (5.62) позволяет определить максимально допустимую мощность $P_{K \max}$, которая может рассеиваться коллекторным переходом:

$$P_{K \max} = (T_{\pi} - T_c) / R_{T, \pi-c}. \quad (5.64)$$

Для германиевых транзисторов допускается максимальная температура коллекторного перехода $T_{\pi} = 75-85^{\circ} \text{C}$, а для кремниевых $T_{\pi} = 120-150^{\circ} \text{C}$.

Из (5.64) видно, что транзистор может работать только при температуре окружающей среды, меньшей максимально допустимой температуры коллекторного перехода. При тепловых расчетах радиоэлектронной аппаратуры следует ориентироваться на то, что температура окружающей среды транзистора может достигать $50-60^{\circ} \text{C}$. Таким образом, при определении $P_{K \max}$ (5.64) нужно исходить из максимально возможных значений T_{π} и T_c .

Из (5.64) можно по заданной максимальной мощности $P_{K \max}$ найти общее тепловое сопротивление $R_{T, \pi-c}$ либо по известному общему тепловому сопротивлению найти максимально допустимую мощность рассеивания.

В выражении (5.63) в идеальном случае $R_{T, \pi-c} = 0$. Такой идеальный случай соответствует применению очень больших радиаторов, что, конечно, никогда не делается из соображений габаритных размеров и массы аппаратуры.

Следует заметить, что при отсутствии радиатора его роль выполняет корпус транзистора. Общее тепловое сопротивление при отсутствии радиатора можно определить из справочников по транзисторам. Маломощные транзисторы, как правило, используются без радиаторов, так как для рассеивания тепла вполне достаточно площади их корпуса. Поэтому в правой части табл. 5.1 приведены значения общего сопротивления маломощных транзисторов, используемых без радиаторов, а в левой части — типовые значения переход — корпус для мощных транзисторов.

Как указано выше, сопротивление теплового контакта составляет часть теплового сопротивления транзистора, поэтому рационально иметь тепловое сопротивление радиатора, соизмеримое с тепловым сопротивлением транзистора. Например, можно рекомендовать радиатор с сопротивлением, равным удвоенному тепловому сопротивлению транзистора.

5.9. h -ПАРАМЕТРЫ

В любой схеме включения транзистора, например в схеме с ОБ или ОЭ, транзистор характеризуется входными, а также выходными параметрами и током.

Задав, например, напряжения на входе и выходе, получим вполне определенные входной и выходной токи. Следовательно, из названных четырех величин независимыми являются только две.

В качестве независимых переменных для транзистора удобно взять входной ток i_1 и выходное напряжение u_2 . Тогда входное напряжение

u_1 является некоторой функцией двух независимых переменных i_1 и u_2 :

$$u_1 = f_1(i_1, u_2).$$

Для схемы с ОЭ u_1 — напряжение между базой и эмиттером транзистора; i_1 — ток базы; u_2 — напряжение между коллектором и эмиттером. При малых изменениях токов и напряжений приращение входного напряжения

$$\Delta u_1 \approx \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \Delta i_1 + \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \Delta u_2.$$

Обозначим:

$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right|_{u_2 = \text{const}}; \quad (5.65)$$

$$h_{12} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right|_{i_1 = \text{const}}. \quad (5.66)$$

Роль малых приращений могут играть малые переменные токи и напряжения. Таким образом, для малых сигналов

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2, \quad (5.67)$$

где U_1 — переменное напряжение на входе; I_1 — переменный ток на входе; U_2 — переменное напряжение на выходе.

Аналогично, считая, что выходной ток i_2 является функцией входного тока i_1 и выходного напряжения u_2 , получаем

$$i_2 = f_2(i_1, u_2)$$

и

$$\Delta i_2 = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \Delta i_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \Delta u_2.$$

Для малых сигналов

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2, \quad (5.68)$$

где

$$h_{21} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right|_{u_2 = \text{const}}; \quad (5.69)$$

$$h_{22} = \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right|_{i_1 = \text{const}}. \quad (5.70)$$

Согласно (5.65) параметр h_{11} является входным сопротивлением транзистора при его короткозамкнутом выходе для переменного тока. Параметр h_{11} можно определить, измерив переменные входные напряжение и ток. При измерении должны поддерживаться неизменными постоянные входной ток и выходное напряжение. Для переменного напряжения на выходе транзистора нужно осуществить короткое замыкание.

Параметр h_{12} представляет собой коэффициент обратной связи по переменному напряжению. Его можно определить, измерив переменное напряжение на входе при наличии некоторого переменного на-

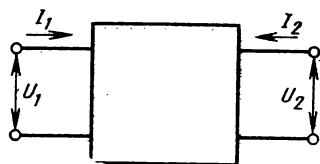


Рис. 5.37. Положительные направления напряжений и токов четырехполюсника

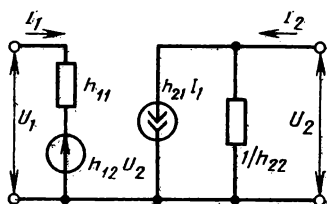


Рис. 5.38. Эквивалентная схема транзистора с h -параметрами

пряжения на выходе. При этом вход для переменного тока должен быть разомкнут, для чего постоянную составляющую тока на входе пропускают через сопротивление, во много раз большее h_{11} .

Параметр h_{21} является коэффициентом передачи тока при короткозамкнутом для переменного тока выходе.

Наконец, параметр h_{22} равен выходной проводимости транзистора при разомкнутом для переменного тока входе. При измерении h -параметров нужно размыкать низкоомный вход и замыкать высокоомный выход; h -параметры являются смешанными (гибридными) параметрами линейного активного четырехполюсника, каким является транзистор при малых сигналах. Для любого линейного четырехполюсника в качестве положительных берут направления, показанные на рис. 5.37.

В соответствии с уравнениями (5.67) и (5.68) транзистор можно представить эквивалентной схемой, показанной на рис. 5.38. Эквивалентная схема транзистора с h -параметрами справедлива для любой схемы включения транзистора.

Для схемы с ОБ h -параметрам приписывают индекс б: $h_{11б}$, $h_{12б}$, $h_{21б}$ и $h_{22б}$. Для схемы с ОЭ h -параметры обозначаются через $h_{11э}$, $h_{12э}$, $h_{21э}$ и $h_{22э}$. Строчные индексы б и э применяются для параметров переменного тока, прописные Б и Э — для параметров в режиме больших сигналов.

Для лучшего понимания h -параметров транзистора полезно ознакомиться с возможными схемами их измерения.

На рис. 5.39, а приведена схема для измерения параметра $h_{11э}$, являющегося входным сопротивлением транзистора для малого переменного напряжения. Все параметры транзистора зависят от режима по постоянному току, поэтому прежде всего для транзистора в схеме устанавливают режим по постоянному току. Например, параметры маломощных транзисторов часто измеряют при напряжении $U_K = 5$ В и токе $I_K = 1$ мА. Необходимый режим по постоянному току можно установить следующим образом. Возьмем напряжение источника питания $U_H = 10$ В и включим резистор $R_K = 5$ кОм, тогда при коллекторном токе $I_K = 1$ мА постоянное напряжение U_K относительно земли будет равно 5 В. Этого добиваются подбором резистора R_6 , сопротивление которого зависит от $h_{21э}$. При $h_{21э} = 100$ $R_6 \approx 1$ МОм.

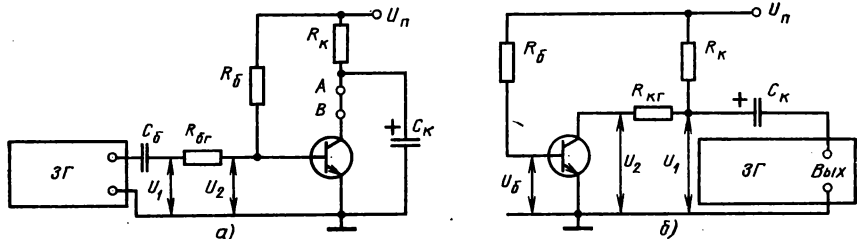


Рис. 5.39. Схемы измерения параметров:

а — $h_{11э}$ и $h_{21э}$; б — $h_{12э}$ и $h_{22э}$

Поэтому подбирать его нужно, подключая сопротивления $R_б$, измеряемые сотнями килоом, а не включая, как это иногда делают, переменное сопротивление, изменяющее свое значение от нуля.

Установив нужный режим по постоянному току, подключают звуковой генератор ЗГ и подают с его выхода напряжение U_1 , не превышающее 20 мВ. Частоту измерения обычно берут равной 1 кГц. Сопротивление $R_{бг}$ можно взять равным 1—2 кОм, но его значение должно быть точно известным, например с точностью $\pm 5\%$. Измеряя U_1 и U_2 электронным милливольтметром переменного тока, определяют ток через $R_{бг}$, который с большой точностью является также и переменным током базы, так как можно пренебречь ответвлением переменного тока в $R_б$. Очевидно, что $h_{11э} = R_{вх} = U_2/I_б$.

Для измерения параметра $h_{21э}$ используют ту же схему, но в разрыв между точками А и В включают небольшое сопротивление, например $R = 500$ Ом. Электронным милливольтметром переменного тока измеряют напряжение точки В относительно земли и убеждаются в том, что напряжение точки А относительно земли равно нулю. Зная падение напряжения на включенном сопротивлении, определяют переменную составляющую коллекторного тока и вычисляют $h_{21э} = I_к/I_б$.

Для измерения $h_{22э}$ и $h_{12э}$ собирают схему, показанную на рис. 5.39, б. Установив режим по постоянному току, подключают звуковой генератор ЗГ. Устанавливают переменное напряжение $U_2 = 1—2$ В. Измеряя переменные напряжения U_1 и U_2 и зная $R_{к,г}$, находят переменную составляющую коллекторного тока. Поделив переменную составляющую коллекторного тока на переменное напряжение U_2 , получают параметр $h_{22э} = I_к/U_2$.

Измеряя милливольтметром напряжение $U_б$, находят $h_{12э} = U_б/U_2$.

5.10. ГИБРИДНАЯ П-ОБРАЗНАЯ ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРАНЗИСТОРА

Эквивалентная схема, изображенная на рис. 5.38, получена на основе уравнений, связывающих входные и выходные токи и напряжения.

Исходя из физических принципов работы транзистора, описанных выше, можно получить физические эквивалентные схемы транзистора. Одна из таких физических схем для транзистора, включенного по схеме с ОЭ, предложенная Джаколетто, показана на рис. 5.40. Ее обычно называют гибридной П-образной эквивалентной схемой. В схеме имеются две базовые точки: точка δ , соответствующая внешнему выводу базы, и воображаемая точка $\delta 1$, находящаяся внутри объемной области базы. Базовый ток течет в основном поперек базы, имеющей в этом направлении очень малое сечение из-за ее малой толщины. Распределенное сопротивление базовому току внутри базовой области называется сопротивлением базы $r_{\delta 1 \delta}$. Оно зависит от удельного сопротивления материала, образующего базу. Сопротивление $r_{\delta 1 \delta}$ и емкость C_2 характеризуют эмиттерный переход, а сопротивление $r_{\delta 1 \kappa}$ и емкость C_3 — коллекторный. Сопротивление $r_{\kappa \delta}$ называется сопротивлением внешней утечки между коллектором и эмиттером.

Генератор тока, показанный на схеме, связывает выходной ток с напряжением на эмиттерном переходе.

Кроме емкостей, указанных на схеме, транзистор может иметь емкости между внешними выводами. Эти емкости можно объединить с подключаемыми к транзистору внешними элементами и отнести к ним. Поэтому внешние емкости на схеме не показаны.

Величины всех элементов гибридной П-образной схемы транзистора можно определить из геометрических размеров и конструкции транзистора. Но эти величины можно также определить из физических соображений, сопоставляя их с h -параметрами.

Известно, например, что коллекторный ток почти равен эмиттерному, который, в свою очередь, определяется напряжением на эмиттерном переходе $U_{\delta 1 \delta}$. Динамическое сопротивление эмиттерного перехода r_2 (в омах) равно $r_2 = 25/I_2$, где I_2 — постоянная составляющая тока эмиттера, мА. Динамическое сопротивление связывает переменную составляющую тока эмиттера I_2 с переменным напряжением $U_{\delta 1 \delta}$ на эмиттерном переходе: $I_2 = U_{\delta 1 \delta}/r_2$. Отсюда

$$I_{\kappa} \approx I_2 = U_{\delta 1 \delta}/r_2 = S U_{\delta 1 \delta}, \quad (5.71)$$

причем

$$S = 1/r_2 = 40 I_{\kappa}, \quad (5.72)$$

где S — крутизна, мА/В; I_{κ} — постоянная составляющая коллекторного тока, мА.

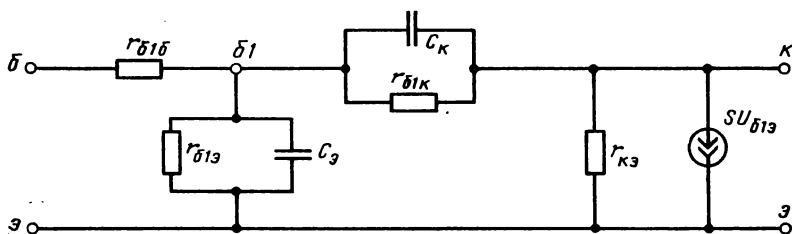


Рис. 5.40. Гибридная П-образная физическая эквивалентная схема транзистора с ОЭ (схема Джаколетто)

Сопротивление $r_{б1э}$ превышает сопротивление $r_э$ во столько же раз, во сколько эмиттерный или коллекторный ток больше базового. Отсюда

$$r_{б1э} = h_{21э} r_э. \quad (5.73)$$

Сопротивление $r_{б1б}$ можно определить, сравнивая входные сопротивления схем, представленных на рис. 5.38 и 5.40.

На низких частотах влиянием емкостей можно пренебречь и считать, что

$$h_{11э} = r_{б1б} + r_{б1э}, \quad (5.74)$$

откуда

$$r_{б1б} = h_{11э} - r_{б1э}. \quad (5.75)$$

Согласно этому выражению $r_{б1б}$ равно разности двух очень близких величин, поэтому погрешность определения $r_{б1б}$ в соответствии с (5.75) велика. Обычно $r_{б1б}$ определяют другими методами. Например, $r_{б1б}$ можно измерить как входное сопротивление на достаточной высокой частоте, когда благодаря шунтирующему действию $C_э$ можно считать, что

$$R_{вх} \approx r_{б1б}. \quad (5.76)$$

В эквивалентной схеме Джиаколетто сопротивлением $r_{б1к}$ учитывается явление модуляции эффективной толщины базы. Его можно определить, сравнивая коэффициенты обратной связи по напряжению схем, представленных на рис. 5.38 и 5.40, на низких частотах:

$$h_{12э} = r_{б1э} / r_{б1к}. \quad (5.77)$$

откуда

$$r_{б1к} = r_{б1э} / h_{12э} = h_{21э} r_э / h_{12э}. \quad (5.78)$$

Наконец, сравнивая выходные проводимости двух схем, получаем

$$h_{22э} = 1/r_{кэ} + h_{12э} S + 1/(r_{б1э} + r_{б1к}). \quad (5.79)$$

Пренебрегая последним членом из-за его малости, имеем

$$r_{кэ} = 1/(h_{22э} - h_{12э} S). \quad (5.80)$$

На низких частотах при расчетах удобнее пользоваться эквивалентной схемой с низкочастотными h -параметрами. Достоинством схемы Джиаколетто является то, что ее параметры можно считать не изменяющимися в широкой области частот.

На схеме Джиаколетто (см. рис. 5.40) показаны емкости эмиттерного и коллекторного переходов. Эмиттерная емкость $C_э$ состоит из двух емкостей: барьерной и диффузионной. Так как эмиттерный переход смещен в прямом направлении, диффузионная емкость больше барьерной и в первом приближении можно считать, что $C_э$ определяется в основном диффузионной емкостью.

Емкость коллекторного перехода в основном определяется барьерной емкостью, так как коллекторный переход смещен в обратном направлении и диффузионная емкость коллекторного перехода пренебрежимо мала.

Из физической схемы следует, что на частоте f , для которой выполняется равенство

$$r_{610} = 1/2\pi f C_0, \quad (5.81)$$

составляющие переменного тока базы в сопротивлении r_{610} и в емкости C_0 одинаковы. Следовательно, при постоянстве переменного тока базы напряжение между точками b_1 и a , а также ток SU_{610} уменьшаются по модулю в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с напряжением при частоте, когда нет ответвления тока в емкость.

Экспериментально измеренная частота, при которой выходной ток транзистора уменьшается по абсолютной величине в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с током на низких частотах, называется *предельной частотой передачи тока в схеме с ОЭ* и обозначается f_{h210} . Согласно (5.73) и (5.81) имеем

$$f_{h210} = 1/2\pi h_{210} r_0 C_0. \quad (5.82)$$

Частота, соответствующая равенству сопротивлений r_0 и C_0 , называется *предельной частотой передачи тока в схеме с ОБ* — f_{h216} . Она также определяется экспериментально.

Нетрудно видеть, что

$$f_{h210} = f_{h216}/h_{210}. \quad (5.83)$$

На частоте f_{h210} коэффициент передачи тока h_{210} уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, но еще остается большим. Например, при очень низкой частоте $f = 100$ Гц h_{210} может равняться 50, тогда на частоте f_{h210} коэффициент передачи $|h_{210}| = 35$. Дальнейшее повышение частоты ведет к еще большему уменьшению коэффициента передачи тока, так как при неизменной переменной составляющей тока базы напряжение на емкости C_0 уменьшается. При достаточно высокой частоте почти весь ток базы проходит через емкость C_0 и создает на ней напряжение

$$|U_{610}| \approx I_0 (1/\omega C_0). \quad (5.84)$$

При некоторой достаточно высокой частоте $f_{гр}$ коэффициент передачи уменьшится настолько, что ток на выходе транзистора станет равным току базы. Эту частоту можно найти из равенства

$$S (1/\omega_{гр} C_0) I_0 = I_0, \quad (5.85)$$

откуда

$$f_{гр} = S/2\pi C_0 = 1/2\pi r_0 C_0. \quad (5.86)$$

Частота $f_{гр}$ называется *границной частотой передачи тока транзистора*.

Из выражений (5.82)—(5.86) видно, что частота $f_{гр}$ совпадает с частотой f_{h216} . На самом же деле определенная экспериментально частота $f_{гр}$ не совпадает с экспериментально определенной частотой f_{h216} , но близка к ней. Например, у бездрейфовых транзисторов $f_{h216} \approx 1,2f_{гр}$, а у дрейфовых $f_{h216} = 1,6f_{гр}$.

Экспериментально частота $f_{гр}$ всегда определяется экстраполяцией, которая производится на следующем основании. В соответствии

с эквивалентной схемой Джиаколетто прямой коэффициент передачи переменного тока на некоторой частоте f

$$h_{21\beta} = h_{21\beta(0)} / (1 + jf/f_{h21\beta}), \quad (5.87)$$

где $h_{21\beta(0)}$ — коэффициент передачи переменного тока на очень низких частотах.

$$\text{При } f/f_{h21\beta} \gg 1 \quad (5.88)$$

$$|h_{21\beta}| \approx h_{21\beta(0)} (f_{h21\beta}/f) \approx f_{\Gamma\Gamma}/f. \quad (5.89)$$

Отсюда, если выполняется условие (5.88),

$$f_{\Gamma\Gamma} = |h_{21\beta}| f_{\text{изм}}, \quad (5.90)$$

где $f_{\text{изм}}$ — частота, на которой измерен модуль $|h_{21\beta}|$.

Поэтому для определения $f_{\Gamma\Gamma}$ измеряют модуль коэффициента передачи $|h_{21\beta}|$ на достаточно высокой частоте¹, когда он падает до нескольких единиц, а затем определяют $f_{\Gamma\Gamma}$ из (5.90).

Пример. Высокочастотный транзистор ГТ313Б на частоте $f_{\text{изм}} = 100$ МГц имеет $|h_{21\beta}| = 5$. Согласно (5.90) $f_{\Gamma\Gamma} = 500$ МГц. Лучшие транзисторы, выпускаемые в настоящее время, имеют $f_{\Gamma\Gamma}$ на порядок больше.

Обычно выражение (5.86) используют для определения емкости эмиттерного перехода C_{β} по известной частоте $f_{\Gamma\Gamma}$, найденной по результатам измерений или взятой из справочника:

$$C_{\beta} = 1/2\pi f_{\Gamma\Gamma} r_{\beta}.$$

Емкость коллекторного перехода определяют экспериментально или берут из справочника. У высокочастотных транзисторов емкость C_{κ} оказывается равной 0,15—2 пФ, а в новых интегральных микросхемах ее значение доходит до 0,03 пФ.

Как указывалось выше, емкость коллекторного перехода C_{κ} является барьерной емкостью и зависит от напряжения на коллекторе.

Одним из параметров транзистора является максимальная частота генерации. При очень высокой частоте в соответствии со схемой, представленной на рис. 5.40, входное сопротивление транзистора

$$R_{\text{вх}} \approx r_{\beta 1\beta}, \quad (5.91)$$

а выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} \approx (1/S) (C_{\beta}/C_{\kappa}) = r_{\beta} C_{\beta}/C_{\kappa}. \quad (5.92)$$

Обратим внимание на то, что активная составляющая выходного сопротивления на высоких частотах определяется главным образом не сопротивлением $r_{\kappa\beta}$ в схеме Джиаколетто, а активной составляющей генератора тока в той же схеме. Значение тока этого генератора пропорционально напряжению на выходе и соотношению плеч делителя, передающего напряжение с выхода на точки $\beta 1$ и β . Делитель образуют емкости C_{κ} и C_{β} , а также сопротивления $r_{\beta 1\kappa}$, $r_{\beta 1\beta}$, $r_{\beta 1\beta}$ и сопротивление источника входного сигнала, не показанное на рис. 5.40.

Делитель создает напряжение, пропорциональное выходному напряжению $U_{\kappa\beta}$, причем коэффициент передачи делителя больше на высоких, чем на низких частотах. Объясняется это тем, что отношение $r_{\beta 1\beta}/r_{\beta 1\kappa}$ может быть на один или два порядка меньше отношения емкостей C_{κ}/C_{β} .

¹ В соответствии с ГОСТ 18604.25—81 — частота измерения выбирается из ряда: 0,1; 0,3; 1,0; 3,0; 10,0; 30,0; 100 МГц.

Если включить на выходе транзистора трансформатор с коэффициентом трансформации $\sqrt{R_{\text{вых}}/R_{\text{вх}}}$, то сопротивление со стороны выходных зажимов трансформатора окажется равным $R'_{\text{вых}} = R_{\text{вх}}$. При этом коэффициент трансформации

$$\omega_1/\omega_2 = \sqrt{R_{\text{вых}}/R_{\text{вх}}} = \sqrt{r_{\text{э}} C_{\text{э}}/r_{\text{б1б}} C_{\text{к}}}.$$

На достаточно высокой частоте согласно (5.89) можно считать, что $h_{21\beta} \approx f_{\text{гр}}/f$. Таким образом, общий коэффициент передачи тока от входа к выходу при наличии трансформатора

$$K_I = (f_{\text{гр}}/f) (\omega_1/\omega_2).$$

Это выражение дает коэффициент передачи тока в режиме короткого замыкания выхода. Когда же выход трансформатора нагружается на сопротивление, равное входному, коэффициент передачи тока уменьшается вдвое:

$$K_I = 0,5 (f_{\text{гр}}/f) (\omega_1/\omega_2). \quad (5.93)$$

Если соединить вход транзистора с выходом через трансформатор, то усилитель превратится в автогенератор. Генерация колебаний возможна только на тех частотах, на которых коэффициент передачи тока $K_I > 1$.

Приравняв выражение (5.93) единице, найдем *максимальную частоту генерации*

$$f_{\text{max}} = 0,5 f_{\text{гр}} \sqrt{r_{\text{э}} C_{\text{э}}/r_{\text{б1б}} C_{\text{к}}}.$$

Подставляя $f_{\text{гр}}$ из (5.86), получаем

$$f_{\text{max}} = \sqrt{\bar{f}_{\text{гр}}/8\pi r_{\text{б1б}} C_{\text{к}}}. \quad (5.94)$$

Максимальная частота генерации соответствует коэффициенту усиления мощности, равному единице. В то же время она является максимальной частотой, на которой транзистор способен усиливать в режиме наилучшего согласования входного сопротивления с источником сигнала, а выходного сопротивления — с нагрузкой.

Из выражения (5.94) видно, что при использовании транзистора на высоких частотах одинаково важны как повышение граничной частоты $f_{\text{гр}}$, так и уменьшение распределенного сопротивления базы $r_{\text{б1б}}$ и емкости коллекторного перехода $C_{\text{к}}$.

Пример. Определим максимальную частоту генерации транзистора ГТ313Б, имеющего $C_{\text{к}} = 2$ пФ; $r_{\text{б1б}} = 20$ Ом; $f_{\text{гр}} = 500$ МГц. Подставив эти значения в (5.94), получим

$$f_{\text{max}} = \sqrt{5 \cdot 10^8 / 8\pi \cdot 20 \cdot 2 \cdot 10^{-12}} \approx 7 \cdot 10^8 \text{ Гц} = 700 \text{ МГц}.$$

Следует отметить, что схема Джиаколетто, на основании которой выведено выражение для максимальной частоты генерации, справедлива лишь до частот около $0,3 f_{\text{гр}}$. В данном же примере $f_{\text{max}} > f_{\text{гр}}$.

Для высоких частот можно уточнить выражение (5.94) следующим образом. Перепишем его в другой форме:

$$f_{\text{max}} = 1/4\pi \sqrt{r_{\text{б1б}} C_{\text{к}} \tau_{\text{б}}},$$

где $\tau_{\text{б}} = 1/C_{\text{э}} r_{\text{э}}$ — время пролета неосновных носителей через базу. Добавим к этому времени другие временные задержки: время заряда эмиттерного барьера $\tau_{\text{э}}$, время пролета носителей через коллекторный обедненный слой $\tau_{\text{к1}}$ и время заряда коллекторного обедненного слоя $\tau_{\text{к2}}$. В результате получим более точное выражение для f_{max} [7]

$$f_{\text{max}} = 1/4\pi \sqrt{r_{\text{б1б}} C_{\text{к}} \tau}, \quad (5.95)$$

где $\tau = \tau_{\text{б}} + \tau_{\text{э}} + \tau_{\text{к1}} + \tau_{\text{к2}}$.

Аналогично можно уточнить постоянную времени $r_{\text{б1б}} C_{\text{к}}$, что соответствует некоторым видоизменениям и усложнениям эквивалентной схемы. Однако во многих случаях, даже на достаточно высоких частотах, в подобных уточнениях нет необходимости.

5.11. ЗАВИСИМОСТЬ h -ПАРАМЕТРОВ ОТ РЕЖИМА

Значения h -параметров зависят от режима работы транзистора, т. е. от постоянного напряжения и тока коллектора.

На рис. 5.41 приведены экспериментально снятые зависимости h -параметров транзистора типа МП41, включенного по схеме с ОЭ.

Из рисунка видно, что коэффициент передачи тока малоомощного транзистора МП41 имеет слабовыраженный максимум при токе $I_K = 7$ мА. Следовательно, вблизи этого значения тока наблюдается

наибольшая линейность его характеристик. Однако малоомощные транзисторы при таком сравнительно большом токе в рабочей точке редко используют. Обычно предпочитают меньший коллекторный ток для уменьшения рассеиваемой мощности и по соображениям, связанным с выбором сопротивления нагрузки в цепи коллектора. В частности, желательно, чтобы сопротивление нагрузки было большим, обеспечивая тем самым большое выходное сопротивление каскада, необходимое для предотвращения нелинейных искажений вследствие нелинейности входного сопротивления следующего каскада.

Другим важным обстоятельством является уменьшение входного сопротивления

$h_{11э}$ при увеличении тока коллектора. В соответствии с физической эквивалентной схемой

$$h_{11э} = r_{б1э} + h_{21э} r_э = r_{б1э} + h_{21э} 25/I_э.$$

Если бы сопротивление $r_{б1э}$ было равно нулю, а $h_{21э}$ был постоянным, то $h_{11э}$ изменялось бы во столько раз, во сколько изменялся ток эмиттера. Учитывая наличие сопротивления $r_{б1э}$ и некоторый рост $h_{21э}$ с увеличением тока коллектора, десятикратное увеличение коллекторного тока по сравнению с током $I_э = 1$ мА приводит к уменьшению $h_{11э}$ примерно в 5 раз. С уменьшением коллекторного тока $h_{11э}$ увеличивается.

При изменении коллекторного тока имеет место также изменение коэффициента обратной связи по напряжению, но сам коэффициент $h_{12э}$ меняется слабо, оставаясь малым.

Выходная проводимость $h_{22э}$ прямо пропорциональна коллекторному току.

5.12. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЯ

Основными параметрами усилителя малых сигналов являются коэффициенты передачи тока и напряжения, а также входное и выходное сопротивления. Как уже упоминалось, для расчета усилителя на

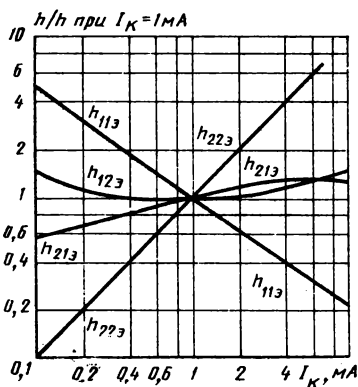


Рис. 5.41. Изменение h -параметров транзистора от тока коллектора

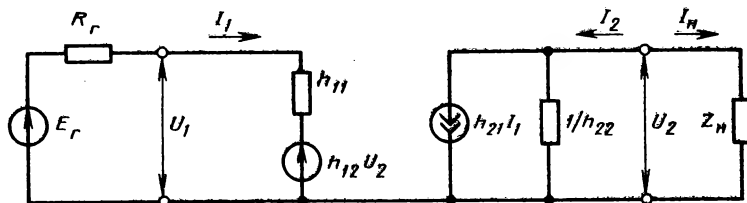


Рис. 5.42. Схема усилителя с h -параметрами

низких частотах наиболее удобна эквивалентная схема с h -параметрами (рис. 5.42).

Коэффициент передачи тока. Коэффициентом передачи тока K_I называют отношение тока в нагрузке к току на входе усилителя:

$$K_I = I_2/I_1 = -I_2/I_1.$$

Ток $I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2$. Подставляя в это равенство $U_2 = -I_2 Z_n$, получаем $I_2 = h_{21}I_1 - h_{22}Z_n I_2$, или $I_2(1 + h_{22}Z_n) = h_{21}I_1$. Следовательно,

$$I_2 = h_{21}I_1 / (1 + h_{22}Z_n),$$

откуда

$$K_I = -h_{21}/(1 + h_{22}Z_n). \quad (5.96)$$

Пример. Пусть $h_{21} = 50$; $1/h_{22} = 40$ кОм; $Z_n = R_n = 4$ кОм. Согласно (5.96) $K_I = -50/(1 + 0,1) \approx -45$.

Из данного примера видно, что коэффициент усиления тока по абсолютной величине близок к h_{21} .

Входное сопротивление. Входным сопротивлением усилителя $Z_{вх}$ называется отношение входного напряжения к входному току:

$$Z_{вх} = U_1/I_1. \quad (5.97)$$

Подставляя в это равенство $U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2$ и выражая U_2 через I_1 , получаем

$$U_2 = -I_2 Z_n = K_I I_1 Z_n.$$

Следовательно,

$$Z_{вх} = h_{11} + h_{12} K_I Z_n = h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22} + 1/Z_n}. \quad (5.98)$$

Таким образом, входное сопротивление транзисторного усилителя зависит не только от h -параметров транзистора, но и от сопротивления нагрузки на выходе усилителя. Покажем на примере, в какой степени входное сопротивление зависит от сопротивления нагрузки.

Пример. Пусть $h_{12} = 1,3$ кОм; $h_{12} = 3 \cdot 10^{-4}$; $h_{21} = 50$; $1/h_{22} = 40$ кОм. Тогда при $Z_n = 0$ $Z_{вх} = h_{11} = 1,3$ кОм; при $Z_n = 1/h_{22} = 40$ кОм; $Z_{вх} = 1$ кОм; при $Z_n = \infty$ $Z_{вх} = 0,7$ кОм.

Если нагрузка находится в пределах 0—10 кОм, что наиболее часто встречается на практике, входное сопротивление очень близко к $h_{11э}$ и почти не зависит от сопротивления нагрузки. Это наиболее реальный случай, потому что даже при большом сопротивлении нагрузки (порядка 10 кОм) последнее, как правило, шунтируется небольшим входным сопротивлением следующего каскада. Исключением является случай, когда в цепи коллектора нет отдельного резистора, а нагрузкой является вход следующего каскада, в котором транзистор включен по схеме с ОК (см. § 5.31).

Коэффициент передачи напряжения. Коэффициентом передачи напряжения K называют отношение напряжения на выходе усилителя к напряжению на его входе:

$$K = U_2/U_1 = (I_H Z_H) / (I_1 Z_{вх}) = K_I (Z_H/Z_{вх}). \quad (5.99)$$

Пример. Пусть $h_{21э} = 50$; $R_H = R_K = 4$ кОм; $K_I = -45$; $R_{вх} = 1,3$ кОм.

Тогда $K = -45 (4/1,3) \approx -135$.

При наличии следующего каскада $Z_H'' = Z_H \parallel Z_{вх2}$.

Пусть, например, $R_{вх2} = 1,3$ кОм. В этом случае $Z_H'' = 4 \cdot 1,3 / (4 + 1,3) \approx 1$ кОм и $K = -45 (1/1,3) \approx -35$.

Выходное сопротивление. Выходным сопротивлением усилителя $Z_{вых}$ называют отношение выходного напряжения, поданного на его выход, к протекающему при этом току на выходе:

$$Z_{вых} = U_2/I_2 \text{ при } E_r = 0.$$

Ток I_2 равен $I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2$. Поделив обе части этого равенства на U_2 , получим

$$1/Z_{вых} = h_{21}(I_1/U_2) + h_{22}.$$

Рассматривая левую часть эквивалентной схемы (см. рис. 5.42), видим, что при $E_r = 0$

$$I_1 = -h_{12}U_2 / (R_r + h_{11}).$$

Подставив I_1 в предыдущее выражение, получим

$$1/Z_{вых} = h_{22} = h_{12}h_{21} / (R_r + h_{11}). \quad (5.100)$$

Таким образом, выходное сопротивление усилителя зависит не только от h -параметров транзистора, но и от сопротивления генератора, включенного на входе усилителя.

Пример. Пусть $h_{22э} = 2,5 \cdot 10^{-5}$; $h_{21э} = 50$; $h_{12э} = 3 \cdot 10^{-4}$; $h_{11э} = 1,3$ кОм. Тогда при $R_r = 0$ $Z_{вых} \approx 2 (1/h_{22э}) \approx 80$ кОм; при $R_r = h_{11э}$ $Z_{вых} \approx 50$ кОм; при $R_r = \infty$ $Z_{вых} = 1/h_{22э} = 40$ кОм.

Обычно сопротивление генератора R_r находится в пределах $(1-10)h_{11э}$. При этом $Z_{вых} \approx 1/h_{22э}$.

Часто выходное сопротивление каскада определяют с учетом сопротивления коллекторной нагрузки R_K :

$$Z'_{вых} = Z_{вых} \parallel R_K.$$

В этом случае чаще всего $Z_{вых} \gg R_K$, поэтому $Z'_{вых} \approx R_K$.

Итак, для схемы с ОЭ в большинстве случаев можно считать, что

$$R_{вх} \approx h_{113}; R_{вых} \approx 1/h_{223}; |K_I| \approx h_{213}. \quad (5.10.1)$$

Следовательно, h -параметры при реально применяемых сопротивлениях нагрузки и генератора характеризуют не только транзистор, но и усилительный каскад в целом.

5.13. СХЕМА С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ (ЭМИТТЕРНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ)

На рис. 5.43, *а* показана схема с ОК. Она называется также эмиттерным повторителем, так как напряжение на эмиттере по полярности совпадает с напряжением на входе и близко к нему по значению. На рис. 5.43, *б* показана упрощенная схема, справедливая для переменных составляющих токов и напряжений. Эта схема получена в результате применения теоремы Тевенина к схеме, приведенной на рис. 5.43, *а*.

Если сопротивление нагрузки мало и выполнится условие

$$h_{223}|Z_H| \ll 1, \quad (5.102)$$

то от схемы, приведенной на рис. 5.38, можно перейти к упрощенной эквивалентной схеме на рис. 5.44, *а*.

В этом случае можно пренебречь не только ответвлением тока в цепь, содержащую h_{223} , но и ЭДС генератора $h_{123}U_{кз}$.

Упрощенную эквивалентную схему перерисуем так, как показано на рис. 5.44, *б*. Используем эту схему транзистора для анализа эмиттерного повторителя, эквивалентная схема которого с использованием упрощенной эквивалентной схемы транзистора показана на рис. 5.45.

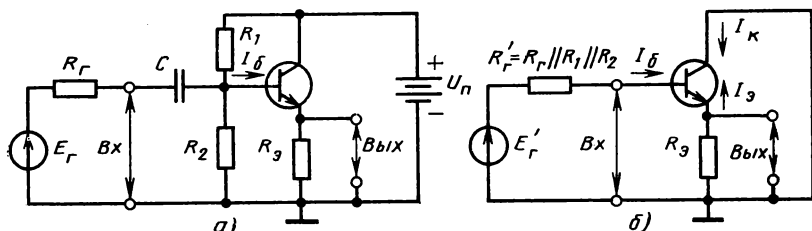


Рис. 5.43. Эмиттерный повторитель:

а — исходная схема; *б* — схема, преобразованная по Тевенину

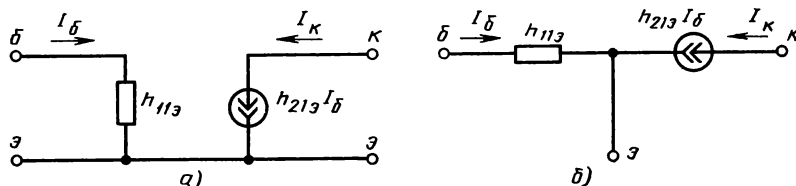


Рис. 5.44. Упрощенная эквивалентная схема транзистора с двумя h -параметрами

Коэффициент передачи тока. В соответствии с эквивалентной схемой коэффициент передачи тока

$$K_I = -I_3/I_6 = (I_6 + h_{213} I_6)/I_6 = h_{213} + 1. \quad (5.103)$$

Входное сопротивление. Входное сопротивление равно отношению входного напряжения к току базы:

$$Z_{вх} = U_{вх}/I_6 = [h_{113} I_6 + (h_{213} + 1) I_6 Z_H]/I_6 = h_{113} + (h_{213} + 1) Z_H. \quad (5.104)$$

Пример. Пусть $h_{113} = 1,3$ кОм; $R_3 = 1$ кОм; $h_{213} = 50$.

Тогда при $R_{вх} = h_{113} + (h_{213} + 1) R_3 = 1,3 + (50 + 1) 1 = 52,3$ кОм.

Коэффициент передачи напряжения.

$$K = K_I \frac{Z_H}{Z_{вх}} = (h_{213} + 1) \frac{R_3}{h_{113} + (h_{213} + 1) R_3}. \quad (5.105)$$

Выходное сопротивление. Ток эмиттера

$$I_3 = -(I_6 + h_{213} I_6) = -(1 + h_{213}) I_6.$$

В соответствии со схемой, приведенной на рис. 5.45, при $E_r = 0$ ток базы $I_6 = -U_{3к}/(R_r + h_{113})$. Следовательно,

$$I_3 = U_{3к} (h_{213} + 1)/(R_r + h_{113}).$$

Отсюда выходное сопротивление

$$Z_{вых} = U_{3к}/I_3 = (R_r + h_{113})/(h_{213} + 1). \quad (5.106)$$

Из этого выражения следует, что выходное сопротивление эмиттерного повторителя зависит от сопротивления генератора и мало, когда сопротивление генератора мало по сравнению с h_{113} .

Малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя является его ценным свойством. Благодаря малому выходному сопротивлению эмиттерный повторитель эквивалентен генератору напряжения, которое мало изменяется при изменении сопротивления нагрузки (конечно, пока сопротивление нагрузки много больше выходного сопротивления генератора).

Пример. Пусть $R_r + h_{113} = 5$ кОм и $h_{213} + 1 = 100$. Согласно (5.106) в этом случае выходное сопротивление эмиттерного повторителя равно 50 Ом. Выходное напряжение почти не изменяется, если к эмиттерному повторителю через переходный конденсатор подключается сопротивление $R_H = 1-2$ кОм. Лишь подклю-

чение значительно меньшего сопротивления, сравнимого с выходным сопротивлением 50 Ом, вызывает значительное уменьшение выходного напряжения. Однако это справедливо лишь до тех пор, пока сохраняется линейный режим работы. При выходе за пределы линейного режима наступает ограничение амплитуды колебаний вследствие отсечки коллекторного тока или захода колебаний в область насыщения. В этом случае даже подключение больших сопротивлений на выходе приводит к значительному уменьшению выходного напряжения вследствие ограничения. Это легко уяснить из ранее приведенного рис. 5.29, а.

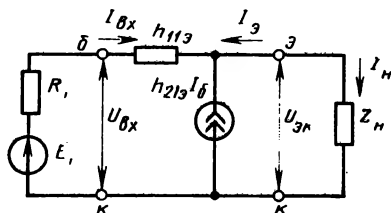


Рис. 5.45. Упрощенная эквивалентная схема эмиттерного повторителя

Пусть, например, выбрана рабочая точка M_4 . Она соответствует напряжению источника питания $U_{\Pi} = 10$ В, напряжению коллектор—эмиттер $U_{КЭ} = 2$ В, постоянному напряжению на эмиттере относительно земли для эмиттерного повторителя $U_3 = 10 - 2 = 8$ В и току коллектора $I_K \approx 7$ мА. Нетрудно убедиться, что показанная на рис. 5.29, а линия переменного сопротивления $R_{\sim} \approx (2/7)$ кОм ≈ 300 Ом пересекает ось абсцисс в точке 4 В, что дает предельную амплитуду выходного напряжения $U_m = 4 - 2 = 2$ В. Если $R_{\sim}$ уменьшится в 10 раз, то эта линия идет круче и предельная амплитуда также уменьшается в 10 раз, т. е. падает до 0,2 В.

Отсюда видно, что если необходимы достаточно большие амплитуды выходного напряжения, то рабочую точку M_4 желательно смещать вверх и работать не при исходном токе 7 мА, показанном на рис. 5.29, а, а при значительно большем токе.

О возможности ограничения амплитуды на выходе повторителя иногда забывают, когда к его выходу подключают малые сопротивления. Например, пусть к эмиттерному повторителю через переходный конденсатор подключен коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом, нагруженный на конце на сопротивление, равное волновому. В этом случае при амплитуде 2 В на нагрузке 50 Ом (точнее, при $R_{\sim} = R_3 \parallel R_H = 50$ Ом) амплитуда тока $I_m = 2/50 = 4 \cdot 10^{-2}$ А = 40 мА. Так как постоянная составляющая эмиттерного тока должна быть не меньше амплитуды переменной составляющей, то рабочую точку M_4 следует сместить вверх, по крайней мере, до 40 мА. При этом постоянное сопротивление в цепи эмиттера согласно рис. 5.29, а $R_3 = (10 - 2)/40 = 0,2$ кОм.

Для реальных характеристик транзистора, имеющих ограничение снизу на ток $I_{КЭ0}$ и слева вследствие режима насыщения, рабочая точка должна быть дополнительно смещена вверх и вправо.

Таким образом, эмиттерный повторитель при малом сопротивлении генератора и большом сопротивлении нагрузки имеет большое входное и малое выходное сопротивление и коэффициент усиления напряжения, близкий к единице.

5.14. ВЛИЯНИЕ НЕЗАШУНТИРОВАННОГО ЕМКОСТЬЮ СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЦЕПИ ЭМИТТЕРА

В схеме с ОЭ в цепь эмиттера часто включают резистор, имеющий сопротивление R_3 для стабилизации режима транзистора по постоянному току. Параллельно резистору обычно включается конденсатор. Однако его емкость может быть недостаточной. В этом случае ее влияние неодинаково для различных частот.

Рассмотрим влияние сопротивления в цепи эмиттера на примере каскада усилителя, схема которого показана на рис. 5.46. В этой схеме сопротивления делителя напряжения в цепи базы, задающего исходный режим транзистора, в соответствии с теоремой Тевенина отнесены к источнику сигнала. Используя упрощенную эквивалентную схему транзистора, получаем эквивалентную схему усилителя, показанную на рис. 5.47.

Коэффициент передачи тока. Пользуясь эквивалентной схемой, находим

$$\begin{aligned} K_I = I_H / I_6 &= -I_K / I_6 = -h_{21a} I_6 / I_6 = \\ &= -h_{21a}. \end{aligned} \quad (5.107)$$

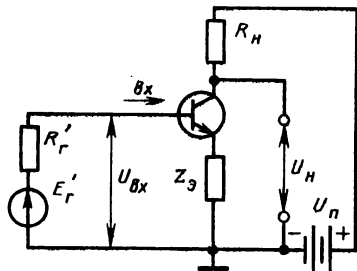


Рис. 5.46. Усилитель с ОЭ с резистором в цепи эмиттера

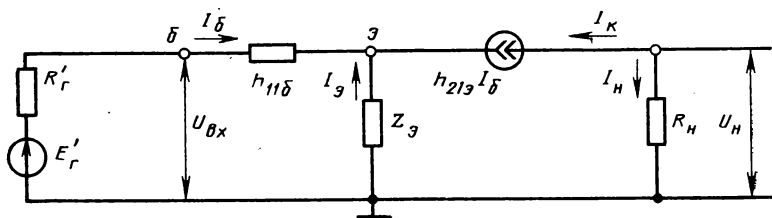


Рис. 5.47. Эквивалентная схема усилителя на рис. 5.46

Следовательно, коэффициент передачи тока не зависит от сопротивления в цепи эмиттера и равен $-h_{21э}$.

Входное сопротивление. По определению $Z_{вх} = U_{вх}/I_{вх}$. В рассматриваемом случае

$$U_{вх} = I_б h_{11э} - I_э Z_э = I_б h_{11э} + I_б (h_{21э} + 1) Z_э,$$

откуда

$$Z_{вх} = h_{11э} + (h_{21э} + 1) Z_э. \quad (5.108)$$

Из данного выражения видно, что незашунтированное сопротивление, включенное в цепи эмиттера, увеличивает входное сопротивление.

Хотя коэффициент усиления тока самого транзистора при этом не изменяется, может иметь место значительное уменьшение усиления тока в схеме из-за его ответвления в другие цепи, например в цепи стабилизации напряжения базы, а также в цепь коллекторного сопротивления предыдущего каскада.

Это хорошо видно из рис. 5.48, где переменный коллекторный ток транзистора VT_1 разветвляется на токи I_1 , I_2 , I_3 и $I_{вх}$. Ток $I_κ$ можно считать постоянным и не зависящим от входного сопротивления транзистора VT_2 , поэтому при увеличении входного сопротивления VT_2 его входной ток уменьшается.

Коэффициент передачи напряжения. В соответствии с определением коэффициент передачи напряжения

$$K = U_H/U_{вх} = (I_H/I_б) (Z_H/Z_{вх}) = K_I (Z_H/Z_{вх}). \quad (5.109)$$

Так как $Z_{вх}$ значительно увеличивается при наличии в цепи эмиттера сопротивления $Z_э$, коэффициент усиления напряжения значи-

тельно уменьшается по сравнению со случаем, когда $Z_э = 0$.

Подставляя в (5.109) выражение для $Z_{вх}$, находим

$$K \approx -h_{21э} Z_H / [h_{11э} + (h_{21э} + 1) Z_э]. \quad (5.110)$$

Если

$$(h_{21э} + 1) Z_э \gg h_{11э}, \quad (5.111)$$

то $K \approx -Z_H/Z_э$.

$$(5.112)$$

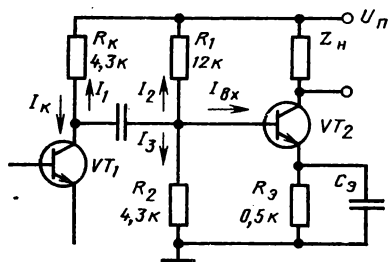


Рис. 5.48. К определению емкости $C_э$

Данное выражение показывает, что при выполнении условия (5.111) усиление напряжения не зависит от параметров транзистора, а определяется отношением сопротивлений в цепи коллектора и эмиттера.

Пример. Пусть $h_{113} = 1,3 \text{ кОм}$; $h_{213} = 50$; $Z_{II} = R_K = 2,7 \text{ кОм}$; $Z_3 = R_3 = 0,5 \text{ кОм}$. Требуется найти K .
Так как условие (5.111) выполняется, то $K \approx -R_K/R_3 = -2,7/0,5 = -5,4$.

Необходимая емкость, шунтирующая сопротивление в цепи эмиттера. Чтобы исключить падение напряжения от протекания переменной составляющей тока эмиттера, параллельно эмиттерному резистору R_3 включают конденсатор C_3 (см. рис. 5.48). Конденсатор оправдывает свое назначение, если выполняется условие

$$X_{C_3} \ll R_3. \quad (5.113)$$

Однако это условие не всегда абсолютно необходимо. В самом деле, если R_3 очень мало, то падение переменного напряжения на нем очень мало и конденсатор C_3 можно не включать.

Для определения необходимой шунтирующей емкости C_3 сравним сопротивления $R_r + h_{113}$ и $R_r + h_{113} + (h_{213} + 1)Z_3$, соответственно определяющие входной ток транзистора при бесконечной и конечной емкостях C_3 . Чтобы ток во втором случае мало отличался от тока в первом случае, необходимо выполнить условие

$$(h_{213} + 1)Z_3 \ll R_r + h_{113}. \quad (5.114)$$

Можно считать, что $Z_3 = 1/j\omega_n C_3$ (ω_n — нижняя граничная частота усилителя), если емкостное сопротивление в несколько раз меньше сопротивления R_3 . В результате сложения сопротивлений $R_r + h_{113}$ и $Z_3 = 1/j\omega_n C_3$ в квадратуре вместо неравенства (5.114) достаточно выполнить равенство

$$(h_{213} + 1)X_{C_3} = (R_r + h_{113})/3,$$

откуда

$$X_{C_3} = (R_r + h_{113})/3 (h_{213} + 1). \quad (5.115)$$

При выполнении этого равенства на нижней граничной частоте пропускания f_n сопротивление $R_r + Z_{вх}$ увеличивается не более чем в $\sqrt{1 + (1/3)^2} \approx 1,06$ раза и, следовательно, усиление за счет недостаточной емкости C_3 уменьшится не более чем на 6 %.

Из равенства (5.115) видно, что необходимое значение емкости C_3 определяется сравнением сопротивления этой емкости на нижней граничной частоте с выходным сопротивлением транзистора со стороны эмиттера (см. рис. 5.48). В самом деле, правая часть равенства (5.115) есть не что иное, как $1/3$ выходного сопротивления эмиттерного повторителя.

Для схемы на рис. 5.48 сопротивления R_K , R_1 и R_2 образуют эквивалентное сопротивление генератора $R_r = R_K || R_1 || R_2$.

Пример. Пусть $h_{11\beta}(\alpha) = 0,4$ кОм и $h_{21\beta}(\alpha) = 100$. Для указанных на схеме рис. 5.48. R_K , R_1 и R_2 эквивалентное сопротивление генератора $R_r = 2$ кОм. Тогда необходимо, чтобы

$$X_{C_9} = \frac{1}{3} \frac{R_r + h_{11\beta}}{h_{21\beta} + 1} = \frac{1}{3} \frac{2000 + 400}{101} \approx 8,0 \text{ Ом.}$$

Если нижняя граничная частота $f_H = 50$ Гц, то конденсатор емкостью $C_9 = 500$ мкФ имеет сопротивление $X_{C_9} = 6,6$ Ом, т. е. имеет сопротивление меньше расчетного.

5.15. ВЛИЯНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЦЕПИ БАЗЫ В СХЕМЕ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

В схеме с ОБ по ряду причин в цепи базы может находиться сопротивление R_6 . Если в схеме с ОЭ сопротивление R_9 увеличивает входное сопротивление на величину $(1 + h_{21\beta}) R_9$, то включение сопротивления R_6 в цепь базы в схеме с ОБ должно увеличивать входное сопротивление на величину $(1 + h_{21\beta}) R_6$. Следовательно, входное сопротивление усилителя с ОБ равно

$$R_{вх} = h_{11\beta} + (1 + h_{21\beta}) R_6. \quad (5.116)$$

Очевидно, что это выражение справедливо лишь при замкнутой коллекторной цепи. При разомкнутой коллекторной цепи коллекторный ток не течет через сопротивление R_K , а входная цепь состоит из перехода эмиттер — база и сопротивления R_6 . В этом случае входное сопротивление $R_{вх} = r_9 + R_6$, где r_9 — динамическое сопротивление эмиттерного перехода.

Как известно, параметр $h_{21\beta}$ — величина отрицательная, близкая к единице, поэтому R_6 мало влияет на входное сопротивление.

Пример. Пусть $h_{11\beta} = 26$ Ом; $h_{21\beta} = -0,98$; $R_6 = 300$ Ом. В данном случае сопротивление R_6 , равное 300 Ом, увеличивает входное сопротивление на $(1 + h_{21\beta}) R_6 = (1 - 0,98) 300 = 6$ Ом, т. е. увеличивает незначительно.

Подставляя в (5.116) $h_{21\beta}$, выраженное через $h_{21\alpha}$, получаем

$$R_{вх} = h_{11\beta} + R_6 / (h_{21\alpha} + 1). \quad (5.117)$$

Достоинство данного выражения заключается в том, что в него входят только положительные величины.

5.16. УВЕЛИЧЕНИЕ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ

В некоторых случаях необходимо, чтобы входное сопротивление усилителя было достаточно большим. Рассмотрим и сравним различные способы увеличения входного сопротивления.

Последовательное включение добавочного сопротивления на входе усилителя. Входное сопротивление усилителя (рис. 5.49) равно

$$R'_{вх} = R_{вх} + R_{доб}.$$

Данный способ очень прост и широко применяется. Его недостатком является потеря энергии усиливаемого сигнала в добавочном сопротивлении.

Включение в цепь эмиттера входного каскада резистора, не шунтируемого конденсатором, или применение на входе усилителя эмиттерного повторителя. В этом случае $R_{вх} = h_{11\beta} + (h_{21\beta} + 1) R_9$, где R_9 — сопротивление в цепи эмиттера.

Применяя данный способ увеличения входного сопротивления, следует иметь в виду, что реальный усилитель содержит цепи смещения, уменьшающие результирующее входное сопротивление усилителя до величины $R'_{вх} = R_{вх} || R_6$, где $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя без учета шунтирующего влияния сопротивления в цепи смещения; R_6 — сопротивление цепи смещения.

Уменьшение коллекторного тока в рабочей точке. Если при коллекторном токе $I_K = 1$ мА входное сопротивление равно 1,3 кОм, то при токе $I_K = 0,01$ мА входное сопротивление примерно в 100 раз больше. Ввиду трудности стабилизации столь малых токов этот метод применим лишь при использовании кремниевых транзисторов, имеющих малый начальный коллекторный ток. Кроме того, желательно, чтобы транзистор имел малые геометрические размеры эмиттера, базы и коллектора. В этом случае при малом коллекторном токе рабочая точка находится ближе к току, соответствующему максимуму коэффициента передачи тока.

«Привязка» цепи смещения по переменному току к эмиттеру. Этот способ иллюстрируется схемой, показанной на рис. 5.50. Из рисунка видно, что сопротивление смещения в цепи базы R_3 одним из своих концов подключено к общей точке сопротивлений R_1 и R_2 и одновременно «привязано» по переменному току к эмиттеру с помощью достаточно большой емкости C . Так как переменный потенциал эмиттера мало отличается от потенциала базы, через сопротивление R_3 течет очень малый переменный ток, равный току, который ответвлялся бы в цепь смещения, когда сопротивление между базой и землей равнялось $R'_3 = R_3 / (1 - K)$.

Коэффициент $K = U_э / U_б$ может быть очень близким к единице. Например, при $K = 0,99$ эффективное сопротивление R'_3 , шунтирующее вход усилителя, в 100 раз больше сопротивления R_3 . Взяв $R_3 = 20$ кОм, получим при $K = 0,99$ $R'_3 = 2$ МОм. Очевидно, что в этом случае сопротивление R_3 заметно не уменьшает входное сопротивление усилителя, которое остается равным $R_{вх} = h_{11э} + (h_{21э} + 1)R_э$.

Увеличивая сопротивление в цепи эмиттера, не удастся увеличить входное сопротивление усилителя до сколь угодно большого значения. То же относится к эмиттерному повторителю. Когда сопротивление $R_э$ очень велико, входное сопротивление эмиттерного повторителя

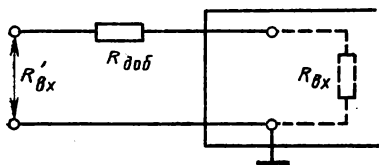


Рис. 5.49. Включение добавочного резистора на входе усилителя для повышения его входного сопротивления

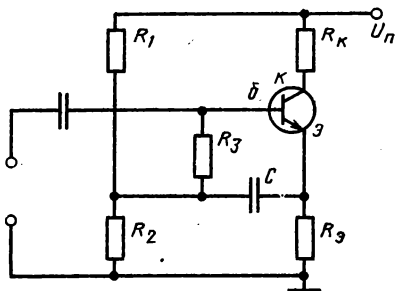


Рис. 5.50. Схема усилителя с «привязкой» по переменному току сопротивления смещения R_3 к эмиттеру через емкость C

определяется сопротивлением запертого коллекторного перехода и оказывается равным выходному сопротивлению каскада с транзистором, включенным по схеме с ОБ: $R_{вх} = 1/h_{22б}$.

5.17. МНОГОКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Обычно усилитель состоит из нескольких каскадов (рис. 5.51). Общий коэффициент усиления n -каскадного усилителя равен произведению коэффициентов отдельных каскадов, и это справедливо как в отношении коэффициента усиления напряжения

$$K = K_1 K_2 \dots K_n, \quad (5.118)$$

так и в отношении коэффициентов усиления тока и мощности:

$$K_I = K_{I1} K_{I2} \dots K_{In}; \quad (5.119)$$

$$K_P = K_{P1} K_{P2} \dots K_{Pn}. \quad (5.120)$$

Полный фазовый сдвиг между напряжениями на входе и выходе многокаскадного усилителя равен сумме фазовых сдвигов, вносимых отдельными каскадами:

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n. \quad (5.121)$$

Составной транзистор (схема Дарлингтона). Разновидностью последовательного включения каскадов является комбинация из двух транзисторов, называемая *составным транзистором* или *схемой Дарлингтона* (рис. 5.52). Два транзистора, включенных по данной схеме, могут рассматриваться как один транзистор, называемый составным, так как он может иметь, как и обычный транзистор, только три внешних вывода.

Составной транзистор имеет следующие h -параметры:

$$h_{11э} = h_{11э}^{(1)} + (h_{21э}^{(1)} + 1) h_{11э}^{(2)}; \quad (5.122)$$

$$h_{21э} = h_{21э}^{(1)} + (h_{21э}^{(1)} + 1) h_{21э}^{(2)} \approx h_{21э}^{(1)} h_{21э}^{(2)}; \quad (5.123)$$

$$h_{12э} \approx h_{12э}^{(1)}; \quad (5.124)$$

$$h_{22э} \approx h_{22э}^{(2)}. \quad (5.125)$$

Основными достоинствами составного транзистора являются высокое входное сопротивление и большой коэффициент передачи тока, недостатком — то, что первый транзистор в схеме Дарлингтона должен работать при очень малом токе эмиттера, так как его эмиттерный ток является базовым током второго транзистора.

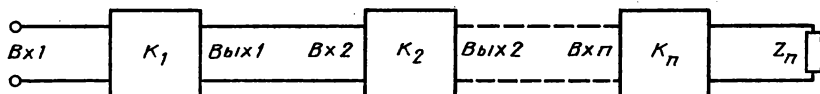


Рис. 5.51. Каскадное включение усилителей

Рис. 5.52. Составной транзистор (схема Дарлингтона)

$$h_{11} = h_{11}^{(1)}; \quad (5.126)$$

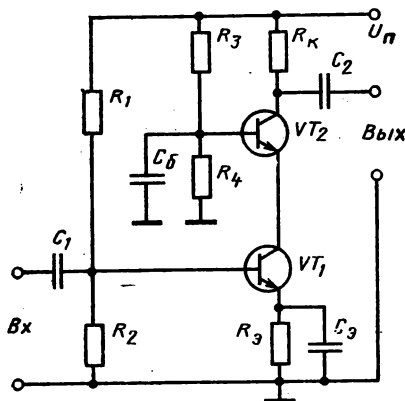
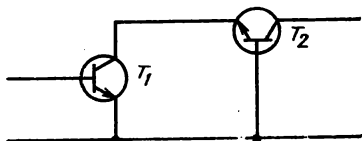
$$h_{12} = h_{123}^{(1)} h_{123}^{(2)} \approx 10^{-7}; \quad (5.127)$$

$$h_{21} = -h_{213}^{(1)} h_{216}^{(2)\dagger} \approx h_{213}^{(1)}; \quad (5.128)$$

$$h_{22} = h_{226}^{(2)}. \quad (5.129)$$

Принципиальная схема каскодного резисторного усилителя показана на рис. 5.54.

Рис. 5.53. Каскодное включение транзисторов



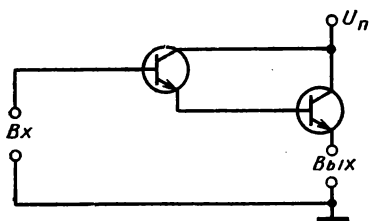


Рис. 5.55. Двойной эмиттерный повторитель — каскадное включение двух эмиттерных повторителей

Каскодную схему включения применяют не только в резисторных, но и в резонансных усилителях, а также при использовании полевых транзисторов и электронных ламп.

Двойной эмиттерный повторитель. Можно осуществить каскадное включение двух эмиттерных повторителей (рис. 5.55). Хотя двойной эмиттерный повторитель имеет меньший коэффициент передачи напряжения, чем один эмиттерный повторитель, так как результирующий коэффициент

передачи равен $K = K_1 K_2$, он все же применяется, когда желательно иметь возможно более высокое входное сопротивление и более низкое выходное.

В самом деле, в этом случае входное сопротивление $R_{вх} = h_{11э} + (h_{21э} + 1)R_э$ велико, так как сопротивлением $R_э$ является большое входное сопротивление второго эмиттерного повторителя. Выходное сопротивление мало так, как $R_{вых} = (R_r + h_{11э}) / (h_{21э} + 1)$, а сопротивлением R_r является малое выходное сопротивление первого эмиттерного повторителя. Однако следует иметь в виду, что вследствие охвата обратной связью двух каскадов возможно возникновение генерации.

Каскадное соединение комплементарных транзисторов. Одной из широко применяемых схем каскадного включения усилителей является каскадное соединение двух усилителей с общим эмиттером, имеющих комплементарные транзисторы (рис. 5.56, а). Первый каскад с общим эмиттером на транзисторе типа $n-p-n$, а второй — на транзисторе типа $p-n-p$.

Между эмиттером и базой второго транзистора устанавливается напряжение $U_{БЭ} \approx 0,6-0,7$ В, если применены кремниевые транзисторы. Это напряжение и ток второго транзистора можно изменять, изменяя коллекторный ток первого транзистора и сопротивление $R_{к1}$, которое обычно берется в пределах $0,1-1,0$ кОм. Достоинством схемы

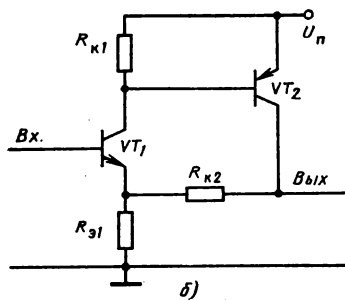
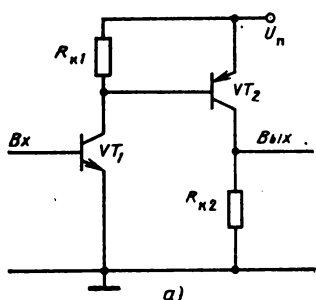


Рис. 5.56. Каскадное соединение комплементарных транзисторов ОЭ и ОЭ: а — без обратной связи; б — с отрицательной обратной связью

является отсутствие переходного разделительного конденсатора, поэтому она широко применяется в интегральном исполнении.

Схема на рис. 5.56, б имеет отрицательную обратную связь, описываемую в гл. 8.

5.18. АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ТРАНЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Амплитудно-частотной характеристикой усилителя называется зависимость модуля коэффициента усиления напряжения от частоты сигнала при постоянной амплитуде сигнала на входе.

При построении амплитудно-частотной характеристики чаще всего применяется относительный масштаб. По оси ординат откладывают не модуль коэффициента усиления, а его отношение к модулю коэффициента усиления на некоторой средней частоте. Амплитудно-частотной характеристикой в этом случае является зависимость

$$y(f) = |K|/|K_{cp}|.$$

Характерный вид характеристики транзисторного усилителя показан на рис. 5.57. В области нижних частот она зависит от емкости переходного конденсатора, суммы сопротивления генератора и входного сопротивления усилителя. Кроме того, она зависит от емкости, шунтирующей сопротивление в цепи эмиттера. Выбор емкости переходного конденсатора и емкости в цепи эмиттера рассматривался ранее.

Рассмотрим амплитудно-частотную характеристику транзисторного усилителя в области верхних частот.

На рис. 5.58, а приведена эквивалентная схема транзистора с подключенным генератором напряжения и сопротивлением нагрузки R'_H . Сопротивление R'_H на схеме изображает сопротивление, включенное в цепь коллектора, с учетом шунтирующего влияния внешней нагрузки, если она имеется.

Ток через емкость C_K пропорционален разности потенциалов $U_{б1к} = U_{б1э} - U_{кэ}$, где $U_{кэ} \approx -SU_{б1э}R'_H$, и поэтому $U_{б1к} = U_{б1э}(1 + SR'_H)$, где $R''_H = R_{вых} || R'_H$.

Следовательно, емкость C_K можно заменить эквивалентной емкостью $C'_K = C_K(1 + SR'_H)$, подключенной параллельно емкости C_α .

Таким образом, можно считать, что между точками б1 и э включена емкость $C_0 = C_\alpha + C'_K(1 + SR'_H)$, показанная на рис. 5.58, б. Напряжение на этой емкости определяет ток зависимого генератора тока, показанного в правой части схемы на рис. 5.58, б. Этот генератор

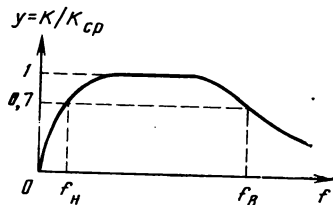


Рис. 5.57. Амплитудно-частотная характеристика транзисторного усилителя

шунтирован емкостью $C_{\text{вых}}$, которая получается в результате пересчета емкости C_K в правую часть схемы. Ток через емкость C_K пропорционален разности напряжений $U_{K\delta 1} = U_{K\delta} - U_{\delta 1\delta} = U_{K\delta} [1 - (U_{\delta 1\delta}/U_{K\delta})] = U_{K\delta} (1 - 1/K) \approx U_{K\delta}$.

Так как $K = U_{K\delta}/U_{\delta 1\delta} \gg 1$, то емкость пересчитанная в выходную цепь, $C_{\text{вых}} \approx C_K$.

Из рис. 5.58, б видно, что полная эквивалентная схема состоит из двух интегрирующих цепей, причем результирующий коэффициент передачи является произведением коэффициентов их передачи, так как ток независимого генератора тока $SU_{\delta 1\delta}$ пропорционален выходному напряжению первой интегрирующей цепи.

Постоянные времени этих цепей сильно различаются, так как $C_0 \gg C_{\text{вых}} = C_K$. Кроме того, и результирующее сопротивление первой цепи обычно больше, чем у второй. Равенство X_C и R_n'' наступает для второй цепи на столь высокой частоте, что $R_n'' = R_n' || R_{\text{вых}}$ существенно зависит от $R_{\text{вых}}$, которое на очень высоких частотах согласно (5.92) равняется $R_{\text{вых}} = r_3 C_3 / C_K$.

Описанный выше метод замены сложной схемы на рис. 5.58, а более простой на рис. 5.58, б путем пересчета проходной емкости транзистора был предложен Миллером для пересчета проходной емкости лампы сетка — анод и в настоящее время носит название теоремы Миллера. Конечно, этот метод является приближенным. Его достоинство в том, что результаты расчетов мало отличаются от результатов расчета по более точной схеме, названной в подписи к рис. 5.58, а реальной. Так как частота правой интегрирующей цепи рис. 5.58, б значительно выше, чем у левой, то результирующая амплитудно-частотная характеристика определяется левой интегрирующей цепью.

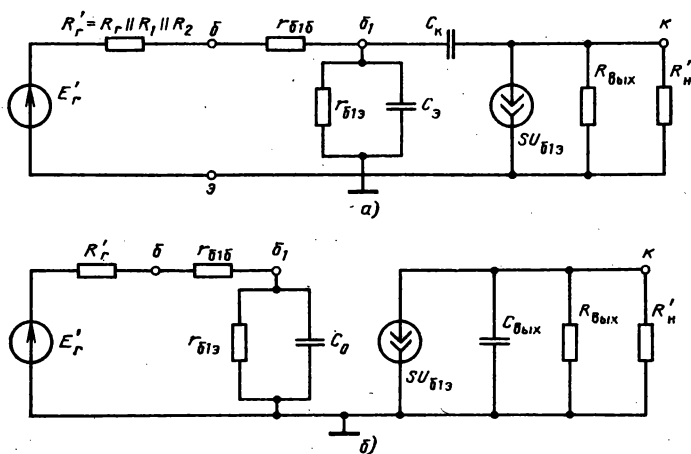


Рис. 5.58. Эквивалентные схемы транзисторного усилителя для определения верхней частоты:

а — реальная; б — преобразованная

Полный коэффициент передачи напряжения

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{E'_r} = \frac{U_{613}}{E'_r} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{613}} = \frac{r_{613}}{R'_r + r_{616} + r_{613}} \frac{1}{1 + j\omega/\omega_1} \frac{SR''_H}{1 + j\omega/\omega_2},$$

где $\omega_1 = 1/R_{31} C_0$; $\omega_2 = 1/R''_H C_{\text{вых}}$.

Умножая числитель и знаменатель на $\omega_1 \omega_2$ и обозначая $j\omega$ через s , получаем

$$K = \frac{r_{613} SR''_H \omega_1 \omega_2}{(R'_r + r_{616} + r_{613})(s + \omega_1)(s + \omega_2)}.$$

Очевидно, что полюсы передаточной функции равны:

$$p_1 = -\omega_1; \quad p_2 = -\omega_2.$$

Если $|p_1| \ll |p_2|$, а это обычно всегда выполняется, то амплитудно-частотная характеристика определяется *доминирующим полюсом* p_1 . Это эквивалентно пренебрежению емкостью в правой интегрирующей цепи на рис. 5.58, б. Именно данный случай исследуется ниже.

Рассмотрим зависимость амплитудно-частотной характеристики от сопротивления генератора.

1. $I_6 = \text{const}$ ($R'_r = \infty$). Приблизительно с таким случаем мы сталкиваемся, когда

$$R'_r \gg r_{613}, \text{ или } R'_r \gg h_{113}.$$

Верхнюю частоту f_B , на которой усиление уменьшится в $\sqrt{2}$ раз, вследствие такого же уменьшения напряжения U_{613} можно определить из равенства активного сопротивления r_{613} и реактивного сопротивления емкости X_{C_0} :

$$r_{613} = X_{C_0}.$$

Отсюда

$$f_B = 1/2\pi r_{613} C_0. \quad (5.130)$$

С другой стороны, известно, что

$$f_{h213} = 1/2\pi r_{613} C_3.$$

Так как $C_0 < C_3$, получаем $f_B < f_{h213}$. Только при $R_H = 0$, когда суммарную емкость C_0 можно считать приблизительно равной C_3 , $f_B = f_{h213}$.

2. $R'_r = 0$. Приблизительно таким является случай, когда

$$R'_r \ll r_{616}.$$

Используя теорему Тевенина, сопротивления r_{616} и r_{613} можно заменить их параллельным соединением r . Из $r = X_{C_0}$ получим $f_B = 1/2\pi r C_0$. Если $r \approx 0,1 r_{613}$, а $C_0 \approx 2C_3$, то $f_B \approx 5f_{h213}$.

3. Сопротивление эквивалентного генератора R'_r нельзя считать очень большим или очень малым по сравнению с h_{113} . При этом

$$f_B = 1/2\pi R C_0, \quad (5.131)$$

где $R = (R'_r + r_{616}) \parallel r_{613}$; $C_0 = C_3 + C_K(1 + SR''_H)$.

Из рассмотренных случаев видно, что верхняя частота резисторного усилителя в схеме с ОЭ зависит от предельной частоты $f_{h21э}$, а также от сопротивлений генератора и нагрузки и может быть как ниже, так и выше ее.

4. В цепи эмиттера для схемы с ОЭ имеется незашунтированное емкостью сопротивление. Верхнюю частоту резисторного усилителя, можно определить из следующей формулы:

$$f_n = \frac{1 + SR_э}{2\pi (R_r + r_{б1э} + R_э) C_0}, \quad (5.132)$$

где $C_0 = C_э + C_k [1 + S (R_э + R_n^*)]$.

Выражение (5.132) показывает, что, включая в цепь эмиттера сопротивление $R_э$, можно за счет уменьшения усиления значительно расширить полосу пропускания усилителя, если $SR_э \gg 1$. Как указывалось ранее, незашунтированное сопротивление в цепи эмиттера позволяет уменьшить влияние разброса параметров транзисторов на усилительные свойства схемы.

5.19. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Интегральной микросхемой, или *микросхемой*, называют микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигнала и имеющее высокую плотность электрически соединенных элементов (или элементов и компонентов) и (или) кристаллов, которое с точки зрения требований к испытаниям, приемке и эксплуатации рассматривается как единое целое.

Элементом интегральной микросхемы называют ее часть, реализующую функцию какого-либо электрорадиоэлемента, которая выполнена нераздельно от кристалла или подложки и не может быть выделена как самостоятельное изделие. Под электрорадиоэлементом понимают транзистор, диод, резистор, конденсатор и др.

Компонентом интегральной микросхемы называют ее часть, реализующую функции радиоэлемента, которая может быть выделена как самостоятельное изделие с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации.

Интегральная схема, все элементы и межэлектродные соединения которой выполнены в объеме и на поверхности полупроводника, называется *полупроводниковой*. Если же элементы и межэлектронные соединения выполнены в виде пленок, то микросхема называется *пленочной*.

Кристаллом называют часть полупроводниковой пластины, в объеме и на поверхности которой сформированы элементы полупроводниковой микросхемы, межэлементные соединения и контактные площадки, к которым присоединяются выводы и перемычки.

Число элементов и компонентов, содержащихся в одной интегральной микросхеме, определяет ее *степень интеграции*. Так, в микросхемах 1-й степени интеграции содержится до 10 элементов и компонентов включительно, 2-й степени — 10—100, 3-й — 100—1000, 4-й — 10³—10⁴, 5-й — 10⁴—10⁵. Схемы 1-й и 2-й степеней интеграции называют

интегральными микросхемами (ИС), схемы 3-й степени интеграции — средними (СИС), схемы 4-й — большими (БИС), а 5-й — сверхбольшими (СБИС).

Из всех ИС наибольшее распространение получили полупроводниковые микросхемы, изготавливаемые по планарной технологии групповым методом, при котором на пластине кремния диаметром 50 мм и более одновременно изготавливается множество микросхем, имеющих форму прямоугольника со сторонами 4—6 мм.

Технология изготовления полупроводниковых микросхем. В основе изготовления полупроводниковых ИС лежит планарная технология, обеспечивающая одновременно изготовление нескольких сотен микросхем на одной пластинке монокристаллического кремния. Планарная технология базируется на технологии, разработанной для производства планарных, т. е. плоских, транзисторов, имеющих выводы эмиттера и базы с одной стороны пластинки.

Для изготовления полупроводниковых ИС применяют кремний с эпитаксиальным покрытием. Эпитаксия представляет собой процесс выращивания пленок с упорядоченной кристаллической структурой. Эпитаксиальный слой, как и пластина, на которой он выращивается, состоит из кремния, причем атомы пленки продолжают монокристаллическую структуру пластинки. Для его получения необходимо нагреть пластину кремния до температуры 1200 °С в атмосфере кремнивого тетрахлорида и водорода. Водород превращает тетрахлорид в кремний, осаждающийся на пластинке. Обычно эпитаксиальный слой имеет меньшую удельную проводимость, чем полупроводниковая пластинка, и другой тип проводимости вследствие введения в атмосферу тетрахлорида и водорода соответствующей легирующей примеси. Толщина эпитаксиального слоя — от нескольких десятков до 1,5 мкм.

При планарной технологии широко применяются многократное нанесение на кремниевую пластинку с уже имеющимся на ней эпитаксиальным слоем и снятие с нее изолирующего покрытия из двуокиси кремния (SiO_2), образующейся при нагреве такой пластинки в атмосфере водяного пара. В эпитаксиальном слое путем диффузии примесей создаются участки с различными типами проводимости. Таким способом в коллекторном слое создается базовый слой, а затем в базовом слое — эмиттерный. Диффузия производится через «окна» в изолирующем слое. Для их получения используется фоторезист-процесс, заключающийся в следующем: в темноте на изолирующий слой двуокиси кремния наносится фоточувствительное покрытие под названием «фоторезист», что означает «сопротивляющийся свету», а правильнее — «сопротивляющийся благодаря свету».

Освещенный ультрафиолетовым светом слой фоторезиста изменяет свои свойства: либо растворимость фоторезиста резко уменьшается (негативный фоторезист), либо он разрушается и становится легко удалим (позитивный фоторезист). Таким образом, при создании «окон» на покрытие из негативного фоторезиста накладывается фотомаска, прозрачная в местах, где фоторезист, а следовательно, и покрытие из двуокиси кремния должны остаться, и затемненная там, где должны быть созданы окна. При травлении неэкспонированный фоторезист растворяется и не защищает изолирующего покрытия. После образования окна оставшийся слой фоторезиста удаляется более сильным растворителем и механической шлифовкой.

На рис. 5.59 показаны последовательные стадии изготовления транзистора полупроводниковой микросхемы при планарной технологии. На кремниевой пластинке с выращенной эпитаксиальной пленкой *n*-типа, покрытой двуокисью кремния (рис. 5.59, а), создаются окна, через которые производится диффузия примеси *p*-типа. Диффундируемая примесь проникает в эпитаксиальный слой (рис. 5.59, б). В результате создается островок эпитаксиального слоя с *pn*-переходом (запертый диод). На таких изолированных островках формируются элементы полупроводниковой ИС: транзисторы, диоды и резисторы. При формировании транзистора на этом островке, являющемся коллекторной областью транзистора (рис. 5.59, в), с помощью диффузии примеси *p*-типа создается базо-

вая область. На следующей стадии с помощью диффузии примеси n -типа создаются эмиттер и коллекторный контакт (рис. 5.59, $г$), а затем напылением алюминия создаются контакты базы, эмиттера, коллектора и подложки (основания)

Аналогично можно сформировать диод, но чаще в качестве диода используют транзистор. Замыкая коллектор и базу, получают так называемый эмиттерный диод, а замыкая эмиттер и базу, — коллекторный.

На рис. 5.60, $а$ показан резистор, сформированный внутри изолированного «островка». На рис. 5.60, $б$ показан конденсатор, а на рис. 5.60, $в$ и $г$ — структура типичных транзисторов микросхем. Транзистор на рис. 5.60, $в$ является $n-p-n$ -транзистором. В нем токи от эмиттера к базе и от базы к коллектору идут вертикально, поэтому он называется *вертикальным*. Транзистор на рис. 5.60, $г$ является *горизонтальным* $p-n-p$ -транзистором. Он имеет худшие параметры, чем вертикальный. Например, его коэффициент передачи $K_{213} = 5-10$. Однако он применяется в ИС, так как изготовление горизонтального $p-n-p$ -транзистора не требует дополнительных технологических операций.

На рис. 5.60, $в$ и $г$ показан «утопленный» $n+$ слой, уменьшающий сопротивление в цепи коллектора или базы.

Площадь, занимаемая одним элементом микросхемы, — около 10^{-2} мм². Например, длина и ширина транзистора полупроводниковой микросхемы — около 0,1 мм. На площади 1 мм² можно разместить около 100 элементов. Размеры по глубине еще меньше. Например, толщина базы транзистора составляет $(0,3-1,0) \cdot 10^{-6}$ м. Емкости эмиттерного и коллекторного переходов транзисторов полупроводниковых ИС малы благодаря малым размерам транзистора. Это позволяет получить хорошие высокочастотные характеристики микросхем.

На поверхность полупроводниковой микросхемы наносят защитное покрытие из двуокиси кремния SiO_2 , являющейся хорошим диэлектриком. Микросхема помещается в герметичный корпус, защищающий ее от внешних воздействий.

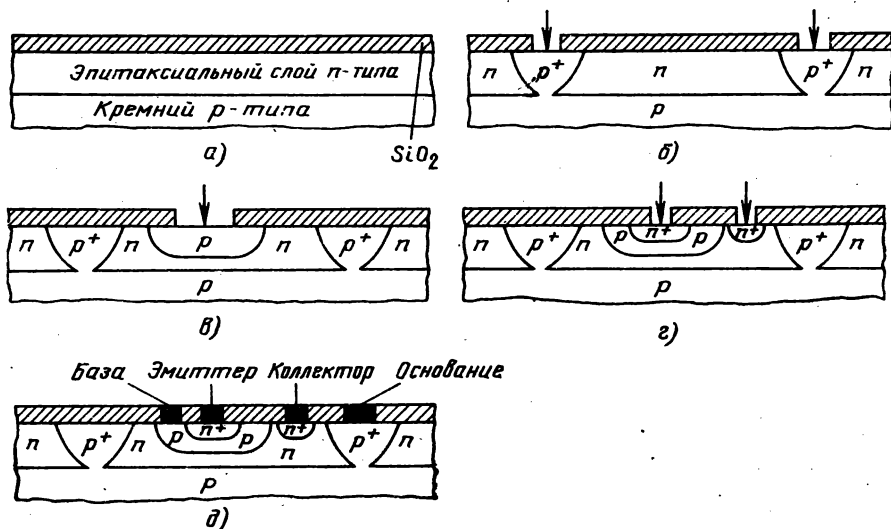


Рис. 5.59. Некоторые стадии изготовления $n-p-n$ -транзистора полупроводниковой микросхемы:

$а$ — кремниевая пластинка с эпитаксиальным слоем, покрытым двуокисью кремния; $б$ — диффузия примеси p -типа для получения диодной изоляции; $в$ — диффузия примеси p -типа для создания базы; $г$ — диффузия примеси n -типа для создания эмиттера и контакта с коллектором; $д$ — транзистор с контактами базы, эмиттера, коллектора и подложки (основания)

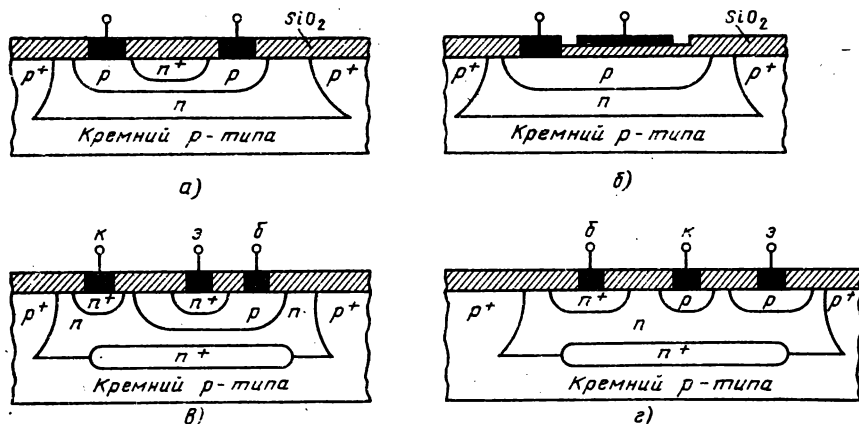


Рис. 5.60. Структура основных элементов микросхемы:

а — резистора; б — конденсатора; в — вертикального транзистора; г — горизонтального $p-n-p$ -транзистора

Полупроводниковые микросхемы наиболее перспективны вследствие высокой надежности и малой трудоемкости их изготовления.

Благодаря тому, что в полупроводниковых микросхемах большая часть соединений выполнена внутри кристалла и не может быть разрушена без разрушения микросхемы, устранены основные причины ненадежности обычных схем — пайка и внешние соединения между элементами. Следует отметить и малую трудоемкость изготовления таких микросхем, что объясняется заменой ручной сборки обычных схем одновременным изготовлением на одной пластинке монокристаллического кремния нескольких сотен микросхем.

Пример полупроводниковой микросхемы. На рис. 5.61, а показана схема двухкаскадного транзисторного усилителя К118УН1, на рис. 5.61, б — типовая схема ее включения. На входе схемы включен разделительный конденсатор емкостью 10 мкФ. На выходе схемы также может потребоваться включение разделительного конденсатора. Конденсатор емкостью 100 мкФ шунтирует эмиттерное сопротивление $R7$ и устраняет обратную связь по переменному току (см. гл. 8). Обратную связь по переменному току можно устранить подключением конденсатора не к точке 12, а к точке 5. В этом случае коэффициент усиления второго каскада определяется отношением сопротивлений $R6$ и $R7$.

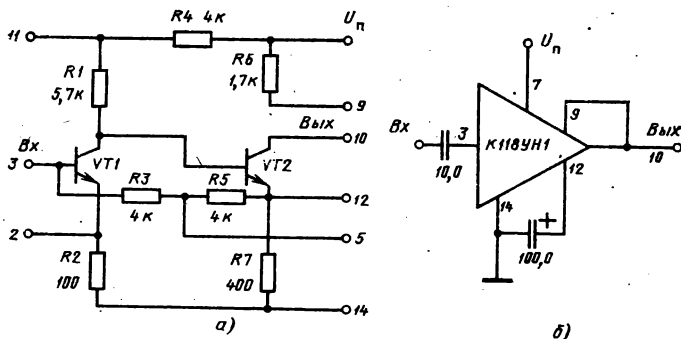


Рис. 5.61. Принципиальная схема полупроводниковой микросхемы К118УН1 (а) и типовая схема ее включения (б)

К точкам 2 и 11 могут быть подключены фильтрующие конденсаторы. Подключение фильтрующего конденсатора к точке 2 увеличивает усиление, а к точке 11 уменьшает усиление, так как при этом уменьшается сопротивление нагрузки для переменной составляющей коллекторного тока первого транзистора.

Отличительной особенностью многих микросхем, в том числе и данной, является непосредственная связь между каскадами без переходных конденсаторов. Другой особенностью является отрицательная обратная связь по постоянному току (см. гл. 8), применяемая для стабилизации режима. Она осуществляется через резисторы $R3$ и $R5$, включенные между эмиттером второго и базой первого транзисторов.

Особенности полупроводниковых интегральных схем. Наиболее широко применяемые полупроводниковые микросхемы имеют следующие основные особенности:

отсутствие индуктивностей;

применение лишь малых емкостей — не более нескольких десятков пикофарад, да и то очень редко (объясняется это тем, что конденсаторы даже небольшой емкости занимают площадь, в несколько раз большую, чем транзисторы);

малые сопротивления резисторов (редко превышают несколько килоом; это объясняется тем, что для резистора с большим сопротивлением требуется большая площадь);

невысокая точность номинальных значений параметров транзисторов и резисторов — порядка 30 %. Однако два одинаковых по форме интегральных элемента, расположенных рядом, имеют взаимный разброс параметров порядка 1 %. Особенно ценно то, что при изменении температуры этот разброс параметров почти не изменяется;

благодаря малым размерам отдельных элементов они обладают хорошими частотными характеристиками и высоким усилением при очень малых токах питания, иногда измеряемыми микро- и наноамперами (вместо токов в дискретных транзисторах, измеряемых миллиамперами). Однако вследствие большой плотности элементов выделяемое в микросхемах тепло рассеивается плохо.

Пленочные микросхемы. Различают два вида пленочных микросхем: *тонкопленочные* и *толстопленочные*. В тонкопленочных микросхемах для изготовления резисторов, конденсаторов и соединений используются пленки толщиной до 10^{-6} м. Пленки наносятся на поверхность стеклянной или керамической пластинки осаждением или распылением соответствующего вещества и другими способами. В качестве резисторов используют пленки из нихрома или тантала, выполняемые в виде длинных, узких и тонких полосок. Тонкопленочные конденсаторы обычно выполняют в виде двух пленок из металла, например алюминия, разделенных пленкой диэлектрика, например монооксида кремния.

В толстопленочных микросхемах толщина пленки всегда больше 10^{-6} м и обычно равна 10—20 мкм. Элементы в них наносятся методом шелкографии. Толстопленочная микросхема выполняется на керамической пластинке — подложке, на которую сначала через сетчатые трафареты наносятся соединительные линии из проводящей пасты. При температуре 600—800 °C паста вжигается в керамическую подложку. Для изготовления толстопленочных микросхем кроме прово-

дящей пасты используются резистивные и диэлектрические пасты, которые также обжигаются.

Гибридные микросхемы. Микросхема содержащая кроме элементов компоненты и (или) кристаллы, называется *гибридной интегральной микросхемой*. Так как по пленочной технологии не удастся изготавливать активные элементы — диоды и транзисторы, то обычно пленочные микросхемы дополняют активными компонентами, в результате чего они становятся гибридными. В простейших гибридных микросхемах в качестве компонентов используются бескорпусные диоды и транзисторы, а в больших гибридных микросхемах компонентами являются бескорпусные полупроводниковые микросхемы.

Глава 6

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

6.1. ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР С УПРАВЛЯЮЩИМ $p-n$ -ПЕРЕХОДОМ

Полевой транзистор — полупроводниковый прибор, в котором выходной ток управляется входным напряжением. Транзистор называется *полевым*, так как входное напряжение создает электрическое поле, влияющее на выходной ток.

В *биполярных* транзисторах, описанных в предыдущей главе, существенную роль играют два типа носителей электрического тока: основные и неосновные. В полевых транзисторах ток создается основным типом носителей, а неосновные существенной роли не играют. Поэтому когда желают подчеркнуть различие между транзисторами, то обычные транзисторы называют *биполярными*, а полевые транзисторы — *униполярными*.

В биполярном транзисторе управление выходным током осуществляется с помощью входного тока базы или эмиттера, что неизбежно связано со сравнительно малым входным сопротивлением. В ряде случаев это не является недостатком, а скорее преимуществом. Например, при малом входном сопротивлении всякого рода наводки посторонних напряжений оказываются значительно меньшими, чем при высоком входном сопротивлении. Однако иногда крайне важно иметь очень большое входное сопротивление. Благодаря управлению электрическим полем входное сопротивление полевых транзисторов для постоянного тока и низкой частоты переменного тока может быть очень большим: 10^8 — 10^{15} Ом.

Технология изготовления полевых транзисторов значительно проще, чем биполярных. Особенно важно, что полевые транзисторы в микросхемах занимают значительно меньшую площадь на один транзистор и потребляют гораздо меньший ток. Это позволяет создавать боль-

шие и сверхбольшие интегральные микросхемы (БИС и СБИС), содержащие на одной пластинке кремния со сторонами 4×5 мм от нескольких тысяч до десятков тысяч транзисторов и резисторов. Такие микросхемы применяются, например, в микрокалькуляторах и электронных наручных часах.

На рис. 6.1 дано схематическое изображение строения полевого транзистора с управляющим p — n -переходом. В пластинке кристаллического кремния с проводимостью n -типа, диффузией акцепторной примеси через окно в слое окисла SiO_2 образована область с проводимостью p -типа. Затем в этой же области диффузией донорной примеси образована область с проводимостью n -типа с сильным легированием. Последующими операциями в изолирующем слое окисла образованы окна для контактных электродов и с помощью металлизации созданы контакты и выводы электродов истока и, затвора z , стока c и подложки p . Обычно подложка соединяется с истоком.

Между истоком и стоком сформирован проводящий канал p -типа. Толщина канала — около 1 мкм, длина — несколько микрометров, а ширина, перпендикулярная плоскости чертежа, зависит от мощности транзистора. Между каналом и затвором имеет место плоскостной p — n -переход. Он становится проводящим при отрицательном напряжении между затвором и каналом более 0,6 В. Для нормальной работы транзистора этот переход должен оставаться запертым, поэтому напряжение затвора относительно истока для транзистора с каналом p -типа должно быть положительным или равным нулю. Конечно, допустимо и небольшое отрицательное напряжение, еще не приводящее к отпиранию p — n -перехода.

Напряжение стока относительно истока, а следовательно, и затвора должно быть отрицательным. Подача положительного напряжения на сток вызвала бы нежелательное отпирание p — n -перехода. Отрицательное напряжение сток—исток вызывает ток в проводящем канале p -типа, изолированном от затвора и подложки запертыми p — n переходами (так называемая диодная изоляция).

Затвор является управляющим электродом. Изменяя на нем напряжение, можно влиять на толщину проводящего канала, а следова-

тельно, изменять его сечение и сопротивление, что, в свою очередь, влияет на ток в проводящем канале и во внешней цепи.

На рис. 6.2 показана зависимость толщины и формы канала от приложенных напряжений. На рис. 6.2, а схематически изображены обедненные слои, когда на электродах нет напряжений. Между затвором и каналом обедненный слой распространяется почти целиком только в материал типа p , так как область затвора сильно легирована и распространение обеднен-

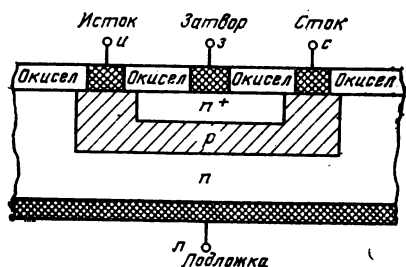


Рис. 6.1. Схематическое изображение полевого транзистора с управляющим p — n -переходом и каналом p -типа

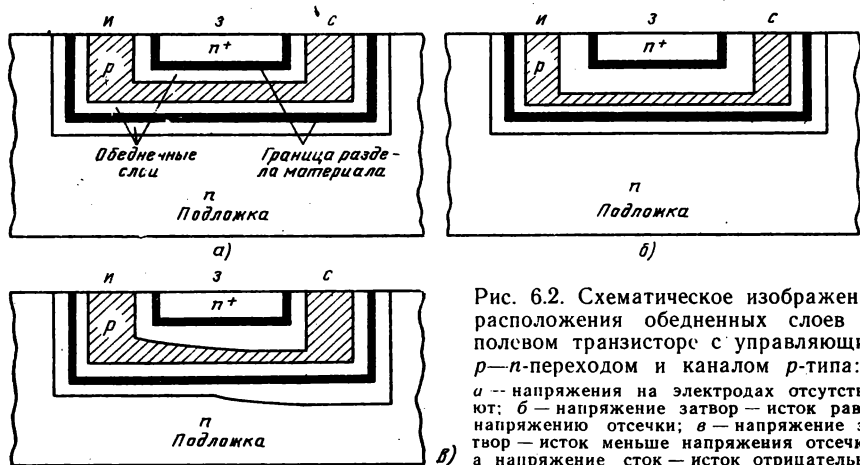


Рис. 6.2. Схематическое изображение расположения обедненных слоев в полевом транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом и каналом p -типа:

$а$ — напряжения на электродах отсутствуют; $б$ — напряжение затвор — исток равно напряжению отсечки; $в$ — напряжение затвор — исток меньше напряжения отсечки, а напряжение сток — исток отрицательно, причем $U_{ЗС} > U_{ЗИ\text{ отс}}$

ного слоя в нее ничтожно мало; $p-n$ -переход между каналом и подложкой имеет обедненные слои по обе стороны от границы раздела материалов типов p и n примерно равной толщины.

Рисунок 6.2, $б$ соответствует случаю, когда исток и подложка соединены между собой (это соединение на рисунке не показано) и на затвор относительно истока подано такое положительное напряжение, что обедненные слои двух переходов сильно сужают проводящий канал. Конечно, при этом проводящий канал исчезнуть не может, так как в этом случае как бы исчезла нижняя пластинка конденсатора, с помощью которого подводится напряжение, влияющее на толщину обедненного слоя. Однако канал становится настолько суженным, что при любом напряжении на стоке, конечно, не вызывающем пробоя $p-n$ -переходов, ток стока равен нулю.

Напряжение затвор—исток, при котором ток стока транзистора с $p-n$ -переходом равен нулю или достигает заданного малого значения, называется *напряжением отсечки* $U_{ЗИ\text{ отс}}$. Для транзисторов с p -каналом напряжение отсечки положительно и обычно равно 0,2—7 В. Естественно, что для транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом с каналом n -типа напряжение отсечки отрицательно, а напряжение сток—исток положительно.

На рис. 6.2, $в$ изображены обедненные слои и проводящий канал для случая, когда напряжение на затворе меньше напряжения отсечки, а между стоком и истоком приложено отрицательное напряжение. Вследствие протекания тока между истоком и стоком создается падение напряжения вдоль канала.

Правые точки канала имеют более отрицательный потенциал по сравнению с левыми, и еще более отрицательный потенциал по отношению ко всем точкам затвора, находящимся при одинаковом положительном потенциале. Вследствие этого проводящий канал сильно сужен в правой части. Если разность потенциалов затвор—сток превышает напряжение отсечки, то канал в правой части на некотором про-

тяжении имеет очень малое сечение. Конечно, он полностью исчезнуть не может.

Почти полное смыкание верхнего и нижнего обедненных слоев, сильно сужающее проводящий канал, начинается в самой правой точке канала и распространяется на тем большую длину влево, чем больше разность потенциалов затвор—сток. Пусть, например, напряжение отсечки $U_{зи\text{отс}} = 5$ В. Если напряжение $u_{зи} = +1$ В, то «сужение» начнется при напряжении $u_{си} = -4$ В. Если напряжение сток—исток повысить, например, до $u_{си} = -10$ В, то максимально суженный канал хотя и ненамного, но удлинится влево. При дальнейшем повышении напряжения на стоке происходит лавинообразный пробой p — n -перехода затвор—сток. Обычно пробой поступает при напряжениях затвор—сток выше 25—30 В, а у мощных полевых транзисторов — при напряжении 60—120 В. Если в цепи стока имеется сопротивление, ограничивающее стоковый ток, то транзистор при пробое не выходит из строя. Поэтому в стоковой цепи всегда следует предусматривать ограничивающее ток сопротивление, например в резонансных усилителях необходимо включать сопротивление развязывающего фильтра.

В соответствии с изложенным принципом работы полевого транзистора его стоковые характеристики имеют вид, показанный на рис. 6.3. В правой части (в области насыщения) они идут почти параллельно оси абсцисс. В левой части (в линейной области) они идут в виде веерного пучка прямых линий, искривляющихся в верхней части. Такой ход характеристик объясняется тем, что левая веерообразная часть

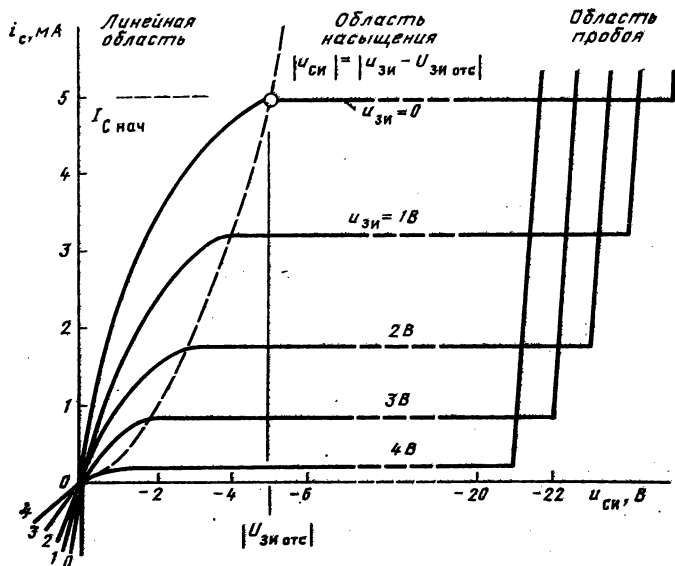


Рис. 6.3. Стоковые характеристики полевого транзистора с управляющим p — n -переходом (канал p -типа)

соответствует более или менее суженному каналу, а правая часть — каналу с очень малым, почти нулевым поперечным сечением.

В левой части характеристики — линейной области — меньшему положительному напряжению затвора относительно истока соответствует большее сечение проводящего канала. В правой части характеристик — области насыщения — длина канала с максимально суженным сечением увеличивается при увеличении как положительного напряжения на затворе, так и отрицательного напряжения на стоке.

Как указывалось выше, обедненные слои почти смыкаются не только при напряжении $u_{3И} = U_{3И\text{отс}}$, но и при меньшем напряжении $u_{3И}$, когда между стоком и истоком приложено отрицательное напряжение. Это соответствует напряжению

$$u_{СИ} = u_{3И} - U_{3И\text{отс}}. \quad (6.1)$$

Штриховая линия на рис. 6.3, соответствующая этому напряжению, является параболой, проходящей через начало координат.

Семейство характеристик в линейной области аппроксимируется следующим выражением:

$$i_C = \frac{I_{C\text{нач}}}{U_{3И\text{отс}}^2} [2(u_{3И} - U_{3И\text{отс}})u_{СИ} - u_{СИ}^2]. \quad (6.2)$$

В справочниках по транзисторам обычно указываются пределы изменения начального стокового тока транзистора (разброс параметра) и пределы изменения напряжения отсечки. Приведенные на рис. 6.3 характеристики даны для $I_{C\text{нач}} = 5 \text{ мА}$ и $U_{3И\text{отс}} = 5 \text{ В}$.

В области насыщения

$$i_C \approx I_{C\text{нач}} (1 - u_{3И}/U_{3И\text{отс}})^2. \quad (6.3)$$

Согласно этому приближенному выражению стоковый ток в области насыщения не зависит от напряжения сток—исток. Однако реальные стоковые характеристики имеют положительный наклон, который характеризуется *выходной проводимостью*

$$g_{22и} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{СИ}} \right|_{u_{3И} = \text{const}} \quad (6.4)$$

или *выходным сопротивлением* полевого транзистора

$$r_C = 1/g_{22и}. \quad (6.5)$$

Значение выходного сопротивления маломощных полевых транзисторов обычно лежит в пределах 10—100 кОм.

Другим важным параметром полевого транзистора является *крутизна характеристики*

$$S = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{3И}} \right|_{u_{СИ} = \text{const}}. \quad (6.6)$$

Беря производную от (6.3), находим

$$S = -\frac{2I_{C\text{нач}}}{U_{3И\text{отс}}} \left(1 - \frac{u_{3И}}{U_{3И\text{отс}}} \right). \quad (6.7)$$

Вводя обозначение

$$S_0 = -2(I_{C \text{ нач}}/U_{\text{ЗИ отс}}), \quad (6.8)$$

получаем

$$S = S_0(1 - u_{\text{ЗИ}}/U_{\text{ЗИ отс}}). \quad (6.9)$$

Пример. Для полевого транзистора, стоковые характеристики которого показаны на рис. 6.3, $I_{C \text{ нач}} = 5 \text{ мА}$ и $U_{\text{ЗИ отс}} = 5 \text{ В}$. Необходимо найти крутизну характеристики в области насыщения при $u_{\text{ЗИ}} = 2 \text{ В}$.

Сначала находим крутизну характеристики при $u_{\text{ЗИ}} = 0$

$$S_0 = -2(I_{C \text{ нач}}/U_{\text{ЗИ отс}}) = -2(5/5) = -2 \text{ мА/В.}$$

Крутизна характеристики при $u_{\text{ЗИ}} = 2 \text{ В}$

$$S = S_0(1 - u_{\text{ЗИ}}/U_{\text{ЗИ отс}}) = -2(1 - 2/5) = -1,2 \text{ мА/В.}$$

Полевые транзисторы с управляющим p — n -переходом изготавливают не только с проводящим каналом p -типа, но и с каналом n -типа. У последних транзисторов на затвор подается отрицательное напряжение, а на сток — положительное.

Полевые транзисторы с каналом n -типа имеют значительно лучшие частотные свойства, так как в кремнии подвижность электронов значительно выше подвижности дырок ($\mu_n = 1300 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$; $\mu_p = 500 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$). Как известно, под подвижностью носителей тока понимается среднее расстояние, проходимое электроном или дыркой за единицу времени при единичной напряженности электрического поля.

6.2. ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ

Полевые транзисторы с изолированным затвором называют также *МОП-транзисторами* или *МДП-транзисторами*. Эти сокращенные названия указывают на их структуру металл—окисел—полупроводник или, что фактически то же самое, металл—диэлектрик—проводник. Эти названия чисто условные. Они указывают на то, что между затвором из проводящего материала — металла — и проводящего канала из полупроводника имеется изолирующий слой. Однако для уменьшения контактной разности потенциалов иногда вместо затвора из металла применяют затвор из поликристаллического проводящего кремния.

Имеется две основные разновидности полевых транзисторов с изолированным затвором: транзисторы с *встроенным* каналом и транзисторы с *индуцированным* каналом.

МОП-транзистор с встроенным каналом. Схематическое строение транзистора с встроенным каналом показано на рис. 6.4. Приложенное к затвору отрицательное напряжение отталкивает электроны во встроенном канале n -типа. В результате создается обедненный слой в верхней части полупроводника между изолирующей прокладкой из окисла и проводящим каналом. МОП-транзистор с встроенным кана-

лом чаще всего используется в режиме обеднения. Для транзистора с n -каналом это соответствует подаче отрицательного напряжения на затвор. Его характеристики при этом не отличаются от характеристик транзистора с управляющим p - n -переходом, имеющим канал такого же типа. Они описываются с достаточной точностью выражениями (6.2) и (6.3). Так как затвор изолирован, то на него можно подавать не только напряжения уменьшающие ток стока (отрицательные для канала n -типа и положительные для канала p -типа), но и напряжения обратной полярности.

Первый режим называется *режимом обеднения*, а второй *режимом обогащения*.

МОП-транзистор с индуцированным каналом. Строение транзистора с индуцированным n -каналом показано на рис. 6.5, а. В отсутствие напряжения на затворе сильно легированные n -области истока и стока образуют вместе с подложкой два включенных навстречу диода. Поэтому приложение напряжения между истоком и стоком не вызывает существенного тока. При некотором положительном напряжении на затворе индуцируется проводящий канал за счет притяжения к изолирующей прокладке затвора электронов из p -материала подложки. Хотя электроны в подложке не являются основными носителями, проводящий канал состоит только из основных носителей — электронов.

Напряжение затвор—сток МОП-транзистора, работающего только в режиме обогащения, при котором образуется проводящий канал и ток стока достигает заданного низкого значения, называется *пороговым напряжением* полевого транзистора и обозначается $U_{зи\text{ пор}}$. Обычно пороговое напряжение полевых транзисторов с индуцированным каналом лежит в пределах $U_{зи\text{ пор}} = 1\text{--}6\text{ В}$.

На рис. 6.5, б показана форма индуцированного канала, когда разность потенциалов $u_{зи} - u_{си} < U_{зи\text{ пор}}$. Например, если пороговое

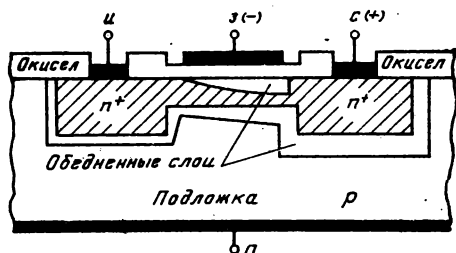


Рис. 6.4. МОП-транзистор с встроенным каналом n -типа

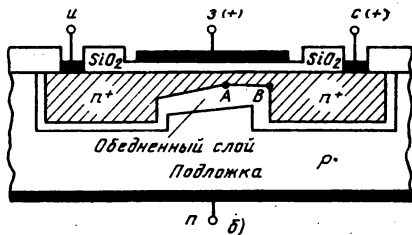
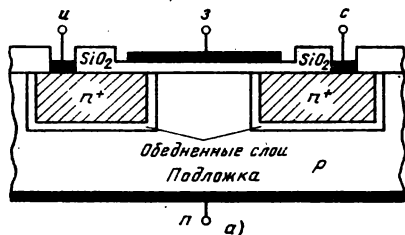


Рис. 6.5. Структура МОП-транзистора с индуцированным каналом n -типа:

а — напряжение на электродах отсутствует; б — на затвор и сток подано положительное напряжение относительно истока и соединенной с ним подложки

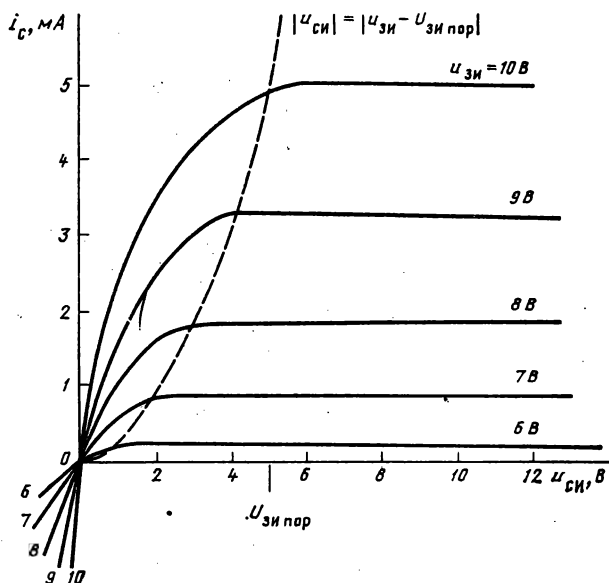


Рис. 6.6. Идеализированные стоковые характеристики МОП-транзистора с каналом n -типа ($U_{зи\text{ пор}} = 5 \text{ В}$)

напряжение $U_{зи\text{ пор}} = 5 \text{ В}$, а напряжение $u_{зи} = 8 \text{ В}$, то при напряжении $|u_{си}| < u_{зи} - U_{зи\text{ пор}} = 8 - 5 = 3 \text{ В}$ проводящий канал начинает сильно сужаться.

Идеализированные стоковые характеристики МОП-транзистора с индуцированным каналом n -типа показаны на рис. 6.6. От реальных они отличаются тем, что имеют в области насыщения нулевой наклон. Реальные стоковые характеристики имеют в области насыщения положительный наклон, характеризуемый параметром $g_{22и}$, измеряемым в микросименсах. Наклон характеристик можно также характеризовать сопротивлением стока $r_c = 1/g_{22и}$. Для маломощных МОП-транзисторов сопротивление стока $r_c = 5\text{--}20 \text{ кОм}$.

Пунктирная линия на рис. 6.6 отделяет линейную область от области насыщения. Она соответствует напряжению сток—исток $|u_{си}| =$

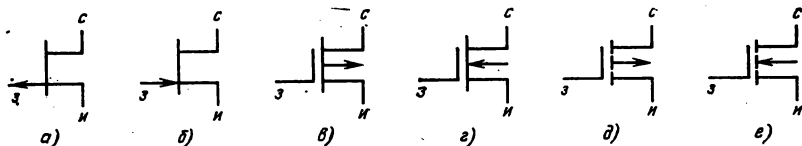


Рис. 6.7. Условные обозначения полевых транзисторов:

а — полевой транзистор с p - n -переходом, канал p -типа; б — то же с каналом n -типа; в — МОП-транзистор с встроенным каналом p -типа; г — то же с каналом n -типа; д — МОП-транзистор с индуцированным каналом p -типа; е — то же с каналом n -типа

$= |u_{зи} - U_{зи\text{ пор}}|$. Идеализированные характеристики в линейной области определяются аналитическим выражением

$$i_c = k[2(u_{зи} - U_{зи\text{ пор}})u_{си} - u_{си}^2] \text{ при } |u_{си}| \leq |u_{зи} - U_{зи\text{ пор}}|. \quad (6.10)$$

Для области насыщения

$$i_c = k(u_{зи} - U_{зи\text{ пор}})^2 \text{ при } |u_{си}| > |u_{зи} - U_{зи\text{ пор}}|. \quad (6.11)$$

Коэффициент пропорциональности k зависит от конструкции транзистора, размеров и материала проводящего канала. Для характеристик, показанных на рис. 6.6, $k = 0,2 \text{ мА/В}^2$.

Условные обозначения полевых транзисторов на принципиальных схемах показаны на рис. 6.7.

6.3. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА

Параметры, введенные в предыдущем параграфе, позволяют построить эквивалентную схему полевого транзистора, справедливую для малых сигналов. Между электродами полевого транзистора имеются емкости: $C_{11и}$ — емкость затвор—исток, $C_{12и}$ — проходная емкость затвор—сток, $C_{22и}$ — выходная емкость сток—исток. Емкость $C_{11и}$ в малоомощных транзисторах различного типа лежит в пределах 2—20 пФ, проходная емкость $C_{12и} = 0,3—10 \text{ пФ}$, а выходная $C_{22и} = 3—15 \text{ пФ}$. Полевые транзисторы в интегральных микросхемах имеют значительно меньшие межэлектродные емкости.

На рис. 6.8 приведена эквивалентная схема полевого транзистора. Все параметры схемы объяснены ранее, кроме параметра $g_{11и}$. Это активная проводимость входной цепи

$$g_{11и} = \text{Re } y_{11}, \quad (6.12)$$

т. е. вещественная часть входной проводимости y_{11} , которая, в свою очередь, равна

$$y_{11} = I_з / U_{зи} |_{U_{си} = 0}, \quad (6.13)$$

где $U_{зи}$, $U_{си}$ и $I_з$ — малые переменные напряжения и токи.

С вещественной входной проводимостью $g_{11и}$ приходится считать лишь на высоких частотах, поэтому на эквивалентной схеме она изображена штриховыми линиями.

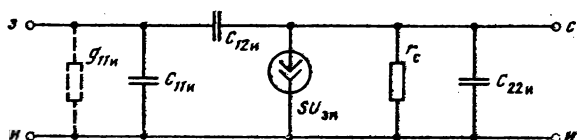


Рис. 6.8. Эквивалентная схема полевого транзистора

6.4. СВОЙСТВА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Частотные свойства. Частотные свойства полевых транзисторов зависят от времени пролета канала, т. е. от длины проводящего канала и скорости носителей. Современная технология изготовления полевых транзисторов позволяет выполнять транзисторы с очень малой длиной канала, достигающей нескольких микрометров. Скорость носителей тока увеличивается при увеличении напряженности поля в канале, однако при напряженности поля больше некоторого значения наступает насыщение скорости. Например, в германии это наступает при напряженности больше 10^3 В/см. Частотные свойства полевых транзисторов зависят также от межэлектродных емкостей транзистора: затвор—сток, затвор—исток и сток—исток.

Изготавливаемые в настоящее время полевые транзисторы работают до частот порядка 1500 МГц и имеют время переключения порядка 30 нс.

Температурные свойства. В биполярных транзисторах с увеличением температуры увеличивается число генерируемых неосновных носителей, а следовательно, возрастает ток. В полевых транзисторах ток зависит от концентрации основных носителей и их подвижности. Концентрация определяется степенью легирования и не зависит от температуры. Вследствие тепловых колебаний кристаллической решетки с ростом температуры подвижность носителей в канале падает, что приводит к уменьшению тока и крутизны характеристики транзистора. Полевой транзистор, в отличие от биполярного, температурно устойчив, так как повышение температуры вследствие прохождения тока вызывает увеличение сопротивления канала.

Наряду с полевыми транзисторами, в которых наблюдается уменьшение стокового тока с ростом температуры, выпускаются полевые транзисторы, у которых ток стока возрастает с повышением температуры. Выпускаются также транзисторы, которые при некотором значении напряжения затвора имеют нулевой температурный коэффициент.

Различный характер температурных характеристик объясняется тем, что изменение температуры влияет не только на подвижность носителей и связанное с этим объемное рассеяние, но и на поверхностное рассеяние в канале, имеющее обратную температурную зависимость. При температурах, близких к абсолютному нулю, кремниевые и германиевые биполярные транзисторы работать не могут, тогда как униполярные транзисторы работают.

Радиационная стойкость. При использовании транзисторов в космической аппаратуре приходится считаться с влиянием радиации. Радиационная стойкость у полевых транзисторов значительно выше, чем у биполярных, но ниже, чем у электронных ламп.

6.5. РЕЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Принципиальная схема резисторного усилителя на полевом транзисторе с управляющим p — n -переходом показана на рис. 6.9. В усилителе применено автоматическое смещение за счет протекания исто-

кового тока через резистор $R_{и}$. Это смещение, попадая через резистор R_2 на затвор полевого транзистора, смещает $p-n$ -переход в обратном направлении. Резистор R_1 с первого взгляда является лишним, так как делитель $R_1 R_2$ создает смещение на переходе, полярность которого противоположна необходимой. Действительно, нормальное обратное смещение можно задать лишь с помощью $R_{и}$. Однако при замене транзистора вследствие очень большого разброса параметров транзисторов выбранная исходная рабочая точка не сохраняется. Так как промышленная аппаратура должна изготавливаться и нормально работать без подбора транзисторов и резисторов, для увеличения стабильности режима приходится увеличивать сопротивление $R_{и}$ и получающийся при этом излишек смещения компенсировать смещением обратного знака на делителе $R_1 R_2$. Об этом подробнее говорится в следующем параграфе.

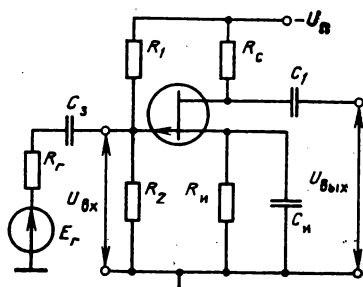


Рис. 6.9. Схема резисторного усилителя на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом и каналом p -типа

Эквивалентная схема одного каскада резисторного усилителя показана на рис. 6.10. Сопротивление R_3 представляет параллельное для переменного тока соединение R_1 и R_2 , а сопротивление R'_c — параллельное соединение r_c и R_c . В это сопротивление обычно также входит входное сопротивление следующего каскада. Емкость $C_{вых}$ включает емкость $C_{22и}$ и емкость монтажа. Обычно также принято добавлять к ней и входную емкость следующего каскада. На схеме нет сопротивления $R_{и}$ и емкости $C_{и}$, так как предполагается, что емкость $C_{и}$ для переменного тока достаточно велика и закорачивает сопротивление $R_{и}$.

На рис. 6.11, а приведена эквивалентная схема каскада для средних частот, когда сопротивление емкости C_3 можно считать малым по сравнению с большим сопротивлением R_3 , а емкостями $C_{11и}$, $C_{12и}$ и $C_{вых}$ можно пренебречь.

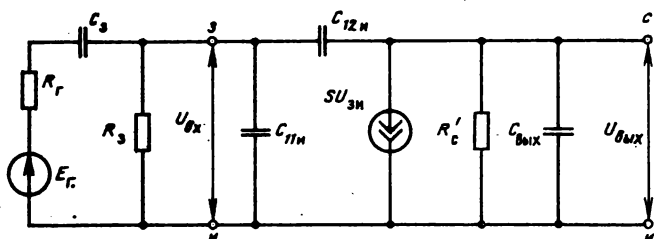


Рис. 6.10. Эквивалентная схема одного каскада резисторного усилителя на полевом транзисторе

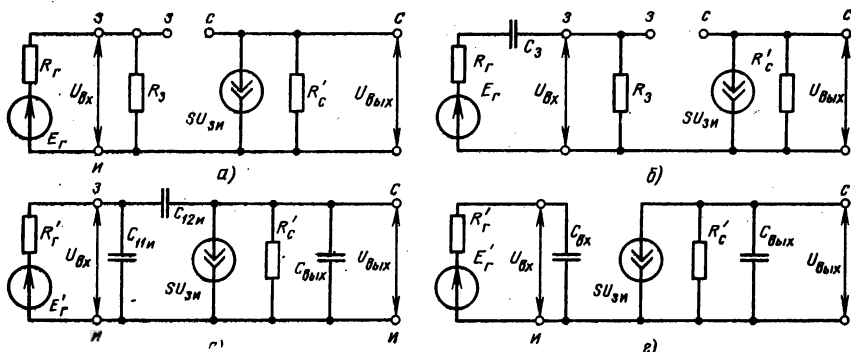


Рис. 6.11. Эквивалентная схема одного каскада резисторного усилителя на полевом транзисторе:

а — для средних частот; б — для нижних частот; в — для верхних частот; г — то же, но емкость $C_{12и}$ пересчитана во входную и выходную цепи

В соответствии со схемой находим, что коэффициент передачи напряжения на средних частотах

$$K_{cp} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_{си}}{U_{3и}} = - \frac{SU_{3и} R'_c}{U_{3и}} = -SR'_c.$$

Из эквивалентной схемы одного каскада усилителя для нижних частот (рис. 6.11, б) видно, что C_3 и R_3 образуют дифференцирующую цепь. Полный коэффициент передачи напряжения для нижних частот

$$K_H = K_{вх} K_{cp} = \frac{K_{cp}}{1 + j\omega C_3 R_3}. \quad (6.14)$$

Нижняя частота усилителя f_H , на которой усиление падает в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с областью средних частот, определяется из равенства $X_{C_3} = R_3$, откуда нижняя частота усилителя

$$f_H = 1/2\pi R_3 C_3. \quad (6.15)$$

Данное равенство позволяет определить емкость C_3 по заданной нижней частоте усилителя f_H .

В эквивалентной схеме каскада для верхних частот (рис. 6.11, в) сопротивление R_3 вошло в сопротивление R'_c эквивалентного генератора E'_r .

Прходную емкость $C_{12и}$ данной схемы можно пересчитать во входную и выходную цепи усилителя. В самом деле, входной ток через емкость $C_{12и}$ пропорционален разности потенциалов на ней $U_{12} = U_{вх} - U_{вых} = U_{вх} (1 - K)$, откуда следует, что $C_{12и}$, пересчитанная во входную цепь, $C'_{12и} = C_{12и} (1 - K)$.

Очевидно, что эта же емкость, пересчитанная в выходную цепь, пропорциональна разности потенциалов $U_{21} = U_{вых} - U_{вх} = U_{вых} (1 - 1/K)$. Отсюда следует, что емкость $C_{12и}$, пересчитанная в выходную цепь, $C''_{12и} = C_{12и} (1 - 1/K) \approx C_{12и}$.

Полученная в соответствии с этими пересчетами эквивалентная схема представлена на рис. 6.11, г. Входная емкость этой схемы

$$C_{вх} = A_{11и} + C_{12и} (1 - K). \quad (6.16)$$

Выходная емкость

$$C'_{вых} \approx C_{вых} + C_{12и}. \quad (6.17)$$

Схема на рис. 6.11, г, являющаяся приближенной, показывает, что резисторный усилитель на верхних частотах эквивалентен двум интегрирующим цепям. Постоянная времени первой из них

$$T_{вх} = R'_г C_{вх} \approx R_g C_{вх}, \quad (6.18)$$

второй —

$$T_{вых} = R'_с C'_{вых} \approx R'_с C_{вых}. \quad (6.19)$$

Причем первая интегрирующая цепь определяет напряжение $U_{зи}$, которому пропорционален ток генератора тока, действующего во второй цепи. Отсюда следует, что результирующая амплитудно-частотная характеристика определяется произведением амплитудно-частотных характеристик входной и выходной интегрирующих цепей.

Если постоянная времени одной цепи много больше постоянной времени другой, то амплитудно-частотная характеристика всего усилителя мало отличается от амплитудно-частотной характеристики одной интегрирующей цепи и определяется цепью с наибольшей постоянной времени. В этом случае верхняя частота определяется наибольшей постоянной времени:

$$f_v \approx 1/2\pi T_{\max}. \quad (6.20)$$

Это примерно соответствует случаю, когда одна постоянная времени превышает другую более чем в 4 раза. Однако следует иметь в виду, что, хотя амплитудно-частотная характеристика определяется одной интегрирующей цепью, результирующий фазовый сдвиг на очень высоких частотах приближается не к 90° , а к 180° , что может иметь существенное значение для устойчивости усилителей с отрицательной обратной связью.

Из схемы на рис. 6.11, г следует, что коэффициент передачи усилителя от генератора ЭДС до выхода в области верхних частот

$$K_{Ев} = U_{вых}/E_g = -K_{вх} SZ_c.$$

Подставляя сюда:

$$K_{вх} = \frac{U_{вх}}{E_g} = \frac{1}{1 + j\omega R'_г C_{вх}}; \quad (6.21)$$

$$Z_c = \frac{R'_с}{1 + j\omega R'_с C'_{вых}}, \quad (6.22)$$

получаем

$$K_{Ев} = \frac{K_{ср}}{(1 + j\omega R'_г C_{вх})(1 + j\omega R'_с C'_{вых})}. \quad (6.23)$$

Если ввести обозначения:

$$f_{вх.в} = 1/2\pi R'_Г C_{вх}; \quad f_{вых.в} = 1/2\pi R'_C C'_{вых}, \quad (6.24)$$

то

$$K_{Ев} = \frac{K_{ср}}{(1 + jf/f_{вх.в})(1 + jf/f_{вых.в})}. \quad (6.25)$$

6.6. СТАБИЛИЗАЦИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

В предыдущем параграфе указана необходимость стабилизации рабочей точки транзистора вследствие большого разброса параметров полевых транзисторов.

Стабилизация достигается увеличением сопротивления в цепи источника R_H (см. рис. 6.9) до значения, большего, чем это необходимо для создания нужного смещения, и компенсацией излишнего смещения с помощью делителя напряжения $R_1 R_2$.

Ниже выводятся выражения, позволяющие определить R_H , R_1 и R_2 по заданному току стока i_C в рабочей точке и параметрам транзистора с учетом их разброса: $I_{C \text{ нач max}}$, $I_{C \text{ нач min}}$, $U_{зи \text{ отс max}}$ и $U_{зи \text{ отс min}}$.

Обозначим через $E_{см}$ напряжение затвор—земля, создаваемое делителем $R_1 R_2$. Тогда напряжение затвор—исток

$$u_{зи} = E_{см} - i_C R_H, \quad (6.26)$$

за положительное направление тока принято направление, соответствующее втеканию стокового тока в сток. Это условно положительное направление совпадает с реальным направлением стокового тока для транзистора с каналом n -типа.

Выражение (6.3) для транзистора с каналом n -типа можно записать следующим образом:

$$i_C = I_{C \text{ нач}} (1 + u_{зи}/|U_{зи \text{ отс}}|)^2.$$

Очевидно, что $u_{зи}$ для канала типа n должно быть отрицательным, и поэтому i_C всегда меньше $I_{C \text{ нач}}$.

Подставляя (6.26) в последнее выражение, получаем

$$i_C = I_{C \text{ нач}} [1 + (E_{см} - i_C R_H)/|U_{зи \text{ отс}}|]^2. \quad (6.27)$$

Извлекая квадратный корень из обеих частей данного равенства, переписываем его в следующем виде:

$$(|U_{зи \text{ отс}}|)(1 - \sqrt{i_C/I_{C \text{ нач}}}) = -E_{см} + i_C R_H.$$

Подставляя максимальные значения $U_{зи \text{ отс max}}$ и $I_{C \text{ нач max}}$ получаем

$$(|U_{зи \text{ отс max}}|)(1 - \sqrt{i_{C \text{ max}}/I_{C \text{ нач max}}}) = -E_{см} + i_{C \text{ max}} R_H,$$

где $i_{C \text{ max}}$ — максимально допустимое значение стокового тока.

Аналогично для минимальных параметров транзистора $U_{зи \text{ отс min}}$, $I_{C \text{ нач min}}$ и минимального допустимого тока стока в рабочей точке имеем

$$(|U_{зи \text{ отс min}}|)(1 - \sqrt{i_{C \text{ min}}/I_{C \text{ нач min}}}) = -E_{см} + i_{C \text{ min}} R_H.$$

Решая получившуюся систему из двух уравнений относительно $R_{и}$, получаем

$$R_{и} = \frac{(|U_{зи\ отс\ max}|)(1 - \sqrt{i_{C\ max}/I_{C\ нач\ max}}) -}{i_{C\ max} - i_{C\ min}} \rightarrow \frac{- (|U_{зи\ отс\ min}|)(1 - \sqrt{i_{C\ min}/I_{C\ нач\ min}})}{i_{C\ max} - i_{C\ min}}, \quad (6.28)$$

Зная $R_{и}$, определяем

$$|E_{см}| = i_{C\ max} R_{и} - (|U_{зи\ отс\ max}|) \left(1 - \sqrt{\frac{i_{C\ max}}{I_{C\ нач\ max}}} \right). \quad (6.29)$$

Для определения $R_{и}$ и $E_{см}$ необходимо выбирать ток стока в рабочей точке i_C и его допустимые отклонения $i_{C\ max}$ и $i_{C\ min}$ так, чтобы $i_{C\ max}$ было всегда меньше $I_{C\ нач\ min}$.

При почти всегда имеющем место большом разбросе параметров транзистора $I_{C\ нач}$ и $U_{зи\ отс}$ (примерно в 3—6 раз) не следует требовать очень высокой стабильности рабочей точки. Разумным компромиссом, например, является отклонение i_C на $\pm 33\%$ от среднего значения, что соответствует $i_{C\ max}/i_{C\ min} \approx 2$. Более жесткие требования при больших разбросах параметров приводят к излишне большому значению $R_{и}$, на котором падает значительная часть напряжения источника питания.

Если же необходима большая стабильность рабочей точки, то ее можно повысить подключением верхнего конца резистора R_1 к стоку транзистора, уменьшив сопротивление R_1 так, чтобы $E_{см}$ осталось прежним. При этом для устранения обратной связи по переменному току резистор R_1 разбивают на два, а среднюю точку подключают через конденсатор на землю.

6.7. ВЫБОР ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНОВ РЕЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Выбор полевого транзистора. Главное преимущество полевого транзистора перед биполярным — высокое входное сопротивление. Особенно высокое входное сопротивление у МОП-транзисторов, однако коэффициент шума (см. гл. 19) у них выше, чем у транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом.

Коэффициент шума одного из самых распространенных полевых транзисторов КП103 $K_{ш} = 1,5—3$. Особенно важно, чтобы первый каскад усиления имел малый коэффициент шума, так как общий коэффициент шума всего усилителя в основном определяется коэффициентом шума первого каскада.

Важным параметром транзистора, определяющим его коэффициент усиления, является крутизна характеристики. Произведение крутизны на сопротивление, включенное в стоковую цепь, дает коэффициент усиления. Для транзисторов с управляющим переходом в справочни-

ках приводится крутизна при $U_{зи} = 0$ и $U_{си} = 5$ или 10 В, т. е. для области насыщения полевых транзисторов, где они обычно и используются.

Крутизна характеристики тем больше, чем больше начальный стоковый ток. Так как при большем стоковом токе приходится брать меньшее сопротивление нагрузки в стоковой цепи, то усиление в принципе можно сделать одинаковым для транзисторов с разной крутизной. Как указывалось ранее, в производстве промышленной аппаратуры нежелателен и даже недопустим подбор транзисторов и других элементов, поэтому следует выбирать транзисторы не с большей крутизной, а с меньшим разбросом крутизны. Например, полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом типа КП103Л, имеющие крутизну $S = 1,8-3,8$ мА/В, предпочтительнее транзисторов КП103М с крутизной $S = 1,3-4,4$ мА/В. Транзистор следует выбирать также по входной, выходной и проходной емкости. Например, транзисторы серии КП103 имеют максимальные значения $C_{11и} = 20$ пФ и $C_{12и} = 8$ пФ.

Выбор R_3 и C_3 . Для лучшей передачи нижних частот желательно брать сопротивление $R_3 = R_1 || R_2$ в цепи затвора возможно большим. Например, для кристаллических звукоосцилляторов, подключаемых ко входу первого усилительного каскада на полевом транзисторе, для отсутствия завала частотной характеристики на нижних частотах не рекомендуется брать R_3 меньше, чем $1-2$ МОм.

Однако фактором, не позволяющим увеличивать R_3 , является ток утечки затвора. Он очень мал при комнатной температуре, например 20 нА, но увеличивается, например, у транзисторов типа КП103 при температуре $T = +85^\circ\text{C}$ до 2 мкА. Увеличение тока утечки приводит к значительному увеличению дополнительного смещения на $p-n$ -переходе за счет этого тока. Например, при токе 2 мкА и $R_3 = 1$ МОм дополнительное смещение составит 2 В, что недопустимо, так как сравнимо с напряжением отсечки.

Выбрав R_3 , сравнивают его со значением реактивного сопротивления переходного конденсатора C_3 на нижней частоте. Например, при $f_n = 20$ Гц и $R_3 = 0,22$ МОм можно взять $C_3 = 0,05$ мкФ ($X_{C_3} \approx 0,16$ МОм). При этом обеспечивается передача сигналов с частотой, равной нижней граничной частоте f_n с ослаблением меньше чем в $\sqrt{2}$ раз.

Следует отметить, что в резисторных усилителях не всегда необходима хорошая передача нижних частот по следующим причинам:

а) нижние частоты плохо фильтруются в развязывающих цепях питания, поэтому может возникнуть обратная связь через цепи питания и усилитель может возбудиться;

б) в усилителе звуковых частот со звукоосциллятором на входе и громкоговорителем на выходе возможна акустическая обратная связь: в области нижних частот лежит резонанс подвижной системы громкоговорителя; последний акустически воздействует на звукоосциллятор, напряжение которого усиливается и подается на громкоговоритель, и т. д.;

в) увеличение емкости конденсатора C_3 связано с увеличением его геометрических размеров и, как следствие, с увеличением емкости по отношению к другим проводникам. В результате увеличиваются наводки и появляется фон усилителя. Наводки можно уменьшить, экранируя конденсатор или заземляя его корпус, но при этом увеличивается емкость затвор — земля, что приводит к ослаблению усиления в области верхних частот;

г) при большой постоянной времени $C_3 R_3$ большая импульсная помеха может на длительное время запереть транзистор. В самом деле, емкость C_3 заряжается импульсом напряжения помехи через малое сопротивление промежутка затвор — исток. По окончании кратковременного положительного импульса напряжения на емкости C_3 долго держит транзистор запертым вследствие медленного разряда емкости через большое сопротивление R_3 .

Выбор сопротивления в цепи стока. Чтобы не было захода в линейную область стоковых характеристик, где стоковый ток резко уменьшается, желательно располагать рабочую точку в области насыщения, так, чтобы при максимально возможной амплитуде стокового напряжения не заходить в линейную область.

Если исходное напряжение сток — исток $u_{си} \approx U_{п}/2$, где $U_{п}$ — напряжение источника питания, то даже при больших амплитудах стокового напряжения, не превышающих $U_{мс} = 0,5U_{п} - U_{зи\text{отс}}$, захода в линейную область не будет.

Если необходимы большие амплитуды стокового напряжения при малом сопротивлении нагрузки, то исходная рабочая точка может быть смещена вправо. Если необходимо большее усиление при малом сопротивлении нагрузки, когда требуется очень небольшая амплитуда стокового напряжения, то рабочую точку можно сместить влево. Это имеет место, например, при подключении к выходу усилителя на биполярном транзисторе.

При выбранном напряжении сток — исток $u_{си}$ и выбранном токе стока в рабочей точке i_c сумма сопротивления в цепи стока и истока $R_c + R_{и} = (U_{п} - u_{си})/i_c$.

При $u_{си} = U_{п}/2$ сумма $R_c + R_{и} = U_{п}/2i_c$. Коэффициент усиления в области средних частот $K_{ср} = -SR'_c$, где $R'_c = R_c || r'_c || R_{н}$ (здесь R_c — сопротивление, непосредственно включаемое в стоковую цепь, — называют стоковым сопротивлением; $r'_c = 1/g_{22и}$ — внутреннее выходное сопротивление транзистора в схеме с общим истоком; $R_{н}$ — сопротивление внешней нагрузки, подключаемой к выходу усилителя (такой нагрузкой может являться следующий каскад усиления)).

Выражение для коэффициента усиления в области средних частот можно записать и в таком виде:

$$|K_{ср}| = |S| R'_c,$$

где $R'_c = R_c || r'_c$; $r'_c = r_c || R_{н}$.

Согласно (6.7) крутизна в рабочей точке

$$|S| = \frac{2I_{с\text{нач}}}{U_{зи\text{отс}}} \left(1 - \frac{u_{зи}}{U_{зи\text{отс}}} \right).$$

Можно выразить $|S|$ через ток в рабочей точке. Согласно (6.3)

$$i_C = I_{C \text{ нач}} (1 - u_{\text{зи}}/U_{\text{зи отс}})^2,$$

откуда

$$(1 - u_{\text{зи}}/U_{\text{зи отс}}) = \sqrt{i_C/I_{C \text{ нач}}}.$$

Подставляя это в выражение для крутизны, получаем

$$|S| = (2 \sqrt{I_{C \text{ нач}}/U_{\text{зи отс}}}) \sqrt{i_C}.$$

Произведение

$$|S| R'_c = \frac{2r'_c \sqrt{I_{C \text{ нач}}}}{U_{\text{зи отс}}} \frac{(U_{\text{п}} - 2R_{\text{и}} i_C) \sqrt{i_C}}{U_{\text{п}} + 2(r'_c - R_{\text{и}}) i_C}. \quad (6.30)$$

Максимум этого произведения обеспечивает максимальное усиление. Обычно можно пренебречь $2R_{\text{и}} i_C$ по сравнению с $U_{\text{п}}$ в числителе, так как падение постоянного напряжения на истоковом сопротивлении нельзя допускать большим. Усиление максимально при

$$i_{C \text{ опт}} \approx U_{\text{п}}/2 (r'_c - R_{\text{и}}). \quad (6.31)$$

Следует подчеркнуть весьма условную оптимальность выражений (6.30) и (6.31). Эта условность заключается в компромиссном выборе $i_{\text{си}} = U_{\text{п}}/2$ для предотвращения захода в линейную область.

Пример. Задано: $U_{\text{п}} = 20$ В; $r'_c = r_c = 70$ кОм; $R_{\text{и}} = 6,8$ кОм.

Находим:

$$i_{C \text{ опт}} = 20/2 (70 - 6,8) = 0,16 \text{ мА};$$

$$R_c + R_{\text{и}} = U_{\text{п}}/2 i_C = 20/2 \cdot 0,16 = 62 \text{ кОм}; \quad R_c = 62 - 6,8 = 55,2 = \text{кОм}.$$

Найденное значение R_c позволяет получить максимальное усиление на средних частотах, но это значение может оказаться слишком большим для хорошей передачи верхних частот. Поэтому максимальное значение стокового сопротивления определяется верхней частотой усилителя.

Из выражений (6.18) и (6.19) получаем

$$R'_c = 1/2 \pi f_{\text{в}} C_{\text{вых}}. \quad (6.32)$$

Пример. Пусть $f_{\text{в}} = 30$ кГц; $C_{\text{вых}} = 200$ пФ.

В этом случае согласно (6.32) $R'_c = 27$ кОм. Полагая, что $r_c = 70$ кОм, берем $R_c = 43$ кОм.

Пока полагаем $R_{\text{и}}$ равным $6,8$ кОм.

Если $U_{\text{п}} = 20$ В, то $i_C = U_{\text{п}}/2 (R_c + R_{\text{и}}) = 20/2 (43 + 6,8) \approx 0,2$ мА. Это значение стокового тока отличается от оптимального, найденного в предыдущем примере: из частотных соображений R_c меньше «оптимального».

Выбор смещения. Согласно (6.3) ток стока

$$i_C = I_{C \text{ нач}} (1 - u_{\text{зи}}/U_{\text{зи отс}})^2.$$

Отсюда находим, что при заданном токе стока i_C исходное смещение

$$u_{\text{зи}} = U_{\text{зи отс}} (1 - i_C/I_{C \text{ нач}}). \quad (6.33)$$

Такое смещение можно получить, включив в цепь истока сопротивление $R_{\text{и}} = u_{\text{зи}}/i_C$. Однако, учитывая нестабильность параметров транзистора, следует стабилизировать ток транзистора способом, описанным в предыдущем параграфе.

Прежде всего следует выбрать транзистор. Рабочая точка более стабильна при меньшем разбросе параметров транзистора. Например, транзистор КП103И имеет следующий разброс параметров: $I_{C \text{ нач}} = 0,8 - 1,8 \text{ мА}$; $S = 0,8 - 2,6 \text{ мА/В}$; $U_{\text{ЗИ отс}} = 0,8 - 3 \text{ В}$, а транзистор КП103Ж имеет: $I_{C \text{ нач}} = 0,5 - 3 \text{ мА}$; $S = 0,5 - 2,8 \text{ мА/В}$; $U_{\text{ЗИ отс}} = 0,5 - 2,2 \text{ В}$. У второго транзистора разброс параметров значительно больше, поэтому предпочесть следует первый транзистор. Но для того чтобы проиллюстрировать возможности схемы стабилизации, выберем транзистор КП103Ж, имеющий больший разброс параметров.

Необходимый ток стока в рабочей точке определен ранее: $i_C = 0,2 \text{ мА}$. Задаемся минимальным и максимальным значениями тока стока: $i_{C \text{ min}} = 0,15 \text{ мА}$ и $i_{C \text{ max}} = 0,30 \text{ мА}$. Подставляя эти значения тока стока, а также указанные выше значения параметров транзистора КП103Ж в выражение (6.28), получаем

$$R_H = [2,2(-\sqrt{0,3/3}) - 0,5(1 - \sqrt{0,15/0,5})]/0,3 - 0,15 = 8,5 \text{ кОм}.$$

Берем ближайшее значение сопротивления по шкале номинальных величин сопротивлений $R_H = 8,2 \text{ кОм}$. Найденная величина оказалась несколько больше предполагавшейся ранее $R_H = 6,8 \text{ кОм}$.

Подставляя выбранное значение R_H в (6.29), имеем

$$|E_{CM}| = 0,3 \cdot 8,2 - 2,2(1 - \sqrt{0,3/3}) \approx 1 \text{ В}.$$

Данное смещение получается с помощью делителя $R_1 R_2$. При $R_2 = 0,22 \text{ МОм}$ следует взять $R_1 = 4,3 \text{ МОм}$.

Определение коэффициента усиления. Коэффициент передачи усилителя в области средних частот $K_{cp} = -SR'_c$. Найдем значение крутизны характеристики полевого транзистора в рабочей точке. Для этого из (6.33) найдем максимальное и минимальное значения смещения в рабочей точке:

$$\begin{aligned} |u_{\text{ЗИ min}}| &= |U_{\text{ЗИ отс min}}|(1 - \sqrt{i_{C \text{ min}}/I_{C \text{ нач min}}}) = \\ &= 0,5(1 - \sqrt{0,15/0,5}) = 0,225 \text{ В}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |u_{\text{ЗИ max}}| &= |U_{\text{ЗИ отс max}}|(1 - \sqrt{i_{C \text{ max}}/I_{C \text{ нач max}}}) = \\ &= 2,2(1 - \sqrt{0,3/3}) = 1,5 \text{ В}. \end{aligned}$$

Подставляя эти значения в выражение (6.7), получаем:

$$|S_1| = \frac{2I_{C \text{ нач min}}}{U_{\text{ЗИ отс min}}} \left(1 - \frac{u_{\text{ЗИ min}}}{U_{\text{ЗИ отс min}}}\right) = \frac{2 \cdot 0,5}{0,5} \left(1 - \frac{0,225}{0,5}\right) = 1,1 \frac{\text{мА}}{\text{В}};$$

$$\begin{aligned} |S_2| &= \frac{2I_{C \text{ нач max}}}{U_{\text{ЗИ отс max}}} \left(1 - \frac{u_{\text{ЗИ max}}}{U_{\text{ЗИ отс max}}}\right) = \\ &= \frac{2 \cdot 3}{2,2} \left(1 - \frac{1,5}{2,2}\right) = 0,88 \frac{\text{мА}}{\text{В}}. \end{aligned}$$

Следовательно, коэффициент передачи напряжения может изменяться от $|K_{cp1}| = |S_1|R'_c = 1,1 \cdot 27 = 30$ до $|K_{cp2}| = |S_2|R'_c = 0,88 \cdot 27 = 24$.

Примечание. Выбор рабочей точки и определение сопротивления нагрузки выполнены в предположении, что рассчитываемый каскад резисторного усиления работает на высокоомную нагрузку, например другой каскад на полевом транзисторе. Если нагрузкой данного каскада является вход усилителя на би-

полярном транзисторе, то следует учитывать его сравнительно малое входное сопротивление, а также очень малую амплитуду максимального напряжения раскочки, заведомо не превышающую 0,2В. В этом случае желательно иметь стоковое сопротивление нагрузки R_c , не превышающее нескольких килоом, и работать при смещении $u_{зи}$, близком к нулю, чтобы обеспечить достаточное усиление за счет увеличения крутизны транзистора. Конечно, и в этом случае следует принять меры по стабилизации рабочей точки и предотвращению возможности захода в линейную область стоковых характеристик.

Определение емкости конденсатора, шунтирующего истоковое сопротивление. Необходимую емкость конденсатора, шунтирующего истоковое сопротивление, можно определить из следующих соображений. При подаче сигнала на вход усилителя на сопротивлении в цепи истока создается напряжение переменного тока. Отношение этого напряжения к напряжению затвор—исток можно назвать коэффициентом передачи от затвора к истоку:

$$K_{и} = SZ_{и},$$

где S — крутизна транзистора; $Z_{и}$ — сопротивление у цепи истока.

При шунтировании сопротивления $R_{и}$ емкостью $C_{и}$ достаточной величины можно считать сопротивление в цепи истока чисто реактивным: $Z_{и} \approx jX_{и}$, где $X_{и} = -1/\omega C_{и}$ — сопротивление конденсатора, шунтирующего сопротивление в цепи истока. Поэтому напряжение исток — земля сдвинуто относительно напряжения затвор—исток на угол, близкий к 90° .

Учитывая фазовый сдвиг, можно найти, что при $|K_{и}| \leq 1/3$ уменьшение напряжения сигнала за счет падения напряжения в цепи истока не превышает 6 %.

Для определения необходимой емкости конденсатора в цепи истока можно предположить, что $K_{и} = 1/3$ по модулю, и воспользоваться равенством

$$|X_{и}| = 1/3S. \quad (6.34)$$

Пример. Пусть $S = 1$ мА/В. Тогда

$$|X_{и}| = 1/(3 \cdot 10^{-3}) = 330 \text{ Ом}.$$

При $f_{и} = 20$ Гц такое реактивное сопротивление имеет конденсатор емкостью 25 мкФ. Обычно в цепях автоматического смещения применяются низковольтные электролитические конденсаторы.

Определение емкости фильтра в стоковой цепи. Для того, чтобы фильтр $R_{ф}C_{ф}$ осуществлял фильтрацию, необходимо для самой низкой фильтруемой частоты выполнить условие $X_{C_{ф}} \ll R_{ф}$. Обычно берут $X_{C_{ф}} \approx 0,2R_{ф}$. Если с помощью $R_{ф}$ осуществляется только фильтрация, а не коррекция частотной характеристики (см. гл. 9), то, чтобы на сопротивлении фильтра падало малое постоянное напряжение, берут $R_{ф} \approx 0,2R_c$.

Пример. Пусть $R_c = 43$ кОм. Тогда $R_{ф} = 0,2 R_c = 0,2 \cdot 43 = 8,6$ кОм. Берем $R_{ф} = 8,2$ кОм. Реактивное сопротивление конденсатора фильтра $|X_{C_{ф}}| = 0,2 R_{ф} = 0,2 \cdot 8,2 = 1,6$ кОм, что соответствует для $f_{и} = 20$ Гц емкости $C_{ф} = 5$ мкФ.

6.8. ИСТОКОВЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ

На рис. 6.12 приведены схемы истоковых повторителей. Во всех трех схемах исходное значение истокового тока поддерживается с помощью делителя в цепи затвора и резистора в цепи истока.

Начальное напряжение на затворе относительно земли для схемы на рис. 6.12, а должно быть ниже начального напряжения исток—земля. Для схемы на рис. 6.12, б оно может равняться или быть как выше, так и ниже последнего напряжения в зависимости от выбора режима обеднения или обогащения.

Для схемы на рис. 6.12, в напряжение затвора должно быть выше напряжения истока.

На рис. 6.13 приведена эквивалентная схема истокового повторителя для средних частот, когда можно пренебречь емкостями транзистора, а емкости C_3 и C_H (см. рис. 6.12) можно считать достаточно большими.

Из схемы следует, что

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{зи}} + U_{\text{вых}}, \quad (6.35)$$

причем

$$U_{\text{вых}} = S U_{\text{зи}} R'_n, \quad (6.36)$$

где $R'_n = R_n \parallel R_H \parallel r_c$.

$$(6.37)$$

Следовательно,

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{зи}} + S R'_n U_{\text{зи}}. \quad (6.38)$$

Поделив (6.36) на (6.38), получим коэффициент передачи напряжения истокового повторителя

$$K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = S R'_n / (1 + S R'_n). \quad (6.39)$$

Из (6.39) видно, что коэффициент передачи истокового повторителя меньше единицы.

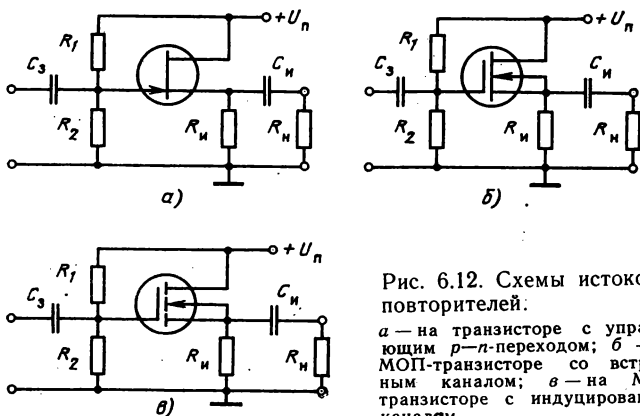


Рис. 6.12. Схемы истоковых повторителей.

а — на транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом; б — на МОП-транзисторе со встроенным каналом; в — на МОП-транзисторе с индуцированным каналом

Входное сопротивление истокового повторителя для схем на рис. 6.12

$$R_{вх} = R_1 \parallel R_2. \quad (6.40)$$

Для определения выходного сопротивления истокового повторителя подадим переменное напряжение на выход эквивалентной схемы на рис. 6.13, отключим $R_{и}$ и $R_{н}$ и положим $E_r = 0$. Тогда $I_{вых} = U_{вых}/r_c - SU_{зи}$. Учитывая, что $U_{зи} = -U_{вых}$, получаем

$$I_{вых} = U_{вых}/r_c + SU_{вых} = (1/r_c + S) U_{вых}.$$

Первый член в скобках последнего выражения много меньше второго, поэтому, пренебрегая им, получаем $I_{вых} \approx SU_{вых}$.

Следовательно, выходное сопротивление истокового повторителя

$$R_{вых} = U_{вых}/I_{вых} \approx 1/S. \quad (6.41)$$

На рис. 6.14, а приведена эквивалентная схема истокового повторителя для области верхних частот. В отличие от схемы с общим истоком, здесь роль проходной емкости играет $C_{11и}$. Она мало влияет на работу схемы, так как в истоковом повторителе выходное напряжение близко по значению и фазе к выходному напряжению. Пересчитывая эту емкость во входную и выходную цепи, получаем схему на рис. 6.14, б, где

$$C_{вх} = C_{12и} + C_{11и}(1 - K) \approx C_{12и}; \quad (6.42)$$

$$C_{вых} = C_{22и} + C_{11и}(1 - 1/K) \approx C_{22и}. \quad (6.43)$$

Наконец, используя выражение (6.39), приходим к схеме с эквивалентным генератором, показанной на рис. 6.14, в. В ней $R'_н = R_{и} \parallel R_{н}$, а r_c входит в выходное сопротивление.

Как и для схемы с общим истоком, на верхних частотах частотная характеристика определяется двумя интегрирующими цепями с постоянными времени:

$$T_{вх} = R'_г C_{вх} \approx R'_г C_{вх}; \quad (6.44)$$

$$T_{вых} = R_{вых} C_{вых}. \quad (6.45)$$

Выражение (6.44) совпадает с (6.18), однако входные емкости схем с общим истоком и общим стоком сильно различаются, что видно из сравнения выражений (6.16) и (6.42).

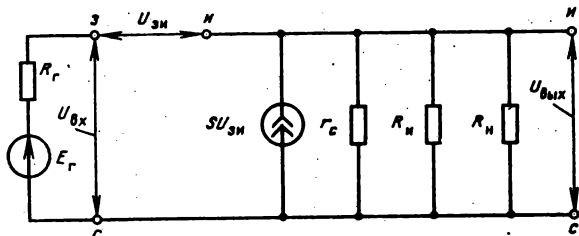


Рис. 6.13. Эквивалентная схема истокового повторителя для средних частот

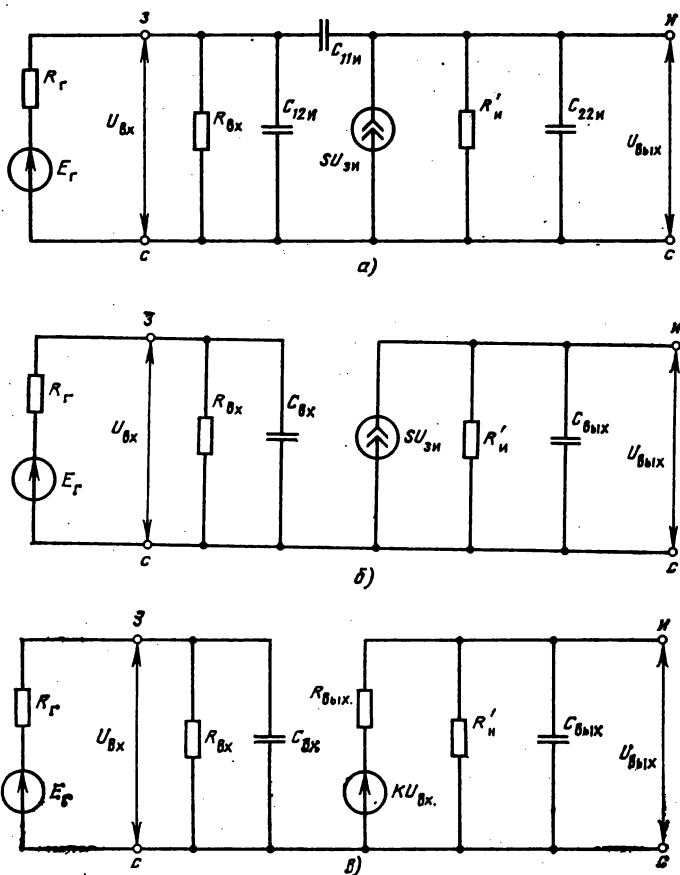


Рис. 6.14. Эквивалентные схемы истокового повторителя для верхних частот: а — с межэлектродными емкостями; б — с эквивалентными емкостями; в — с эквивалентным генератором напряжения

Пример. Для схем с общим истоком и общим стоком применен транзистор КП302Б, имеющий в рабочей точке крутизну $S = 5 \text{ мА/В}$ и следующие максимальные межэлектродные емкости: $C_{11и} = 20 \text{ пФ}$; $C_{12и} = 8 \text{ пФ}$; $C_{22и} = 10,5 \text{ пФ}$. Пусть для схемы с общим истоком коэффициент передачи напряжения $K = -10$, а для схемы с общим стоком $K = 0,9$.

Тогда для схемы с общим истоком согласно выражениям (6.16) и (6.17) имеем:

$$C_{вх} = C_{11и} + C_{12и}(1 - K) = 20 + 8(1 + 10) = 108 \text{ пФ};$$

$$C_{вых} = C_{22и} + C_{12и} = 10,5 + 8 = 18,5 \text{ пФ}.$$

Для схемы истокового повторителя согласно (6.42) и (6.43) имеем:

$$C_{вх} = C_{12и} + C_{11и}(1 - K) = 8 + 20(1 - 0,9) = 10 \text{ пФ};$$

$$C_{вых} = C_{22и} + C_{11и}(1 - 1/K) = 10,5 + 20(1 - 1/0,9) = 8,5 \text{ пФ}.$$

Постоянная времени входной цепи схемы с общим истоком почти в 11 раз больше, чем у схемы с общим стоком, при одинаковом сопротивлении генератора R_r .

Сравним постоянные времени выходных цепей. Пусть для схемы с общим истоком сопротивление $R_c = 2 \text{ кОм}$ и $r_c = 20 \text{ кОм}$, а для схемы с общим стоком $R'_n = 2 \text{ кОм}$ и $R_{\text{вых}} = 1/S = 0,2 \text{ кОм}$. Тогда постоянная времени выходной цепи усилителя с общим истоком $T_{\text{вых}} \approx R_c C_{\text{вых}} = 2 \cdot 10^3 \cdot 18,5 \cdot 10^{-12} = 37 \text{ нс}$, а для схемы с общим стоком $T_{\text{вых}} \approx (1/S) C_{\text{вых}} = 2 \cdot 10^2 \cdot 8,5 \cdot 10^{-12} = 1,7 \text{ нс}$.

Следовательно, постоянная времени выходной цепи истокового повторителя в 20 раз меньше, чем усилителя с общим истоком.

Обычно усилители включаются каскадно. Поэтому к выходной емкости первого каскада добавляется входная емкость следующего каскада, увеличивающая постоянную времени выходной цепи первого каскада усилителя.

Пример. Имеются два двухкаскадных усилителя. Первый усилитель состоит из двух усилителей с общим истоком, а второй усилитель является истоковым повторителем, на выходе которого включен усилитель с общим истоком. Сравним постоянные времени входной и выходной цепей первых каскадов усилителей в предположении, что на их входе имеются одинаковые источники входных сигналов, имеющие сопротивление $R_r = 5 \text{ кОм}$.

Коэффициенты усиления и транзисторы отдельных каскадов возьмем такие же, как и в предыдущем примере. При сопротивлении $R_r = 5 \text{ кОм}$ входная цепь усилителя с общим истоком имеет постоянную времени

$$T_{\text{вх}} \approx R_r C_{\text{вх}} = 5 \cdot 10^3 \cdot 108 \cdot 10^{-12} = 540 \text{ нс}.$$

Постоянная времени входной цепи усилителя с общим стоком

$$T_{\text{вх}} = R_r C_{\text{вх}} = 5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-12} = 50 \text{ нс}.$$

Постоянная времени выходной цепи усилителя с общим истоком, нагруженного на такой же усилитель,

$$T_{\text{вых}} = R_c (C_{\text{вых}} + C_{\text{вх2}}) = 2 \cdot 10^3 (18,5 + 108) \cdot 10^{-12} = 253 \text{ нс}.$$

Постоянная времени выходной цепи усилителя с общим стоком, нагруженного на усилитель с общим истоком,

$$T_{\text{вых}} = (1/S) (C_{\text{вых}} + C_{\text{вх2}}) = 2 \cdot 10^2 (8,5 + 108) \cdot 10^{-12} = 23,3 \text{ нс}.$$

Сравнение постоянных времени входных и выходных цепей усилителей показывает, что усилитель, состоящий из двух усилителей с общим истоком, имеет в два раза большую постоянную времени входной цепи первого каскада по сравнению с его выходной цепью. Частотная характеристика такого усилителя в основном определяется постоянной времени входной цепи, но она также зависит и от постоянной времени выходной цепи, так как последняя меньше не в четыре, а только в два раза.

В первом приближении верхняя частота усилителя

$$f_{\text{в}} \approx 1/2\pi T_{\text{вх}} = 1/6,28 \cdot 540 \cdot 10^{-9} = 3 \cdot 10^5 \text{ Гц} = 300 \text{ кГц}.$$

Постоянная времени входной цепи первого каскада усилителя с общим стоком, нагруженного на усилитель с общим истоком, также примерно в два раза больше постоянной времени его выходной цепи. Поэтому в первом приближении его верхняя частота определяется постоянной времени входной цепи:

$$f_{\text{в}} \approx 1/2\pi T_{\text{вх}} = 1/6,28 \cdot 50 \cdot 10^{-9} \approx 3 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 3 \text{ МГц}.$$

Следовательно, и при каскадном включении усилителей верхняя частота усилителя с общим стоком значительно выше, чем у усилителя с общим истоком.

Схемы истоковых повторителей, показанные на рис. 6.12, имеют довольно высокую стабильность рабочей точки, так как в них автоматическое смещение берется со всего сопротивления нагрузки для постоянного тока. Покажем это на примере.

Пример. Пусть в схеме на рис. 6.12, а применен транзистор КП302Б, имеющий следующий разброс параметров: $I_{\text{Снач}} = 18\text{—}43 \text{ мА}$; $U_{\text{зи отс}} = 2,5\text{—}7 \text{ В}$. Возьмем $U_{\text{п}} = 20 \text{ В}$; $R_{\text{и}} = 2 \text{ кОм}$.

При изменении тока стока под действием сигнала желательно, чтобы напряжение сток — исток изменялось от U_{Π} до минимального напряжения $u_{\text{СИ min}} \approx |U_{\text{ЗИ отс}}|$. В этом случае не имеет места заход в линейную область. Отсюда максимальная амплитуда напряжения на выходе повторителя не должна превышать $U_{\text{ти max}} = I_{\text{мс}} R_{\text{и}} = (|U_{\Pi}| - |U_{\text{ЗИ отс}}|)/2$. Следовательно, максимальная амплитуда тока стока

$$I_{\text{мс}} = (|U_{\Pi}| - |U_{\text{ЗИ отс}}|)/2R_{\text{и}}. \quad (6.46)$$

Подставляя сюда $U_{\Pi} = 20$ В, $|U_{\text{ЗИ отс min}}| = 2,5$ В и $R_{\text{и}} = 2$ кОм, получаем $I_{\text{мс}} = (20 - 2,5)/(2 \cdot 2) \approx 4,4$ мА. Примем ток стока в исходной точке $i_{\text{C ср}} = I_{\text{мс}} = 4,4$ мА. Исходя из этого значения найдем из выражения (6.33) напряжения $u_{\text{ЗИ}}$ для транзисторов с крайними значениями параметров

$$u_{\text{ЗИ max}} = U_{\text{ЗИ отс max}} (1 - \sqrt{i_{\text{C}}/I_{\text{C нач max}}}) = 7(1 - \sqrt{4,4/43}) = 4,9 \text{ В.}$$

$$u_{\text{ЗИ min}} = U_{\text{ЗИ отс min}} (1 - \sqrt{i_{\text{C}}/I_{\text{C нач min}}}) = 2,5(1 - \sqrt{4,4/18}) = 1,0 \text{ В.}$$

$$u_{\text{ЗИ ср}} = (u_{\text{ЗИ max}} + u_{\text{ЗИ min}})/2 = (4,9 + 1,0)/2 = 2,95 \text{ В.}$$

При среднем токе $i_{\text{C ср}} = 4,4$ мА на резисторе в цепи истока $R_{\text{и}}$ падает напряжение $i_{\text{C ср}} R_{\text{и}} = 4,4 \cdot 2 = 8,8$ В. Чтобы получить нужное исходное смещение $u_{\text{ЗИ ср}}$, делитель $R_1 R_2$ должен создавать смещение

$$E_{\text{см}} = i_{\text{C ср}} R_{\text{и}} - u_{\text{ЗИ ср}} = 8,8 - 2,95 = 5,85 \text{ В.}$$

Возьмем $R_2 = 1$ МОм (см. рис. 6.12, а), тогда

$$R_1/R_2 = (U_{\Pi} - E_{\text{см}})/E_{\text{см}},$$

откуда

$$R_2 = R_2 (U_{\Pi} - E_{\text{см}})/E_{\text{см}} = 1(20 - 5,85)/5,85 = 2,4 \text{ МОм.}$$

Согласно выражению (6.27)

$$i_{\text{C}} = I_{\text{C нач}} [1 + (E_{\text{см}} - i_{\text{C}} R_{\text{и}})/|U_{\text{ЗИ отс}}|]^2.$$

Подставляя сюда крайние значения $I_{\text{C нач}}$ и $U_{\text{ЗИ отс}}$ и решая уравнение относительно i_{C} , находим, что

$$i_{\text{C max}} = 5,2 \text{ мА; } i_{\text{C min}} = 3,5 \text{ мА.}$$

Следовательно, отношение $i_{\text{C max}}/i_{\text{C min}} = 5,2/3,5 = 1,5$ при отношении начальных токов $I_{\text{C нач max}}/I_{\text{C нач min}} = 43/18 = 2,4$ и отношении напряжений отсечки $U_{\text{ЗИ отс max}}/U_{\text{ЗИ отс min}} = 7/2,5 = 2,8$.

Из этого расчета делаем заключение, что при замене транзисторов стабильность режима истокового повторителя значительно лучше, чем схемы с общим истоком. Это объясняется тем, что в стабилизации тока участвует все сопротивление, включенное в цепь сток — исток, тогда как в схеме с общим истоком участвует только часть общего сопротивления $R_{\text{и}} + R_{\text{с}}$, а именно только сопротивление в цепи истока $R_{\text{и}}$.

Отсюда следует худшая стабилизация истоковых повторителей, в которых резистор R_1 (схема на рис. 6.12) отсутствует, а нижний конец резистора R_2 подключен к части резистора $R_{\text{и}}$.

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

7.1. ТЕРМОЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ. ДИОД

Электронной лампой называется электронный электровакуумный прибор, предназначенный для различного рода преобразований электрических величин.

В электронных лампах используется явление *термоэлектронной эмиссии* — излучение электронов с поверхности электрода, называемого *катодом*, при его нагревании. Под действием тепла некоторые электроны приобретают скорость, позволяющую им покинуть катод. В электронных лампах кроме катода, излучающего электроны, всегда имеется другой электрод — *анод*. Анод собирает электроны, когда между анодом и катодом приложено положительное напряжение, заставляющее электроны двигаться от катода к аноду.

Катод и анод, помещенные в стеклянный или металлический баллон, внутри которого поддерживается высокий вакуум, необходимый для свободного движения электронов практически без столкновений с молекулами газа, образуют двухэлектродную электронную лампу — *диод*. Диоды применяются в различных электронных схемах, например, для детектирования и амплитудного ограничения сигналов.

Диоды, предназначенные для выпрямления переменного тока в источниках питания, называются *кентронами*.

Условное обозначение диода показано на рис. 7.1, а. Электроды диода — катод и анод — обозначены буквами К и А. В электронных лампах применяют катоды прямого и косвенного накала. На рис. 7.1, а показано условное обозначение диода с косвенным накалом. При косвенном накале электрическим током разогревается нить накала, проходящая внутри керамической трубочки. Катодом является металлический цилиндр, надетый на трубочку и разогреваемый от нее. Благодаря большой тепловой инерции для накала нити можно применять переменный ток промышленной частоты.

На рис. 7.1, б сплошной линией показана вольт-амперная характеристика диода. Из рисунка следует, что анодный ток диода отличен от нуля даже при $u = 0$. Объясняется это тем, что электроны, покидающие катод, обладают

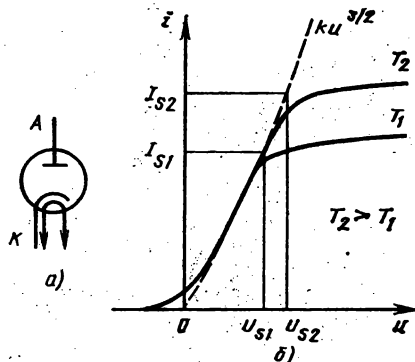


Рис. 7.1. Диод:

а — условное обозначение; б — вольт-амперная характеристика

энергией за счет теплового нагрева катода. Чтобы анодный ток диода стал равен нулю, требуется приложить между анодом и катодом небольшое отрицательное напряжение порядка $-0,1$ В.

Большим преимуществом лампового диода перед полупроводниковым является то, что в первом отсутствует обратный ток.

Недостатками лампового диода по сравнению с полупроводниковым являются:

значительно большие его размеры;

наличие источника питания, который необходим для разогрева катода, обеспечивающего термоэлектронную эмиссию;

более высокое сопротивление диода в прямом направлении.

В первом приближении можно считать, что при анодном напряжении, равном нулю или отрицательному значению, анодный ток диода равен нулю. При положительных напряжениях ток диода можно считать подчиняющимся закону степени трех вторых, т. е. пропорциональным анодному напряжению в степени три вторых:

$$i = ku^{3/2} \text{ при } u > 0,$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Закон степени трех вторых справедлив, когда благодаря термоэлектронной эмиссии вблизи катода создается облако электронов. Если приложенное напряжение достаточно для того, чтобы отобрать все электроны из облака пространственного заряда, закон степени трех вторых нарушается. Таким образом, ток в диоде ограничивается током насыщения I_s , который тем больше, чем больше температура катода. На рис. 7.1, б зависимость степени трех вторых показана штриховой, а характеристика диода, близкая к реальной, — сплошной линиями. В соответствии с этим диодом при анодном напряжении, меньшем напряжения насыщения $u < U_s$, работает в режиме пространственного заряда, а при $u > U_s$ — в режиме насыщения.

Из принципа действия диода ясно, что электроны, достигающие анода, образуют анодный ток. Однако по современным представлениям ток во внешней цепи анода или другого электрода лампы складывается из наводимого тока, обусловленного движением электронов внутри лампы, и обычного емкостного тока, пропорционального емкости между электродами.

Понятие о наводимом токе необходимо при рассмотрении работы электронных ламп на сверхвысоких частотах. Наводимый ток возникает вследствие движения зарядов между электродами, так как создаваемое движущимися зарядами электрическое поле изменяется во времени и вызывает перераспределение наводимых зарядов на электродах. Отсюда следует, что движение зарядов между электродами лампы вызывает токи во внешних цепях, даже если движущиеся заряды не попадают на электроды лампы.

7.2. ТРИОД

В трехэлектродной электронной лампе, называемой *триодом*, между катодом и анодом помещен управляющий электрод — сетка. Обозначение триода в схемах показано на рис. 7.2, а.

Анодный ток трехэлектродной электронной лампы зависит от напряжений на аноде и сетке:

$$i_a = f(u_c; u_a),$$

где i_a — анодный ток; u_c — напряжение на сетке относительно катода; u_a — напряжение на аноде относительно катода. Сеточное напряжение влияет на анодный ток сильнее, чем анодное, так как сетка расположена ближе к катоду и перехватывает силовые линии электрического поля.

На рис. 7.2, б показано семейство анодно-сеточных характеристик, каждая из которых представляет собой зависимость анодного тока от сеточного напряжения при постоянном анодном напряжении.

На рис. 7.3 приведены анодные характеристики триода: зависимости анодного тока триода от анодного напряжения при постоянных напряжениях на сетке.

Параметры триода. Триод характеризуется тремя основными параметрами:

$$\text{крутизной характеристики } S = \left. \frac{\Delta i_a}{\Delta u_c} \right|_{\Delta u_a = 0};$$

$$\text{внутренним сопротивлением } R_i = \left. \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} \right|_{\Delta u_c = 0};$$

$$\text{коэффициентом усиления } \mu = - \left. \frac{\Delta u_a}{\Delta u_c} \right|_{\Delta i_a = 0}.$$

Коэффициент усиления электронной лампы показывает, во сколько раз сильнее на анодный ток влияет изменение сеточного напряжения, чем изменение анодного напряжения. Так как положительное приращение и анодного, и сеточного напряжений увеличивает анодный ток, то для постоянства анодного тока необходимо, чтобы эти приращения были противоположного знака. Для того чтобы коэффициент усиления, как и остальные параметры, был положительной величиной, перед дробью стоит знак «минус». Иногда вместо коэффициента усиления

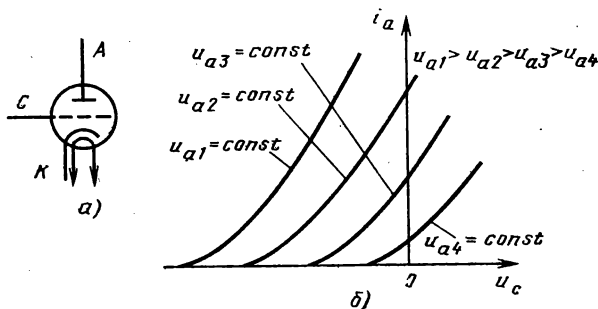


Рис. 7.2. Триод:

а — условное обозначение; б — анодно-сеточные характеристики

используют проницаемость, равную для триода

$$D = 1/\mu. \quad (7.1)$$

Параметры триода связаны равенством

$$SR_i D = 1 \quad (7.2)$$

или

$$\mu = SR_i. \quad (7.3)$$

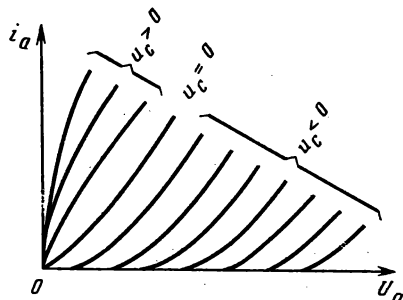


Рис. 7.3. Анодные характеристики триода

Управляющее напряжение. Зависимость анодного тока от напряжений u_c и u_a можно представить в следующем виде:

$$i_a = f_1(u_c + Du_a) = f_2(u_a + \mu u_c). \quad (7.4)$$

Суммы напряжений, являющиеся аргументами функций f_1 и f_2 , называются действующими *управляющими* или *приведенными напряжениями*.

Напряжение

$$u_{c.упр} = u_c + Du_a \quad (7.5)$$

называется управляющим напряжением, приведенным к сетке, или сеточным управляющим напряжением.

Напряжение

$$u_{a.упр} = u_a + \mu u_c \quad (7.6)$$

называется управляющим напряжением, приведенным к аноду, или анодным управляющим напряжением.

Введение понятия действующего управляющего напряжения позволяет привести триод к эквивалентному диоду. Для начального участка характеристики эквивалентного диода справедлив закон степени трех вторых, однако чаще используют кусочно-линейную аппроксимацию ламповых характеристик, предложенную А. И. Бергом.

7.3. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРИОДА

Для малого приращения анодного тока, являющегося функцией двух переменных, справедливо соотношение

$$\Delta i_a = \frac{\partial i_a}{\partial u_c} \Delta u_c + \frac{\partial i_a}{\partial u_a} \Delta u_a = S \Delta u_c + (1/R_i) \Delta u_a.$$

Электронная лампа используется для усиления переменных токов и напряжений. Вследствие этого в сеточной и анодной цепях действуют как постоянные напряжения и токи, получаемые от источников питания, так и усиливаемые переменные токи и напряжения. Предполагая переменные токи и напряжения в электронной лампе малыми, получаем

$$I_a \approx S U_c + (1/R_i) U_a, \quad (7.7)$$

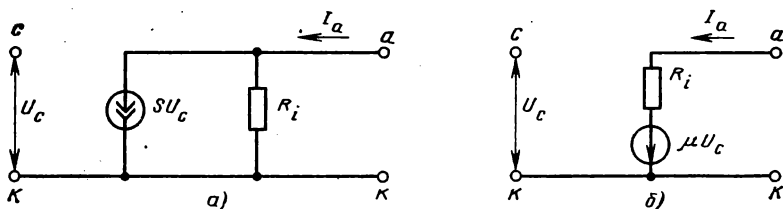


Рис. 7.4. Эквивалентные схемы электронной лампы:
а — с генератором тока; б — с генератором напряжения

где I_a — переменная составляющая анодного тока; U_c — переменная составляющая напряжения на сетке; U_a — переменная составляющая напряжения на аноде.

Величины I_a , U_c и U_a являются комплексными амплитудами. Выражение (7.7) справедливо как для мгновенных значений, так и для комплексных амплитуд.

Из выражения (7.7) следует, что при малых переменных напряжениях и токах в лампе справедлива эквивалентная схема, приведенная на рис. 7.4, а.

Если в выражение (7.7) подставить $S = \mu/R_i$, то получим

$$I_a = (\mu U_c + U_a)/R_i, \quad (7.8)$$

откуда следует, что электронной лампе эквивалентна также схема, представленная на рис. 7.4, б.

Обе схемы широко используются. Схемой с эквивалентным генератором тока, приведенной на рис. 7.4, а, удобнее пользоваться при $R_i \gg |Z_n|$, где Z_n — полное сопротивление нагрузки в анодной цепи лампы, в общем случае являющееся комплексной величиной. Эквивалентной схемой на рис. 7.4, б удобнее пользоваться при обратном соотношении сопротивлений лампы и нагрузки.

Эквивалентные схемы на рис. 7.4 справедливы только при работе лампы без захода в область сеточных токов. При наличии сеточного тока сопротивление между зажимами с и к мало. В отсутствие сеточного тока оно очень велико (порядка 10^8 — 10^{10} Ом), а потому его обычно считают равным бесконечности. Сеточный ток снижает это сопротивление до нескольких сотен ом.

При достаточно высоких частотах, начиная примерно с десятков килогерц, необходимо учитывать межэлектродные емкости лампы.

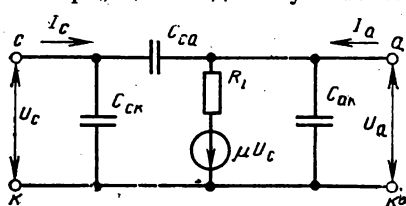


Рис. 7.5. Эквивалентная схема электронной лампы с межэлектродными емкостями

Эквивалентная схема электронной лампы с межэлектродными емкостями показана на рисунке 7.5.

Емкость $C_{ак}$ между анодом и катодом обычно объединяют с внешней нагрузкой, поэтому анодный ток показан на схеме протекающим через нагрузку. Что касается переменной со-

ставляющей сеточного тока, то она разветвляется по двум цепям: через емкость $C_{ск}$ между сеткой и катодом и через емкость $C_{са}$ между сеткой и анодом.

7.4. МНОГОЭЛЕКТРОДНЫЕ И КОМБИНИРОВАННЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ

Между катодом и анодом в электронной лампе может находиться не одна, а несколько сеток. Электронные лампы, имеющие больше одной сетки, через которые проходит общий поток электронов, называются *многоэлектронными*. Лампа с двумя сетками имеет четыре электрода и называется *тетродом*. Далее по числу электродов идут *пентод*, имеющий пять электродов, шестиелектродная лампа — *гексод*, семиэлектродная — *гептод*, иногда называемая по числу сеток *пентагридом*, и восьмиелектродная лампа — *октод*.

В одном баллоне электронной лампы может располагаться несколько систем электродов с независимыми потоками электронов, например две триодные системы — *двойной триод*. Такие электронные лампы называются *комбинированными*. Кроме двойного триода выпускаются *двойной диод* — *триод* (два диода плюс триод), *триод* — *пентод*, *триод* — *гексод* и другие комбинированные лампы. Объединенные лишь общим баллоном и цепями накала, но по существу отдельные электронные лампы, образующие комбинированную лампу, используются как независимо, так и в схемах, требующих совместного их применения. Например, двойной триод можно использовать в усилителях двух независимых каналов или в одном двухтактном усилительном каскаде.

Тетрод. Тетрод имеет две сетки. Одна из них является управляющей, т. е. выполняет ту же роль, что и сетка в триоде. Вторая сетка чаще всего помещается между управляющей сеткой и анодом. В этом случае она называется *экранирующей*. Как показывает название, ее назначение — экранировать управляющую сетку от анода. На экранирующую сетку подается постоянное положительное напряжение по отношению к катоду, обычно равное 30—110 % от постоянного анодного напряжения. Экранирующую сетку, как правило, всегда соединяют через большую емкость с землей, поэтому на ней нет переменного напряжения.

Экранирующая сетка на несколько порядков уменьшает емкость между управляющей сеткой и анодом. Это оказывает большое влияние при усилении высокочастотных сигналов, так как устраняет паразитную обратную связь между входом и выходом усилителя, аналогичную связи через емкость коллекторного перехода, рассмотренную ранее.

Благодаря экранирующей сетке результирующее электрическое поле, ускоряющее электроны, испускаемые катодом, мало зависит от потенциала анода. Поэтому напряжение мало влияет на анодный ток, что хорошо видно из правой части анодной характеристики, представленной на рис. 7.6.

В левой части анодной характеристики наблюдается провал, вызываемый *динаotronным эффектом*. Последний является следствием

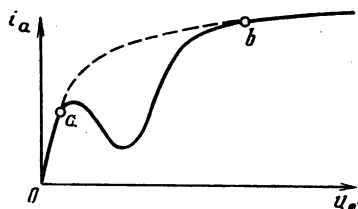


Рис. 7.6. Анодная характеристика тетрода с экранирующей сеткой

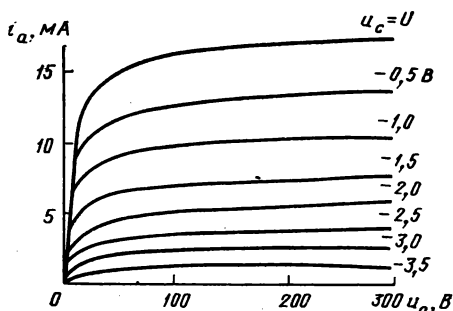


Рис. 7.7. Анодные характеристики пентода

вторичной электронной эмиссии анода, проявляющейся в том, что каждый электрон, ускоренный полем экранирующей сетки, «выбивает» из анода в среднем более одного вторичного электрона. При анодных напряжениях, меньших напряжения экранирующей сетки, вторичные электроны не возвращаются на анод, а идут к экранирующей сетке, увеличивая ее ток. Так как число электронов, бомбардирующих анод, меньше числа вторичных электронов, не возвращающихся на анод, наблюдается значительное уменьшение анодного тока — провал в анодной характеристике на участке $a-b$. При напряжениях на аноде, превышающих напряжение экранирующей сетки, вторичные электроны возвращаются на анод и динаatronный эффект исчезает, хотя вторичная электронная эмиссия остается.

Наряду с описанным выше тетродом выпускаются тетроды с *катодной сеткой*, располагаемой между катодом и управляющей сеткой. Такое расположение сеток при подаче небольшого положительного потенциала на катодную сетку рассеивает облако положительного заряда. Преимуществом ламп с катодной сеткой по сравнению с триодами является возможность их работы при небольших напряжениях источников питания анода, например при анодных напряжениях 4—6 В.

Пентод. Для устранения динаatronного эффекта в лампу с экранирующей сеткой вводят еще одну сетку, называемую противодинаatronной. Она располагается между анодом и экранирующей сеткой и соединяется с катодом, в результате чего вблизи анода электрическое поле имеет направление, способствующее возвращению вторичных электронов на анод. На рис. 7.7 показаны анодные характеристики пентода, из которых видно, что провал в анодных характеристиках пентода не наблюдается.

Лучевой тетрод. Динаatronный эффект в тетроде можно устранить так называемой лучевой конструкцией лампы. Если провода экранирующей сетки расположить ближе к управляющей сетке, чем к аноду, и таким образом, чтобы они были как бы затенены проводами управляющей сетки, то электронный поток разбивается на пучки — лучи. В этом случае вторичные электроны не попадают на экранирующую сетку, так как встречный плотный поток электронов отталкивает их обратно на анод. Характеристики лучевого триода в рабочей области близки к характеристикам пентода.

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

8.1. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В различных радиоэлектронных устройствах широко применяется обратная связь. Она осуществляется подачей части напряжения или тока с выхода устройства на его вход.

Обратная связь применяется, например, в автогенераторах, генерирующих высоко- или низкочастотные колебания; очень широко ее используют в усилителях.

Если в автогенераторах применяется положительная обратная связь, поддерживающая колебания, то в усилителях обычно применяется отрицательная обратная связь, позволяющая уменьшить нелинейные искажения и нестабильность усиления, а также изменить в желательную сторону входное и выходное сопротивления.

В данной главе рассматриваются некоторые общие вопросы теории обратной связи, но основное внимание уделяется отрицательной обратной связи в усилительных устройствах. Положительная обратная связь более подробно рассматривается в главе, посвященной электронным генераторам.

Структурную схему усилителя с обратной связью (рис. 8.1) можно представить в виде двух усилителей.

Верхний усилитель имеет в направлении, показанном стрелкой, коэффициент передачи напряжения, равный

$$K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}},$$

где $U_{\text{вых}}$ — напряжение на выходе усилителя; $U_{\text{вх}}$ — напряжение на его входе.

Нижний усилитель служит для передачи напряжения обратной связи. Его коэффициент передачи в направлении, указанном стрелкой,

$$\beta = U_{\text{ос}} / U_{\text{вых}},$$

где $U_{\text{ос}}$ — напряжение обратной связи, передаваемое с выхода усилителя на его вход. Это напряжение является частью выходного напряжения. Коэффициент β показывает, какая часть выходного напряжения передается обратно на вход, поэтому его называют коэффициентом обратной связи. Обычно $|\beta| \leq 1$, поэтому вместо нижнего усилителя можно применять пассивный линейный четырехполюсник. Реальные активные и пассивные четырехполюсники обыч-

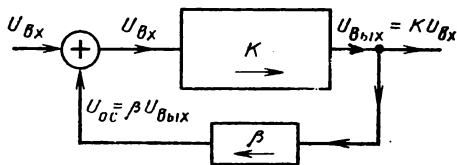


Рис. 8.1. Структурная схема усилителя с обратной связью

но имеют коэффициенты передачи в обратном направлении, отличные от нуля, но в теории обратной связи они предполагаются равными нулю. Напряжение на входе усилителя, охваченного обратной связью,

$$U_{вх} = U'_{вх} + U_{ос} = U'_{вх} + \beta U_{вых}.$$

Напряжение на выходе усилителя

$$U_{вых} = KU_{вх} = K(U'_{вх} + \beta U_{вых}).$$

Следовательно, для усилителя, охваченного обратной связью,

$$K' = U_{вых}/U'_{вх} = K + \beta KK',$$

откуда

$$K' = K / (1 - \beta K). \quad (8.1)$$

Полученное соотношение, связывающее коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью, и усилителя без обратной связи, является основным соотношением в теории усилителей с обратной связью. Величина βK характеризует усиление петли обратной связи.

В общем случае величины K' , K и β являются комплексными. Если величина βK является вещественной отрицательной или комплексной с модулем K' , меньшим модуля K , то обратная связь называется отрицательной.

Если при отрицательной обратной связи $|\beta K| \gg 1$, то говорят, что усилитель охвачен глубокой отрицательной обратной связью.

При отрицательной обратной связи, когда $\beta K < 0$, соотношение, связывающее K' и K , часто записывают в виде $K' = K / (1 + \beta K)$, считая величины β и K положительными.

Если βK — вещественная положительная или комплексная величина, вызывающая увеличение усиления $|K'| < |K|$, то обратную связь называют положительной.

При $\beta K = 1$ коэффициент усиления усилителя, охваченного положительной обратной связью, обращается в бесконечность. Фактически это означает, что на выходе усилителя имеется напряжение при отсутствии напряжения $U'_{вх}$ приложенного извне, т. е. усилитель самовозбуждается и превращается в генератор.

8.2. ДИАГРАММА НАЙКВИСТА

Отрицательная обратная связь, специально осуществляемая в усилителе, может оказаться причиной возникновения автоколебаний — самовозбуждения. Автоколебания могут возникнуть, потому что коэффициенты K и β зависят от частоты и для некоторых частот обратная связь из отрицательной превращается в положительную.

Режим самовозбуждения совершенно недопустим для усилителя, так как при этом он превращается в автогенератор и уже не управляется входным сигналом. Поэтому при разработке усилителей с отрицательной обратной связью важно убедиться в том, что автоколебания не возникают не только в рабочей области частот, но и во всем возможном диапазоне частот от нуля до бесконечности.

Одним из удобных способов проверить, не самовозбуждается ли усилитель, охваченный обратной связью, является диаграмма Найквиста, которая строится следующим образом.

Для некоторой частоты по оси абсцисс (рис. 8.2) откладывается вещественная, а по оси ординат — мнимая часть βK . В результате на комплексной плоскости получается точка. Радиус-вектор, проведенный из начала координат в эту точку, характеризует коэффициент передачи петли обратной связи для определенной частоты, так как длина радиуса-вектора равна модулю коэффициента передачи, а угол между ним и осью абсцисс равен фазовому сдвигу между выходным и входным сигналами. Обычно вычисляют и измеряют модуль и фазовый сдвиг коэффициента передачи. Поэтому на комплексной плоскости удобно откладывать полярные координаты точки βK . Для некоторой другой частоты мы получим другую точку βK . Совокупность точек βK для всего диапазона частот от 0 до ∞ дает непрерывную линию, называемую диаграммой Найквиста.

Построение диаграммы обычно начинают с точки βK для некоторой средней частоты усилителя. Следующую точку диаграммы определяют для более высокой или более низкой частоты. Последовательно двигаясь в сторону увеличения, а затем уменьшения частоты или в обратном порядке, соединяют соседние точки отрезками плавной линии и в результате получают диаграмму Найквиста.

На рис. 8.2 показан пример диаграммы Найквиста для усилителя, охваченного обратной связью. Эта диаграмма примерно соответствует двухкаскадному резисторному усилителю на транзисторах или электронных лампах, охваченному отрицательной обратной связью. Левая точка пересечения диаграммы с осью абсцисс соответствует некоторой частоте в области средних частот усилителя. Для этой точки фазовый сдвиг в петле обратной связи равен 180° . Верхняя и нижняя точки пересечения диаграммы с осью ординат при одинаковых усилительных каскадах соответствуют верхней и нижней частотам, при которых в каждом из каскадов возникает дополнительный фазовый сдвиг $\pm 45^\circ$, а общий фазовый сдвиг в петле обратной связи изменяется на $\pm 90^\circ$. В этих точках общий коэффициент передачи петли обратной связи уменьшается в 2 раза.

Дальнейшее повышение и понижение частоты относительно этих частот приводят к тому, что конец радиуса-вектора уменьшается, находясь в верхнем или нижнем правом квадранте координатной плоскости. При частотах, приближающихся к нулю, или очень высоких частотах радиус-вектор стремится совпасть с положительным направлением оси абсцисс, но его длина для двухкаскадного резисторного усилителя все время уменьшается, обращаясь в пределе в нуль.

Если диаграмма Найквиста не охватывает точку (1; 0), то усилитель не возбуждается. В самом деле, в этом случае при вещественной

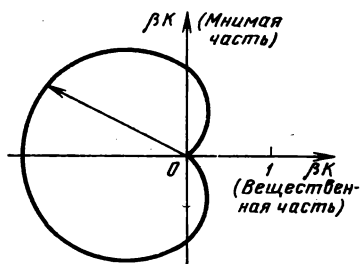


Рис. 8.2. Диаграмма Найквиста

положительной величине βK знаменатель в правой части (8.1) не обращается в нуль, а K' не обращается в бесконечность. Например, не возбуждается двухкаскадный резисторный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью. В таком усилителе на средних частотах сигнал обратной связи сдвинут на 180° относительно входного напряжения, а дополнительный сдвиг на $\pm 180^\circ$, вызывающий самовозбуждение, получается только на очень низких и очень высоких частотах, когда коэффициент усиления K близок к нулю.

Можно также построить несамовозбуждающийся трехкаскадный усилитель, но для этого, во избежание опасного фазового сдвига, на высоких и низких частотах необходимо включать корректирующие цепи.

8.3. ПОВЫШЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ УСИЛЕНИЯ И РАСШИРЕНИЕ ПОЛОСЫ

Коэффициент передачи усилителя может изменяться вследствие температурного изменения параметров транзисторов, замены транзисторов, изменения питающих напряжений и других причин.

Покажем, что усилитель с глубокой отрицательной обратной связью имеет высокую стабильность усиления.

В самом деле, если $K' = K/(1 - \beta K)$, то при $|\beta K| \gg 1$

$$K' \approx -1/\beta. \quad (8.2)$$

Таким образом, при глубокой отрицательной обратной связи коэффициент усиления K' не зависит от K и, следовательно, не изменяется при изменении K . Коэффициент обратной связи β обычно определяется делителем, состоящим из пассивных элементов. Поэтому он весьма стабилен.

В общем случае, когда по тем или иным причинам коэффициент усиления изменяется на ΔK , коэффициент K' также изменится на некоторую величину $\Delta K'$.

Учитывая, что $\ln K' = \ln K - \ln(1 - \beta K)$, после дифференцирования получаем

$$\frac{dK'}{K'} = \frac{dK}{K} + \frac{\beta dK}{(1 - \beta K)} = \frac{dK}{K} \frac{1}{(1 - \beta K)}.$$

Значит, относительные изменения коэффициентов усиления K' и K связаны соотношением

$$\frac{\Delta K'}{K'} = \frac{\Delta K}{K} \frac{1}{(1 - \beta K)}. \quad (8.3)$$

Отсюда видно, что относительное изменение коэффициента усиления усилителя, охваченного обратной связью, в $(1 - \beta K)$ раз меньше.

Введение в усилитель отрицательной обратной связи позволяет расширить его полосу пропускания. Это можно показать с помощью выражения (8.3). Например, усиление резисторного усилителя, не охваченного отрицательной обратной связью, уменьшается при отклонении частоты относительно некоторой средней частоты, где усиление макси-

мально. Если относительное уменьшение усиления при этом равно $\Delta K/K$, то при том же отклонении частоты в усилителе с отрицательной обратной связью согласно (8.3) относительное уменьшение усиления в $(1 - \beta K)$ раз меньше. Таким образом, одинаковое относительное уменьшение усиления наступает при большем отклонении частоты; полоса пропускания расширяется, причем в усилителе с отрицательной обратной связью верхняя граничная частота F'_2 выше, чем аналогичная частота F_2 в усилителе без обратной связи, т. е. $F'_2 > F_2$.

Подобным образом можно показать, что полоса расширяется и в области нижних частот, причем нижняя граничная частота в усилителе с отрицательной обратной связью F'_1 ниже, чем аналогичная частота F_1 в усилителе без обратной связи, т. е. $F'_1 < F_1$.

Вышеприведенные рассуждения являются чисто качественными. Для количественной оценки расширения полосы пропускания усилителя следует учитывать, что при изменении частоты изменяется не только модуль коэффициента передачи усилителя, но и сдвиг фаз.

Используя выражения для коэффициентов передачи дифференцирующей и интегрирующей цепей и подставляя их в выражение (8.1), получаем, что однокаскадный резисторный усилитель на транзисторе или электронной лампе, охваченный отрицательной обратной связью, имеет следующие граничные частоты:

$$F'_1 = F_1 / (1 - \beta K_0); \quad (8.4)$$

$$F'_2 = F_2 (1 - \beta K_0), \quad (8.5)$$

где F'_1 и F'_2 — соответственно нижняя и верхняя граничные частоты усилителя, охваченного отрицательной обратной связью; F_1 и F_2 — соответственно нижняя и верхняя граничные частоты усилителя без обратной связи; K_0 — коэффициент передачи напряжения в области средних частот для усилителя без обратной связи; β — коэффициент обратной связи (предполагается вещественным и не зависящим от частоты).

Амплитудно-частотная характеристика. Найдем амплитудно-частотную характеристику двухкаскадного резисторного усилителя, имеющего одинаковые каскады и охваченного последовательной обратной связью по напряжению. Будем считать коэффициент обратной связи вещественным и не зависящим от частоты.

Амплитудно-частотная характеристика одного каскада усилителя описывается выражением

$$y = K/K_0 = 1 / (1 + jx),$$

где $x = F/F_2$ — отношение частоты сигнала F к верхней граничной частоте F_2 одного каскада усилителя без обратной связи. Данное выражение справедливо не для всех частот, а только для средних и верхних, например при $x > 0,01$.

Аналогичное выражение амплитудно-частотной характеристики $y = 1 / (1 - jx)$ справедливо для области нижних и средних частот, когда $x = F_1/F > 0,01$, где F_1 — нижняя граничная частота одного каскада усилителя без обратной связи.

В соответствии с данным выражением можно считать, что комплексный коэффициент передачи напряжения двухкаскадного усилителя

$$K = K_0 / (1 + jx)^2,$$

где K_0 — коэффициент передачи двухкаскадного усилителя в области средних частот.

Подставив это выражение в (8.1), получим, что коэффициент передачи двухкаскадного усилителя, охваченного обратной связью,

$$K' = \frac{K_0}{(1 + jx)^2 - \beta K_0}. \quad (8.6)$$

В области средних частот при $x \ll 1$

$$K'_0 = K_0 / (1 - \beta K_0). \quad (8.7)$$

Обозначая $y' = K' / K'_0$, получаем, что комплексный относительный коэффициент передачи двухкаскадного резисторного усилителя, охваченного обратной связью,

$$y' = \frac{K'}{K'_0} = \frac{1 - \beta K_0}{(1 + jx)^2 - \beta K_0}. \quad (8.8)$$

Модуль относительного коэффициента передачи

$$|y'| = \frac{1 - \beta K_0}{\sqrt{(1 - \beta K_0)^2 + 2(1 + \beta K_0)x^2 + x^4}}. \quad (8.9)$$

Это выражение дает амплитудно-частотную характеристику двухкаскадного резисторного усилителя, охваченного обратной связью в области средних и верхних частот, когда $x = F/F_2 > 0,01$. Оно в точности совпадает с выражением для амплитудно-частотной характеристики в области нижних и средних частот, но при $x = F_1/F > 0,01$.

Исследуя знаменатель данного выражения, находим, что амплитудно-частотная характеристика двухкаскадного резисторного усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, не имеет максимумов (выбросов, подъемов, горбов) в области нижних и верхних частот, если $|\beta K_0| \leq 1$.

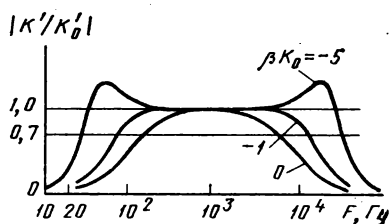
При отрицательной обратной связи, когда $|\beta K_0| > 1$, на амплитудно-частотной характеристике в области нижних и верхних частот наблюдаются максимумы (выбросы, подъемы, горбы).

Приравнявая y' уровню отсчета $1/\sqrt{2}$, находим, что при $\beta K_0 = -1$ относительная граничная частота $x'_{гр} = \sqrt{2}$. Сравнивая эту величину с относительной граничной частотой двухкаскадного резисторного усилителя без обратной связи $x_{гр} = \sqrt{\sqrt{2} - 1} = 0,64$, убеждаемся, что применение отрицательной обратной связи при $\beta K_0 = -1$ дает увеличение верхней граничной частоты в $x'_{гр}/x_{гр} = 2,2$ раза. Нижняя граничная частота при этом уменьшается в 2,2 раза.

Если применяется более глубокая отрицательная обратная связь, то при

$$x = \sqrt{-\beta K_0 - 1} \quad (8.10)$$

Рис. 8.3. Амплитудно-частотные характеристики двухкаскадного резисторного усилителя с отрицательной обратной связью



на амплитудно-частотной характеристике на нижних и верхних частотах имеются максимумы, причем относительный подъем частотной характеристики в точках максимума равен

$$y'_{\max} = (1 - \beta K_0) / 2\sqrt{-\beta K_0}. \quad (8.11)$$

Вычисленный по этой формуле относительный подъем характеристики приводится в табл. 8.1.

Таблица 8.1

$-\beta K_0$	1	2	3	4	5	6	10	20	30	40	50	100
$ y'_{\max} $	1	1,06	1,15	1,25	1,34	1,43	1,73	2,36	2,94	3,25	3,62	5,05

Амплитудно-частотные характеристики усилителя показаны на рис. 8.3. Они построены на основе вычислений по формуле (8.9) в предположении, что граничные частоты однокаскадного усилителя на уровне 0,7 равны $F_n = 10^2$ Гц и $F_v = 10^4$ Гц.

Если двухкаскадный резисторный усилитель не имеет переходных конденсаторов, то левая часть амплитудно-частотной характеристики остается плоской до частоты $F = 0$, правая часть характеристики совпадает с характеристикой, приведенной на рис. 8.3.

8.4. УМЕНЬШЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ

Покажем, что в усилителе, охваченном отрицательной обратной связью, фон, шумы и искажения, возникающие внутри усилителя, уменьшаются во столько же раз, во сколько раз падает усиление. На рис. 8.4 показана структурная схема усилителя с обратной

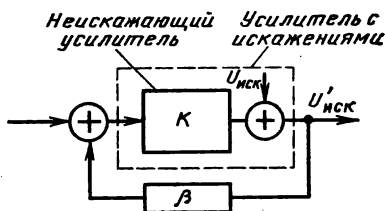


Рис. 8.4. Структурная схема усилителя, поясняющая, что при отрицательной обратной связи искажения уменьшаются

связью. Усилитель, создающий небольшие искажения, представлен как неискажающий усилитель, к выходному напряжению которого добавляется приложенное извне напряжение искажений $U_{иск}$.

Очевидно, что напряжение, характеризующее искажения на выходе искажающего усилителя,

$$U'_{иск} = \beta K U'_{иск} + U_{иск},$$

откуда

$$U'_{иск} = U_{иск} / (1 - \beta K). \quad (8.12)$$

Во столько же раз уменьшаются фон и шумы, возникающие внутри усилителя, так как можно считать, что они как бы добавляются на выходе усилителя. Отличие фона и шумов от искажений состоит в том, что они обычно не связаны с амплитудой усиливаемых колебаний, тогда как искажения зависят от амплитуды.

Напряжение вносимых искажений $U_{иск}$ может считаться постоянным, если постоянно выходное напряжение усилителя. Поэтому структурная схема на рис. 8.4 справедлива лишь при постоянном полезном напряжении на выходе. Если при увеличении напряжения на входе выходное напряжение увеличится, то увеличатся и вносимые искажения $U_{иск}$. Однако пока нет захода в существенно нелинейные области характеристик усилительных приборов, они по-прежнему уменьшаются в $(1 - \beta K)$ раз. Если же выходной ток достигает тока насыщения или нуля, что эквивалентно разрыву петли обратной связи, то K становится равным нулю. В этом случае искажения не уменьшаются.

Принцип суперпозиции применим лишь к линейным системам. Поэтому только усилитель с малыми искажениями (с малой нелинейностью) может рассматриваться (и то лишь в первом приближении) как линейный усилитель, на выходе которого действует генератор, вносящий напряжение искажений.

8.5. ТИПЫ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

На рис. 8.5, *а* приведена уже рассмотренная нами схема, а на рис. 8.5, *б* — схема, отличная от нее тем, что вместо напряжения с выхода берется часть тока и складывается с током на входе. Схема на рис. 8.5, *а* называется схемой последовательной подачи обратной связи по напряжению, а схема на рис. 8.5, *б* — схемой параллельной подачи обратной связи по току.

Величины K и β для схемы на рис. 8.5, *б* являются коэффициентами передачи тока, и выражения (8.1) и (8.2) остаются справедливыми, но уже для коэффициента передачи тока, а не напряжения.

На рис. 8.5, *в* показана последовательная обратная связь по току. Здесь K — коэффициент, связывающий ток на выходе усилителя с напряжением на его входе. Коэффициент K имеет размерность проводимости, а коэффициент β — размерность сопротивления. Первый можно назвать передаточной проводимостью или крутизной передачи усилителя. Для данной схемы согласно предельной формуле (8.2)

$$K' = I_{вых} / U'_{вх} = -1 / \beta.$$

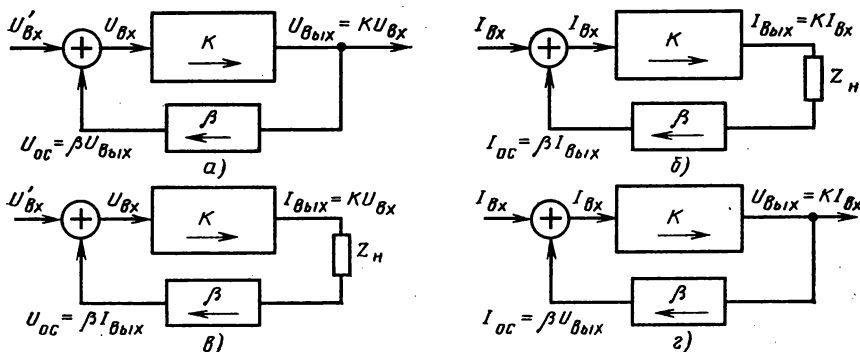


Рис. 8.5. Виды обратной связи:

а — последовательная обратная связь по напряжению; б — параллельная обратная связь по току; в — последовательная обратная связь по току; г — параллельная обратная связь по напряжению

Следовательно, передаточная проводимость усилителя при глубокой обратной связи почти не зависит от свойств основного усилителя, а определяется коэффициентом β .

Схема, представленная на рис. 8.5, г, называется схемой параллельной обратной связи по напряжению. Для нее коэффициент K является сопротивлением передачи.

Из структурных схем на рис. 8.5 и выражений для коэффициентов передачи видно, что глубокая отрицательная обратная связь позволяет реализовать усилители с коэффициентами передачи, слабо зависящими от изменения свойств транзисторов и электронных ламп.

В дальнейшем будет показано, что усилитель с глубокой отрицательной обратной связью благодаря сильному уменьшению или увеличению выходного сопротивления эквивалентен генератору напряжения (тока), выходное напряжение (ток) которого с высокой степенью линейности пропорционально входному напряжению или току.

8.6. ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Для изменения амплитудно-частотной характеристики усилителя с обратной связью широко применяют частотно-зависимую отрицательную обратную связь. Одним из примеров является избирательный усилитель с отрицательной обратной связью с помощью двойного Т-образного моста (рис. 8.6).

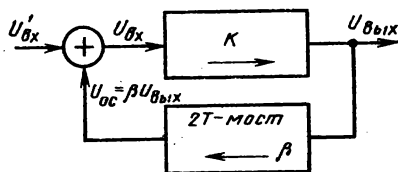


Рис. 8.6. Частотно-зависимая последовательная обратная связь по напряжению через двойной Т-образный мост

Двойной Т-образный мост (см. § 4.3) имеет коэффициент передачи напряжения (4.15)

$$\beta = \left[1 - \frac{j^4}{\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega} \right]^{-1}.$$

При $\omega = 0$ и $\omega = \infty$ коэффициент передачи напряжения $\beta = 1$. Чтобы при положительном коэффициенте обратной связи получить отрицательную обратную связь, необходимо, чтобы коэффициент передачи напряжения основного усилителя был отрицателен.

При малых относительных расстройках

$$\beta \approx 1/[1 - j2(\Delta f/f_0)],$$

или

$$\beta \approx j0,5 (\Delta f/f_0).$$

Предполагая коэффициент усиления основного усилителя отрицательным и равным $-K_0$ и подставляя значение β в (8.1), получаем коэффициент передачи усилителя с двойным Т-образным мостом

$$K' \approx \frac{-K_0}{1 + \beta K_0} = \frac{-K_0}{1 + j0,5 K_0 (\Delta f/f_0)}.$$

Сравним данное выражение с выражением для обобщенной резонансной кривой колебательного контура

$$y = \frac{1}{1 + jx} = \frac{1}{1 + j2Q(\Delta f/f_0)}.$$

Сравнение показывает, что избирательный усилитель обладает эквивалентной добротностью $Q_0 = K_0/4$.

Амплитудно- и фазочастотные характеристики 2Т-моста и избирательного усилителя с 2Т-мостом приведены на рис. 8.7 и 8.8.

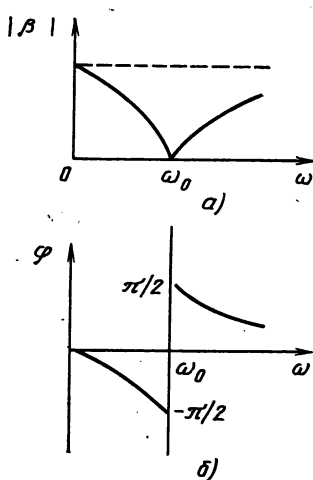


Рис. 8.7. Амплитудно- и фазочастотная характеристики двойного Т-образного моста

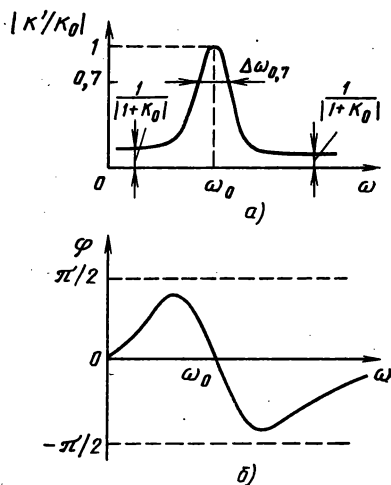


Рис. 8.8. Амплитудно- и фазочастотная характеристики избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом

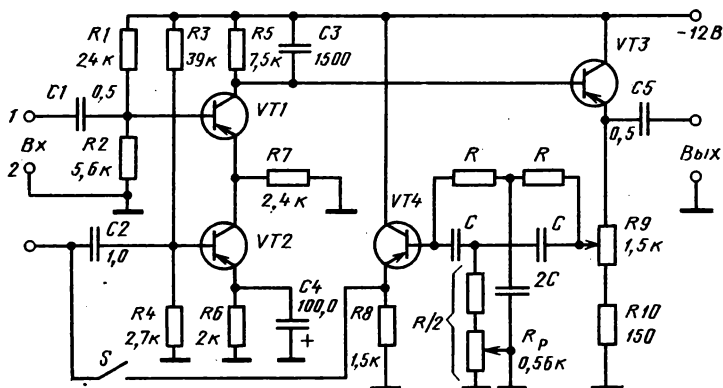


Рис. 8.9. Принципиальная схема избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом

Принципиальная схема избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом показана на рис. 8.9. Основной усилитель состоит из двух каскадов на транзисторах $VT1$ и $VT3$. Усилительный каскад на транзисторе $VT1$ является обычным резисторным усилителем по схеме с ОЭ с сопротивлением, не зашунтированным емкостью в цепи эмиттера. Эмиттерное сопротивление состоит из сопротивления $R7$ и параллельно ему включенного выходного сопротивления транзистора $VT2$. Последнее сопротивление на порядок больше сопротивления $R7$, поэтому общее сопротивление в цепи эмиттера можно считать равным $R7$. Емкость $C3$ снижает усиление, предотвращая этим генерацию на очень высоких частотах. Ее влияние на усиление и сдвиг фаз в рабочем диапазоне частот пренебрежимо мало. На основании вышеизложенного можно считать, что коэффициент усиления транзистора $VT1$ для напряжения, подаваемого на вход усилителя (база $VT1$ — земля), равен $K_1 = R_3/R_7 \approx 3$.

Следующий каскад на транзисторе $VT3$ является эмиттерным повторителем с коэффициентом передачи напряжения, близким к единице.

Обратная связь подается с потенциометра $R9$ на правый верхний зажим 2Т-моста, а снимается с его левого верхнего зажима и подается на вход эмиттерного повторителя на транзисторе $VT4$. Параметры R и C моста выбираются исходя из частоты избирательного усиления. Балансировка моста осуществляется регулируемым резистором R_p , а ширина полосы избирательного усиления изменяется с помощью потенциометра $R9$ в широких пределах.

С выхода эмиттерного повторителя на транзисторе $VT4$ напряжение обратной связи через замкнутый переключатель S подается на базу транзистора $VT2$. Коллекторный нагрузкой транзистора $VT2$, работающего по схеме с ОЭ, является вход транзистора $VT1$, включенного для сигнала обратной связи по схеме с ОБ. База транзистора $VT1$ через емкость $C1$ и выходное сопротивление источника усиливаемого сигнала соединена с общим проводом. Коэффициент усиления тока

транзистора $VT1$ близок к единице, поэтому можно считать, что его переменный коллекторный ток равен коллекторному току транзистора $VT2$. Следовательно, общий коэффициент усиления этих двух транзисторов $K_2 = h_{21s}^{(2)} R_5 / h_{11s}^{(2)}$. Этот коэффициент можно измерить, подавая сигнал на базу $VT2$ при разомкнутом переключателе S . При нормальной работе избирательного усилителя переключатель S замкнут. Очевидно, что коэффициент передачи избирательного усилителя при частоте баланса моста такой же, как и при разомкнутом переключателе S , и равен K_1 .

Для сигналов с частотой, сильно отличной от частоты баланса, коэффициент усиления падает. Его можно определить следующим образом.

Выходное напряжение $U_{\text{вых}} \approx K_1 U_{\text{вх}} + K_2 U_{\text{вых}}$, откуда

$$K' = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} \approx K_1 / (1 - K_2).$$

Так как K_1 и K_2 — отрицательные величины, то коэффициент усиления избирательного усилителя для частот, далеких от частоты баланса моста, $|K'| \approx |K_1| / (1 + |K_2|)$.

Если учесть усиление всех каскадов и обозначить коэффициент передачи моста и потенциометра через β , то получим, что выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = K_1 K_3 U_{\text{вх}} + \beta K_4 K_2 K_3 U_{\text{вых}},$$

откуда имеем выражение для коэффициента передачи избирательного усилителя

$$K' = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_1 K_3}{1 - \beta K_2 K_3 K_4}.$$

8.7. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПЯЖЕНИЮ

В данном и последующих трех параграфах рассматриваются свойства усилителей с различными типами обратной связи, изменяющими коэффициент передачи напряжения или тока усилителя, а также его входное и выходное сопротивления.

На рис. 8.10 приведена структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению.

Пусть $K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$ — коэффициент передачи нагруженного усилителя, а K_v — внутренний коэффициент передачи напряжения, т. е.

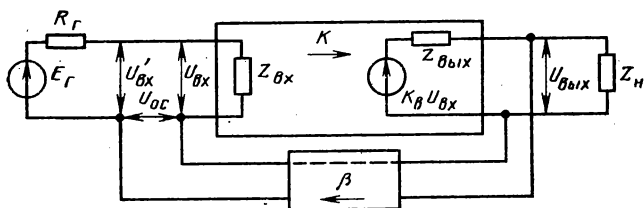


Рис. 8.10. Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению

коэффициент передачи ненагруженного усилителя. При $Z_H = \infty$ $K_B = U_{ВХ}/U_{ВХ}$.

Найдем коэффициент передачи напряжения усилителя, охваченного обратной связью:

$$K' = \frac{U_{ВХ}}{U'_{ВХ}} = \frac{U_{ВХ}}{U_{ВХ} - U_{ОС}} = \frac{K}{1 - U_{ОС}/U_{ВХ}}.$$

Подставляя в это выражение

$$U_{ОС} = \beta U_{ВХ},$$

получаем

$$K' = K / (1 - \beta K). \quad (8.13)$$

Найдем входное сопротивление

$$Z'_{ВХ} = U'_{ВХ} / I_{ВХ} = U'_{ВХ} Z_{ВХ} / U_{ВХ}.$$

Подставив

$$U'_{ВХ} = U_{ВХ} - U_{ОС} = U_{ВХ} (1 - \beta K),$$

получим

$$Z'_{ВХ} = (1 - \beta K) Z_{ВХ}. \quad (8.14)$$

Наконец, найдем выходное сопротивление. Приложив к выходу усилителя напряжение $U_{ВХ}$ и замкнув генератор на входе, получим

$$Z'_{ВЫХ} = U_{ВЫХ} / I_{ВЫХ} \text{ при } E_r = 0.$$

В этом случае выходной ток

$$I_{ВЫХ} = (U_{ВЫХ} - K_B U_{ВХ}) / Z_{ВЫХ}.$$

Подставив

$$U_{ВХ} = \beta U_{ВЫХ} Z_{ВХ} / (R_r + Z_{ВХ}),$$

получим

$$I_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ} [1 - \beta K_B Z_{ВХ} / (R_r + Z_{ВХ})]}{Z_{ВЫХ}},$$

откуда

$$Z'_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{I_{ВЫХ}} = \frac{Z_{ВЫХ}}{1 - \beta Z_{ВХ} K_B / (R_r + Z_{ВХ})}. \quad (8.15)$$

Из формул (8.13)—(8.15) видно, что при последовательной отрицательной обратной связи по напряжению коэффициент передачи напряжения падает в $(1 - \beta K)$ раз. Во столько же раз возрастает входное сопротивление. Выходное сопротивление при этом уменьшается, причем это уменьшение зависит от внутреннего коэффициента передачи усилителя и коэффициента обратной связи

$$\beta' = \frac{Z_{ВХ}}{R_r + Z_{ВХ}} \beta, \quad (8.16)$$

который показывает, какая часть выходного напряжения попадает на входные зажимы усилителя.

С учетом (8.16) выражение (8.15) можно представить в виде

$$Z'_{\text{вых}} = Z_{\text{вых}} / (1 - \beta' K_{\text{в}}). \quad (8.17)$$

Увеличение входного сопротивления и уменьшение выходного — очень ценные свойства для оконечных каскадов усилителей. Например, если на выходе оконечного усилителя включен динамический громкоговоритель, обладающий резонансом, то такой резонанс демпфируется малым выходным сопротивлением усилителя.

Эмиттерный повторитель является примером усилителя с последовательной обратной связью по напряжению.

Подставляя в (8.13) выражения для K и β :

$$K = U_{\text{э}} / U_{\text{бэ}} = (h_{21\text{э}} + 1) R_{\text{э}} / h_{11\text{э}}; \quad \beta = -1,$$

получаем, что коэффициент передачи эмиттерного повторителя

$$K' = \frac{K}{1 + K} = \frac{(h_{21\text{э}} + 1) R_{\text{э}}}{h_{11\text{э}} + (h_{21\text{э}} + 1) R_{\text{э}}}.$$

Согласно (8.14) входное сопротивление

$$Z_{\text{вх}} = (1 - \beta K) Z_{\text{вх}} \approx h_{11\text{э}} + (h_{21\text{э}} + 1) R_{\text{э}},$$

что совпадает с известной формулой для входного сопротивления эмиттерного повторителя.

Наконец, найдем выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Согласно (8.17)

$$Z'_{\text{вых}} = Z_{\text{вых}} / (1 - \beta' K_{\text{в}}).$$

Принимая во внимание, что

$$Z_{\text{вых}} \approx 1/h_{22\text{э}}; \quad K_{\text{в}} \approx (h_{21\text{э}} + 1)/h_{11\text{э}} h_{22\text{э}}; \quad \beta' \approx -h_{11\text{э}}/(R_{\text{г}} + h_{11\text{э}}),$$

получаем

$$Z'_{\text{вых}} \approx (R_{\text{г}} + h_{11\text{э}})/(h_{21\text{э}} + 1),$$

что совпадает с известным выражением для выходного сопротивления эмиттерного повторителя.

8.8. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ

На рис. 8.11 приведена структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по току. Для получения напряжения обратной связи на выходе усилителя включено сопротивление ρ , через которое течет ток, протекающий в нагрузке.

Как указывалось ранее, для последовательной обратной связи по току коэффициент передачи представляет собой проводимость или крутизну передачи, а коэффициент обратной связи равен сопротивлению, связывающему напряжение обратной связи с выходным током. Однако можно по-прежнему интересоваться коэффициентом передачи напряжения и считать коэффициент обратной связи коэффициентом передачи напряжения

$$\beta = U_{\text{о.с}} / U_{\text{вых}} = \rho / Z_{\text{н}}. \quad (8.18)$$

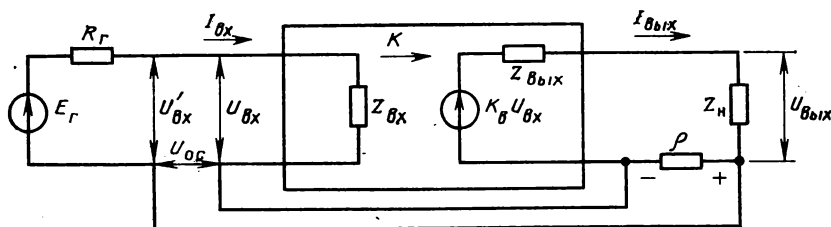


Рис. 8.11. Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по току

В этом случае, как и ранее, коэффициент передачи напряжения можно определить по формуле (8.13), подставив в нее β из (8.18).

Очевидно, что при глубокой отрицательной обратной связи

$$K' \approx -1/\beta = -Z_n/\rho. \quad (8.19)$$

Входное сопротивление можно найти, подставив (8.18) в (8.14), но его удобнее определять следующим образом. Согласно схеме, представленной на рис. 8.11,

$$U'_{vx} = U_{vx} - U_{oc}; \quad U_{oc} = (I_{vyx} - I_{vx})\rho,$$

откуда $U'_{vx} = U_{vx} - (I_{vyx} - I_{vx})\rho$. Поделив на I_{vx} , получим

$$Z'_{vx} = Z_{vx} + (1 - K_I)\rho,$$

где K_I — коэффициент усиления тока.

Так как согласно (8.18) β положителен, то для отрицательной обратной связи K_I должен быть меньше нуля. Поэтому при отрицательной обратной связи входное сопротивление Z'_{vx} увеличивается. Следовательно, последовательная отрицательная обратная связь как по напряжению, так и по току, увеличивает входное сопротивление усилителя, так как напряжение отрицательной обратной связи действует навстречу входному напряжению, подаваемому извне, и уменьшает входной ток.

Теперь найдем выходное сопротивление усилителя с последовательной обратной связью по току. Подавая на выход напряжение U_{vyx} и полагая $E_r = 0$, получаем

$$I_{vyx} = (U_{vyx} - K_n U_{vx})/(Z_{vyx} + \rho).$$

При этом за положительное направление тока I_{vyx} принято направление, обратное показанному на схеме рис. 8.11. Кроме того, мы пренебрегаем шунтирующим влиянием $R_r + Z_{vx}$ на сопротивление ρ из-за малости последнего.

Учитывая, что

$$U_{vx} = -I_{vyx} \rho Z_{vx}/(R_r + Z_{vx}),$$

и подставляя это выражение в формулу для I_{vyx} , получаем

$$Z'_{vyx} = U_{vyx}/I_{vyx} = Z_{vyx} + \rho(1 - K'_n),$$

где

$$K'_B = \frac{Z_{BX}}{R_T + Z_{BX}} K_B.$$

При отрицательной обратной связи K'_B отрицателен, поэтому $Z'_{ВХ} > Z_{ВХ}$, а при глубокой отрицательной обратной связи справедливо неравенство $Z'_{ВХ} \gg Z_{ВХ}$.

Данный тип обратной связи применяется именно тогда, когда необходимо иметь очень большое выходное сопротивление усилителя. При этом усилитель эквивалентен генератору тока и его выходной ток не зависит от сопротивления нагрузки. В самом деле, согласно (8.19) выходной ток

$$I_{ВХ} = K' U'_{ВХ} / Z_H = -U'_{ВХ} / \rho$$

пропорционален внешнему входному напряжению и не зависит от сопротивления нагрузки. Например, в одном из способов получения пилообразного тока в отклоняющей катушке электронно-лучевой трубки с магнитным отклонением луча используется усилитель с последовательной отрицательной обратной связью по току, на вход которого подается пилообразное напряжение.

Если на входе усилителя напряжение имеет пилообразную форму, то в отклоняющей катушке автоматически создается пилообразный ток. Для получения в отклоняющей катушке тока, линейно возрастающего пропорционально времени t : $i = kt$, при омическом сопротивлении катушки R и индуктивности L напряжение на катушке должно быть равным

$$u = L \frac{di}{dt} + Ri = kL + Rkt,$$

т. е. состоять из «ступеньки», высота которой зависит от L , и «пилы», высота которой зависит от R (рис. 8.12). Благодаря отрицательной обратной связи при любом соотношении R и L напряжение на выходе автоматически получается нужной формы при действии на входе усилителя пилообразного напряжения.

В качестве другого примера усилителя с последовательной обратной связью по току рассмотрим транзисторный усилитель с включением транзистора по схеме с ОЭ и с сопротивлением R_e в цепи эмиттера, не зашунтированным емкостью.

Вследствие малого отличия эмиттерного и коллекторного токов можно считать, что ток в нагрузке — в сопротивлении в цепи коллек-

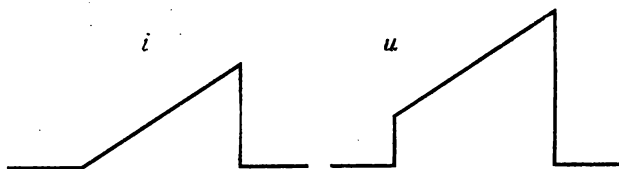


Рис. 8.12. Формы тока и напряжения, необходимые для линейного отклонения луча в электронно-лучевой трубке с магнитным отклонением

тора — равен току в сопротивлении обратной связи — эмиттерном сопротивлении. Коэффициент обратной связи по напряжению в этой схеме $\beta = R_3/R_K$. Коэффициент усиления каскада без обратной связи $K \approx -h_{213}R_K/h_{113}$. Следовательно, коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи

$$|\beta K| = h_{213} R_3/h_{113}.$$

Интересно отметить, что $|\beta K|$ здесь не зависит от R_K . Величина $|\beta K| \gg 1$, если $R_3 h_{213} \gg h_{113}$.

Таким образом, при любом R_K согласно (8.19) имеем

$$K' \approx -1/\beta = -Z_n/\rho = -R_K/R_3.$$

Учитывая, что нагрузкой транзисторного каскада обычно является входное сопротивление следующего каскада, получаем

$$K' = -R'_K/R_3,$$

где $R'_K = R_K \parallel R_{вх}^{(2)}$.

Если следующий каскад не имеет незашунтированного сопротивления в цепи эмиттера, то его входное сопротивление равно $h_{11}^{(2)}$. В этом случае при $R_K \gg h_{11}^{(2)}$ можно считать $R'_K \approx h_{11}^{(2)}$, где $h_{11}^{(2)}$ относится ко второму каскаду.

Таким образом, для данного случая

$$K' \approx -h_{11}^{(2)}/R_3^{(1)}.$$

Пример. Пусть $h_{21}^{(1)} = 50$; $h_{11}^{(1)} = h_{11}^{(2)} = 1,3$ кОм; $R_3 = 200$ Ом. В данном случае можно считать, что $h_{21}^{(1)}R_3^{(1)} = 10$ кОм, что значительно больше, чем $h_{11}^{(1)} = 1,3$ кОм. Следовательно, $K' \approx -h_{11}^{(2)}/R_3^{(1)} = -1300/200 = -6,5$.

Этот пример показывает, что применение незашунтированного сопротивления в цепи эмиттера позволяет получить коэффициент усиления напряжения на один каскад порядка нескольких единиц.

Если следующий каскад также имеет в цепи эмиттера незашунтированное сопротивление, то из-за его высокого входного сопротивления нагрузкой предыдущего каскада является только сопротивление в цепи коллектора. Благодаря этому усиление напряжения возрастает и не зависит от входного сопротивления следующего каскада.

8.9. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Принципиальная схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению приведена на рис. 8.13, а структурная — на рис. 8.14.

Из схем следует, что внешний входной ток разветвляется на два тока — входной ток усилителя и ток связи, откуда

$$Z'_{вх} = Z_{вх} \parallel \left| \frac{Z_{св}}{1-K} \right|. \quad (8.20)$$

Можно сделать так, чтобы имело место неравенство $I_{св} \gg I_{вх}$. В этом случае

$$I'_{вх} \approx I_{св}.$$

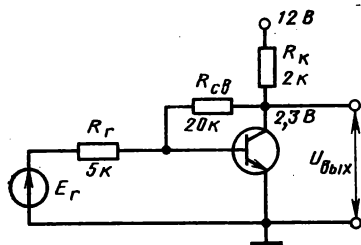


Рис. 8.13. Принципиальная схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению

Очевидно, выходное напряжение в этом случае равно

$$U_{\text{вых}} \approx -I_{\text{св}} Z_{\text{св}} = -I'_{\text{вх}} Z_{\text{св}} = -(E_r/R_r) Z_{\text{св}},$$

откуда

$$K'_E = U_{\text{вых}}/E_r = -Z_{\text{св}}/R_r, \quad (8.22)$$

где K_E — коэффициент передачи напряжения по отношению к ЭДС генератора.

Мы нашли входное сопротивление усилителя и коэффициент передачи напряжения от генератора до выхода усилителя.

Выходное сопротивление усилителя, охваченного параллельной обратной связью по напряжению, можно найти двумя способами:

1. Для определения выходного сопротивления подаем на выход напряжение $U_{\text{вых}}$ и замыкаем генератор ЭДС на входе. В результате получаем схему, показанную на рис. 8.15, а, на которой, как и на рис. 8.14, выходная цепь усилителя представлена эквивалентным генератором напряжения.

Напряжение, передаваемое с выхода на вход, равно

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} Z/(Z_{\text{св}} + Z),$$

где

$$Z = R_r Z_{\text{вх}}/(R_r + Z_{\text{вх}}).$$

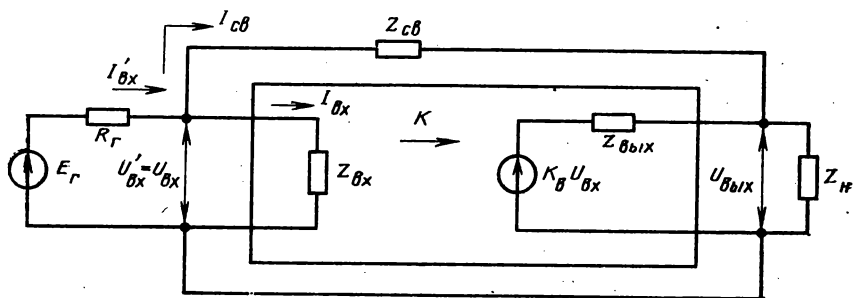


Рис. 8.14. Структурная схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению

Тогда можно считать, что внешний входной ток полностью течет в сопротивление связи, а так как входной ток усилителя очень мал, то $U'_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \approx 0$. Учитывая это, получаем

$$I'_{\text{вх}} \approx E_r/R_r. \quad (8.21)$$

Таким образом, можно определять входной ток по формуле (8.21), предполагая, что на входе имеет место короткое замыкание, и в то же время считая, что $I_{\text{вх}} \approx 0$.

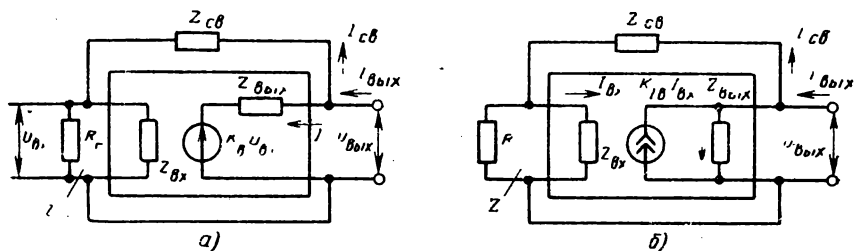


Рис. 8.15. К определению выходного сопротивления усилителя с параллельной обратной связью по напряжению:

а — выходная цепь усилителя представлена генератором напряжения; *б* — выходная цепь усилителя представлена генератором тока

Выходной ток равен сумме двух токов:

$$I_{\text{вых}} = I_{\text{св}} + I,$$

где $I_{\text{св}} = U_{\text{вых}} / (Z_{\text{св}} + Z)$; $I = (U_{\text{вых}} - \beta K_{\text{н}} U_{\text{вых}}) / Z_{\text{вых}}$;

$$\beta = Z / (Z_{\text{св}} + Z).$$

Таким образом,

$$\frac{1}{Z'_{\text{вых}}} = \frac{I_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{I_{\text{св}}}{U_{\text{вых}}} + \frac{I}{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{Z_{\text{св}} + Z} + \frac{1 - \beta K_{\text{н}}}{Z_{\text{вых}}}.$$

Следовательно, выходное сопротивление

$$Z'_{\text{вых}} = (Z_{\text{св}} + Z) \parallel \frac{Z_{\text{вых}}}{1 - \beta K_{\text{н}}}. \quad (8.23)$$

2. Представляя выходную цепь усилителя эквивалентным генератором тока, получаем схему, изображенную на рис. 8.15, б.

При подаче на выход напряжения $U_{\text{вых}}$ выходной ток

$$I_{\text{вых}} = I_{\text{св}} + I - K_{\text{ИВ}} I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{вых}}}{Z_{\text{св}} + Z} + \frac{U_{\text{вых}}}{Z_{\text{вых}}} - K_{\text{ИВ}} \frac{U_{\text{вых}}}{Z_{\text{св}} + Z} \frac{R_{\text{Г}}}{R_{\text{Г}} + Z_{\text{ВХ}}}.$$

Обозначая

$$\beta_I = I_{\text{ВХ}} / I_{\text{св}} = R_{\text{Г}} / (R_{\text{Г}} + Z_{\text{ВХ}}),$$

получаем

$$Z'_{\text{вых}} = Z_{\text{вых}} \parallel \frac{Z_{\text{св}} + Z}{1 - \beta_I K_{\text{ИВ}}}. \quad (8.24)$$

Можно показать, что выражения (8.23) и (8.24), определяющие одно и то же выходное сопротивление усилителя, тождественно равны.

Анализируя формулы (8.23) и (8.24), можно сделать следующий вывод.

Выходное сопротивление при параллельной обратной связи по напряжению определяется параллельным соединением двух сопротивлений: $Z_{\text{вых}}$ и $(Z_{\text{св}} + Z)$, одно из которых уменьшается. Причем можно считать, что либо $Z_{\text{вых}}$ уменьшается в $(1 - \beta K_{\text{н}})$ раз, либо $(Z_{\text{св}} + Z)$ уменьшается в $(1 - \beta_I K_{\text{ИВ}})$ раз.

В некоторых случаях малое выходное сопротивление нежелательно. Например, при подключении следующего каскада транзисторного усилителя к усилителю с малым выходным сопротивлением входной ток подключаемого усилителя при линейном изменении ЭДС может быть нелинейным вследствие нелинейности его входного сопротивления. В этом случае искусственно увеличивают выходное сопротивление, включая между выходом одного каскада и входом другого резистор с сопротивлением, в несколько раз превышающим входное сопротивление подключаемого каскада.

Параллельная обратная связь по напряжению находит широкое применение при условии, что она является отрицательной. Чем глубже отрицательная обратная связь, тем точнее становится приближенное выражение (8.22). Важным является то, что при глубокой обратной связи усиление почти не зависит от изменения параметров усилителя.

8.10. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ

Структурная схема усилителя с параллельной обратной связью по току приведена на рис. 8.16. Пользуясь этой схемой, найдем входное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью.

Входной ток

$$I'_{вх} = I_{вх} + I_{св},$$

где $I_{св} = [U_{вх} - (I_{вых} + I_{св}) \rho] / Z_{св}$,

или $I_{св} (Z_{св} + \rho) = U_{вх} - I_{вых} \rho$.

Следовательно,

$$I_{св} = \frac{U_{вх} - I_{вых} \rho}{Z_{св} + \rho} = \frac{U_{вх} (1 - I_{вых} \rho / U_{вх})}{Z_{св} + \rho}.$$

Так как отношение тока на выходе к напряжению на входе является динамической крутизной или передаточной проводимостью усилителя S_d , равной по определению

$$S_d = I_{вых} / U_{вх}, \quad (8.25)$$

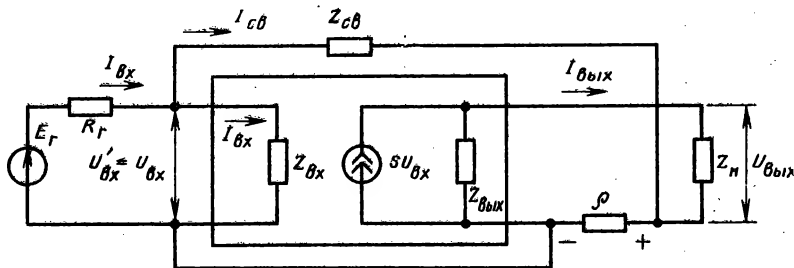


Рис. 8.16. Структурная схема усилителя с параллельной обратной связью по току

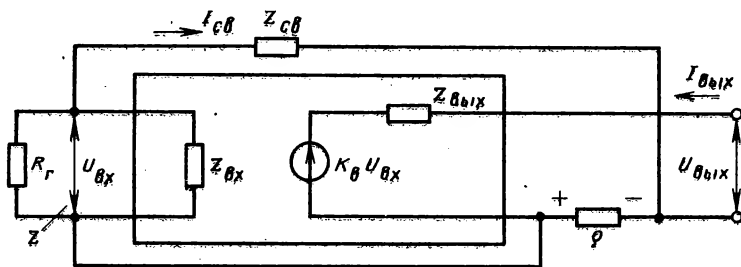


Рис 8.17. Схема для определения выходного сопротивления усилителя с параллельной обратной связью по току

то

$$I_{св} = U_{вх} (1 - S_d \rho) / (Z_{св} + \rho).$$

Пусть K_p — коэффициент передачи напряжения усилителя от входа до сопротивления обратной связи, равный

$$K_p = U_p / U_{вх} = S_d \rho, \quad (8.26)$$

где U_p — напряжение на сопротивлении связи ρ , создаваемое только выходным током усилителя. Тогда

$$I_{св} = \frac{U_{вх} (1 - K_p)}{Z_{св} + \rho}.$$

Учитывая, что

$$\frac{1}{Z'_{вх}} = \frac{I'_{вх}}{U_{вх}} = \frac{1}{Z_{вх}} + \frac{1 - K_p}{Z_{св} + \rho},$$

получаем

$$Z'_{вх} = Z_{вх} \parallel \frac{Z_{св} + \rho}{1 - K_p}. \quad (8.27)$$

Это выражение показывает, что входное сопротивление усилителя с параллельной обратной связью по току определяется параллельным соединением собственного входного сопротивления усилителя и суммы сопротивлений $(Z_{св} + \rho)$, поделенной на $(1 - K_p)$. При глубокой отрицательной обратной связи $K_p < 0$ и $|K_p| \gg 1$, поэтому второе сопротивление мало даже при большом сопротивлении связи. Нетрудно заметить, что второе сопротивление, шунтирующее основное входное сопротивление, зависит от сопротивления нагрузки, влияющей на K_p : чем больше сопротивление нагрузки, тем меньше K_p .

В предельном случае, при $R_H = \infty$, тока в нагрузке нет, $K_p = 0$ и параллельно входному сопротивлению усилителя включено только сопротивление $(Z_{св} + \rho)$.

Для определения выходного сопротивления преобразуем схему усилителя так, как показано на рис. 8.17.

Напряжение на сопротивлении обратной связи $U_p \approx I_{\text{ВЫХ}} \rho$. При этом

$$U_{\text{ВХ}} = -\frac{Z}{Z_{\text{св}} + Z} U_p = -\frac{Z\rho}{Z_{\text{св}} + Z} I_{\text{ВЫХ}}.$$

Выходной ток

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} - K_{\text{В}} U_{\text{ВХ}}}{Z_{\text{ВЫХ}} + \rho} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} + K_{\text{В}} [Z / (Z_{\text{св}} + Z)] \rho I_{\text{ВЫХ}}}{Z_{\text{ВЫХ}} + \rho},$$

откуда

$$Z'_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВЫХ}} = Z_{\text{ВЫХ}} + \rho (1 - K'_{\text{В}}), \quad (8.28)$$

где

$$K'_{\text{В}} = \frac{Z}{Z_{\text{св}} + Z} K_{\text{В}}. \quad (8.29)$$

Таким образом, как при последовательной, так и при параллельной отрицательной обратной связи по току выходное сопротивление увеличивается.

Как было показано ранее, при глубокой отрицательной обратной связи в соответствии с (8.27) входное сопротивление $Z'_{\text{ВХ}}$ очень мало, поэтому можно считать, что

$$I'_{\text{ВХ}} \approx E_r / R_r; \quad I'_{\text{ВХ}} \approx I_{\text{св}}; \quad I_{\text{св}} \approx I_{\text{ВЫХ}} \rho / Z_{\text{св}}.$$

Следовательно, коэффициент передачи тока

$$K'_i = I_{\text{ВЫХ}} / I'_{\text{ВХ}} \approx Z_{\text{св}} / \rho. \quad (8.30)$$

Выражение (8.30) можно вывести и другим способом: при параллельной обратной связи по току

$$K'_i = K_i / (1 - \beta_i K_i).$$

При глубокой связи $K'_i \approx -1/\beta_i$, где $\beta_i = -\rho/Z_{\text{св}}$, откуда

$$K'_i \approx Z_{\text{св}} / \rho.$$

Пример. В качестве примера параллельной обратной связи по току рассмотрим широко применяемую схему стабилизации режима транзисторного усилителя по постоянному току, показанную на рис. 8.18.

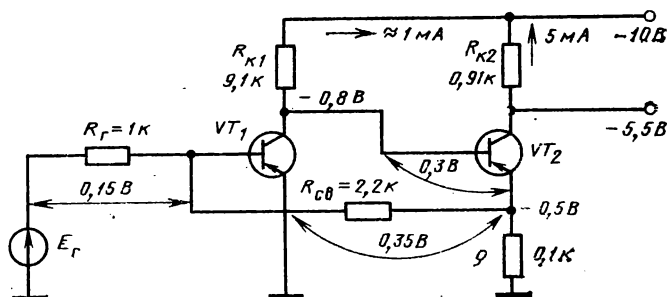


Рис. 8.18. Двухкаскадный усилитель с параллельной обратной связью по току

Пусть первый транзистор при заданном режиме имеет параметры: $h_{11}^{(1)} = 1,2 \text{ кОм}$; $h_{21}^{(1)} = 40$; $1/h_{22}^{(1)} = 40 \text{ кОм}$. Параметры второго транзистора: $h_{11}^{(2)} = 0,5 \text{ кОм}$; $h_{21}^{(2)} = 50$; $1/h_{22}^{(2)} = 10 \text{ кОм}$.

При коллекторном токе второго транзистора $I_{K2} = 5 \text{ мА}$ постоянное напряжение на сопротивлении ρ равно $0,5 \text{ В}$, причем это напряжение делится сопротивлениями $R_{св}$ и $R_{г}$ так, как показано на схеме.

Шунтирующим действием входного сопротивления транзистора VT_1 по постоянному току можно пренебречь, так как оно в несколько раз больше $R_{г}$. В самом деле, считая, что коллекторный ток первого транзистора $I_{K1} = 1 \text{ мА}$ и $h_{21}^{(1)} \approx h_{21}^{(2)} = 40$, получаем $R_{вх} = u_{БЭ} h_{21}^{(1)} / I_K = 0,15 \cdot 40 / 1 = 6 \text{ кОм}$.

Выполненный выше расчет проведен для германиевых транзисторов. Для кремниевых транзисторов $R_{вх}$ будет еще больше. Например, для $u_{БЭ} = 0,6 \text{ В}$ $R_{вх} \approx 25 \text{ кОм}$.

В схеме имеется отрицательная обратная связь по постоянному току. Действительно, с уменьшением тока второго транзистора уменьшается напряжение на базе первого транзистора и его коллекторный ток. При этом коллекторное напряжение первого транзистора возрастет, что должно вызвать увеличение коллекторного тока второго транзистора.

Параметры усилителя (см. рис. 8.18) можно определить в следующем порядке:

1. Убеждаемся, что в схеме имеет место сильная отрицательная обратная связь по току, т. е. $|\beta K| \gg 1$.

В самом деле, учитывая, что лишь часть выходного тока транзистора VT_1 (равная $6/10$) попадает во входную цепь транзистора VT_2 , коэффициент усиления тока усилителя без обратной связи $K_I = K_{I1} K_{I2} \approx 40 \cdot (6/10) \cdot 50 = 1200$. Кроме того, $\beta_I \approx -\rho / Z_{св} = -1/22$. Следовательно, $|\beta_I K_I| \approx 55 \gg 1$.

В нашем случае

$$K_E = (-2,2/1) (-0,91/0,1) = (-2,2) (-9,1) \approx 20,$$

$$K'_I \approx -1/\beta_I = 22.$$

2. Убеждаемся, что входное сопротивление усилителя мало. Согласно (8.27)

$$Z'_{вх} = Z_{вх} \parallel \left\| \frac{Z_{св} + \rho}{1 - K_p} \approx \frac{Z_{св} + \rho}{1 - K_p} \right\|.$$

В рассматриваемом случае

$$K_p = K_1 K_2,$$

где

$$K_1 = -h_{21}^{(1)} R_{H1} / h_{11}^{(1)};$$

$$R_{H1} = R_{H1} R_{вх2} / (R_{H1} + R_{вх2});$$

$$K_2 \approx \frac{(h_{21}^{(2)} + 1) \rho}{h_{11}^{(2)} + (h_{21}^{(2)} + 1) \rho}.$$

Подставляя величины параметров и сопротивлений, получаем $K_1 \approx -120$; $K_2 \approx 0,9$. Следовательно, $Z'_{вх} \approx (2200 + 100) / 120 \cdot 0,9 \approx 20 \text{ Ом}$.

3. Учитывая, что коэффициент усиления тока равен K'_I , а входной ток $I'_{вх} \approx E_{г} / R_{г}$, получаем

$$I_{вх} = K'_I I'_{вх} = K'_I (E_{г} / R_{г}).$$

Следовательно, выходное напряжение

$$U_{вх} = I_{вх} R_{H2} = K'_I (R_{H2} / R_{г}) E_{г}.$$

Таким образом, для схемы, изображенной на рис. 8.18, общий коэффициент усиления напряжения, отнесенный к ЭДС генератора, равен

$$K_E = U_{\text{вых}}/E_r = (R_{\text{св}}/R_r) (R_{\text{кз}}/\rho). \quad (8.31)$$

Последнее выражение имеет большую наглядность. Общий коэффициент передачи напряжения равен произведению двух коэффициентов передачи, равных отношениям сопротивлений. Первый коэффициент передачи $K_1 = U_{\text{аэ}}/E_r = R_{\text{св}}/R_r$. Второй коэффициент передачи $K_2 = U_{\text{кз}}/U_{\text{аэ}} = R_{\text{кз}}/\rho$.

8.11. ПРИМЕНЕНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРОВ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

Отрицательная обратная связь широко применяется для стабилизации режима транзисторов по постоянному току. Схемы стабилизации, описанные в гл. 5, осуществляют стабилизацию благодаря отрицательной обратной связи. Например, схема, приведенная на рис. 5.37, с подключением к коллектору базового сопротивления является схемой с параллельной обратной связью по напряжению, а схема, изображенная на рис. 5.33, с делителем напряжения в цепи базы и сопротивлением в цепи эмиттера является схемой с последовательной обратной связью по постоянному току. Повышение стабильности этих схем по сравнению со схемой без стабилизации мы характеризовали коэффициентом улучшения стабильности.

Схема, представленная на рис. 8.18, отличается от схем, рассмотренных в гл. 5, не только тем, что в ней применена параллельная обратная связь по току, но и тем, что обратной связью охвачены два транзистора. Поэтому стабильность коллекторного тока первого транзистора в этой схеме может быть в несколько раз выше, чем в схеме с ОБ.

Если применить непосредственную связь между двумя каскадами с транзисторами, включенными по схеме с ОЭ, то изменения потенциала коллектора первого транзистора усилятся вторым каскадом. Поэтому связь без разделительного конденсатора между обычными каскадами с транзисторами, включенными по схеме с ОЭ, применять не следует.

Схему, показанную на рис. 8.18, можно продолжить, подключив непосредственно (без разделительного конденсатора) к выходу второго каскада еще один каскад — эмиттерный повторитель. При этом для нормальной работы эмиттерного повторителя напряжение на коллекторе второго транзистора будет как раз таким, каким оно должно быть на базе третьего транзистора.

В схеме, представленной на рис. 8.18, связь по переменному току можно устранить, оставив для стабилизации режима связь по постоянному току. Для этого сопротивление в эмиттере второго транзистора можно шунтировать конденсатором достаточно большой емкости. Можно также разбить резистор $R_{\text{св}}$ на два, как это сделано в микросхеме К118УН1 (см. рис. 5.61), подключив к средней точке фильтрующий конденсатор.

Заслуживает внимания схема на рис. 8.19, в которой резистор в эмиттере разбит на два: R_6 и R_7 . В данной схеме коэффициент переда-

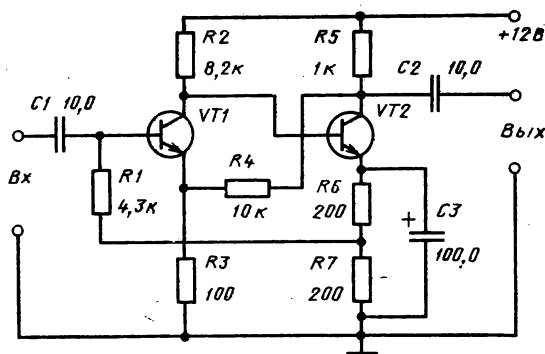


Рис. 8.19. Усилитель с параллельной обратной связью по постоянному току и последовательной обратной связью по переменному напряжению

чи напряжения база — средняя точка эмиттерного сопротивления уменьшается, что должно увеличивать нестабильность режима по постоянному току, однако этого не происходит из-за уменьшения сопротивления связи $R1$ за счет понижения потенциала нижней точки подключения этого сопротивления. В схеме на рис. 8.19 имеются три отрицательные обратные связи: обратная связь по току в цепи первого эмиттера (этой обратной связью можно пренебречь из-за малости $R3$ по сравнению с $R2$), параллельная обратная связь по постоянному току через $R1$ и обратная связь по переменному току через $R4$ и $R3$.

Коэффициент передачи напряжения усилителя $K' \approx 1/\beta = R4/R3 = 100$.

Глава 9

ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

9.1. ПЕРЕХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Импульсные усилители предназначены для усиления импульсов, имеющих широкий спектр частот. Нижняя частота усиливаемых колебаний может быть порядка единиц или десятков герц, а верхняя — порядка нескольких мегагерц. Иногда она может достигать 100—200 МГц. Такую полосу пропускания имеют, например, усилители в электронных осциллографах, применяемых для наблюдения импульсных колебаний наносекундной длительности.

Для испытания импульсных усилителей на их вход подается прямоугольный импульс достаточно большой длительности τ_n , имеющий плоскую вершину и крутой фронт (рис. 9.1, а).

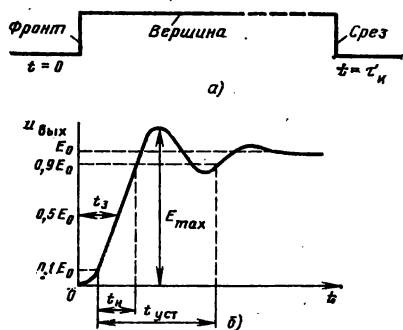


Рис. 9.1. Испытательный прямоугольный импульс и отклик на него импульсного усилителя:

а — импульс на входе усилителя; б — фронт и начальная часть вершины выходного импульса

На выходе усилителя наблюдается импульс, фронт и начальная часть вершины которого могут иметь вид, показанный на рис. 9.1, б.

Время от начала подачи входного импульса до момента времени, когда высота выходного импульса достигает половины установившегося значения, называют временем задержки или временем запаздывания t_3 . Если входной измерительный импульс сильно отличается от идеального прямоугольного импульса, то за начало отсчета берут время, соответствующее середине фронта входного импульса.

Длительность фронта выходного импульса характеризуют *временем нарастания* t_n . За время нарастания мгновенное значение выходного импульса изменяется от 0,1 до 0,9 установившегося значения.

Время нарастания тем меньше, чем больше верхняя частота усилителя f_n . Для разных форм амплитудно-частотной характеристики в области верхних частот время нарастания

$$t_n = (0,35 - 0,5)/f_n. \quad (9.1)$$

Выброс на вершине импульса зависит от формы амплитудно-частотной характеристики усилителя в области верхних частот: он тем больше, чем резче изменяется характеристика. Выброс обычно оценивается в процентах:

$$\gamma = \frac{E_{\max} - E_0}{E_0} 100.$$

Длительность переходного процесса характеризуют временем установления $t_{уст}$, в течение которого выходное напряжение изменяется от первого пересечения уровня 0,1 до последнего пересечения с уровнем 0,9 от установившегося значения.

На рис. 9.1, б показана лишь левая часть вершины импульса. Для наблюдения формы всей вершины импульса на осциллографе необходимо измерительные импульсы значительно большей длительности, чем для наблюдения фронта импульса. Так как в этом случае фронт импульса занимает незначительную часть всего импульса, он независимо от его длительности наблюдается в виде вертикальной линии.

Вершина импульса может иметь различную форму, зависящую от формы амплитудно-частотной характеристики усилителя в области нижних частот. Обычно верхняя и нижняя частоты усилителя отличаются на несколько порядков. Именно это позволяет считать, что фронт и вершина выходного импульса усилителя независимы друг от друга и требуют раздельного наблюдения.

9.2. ВРЕМЯ НАРАСТАНИЯ ФРОНТА

При рассмотрении частотных характеристик резисторных усилителей на транзисторах было показано, что эквивалентная схема усилителя в области верхних частот сводится к интегрирующей цепи.

В соответствии с выражением (2.25) переходная характеристика интегрирующей цепи

$$h_1(t) = 1 - \exp(-t/T),$$

где $T = RC$ — постоянная времени.

Зная переходную характеристику, можно определить время нарастания. При t_1 $h_1(t_1) = 0,1$, а при t_2 $h_1(t_2) = 0,9$. Обозначая $t/RC = x$, получаем $x_1 \approx 0,1$; $x_2 = \ln 10 \approx 2,3$. Разность $x_2 - x_1 = 2,2$. Следовательно, время нарастания

$$t_n = t_2 - t_1 = 2,2 RC. \quad (9.2)$$

9.3. ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ РЕЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ В ОБЛАСТИ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

При усилении импульсов резисторным усилителем, выполненным на электронной лампе или транзисторе, для уменьшения шунтирующего влияния входной и выходной емкостей приходится значительно уменьшать сопротивление нагрузки, включаемой в выходную цепь электронного прибора. Сопротивление нагрузки R при этом оказывается значительно меньше внутреннего сопротивления электронного прибора. Таким образом, полосу расширяют, уменьшая сопротивление нагрузки, что ведет к уменьшению усиления в области средних частот.

В области средних усиливаемых частот коэффициент усиления $K_{ср} = -SR$.

В области верхних усиливаемых частот $K_v = -SZ$, где Z — полное сопротивление нагрузки, состоящей из сопротивления R и шунтирующей емкости C .

Для уменьшения шунтирующего влияния емкости C включают корректирующую индуктивность. На рис. 9.2 показаны две такие схемы: параллельная и последовательная.

Параллельная (простая) коррекция. Эквивалентная схема усилителя с параллельной коррекцией, называемой также простой, показана на рис. 9.3. Проанализируем данную схему.

Напряжение

$$U_{вых} = -SU_{вх}Z,$$

где

$$Z = (R + j\omega L) / [1 + j\omega C(R + j\omega L)].$$

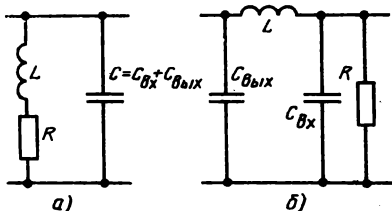


Рис. 9.2. Две схемы включения корректирующей индуктивности:

а — схема параллельной коррекции (емкости $C_{вх}$ и $C_{вых}$ включены параллельно); б — схема последовательной коррекции (емкости $C_{вх}$ и $C_{вых}$ включены последовательно)

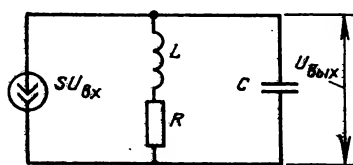


Рис. 9.3. Эквивалентная схема усилителя с параллельной коррекцией

Коэффициент усиления

$$K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -SZ.$$

Коэффициент усиления в области средних частот

$$K_{\text{ср}} = -SR.$$

Относительный коэффициент усиления

$$y = \frac{K}{K_{\text{ср}}} = \frac{Z}{R} = \frac{1 + j\omega L/R}{1 + j\omega CR(1 + j\omega L/R)} \quad (9.3)$$

Обозначим

$$\omega CR = \omega/\omega_2 = f/f_2 = x, \quad (9.4)$$

где f_2 — верхняя граничная частота некорректированного усилителя;

$$\omega L/R = (\omega/\omega_2)(\omega_2 L/R) = kx,$$

где

$$k = \omega_2 L/R \quad (9.5)$$

— коэффициент коррекции, равный отношению индуктивного сопротивления на частоте f_2 к активному сопротивлению.

Подставляя (9.4) и (9.5) в (9.3), получаем

$$y = \frac{K}{K_{\text{ср}}} = \frac{1 + jkx}{(1 - kx^2) + jx} \quad (9.6)$$

Модуль этого выражения дает амплитудно-частотную характеристику корректированного усилителя

$$y = \frac{|K|}{|K_{\text{ср}}|} = \sqrt{\frac{1 + k^2 x^2}{(1 - kx^2)^2 + x^2}}.$$

Максимально плоская характеристика, что соответствует наиболее широкой полосе пропускания без выброса на вершине характеристики, получается, когда

$$\left. \frac{d|y|}{dx} \right|_{x=0} = 0.$$

Беря производную и приравняв ее нулю, получаем $k^2 + 2k - 1 = 0$. Отсюда находим, что максимально плоской амплитудно-частотной характеристике соответствует коэффициент коррекции

$$k = \sqrt{2} - 1 = 0,41. \quad (9.7)$$

Фазочастотную характеристику корректированного усилителя можно найти следующим образом. Умножим числитель и знаменатель (9.6) на сопряженную величину знаменателя:

$$y = \frac{1 + j[kx(1 - kx^2) - x]}{(1 - kx^2)^2 + x^2}, \quad (9.8)$$

откуда

$$\operatorname{tg} \varphi = (k - 1)x - k^2 x^3; \quad (9.9)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} [(k - 1)x - k^2 x^3]. \quad (9.10)$$

Считается, что фазочастотная характеристика максимально линейна, если

$$\left. \frac{d^2 \varphi}{dx^2} \right|_{x=0} = 0.$$

Беря от (9.10) вторую производную и приравнявая ее нулю, видим, что это условие выполняется при $k^3 + 3k - 1 = 0$, откуда находим, что $k = 0,322$ соответствует максимальной линейности фазочастотной характеристики.

Усилитель является неискажающим (см. § 2.5), если его коэффициент передачи постоянен и фазочастотная характеристика линейна для всей области усиливаемых частот и проходит через начало координат.

Следует отметить, что в реальных усилителях даже при максимальной плоской амплитудно-частотной характеристике усиление в пределах полосы пропускания не является постоянным. Кроме того, условия максимальной равномерности амплитудно-частотной и максимальной линейности фазочастотных характеристик не совпадают. Следовательно, реальный импульсный усилитель всегда искажает прямоугольный импульсный сигнал с широким частотным спектром. Высокочастотная коррекция не устраняет искажения формы усиливаемого импульса, а лишь позволяет уменьшить время нарастания его фронта.

Таблица 9.1 позволяет судить, насколько уменьшается время нарастания благодаря коррекции. Это более наглядно видно из рис. 9.4. Влияние параметра k на время нарастания и выбор его можно проанализировать с помощью табл. 9.1 и рис. 9.4, из которых видно, что максимально плоская переходная характеристика получается при коэффициенте коррекции $k = 0,25$.

Таблица 9.1

k	0	0,1	0,2	0,25	0,36	0,35	0,4	0,45	0,5
$\frac{t_{н.кор}}{t_n}$	1	0,87	0,75	0,69	0,64	0,59	0,55	0,53	0,51
$\gamma, \%$	0	0	0	0	0,5	1,1	2,6	4,2	6,6
$t_{н.кор}/t_2$	1	1,15	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,75	1,8

Подставляя в выражение для k значение частоты $\omega_2 = 2\pi f_2$, получаем

$$k = \omega_2 L/R = L/R^2 C = \rho^2/R^2 = Q^2.$$

Следовательно, коэффициент коррекции равен квадрату добротности.

Определим, находится резонансная частота ω_0 последовательного резонанса выше или ниже частоты ω_2 .

По определению коэффициент коррекции $k = \omega_2 L/R$. Подставляя сюда ω_2 , получаем

$$k = L/R^2 C = \rho^2/R^2 = \omega_0^2 L^2/R^2,$$

так как $L/R = k/\omega_2$, то $k = \omega_0^2 k^2/\omega_2^2$, откуда $\omega_0 = \omega_2/\sqrt{k}$.

Следовательно, частота резонанса ω_0 значительно выше частоты ω_2 . Например, при $k = 0,25$ частота резонанса $\omega_0 = 2\omega_2$. Нетрудно показать, что добротность $Q = 0,5$ и $k = Q^2 = 0,25$ соответствуют границе между апериодическим и колебательным разрядами конденсатора.

В самом деле, корни характеристического уравнения колебательного контура $q_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$ вещественны, если $\alpha > \omega_0$. Граничный случай $\alpha = \omega_0$ соответствует $R/2L = \omega_0$ или $R/\omega_0 L = 2$, откуда $Q = \omega_0 L/R = 0,5$. Поэтому при $k = Q^2 \leq 0,25$ выброса в переходной характеристике не будет.

При проектировании импульсных усилителей обычно допускают небольшой (порядка 1 %) выброс. Исходя из этого чаще всего берут $k = 0,35$. Из табл. 9.1 видно, что полоса при этом расширяется в 1,6 раза по сравнению с полосой пропускания некорректированного усилителя. Если задана верхняя частота корректированного усилителя $f_{2\text{кор}}$, то частота усилителя без коррекции в 1,6 раза меньше. Зная f_2 и определяя суммарную емкость C , из формулы

$$f_2 = 1/2\pi RC$$

можно определить сопротивление нагрузки усилителя R .

Последовательная (сложная) коррекция импульсных усилителей. В импульсных усилителях наряду со схемой простой коррекции применяются схемы сложной коррекции.

Схема усилителя с такой коррекцией изображена на рис. 9.2, б.

Применяются и другие более сложные схемы коррекции. Они позволяют дополнительно уменьшить время нарастания на 10—50 % по отношению ко времени нарастания при простой коррекции, когда коэффициент коррекции берется равным 0,35.

Коррекция в цепи эмиттера. Можно осуществить высокочастотную коррекцию в цепи эмиттера, включив в эмиттерную цепь корректирующую RC -цепь.

На рис. 9.5 показана схема выходного видеусилителя телевизора, в котором применен транзистор КТ601А. Граничная частота транзистора данного типа очень высока ($f_{гп} = 230$ МГц). Поэтому при усилении частот видеотракта ($f_{\text{max}} = 6,5$ МГц) можно считать, что сам транзистор не вызывает завала амплитудно-частотной характеристики на

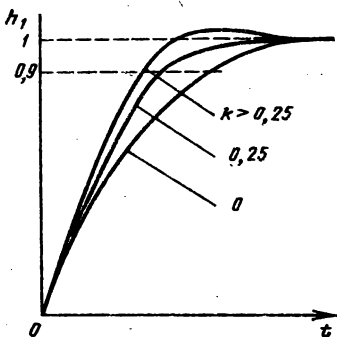


Рис. 9.4. Переходные характеристики при различных значениях коэффициента коррекции k

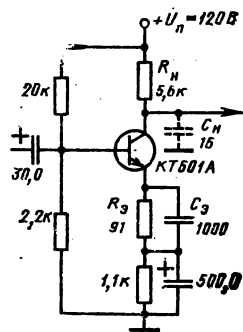


Рис. 9.5. Видеоусилитель с корректирующей RC -цепью в эмиттере

верхних частотах. Завал характеристики объясняется тем, что параллельно нагрузке R_H включена паразитная емкость C_H , образуемая выходной емкостью транзистора, емкостью соединительного провода и емкостью управляющего электрода кинескопа.

В этом случае коэффициент передачи напряжения от базы до коллектора

$$K = h_{213} \frac{Z_H}{h_{113} + (h_{213} + 1) Z_3}, \quad (9.11)$$

где параметры h_{213} и h_{113} можно считать частотно-независимыми.

Подставляя в (9.11) $Z_H = R_H / (1 + j\omega C_H R_H)$ и $Z_3 = R_3 / (1 + j\omega C_3 R_3)$, получаем

$$K = \frac{h_{213} R_H (1 + j\omega C_3 R_3)}{(1 + j\omega C_H R_H) [h_{113} (1 + j\omega C_3 R_3) + R_3 (h_{213} + 1)]}. \quad (9.12)$$

Нетрудно заметить, что при равенстве постоянных времени $C_H R_H$ и $C_3 R_3$ выражение (9.12) принимает вид

$$K = \frac{h_{213} R_H}{h_{113} + (h_{213} + 1) R_3 + j\omega C_3 R_3 h_{113}}.$$

Перепишем его в следующем виде:

$$K = \frac{h_{213} R_H}{[h_{113} + (h_{213} + 1) R_3] \left[1 + \frac{h_{113}}{h_{113} + (h_{213} + 1) R_3} j\omega C_H R_H \right]}. \quad (9.13)$$

Из этого выражения следует, что в результате коррекции постоянная времени цепи нагрузки уменьшается в $[h_{113} + (h_{213} + 1) R_3] / h_{113}$ раз и во столько же раз уменьшается коэффициент усиления на низких и средних частотах.

Данный вид коррекции может быть назван компенсацией полюса нулем в выражении для коэффициента передачи (9.12), благодаря чему

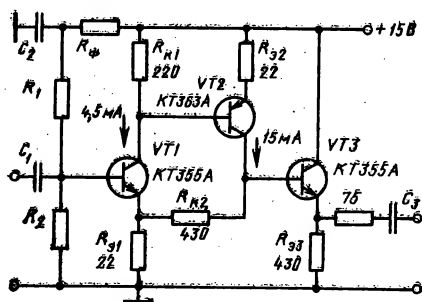


Рис. 9.6. Импульсный усилитель с отрицательной обратной связью

$f_b = 1/2\pi R_n C_n$, при которой коэффициент усиления некорректированного усилителя уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, начинает проявляться действие корректирующей цепи за счет уменьшения входного сопротивления транзистора $Z_{вх} = h_{11\omega} + (h_{21\omega} + 1)Z_0$ вследствие уменьшения Z_0 . При этом верхняя частота скорректированного усилителя увеличивается во столько же раз, во сколько уменьшается коэффициент усиления на нижних и средних частотах вследствие подключения резистора R_9 .

Очевидно, что данные рассуждения и выводы справедливы лишь для очень высокочастотного транзистора, работающего в области частот, когда $h_{21\omega}$ и $h_{11\omega}$ можно считать частотно-независимыми.

Недостатком коррекции данного типа по сравнению с рассмотренной ранее коррекцией (включение индуктивностей в выходной цепи) является то, что при этом произведение коэффициента усиления на полосу остается неизменным.

Применение отрицательной обратной связи. Описанная выше высокочастотная коррекция в цепи эмиттера основана на применении отрицательной обратной связи. Обратная связь через эмиттерное сопротивление, шунтированное небольшой емкостью, уменьшает коэффициент усиления на нижних и средних частотах, а на высоких частотах обратная связь уменьшается, так как емкость шунтирует эмиттерное сопротивление. Мы трактовали это как компенсацию полюса нулем, но можно это трактовать и с позиций общей теории обратной связи.

На рис. 9.6 показан импульсный усилитель с отрицательной обратной связью. Широкая полоса пропускания такого усилителя получена за счет применения высокочастотных транзисторов и глубокой отрицательной обратной связи. Так транзистор KT355A имеет граничную частоту усиления тока $f_{гр} = 1500$ МГц. Так как при этом $|h_{21\omega}| = 1$, то, не внося в схему транзистора дополнительных емкостей, можно на частоте $f = 100$ МГц, которая в 15 раз ниже $f_{гр}$, получить коэффициент усиления тока, равный 15. Однако такой коэффициент усиления тока соответствует замкнутой цепи коллектора, когда к емкости эмиттерного перехода добавляется емкость коллекторного перехода без

передаточная функция усилителя приобретает вид передаточной функции обычной интегрирующей цепи, но с уменьшенной постоянной времени. Получающуюся коррекцию амплитудно-частотной характеристики можно объяснить следующим образом. Коэффициент усиления усилителя уменьшается на нижних и средних частотах из-за резистора R_9 в цепи эмиттера. При этом на нижних и средних частотах влияние емкости C_9 не проявляется. Начиная с частоты

умножения ее в $(1 + SR_n)$ раз. В рассматриваемом же случае суммарная емкость состоит из емкости $C_\phi + C_k(1 + SR_n)$.

Емкость C_ϕ можно определить из выражения для граничной частоты $f_{гр} = 1/2\pi C_\phi r_\phi$, где $r_\phi = \gamma \cdot 25/I_k$.

Общая полоса пропускания двух каскадов с сильно различающимися верхними частотами определяется наименьшей полосой одного из каскадов (в данном случае второго). При наличии общей обратной связи, охватывающей оба каскада, эта наименьшая частота увеличивается в $(1 + \beta K)$ раз (в рассматриваемом случае $\beta = R_{\phi 1}/R_{k2} = 1/20$).

9.4. ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ РЕЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ В ОБЛАСТИ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Схема коррекции в области нижних частот показана на рис. 9.7, а. Она осуществляется включением цепочки $R_\phi C_\phi$ последовательно с сопротивлением нагрузки R . Добавление к сопротивлению R сопротивления цепи $R_\phi C_\phi$ увеличивает общее сопротивление нагрузки при уменьшении частоты и компенсирует уменьшение коэффициента передачи цепи $C_{разд}$ R_n в области нижних частот. Найдем условие коррекции. Сделаем предположение, что $R_\phi = \infty$.

Пусть генератор тока, эквивалентом которого будем считать транзистор, вырабатывает прямоугольный импульс тока, имеющий высоту

$$I = SU_1. \quad (9.14)$$

Эквивалентная схема усилителя при $R_\phi = \infty$ показана на рис. 9.7, б.

При

$$RC_\phi = R_n C_{разд} \quad (9.15)$$

ток I делится на токи I_1 и I_2 таким образом, что составляющие всех частот делятся в одном и том же отношении. Это означает, что при прямоугольном скачке тока I токи I_1 и I_2 являются постоянными, а следовательно, остается постоянным во времени напряжение U_2 на сопротивление R_n . Таким образом, условием низкочастотной коррекции является равенство постоянных времени RC_ϕ и $R_n C_{разд}$.

В реальной схеме конденсатор C_ϕ шунтирован резистором R_ϕ . В момент скачка тока I_1 емкость C_ϕ не заряжена и отведения тока в сопротивление R_ϕ нет. По мере заряда C_ϕ в сопротивление R_ϕ от-

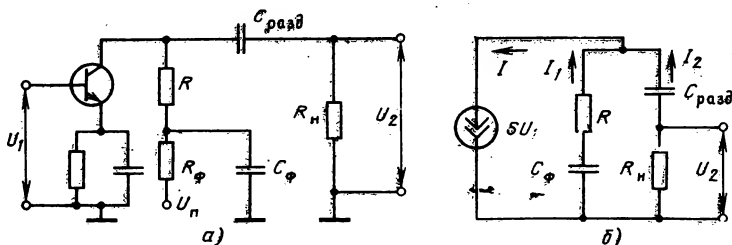


Рис. 9.7. Схема видеоусилителя с низкочастотной коррекцией:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема для области нижних частот

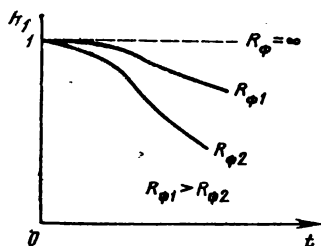


Рис. 9.8. Переходные характеристики усилителя с коррекцией в области нижних частот при различных R_Φ

ветвляется все больший ток, что приводит к более медленному росту напряжения на C_Φ и увеличению тока I_1 , а следовательно, к уменьшению тока I_2 и напряжения на выходе.

Поэтому в реальной схеме коррекция возможна только для начала вершины импульса (рис. 9.8). Отсюда ясно, что коррекция в области нижних частот тем лучше, чем больше сопротивление R_Φ . Так как большое сопротивление R_Φ приводит к большому падению на нем постоянного напряжения, приходится его ограничивать. Обычно R_Φ берут равным $(1-2) R$.

Условие коррекции (9.15) можно также найти из равенства нулю производной переходной характеристики: $dh_1(t)/dt = 0|_{t=0}$, так как переходная характеристика скорректированного усилителя не должна иметь наклона вершины импульса в точке $t = 0$.

Если условие (9.15) не выполняется, то имеет место недокоррекция или перекоррекция. При недокоррекции начальный участок вершины импульса опускается, что соответствует отрицательной производной в начальной точке. При перекоррекции производная больше нуля. Следует отметить, что перекоррекция наступает не при увеличении, а при уменьшении емкости фильтра относительно значения определенного из условия коррекции.

9.5. ПЕРЕХОДНАЯ И АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ n -КАСКАДНОГО РЕЗИСТОРНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Переходная характеристика. Переходную характеристику n -каскадного усилителя можно определить с помощью интеграла Дюамеля.

Переходная характеристика отдельного каскада

$$h_1(t) = 1 - e^{-t/T},$$

где $T = RC$.

На входе второго каскада действует напряжение, равное выходному напряжению первого каскада:

$$u_{вх2} = u_{вых1} = 1 - e^{-t/T}.$$

Следовательно,

$$u_{вых2} = h_1(t) u_{вх2}(0) + \int_0^t u'_{вх2}(\tau) h_1(t-\tau) d\tau.$$

Так как

$$\begin{aligned} u'_{вх2}(\tau) &= (1/T) e^{-\tau/T}; \\ h_1(t-\tau) &= 1 - e^{-(t-\tau)/T}; \end{aligned}$$

$$u_{\text{вых}2} = 1 - e^{-t/T} - (t/T)e^{-t/T}.$$

Итак, при $n = 2$

$$u_{\text{вых}2} = 1 - (1 + t/T)e^{-t/T};$$

при $n = 3$

$$u_{\text{вых}3} = 1 - (1 + t/T + t^2/2T^2)e^{-t/T};$$

при любом n

$$u_{\text{вых}n} = 1 - \left[1 + \frac{t}{T} + \frac{1}{2} \frac{t^2}{T^2} + \dots + \frac{1}{(n-1)!} \left(\frac{t}{T} \right)^{n-1} \right] e^{-t/T}.$$

Следовательно, переходная характеристика n -каскадного резисторного усилителя определяется выражением

$$h_1(t) = 1 - \sum_{k=0}^{k=n-1} \frac{(t/T)^k}{k!} e^{-t/T}. \quad (9.16)$$

Данная формула была выведена А. Д. Агеевым и Ю. Б. Кобзаревым в 1935 г. Переходные характеристики резисторных усилителей при разном числе каскадов показаны на рис. 9.9.

Длительность фронта многокаскадного усилителя можно приближенно определить по формуле Эльмора

$$\tau_{\Phi} = \sqrt{\tau_{\Phi 1}^2 + \tau_{\Phi 2}^2 + \dots + \tau_{\Phi n}^2}. \quad (9.17)$$

Формула Эльмора более или менее верна для усилителей без коррекции, но дает завышенное значение длительности фронта импульсов для усилителей с коррекцией, особенно при выбросе на вершине импульса больше 2 %. В самом деле, можно показать, что формула Эльмора справедлива для усилителей с амплитудно-частотными характеристиками, имеющими вид кривой Гаусса, когда перемножение характеристик приводит к сужению полосы.

Усилители с коррекцией имеют амплитудно-частотную характеристику, форма которой ближе к прямоугольной, чем кривая Гаусса. При прямоугольной форме характеристик результирующая полоса пропускания определяется наименьшей полосой и не изменяется при перемножении двух одинаковых характеристик. Следовательно, длительность фронта не должна изменяться. Отметим также, что формула (9.1) дает довольно правильное представление о времени нарастания при любой форме амплитудно-частотной характеристики и любом числе каскадов усилителя.

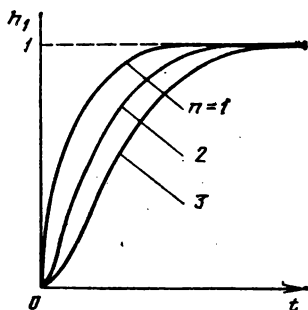


Рис. 9.9. Переходные характеристики резисторных усилителей при разном числе каскадов

Амплитудно-частотная характеристика. Ранее было показано, что обобщенная амплитудно-частотная характеристика резисторного усилителя

$$|y| = (1 + x^2)^{-1/2},$$

где $x = f/f_2$.

Полагая уровень отсчета полосы пропускания $|y| = 2^{-1/2}$, получаем $x_1 = 1$.

При включении n одинаковых усилителей

$$|y| = (1 + x^2)^{-n/2},$$

Приравнявая $|y| = 2^{-1/2}$, получаем

$$(1 - x_1^2)^{-n/2} = 2^{-1/2},$$

откуда

$$x_1 = \sqrt{2^{1/n} - 1}. \quad (9.18)$$

В данном случае $x_1 = f_{2n}/f_2$ характеризует относительное сужение полосы n -каскадного усилителя по сравнению с однокаскадным при отсчете полосы на уровне 0,7.

Зависимость ужения полосы от числа каскадов n приведена в табл. 9.2.

Таблица 9.2

n	1	2	3	4	5	6
f_{2n}/f_2	1	0,64	0,51	0,43	0,39	0,35

Замечаем, что в двухкаскадном усилителе полоса сужается не в $\sqrt{2}$ раз, а в $1/0,64 = 1,52$ раза. Сужение полосы почти в два раза дает трех-, а не четырехкаскадный усилитель. Отсюда видно, что коррекция в области верхних частот, приближая форму амплитудно-частотной характеристики к прямоугольной, особенно полезна для многокаскадных усилителей. Однако следует иметь в виду, что выбросы y на вершине переходной характеристики, большие 1 %, складываются. Поэтому в многокаскадных усилителях обычно не применяют коэффициента коррекции $k > 0,35$.

9.6. УСИЛИТЕЛИ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ УСИЛЕНИЕМ

В импульсных усилителях без коррекции коэффициент усиления $K = SR$. Если коррекция в области верхних частот не применяется, то на частоте $f_2 = 1/2\pi RC$ коэффициент усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

Произведение коэффициента усиления на верхнюю граничную частоту

$$Kf_2 = (1/2\pi) (S/C) \quad (9.19)$$

не зависит от выбранной нагрузки R , так как, увеличивая нагрузку, мы во столько же раз выигрываем в коэффициенте усиления, во сколько раз проигрываем в полосе.

Применяя коррекцию частотной характеристики, можно увеличить произведение усиления на полосу. Так, параллельная схема коррекции при коэффициенте коррекции $k = 0,41$ приводит к расширению полосы в $\sqrt{3}$ раз и при этом усиление не снижается. Более сложные схемы коррекции позволяют еще больше расширить полосу, но при этом может возрасти емкость монтажа. Поэтому с помощью более сложных схем коррекции не удастся получить значительного увеличения произведения усиления на полосу.

Величиной, определяющей произведение коэффициента усиления на полосу, является отношение крутизны транзистора S к емкости $C = C_{\text{вых}} + C_{\text{вх}}$. При очень высокой заданной верхней частоте f_s сопротивление нагрузки R приходится уменьшать и произведение SR может оказаться меньше единицы. В этом случае усиления по напряжению нет и, следовательно, не имеет смысла последовательное включение каскадов.

Параллельное включение транзисторов также ничего не дает, так как при этом в одинаковое число раз увеличиваются как крутизна S , так и емкость C . Однако существует схема усилителя, позволяющая складывать коллекторные или стоковые токи транзисторов без сложения их емкостей. Это схема распределенного усиления (рис. 9.10).

В усилителе с распределенным усилением входной сигнал подается к искусственной линии с характеристическим сопротивлением $Z_{c3} = \sqrt{L_s/C_s}$, подключаемой к первым затворам полевых транзисторов с двумя затворами. Поэтому линия носит название затворной. Если не учитывать потери в затворной цепи, можно считать, что на затворы транзисторов подаются напряжения одинаковой амплитуды, равной U_{m3} . Они вызывают стоковые токи с амплитудой $I_{m3} = SU_{m3}$.

Переменная составляющая стокового тока каждого транзистора распространяется вдоль стоковой линии влево и вправо. Переменные составляющие стоковых токов, распространяющиеся влево, нас не интересуют. Они поглощаются резистором, подключенным к левому

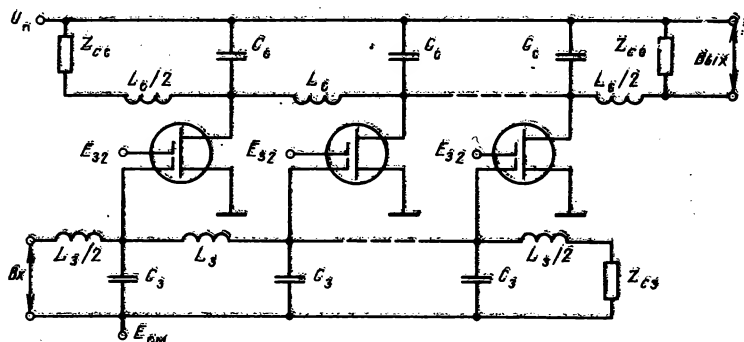


Рис. 9.10. Усилительный каскад с распределенным усилением

концу линии. Переменные составляющие стоковых токов транзисторов, распространяющиеся вправо, складываются, если задержки в звеньях затворной и стоковой линий с учетом задержки в самих транзисторах одинаковы. Поэтому на правом конце стоковой линии амплитуда переменной составляющей стоковых токов транзисторов $I_m = 0,5nSU_{m3}$, где n — число транзисторов в одном каскаде.

Амплитуда напряжения на выходе одного каскада

$$U_{m\text{вых}} = I_m Z_{cc} = 0,5nSZ_{cc} U_{m3},$$

где Z_{cc} — характеристическое сопротивление стоковой линии.

Коэффициент усиления одного каскада усилителя, состоящего из n секций

$$K_K = U_{m\text{вых}}/U_{m3} = 0,5nSZ_{cc}. \quad (9.20)$$

Из этой формулы следует, что имеет место сложение коэффициентов усиления отдельных транзисторов. Очевидно, что при этом усиление растет даже в том случае, когда коэффициент усиления одного транзистора меньше единицы.

Когда в результате сложения коэффициент усиления каскада становится больше единицы, каскады можно включать последовательно.

Если имеется m -каскадный усилитель, в каждом каскаде которого n транзисторов, то общее число транзисторов $N = mn$.

Если усиление одного транзистора обозначить через K_1 , то усиление одного каскада $K_K = nK_1$, а коэффициент усиления всего усилителя

$$K_{\text{общ}} = K_K^m = (nK_1)^m$$

или

$$K_{\text{общ}}^{1/m} = nK_1,$$

откуда

$$n = K_{\text{общ}}^{1/m}/K_1.$$

Общее число транзисторов

$$N = mn = m(K_{\text{общ}}^{1/m}/K_1).$$

Представляет интерес усилитель с минимальным числом транзисторов. Для нахождения этого минимума найдем производную dN/dm и приравняем ее нулю:

$$dN/dm = (K_{\text{общ}}^{1/m}/K_1) + m(K_{\text{общ}}^{1/m}/K_1)(\ln K_{\text{общ}})(-1/m^2) = 0;$$

$$1 - (1/m) \ln K_{\text{общ}} = 0.$$

Таким образом, $\ln K_{\text{общ}} = m$ или $K_{\text{общ}} = e^m$.

С другой стороны, известно, что $K_{\text{общ}} = K_K^m$. Из сопоставления двух последних выражений вытекает, что усиление одного каскада

$$K_K = e.$$

Отсюда следует, что усилитель с распределенным усилением содержит наименьшее число транзисторов при заданном усилении $K_{\text{общ}}$, если один каскад распределенного усиления усиливает в e раз. Отсюда также

следует, что распределенное усиление имеет смысл, если коэффициент усиления обычного усилителя меньше e , т. е. меньше 2,7.

Число транзисторов n в каждом каскаде усилителя с распределенным усилением можно определить следующим образом:

$$n = K_k / 0,5SZ_{cc}.$$

Так как K_k выгодно взять равным $e = 2,718$, то число n определяется лишь характеристическим сопротивлением линии задержки в стоковых цепях $Z_{cc} = \sqrt{L_c/C_c}$. Для уменьшения n выгодно иметь Z_{cc} возможно большим. Однако L_c и C_c влияют на верхнюю граничную частоту [см. (4.41)]

$$f_{гр} = 1/\pi \sqrt{L_c C_c}.$$

Из последнего выражения по известному C_c можно найти L_c , что дает возможность определить Z_{cc} , а следовательно, и число транзисторов n в одном каскаде.

Емкость одной секции линии задержки C_c может равняться выходной емкости транзистора, но так как выходная емкость изменяется от экземпляра к экземпляру, то емкость C_c желательно искусственно увеличить подключением дополнительной емкости.

Емкости C_c приходится искусственно увеличивать, чтобы характеристическое сопротивление затворной линии для самой высокой усиливаемой частоты было много меньше активного входного сопротивления транзистора на высоких частотах: $Z_{c3} \ll R_{вх}$. Только в этом случае можно считать, что в затворных звеньях искусственной линии нет потерь на высоких частотах.

Полоса пропускания усилителя с распределенным усилением может быть до нескольких сотен мегагерц. Из краткого анализа работы усилителя с распределенным усилением следует, что наиболее подходящими для него являются транзисторы с двумя затворами. Они должны иметь большую крутизну по первому затвору, большие входное и выходное сопротивления на высоких частотах и малые межэлектродные емкости. Усилители с распределенным усилением выполняются также на туннельных диодах и электронных лампах.

Глава 10

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ И ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

10.1. НЕПОСРЕДСТВЕННАЯ СВЯЗЬ МЕЖДУ КАСКАДАМИ

Усилителями постоянного тока называют устройства, способные усиливать не только переменные напряжения или токи, но и передавать с усилением уровень постоянной составляющей. Следовательно, нижняя граничная частота усилителя равна нулю, а верхняя может

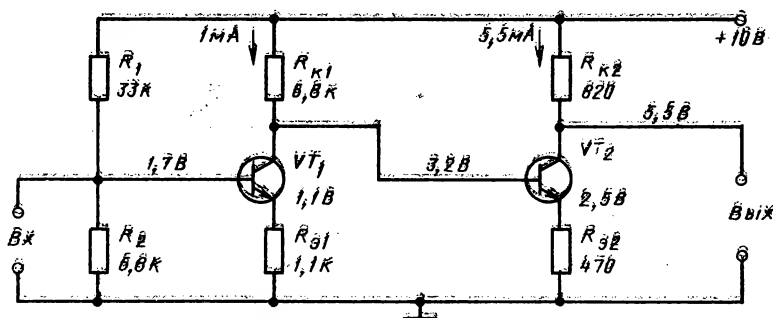


Рис. 10.1. Двухкаскадный усилитель с непосредственной связью

быть как очень низкой, так и очень высокой, например может равняться нескольким мегагерцам.

В усилителях постоянного тока применяется непосредственная связь между каскадами, так как связь через разделительные конденсаторы и трансформаторы не обеспечивает передачи постоянной составляющей усиленного сигнала. Непосредственная связь между каскадами применяется и в усилителях переменного тока, особенно при выполнении их в виде интегральных микросхем. В последних нежелательно применение переходных конденсаторов, так как они занимают очень большую площадь по сравнению с транзисторами и резисторами.

Рисунок 10.1 иллюстрирует схему непосредственной связи между каскадами. Для простоты напряжение питания взято равным 10 В. Сопротивления и напряжения приведены для кремниевых $n-p-n$ -транзисторов. Сделано предположение, что коллекторный ток VT_1 равен 1 мА при напряжении база—эмиттер 0,6 В. Ток VT_2 равен 5,5 мА при напряжении база—эмиттер 0,7 В.

Из схемы на рис. 10.1 видно, что при непосредственной связи между каскадами приходится повышать потенциал эмиттера второго транзистора по сравнению с первым. Это приводит к уменьшению коэффициента передачи напряжения второго каскада по сравнению с коэффициентом передачи первого каскада, так как при питании коллекторных цепей от общего источника приходится для второго транзистора уменьшать отношение коллекторного сопротивления к эмиттерному. Действительно, коэффициенты передачи напряжения для схемы на рис. 10.1 можно представить как $|K_1| \approx R_{K1}/R_{Э1} = 6,1 \gg |K_2| \approx R_{K2}/R_{Э2} = 1,75$.

10.2. ДРЕЙФ НУЛЯ

Для схемы на рис. 10.1 начальное входное напряжение принято равным +1,7 В. При таком напряжении в усилителе действуют начальные напряжения и токи, указанные на схеме, а на его выходе имеется некоторое начальное напряжение, примерно равное указанному на схеме.

Входное положительное, отрицательное или переменное напряжение можно подавать последовательно с напряжением начального сме-

щения, равным 1,7 В, например, между средней точкой потенциометра R_1 , R_2 и базой транзистора $VT1$ или снимать его с выхода другого усилителя, имеющего такое же начальное напряжение.

Начальное выходное напряжение усилителя можно сделать равным нулю, если его снимать относительно некоторой точки потенциометра, подключенного на выходе к источнику питания. В усилителях постоянного тока наблюдается нежелательное явление — дрейф нуля — изменение выходного напряжения при постоянстве его на входе. Дрейф нуля вызывается изменением напряжения источника питания, температурными изменениями входной характеристики, начального коллекторного тока и параметров транзистора, а также изменениями параметров транзисторов в связи с их старением. Эти причины не равноценны. Напряжение источников питания можно хорошо стабилизировать, стабилизировать же окружающую температуру технически сложно. Как видно из перечисленных причин, вызывающих дрейф нуля, наибольшее влияние оказывают температурное непостоянство начальных коллекторных токов и температурное смещение входных характеристик транзисторов. В схеме на рис. 10.1 применяются кремниевые транзисторы, имеющие малый начальный коллекторный ток, поэтому главным источником дрейфа нуля остается температурное смещение входных характеристик. Оно имеет величину около $-2,5$ мВ на 1°C .

Пример. Чтобы понять, как появляется дрейф нуля усилителя постоянного тока, предположим, что окружающая температура значительно увеличилась, например на $+40^\circ\text{C}$. Произойдет смещение входной характеристик каждого транзистора на $-0,1$ В, что эквивалентно появлению дополнительного напряжения $+0,1$ В в цепи каждого транзистора. Приращение коллекторного напряжения первого транзистора при $|K_1| = 6,1$ равняется $-0,6$ В.

Смещение входной характеристики второго транзистора вследствие повышения температуры окружающей среды также эквивалентно приращению напряжения на его входе на $+0,1$ В, в результате общее приращение напряжения на входе второго транзистора составляет $-0,6 + 0,1 = -0,5$ В. Это приращение напряжения, умноженное на коэффициент усиления напряжения второго транзистора, дает результирующее смещение нуля. Для схемы на рис. 10.1 оно равно $-0,5 (-1,75) \approx +0,9$ В.

Из рассмотренного примера видно, что главная причина дрейфа нуля — температурное смещение входной характеристики первого транзистора, так как оно усиливается обоими транзисторами.

Вследствие большого дрейфа нуля подобные схемы не находят применения в качестве усилителей постоянного тока. В усилителях постоянного тока обычно применяются дифференциальные усилители, описываемые в следующем параграфе.

Дрейф нуля можно почти полностью устранить, применив предварительное преобразование усиливаемого постоянного напряжения на входе усилителя в переменное. Переменное напряжение усиливается усилителем переменного тока, и на его выходе преобразуется в постоянное. Преобразование осуществляется с помощью электромеханических или электронных коммутаторов, синхронно коммутирующих входное и выходное напряжения. Постоянное напряжение на выходе преобразуется в прямоугольную волну, которая после усиления снова превращается на выходе в постоянное напряжение.

Частота коммутации должна не менее чем в два раза превышать максимальную частоту изменения входного сигнала, что технически трудно осуществимо при очень высокой частоте сигнала. Другим недостатком данного метода является возможность появления наводок, весьма заметных при коммутации малых входных напряжений.

10.3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Дифференциальным усилителем называется устройство, усиливающее разность двух напряжений. В идеале выходное напряжение такого усилителя пропорционально только разности напряжений, приложенных к двум его входам, и не зависит от их абсолютной величины.

Первые дифференциальные усилители создавались для биологических исследований. Если, например, при измерении небольшой разности двух больших потенциалов между двумя близкими точками живого организма усилить не только разность потенциалов, но и большие потенциалы этих точек относительно земли, то это может вывести рабочую точку усилителя в нелинейную область. Отсюда вытекает необходимость усиления только разностного сигнала.

На рис. 10.2 приведена структурная схема дифференциального усилителя.

У идеального дифференциального усилителя коэффициент передачи разностного сигнала равен отношению разности напряжений на выходе к разности напряжений на входе:

$$K_p = u_{\text{вых}12} / (u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2}), \quad (10.1)$$

где $u_{\text{вых}12} = u_{\text{вых}1} - u_{\text{вых}2}$ — напряжение на зажимах симметричного выхода; $u_{\text{вх}1}$ и $u_{\text{вх}2}$ — соответственно напряжения на первом и втором входах усилителя.

Если выходное напряжение снимается с одного из несимметричных выходов, то при снятии напряжения с первого выхода коэффициент усиления разностного сигнала

$$K_{p1} = \Delta u_{\text{вых}1} / (u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2}), \quad (10.2)$$

где $\Delta u_{\text{вых}1}$ — приращение напряжения на первом выходе, обязанное разности входных напряжений $u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2}$.

Аналогично при снятии напряжения со второго выхода коэффициент усиления разностного сигнала

$$K_{p2} = \Delta u_{\text{вых}2} / (u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2}), \quad (10.3)$$

где $\Delta u_{\text{вых}2}$ — приращение напряжения на втором выходе, обязанное разности входных напряжений $u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2}$.

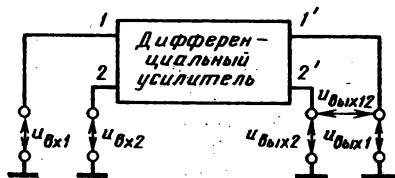


Рис. 10.2. Структурная схема дифференциального усилителя

При симметрии схемы выполняются условия:

$$\Delta u_{\text{вых}2} = -\Delta u_{\text{вых}1}; \quad \Delta u_{\text{вых}1} - \Delta u_{\text{вых}2} = 2\Delta u_{\text{вых}1},$$

откуда

$$K_{p1} = -K_{p2} = K_p/2. \quad (10.4)$$

При симметрии схемы в соответствии с (10.1)

$$u_{\text{вых}12} = K_p (u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2}). \quad (10.5)$$

Однако реальный усилитель не обладает идеальной симметрией, в результате чего напряжение на выходе зависит не только от разности, но и от суммы входных сигналов. При этом сумма входных сигналов, поделенная на два, называется *синфазным сигналом*. Выходное напряжение реального усилителя будем считать равным

$$u_{\text{вых}12} = K_p (u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2}) + K_c (u_{\text{вх}1} + u_{\text{вх}2})/2, \quad (10.6)$$

где K_p — коэффициент усиления разностного напряжения, равный отношению приращения напряжения на выходе к разностному напряжению на входе при суммарном напряжении $u_{\text{вх}1} + u_{\text{вх}2}$, равном нулю. Коэффициент K_c , входящий в (10.6), называют коэффициентом передачи синфазного сигнала. Положив в (10.6) $u_{\text{вх}1} = u_{\text{вх}2}$, получим

$$K_c = u_{\text{вых}12} / [(u_{\text{вх}1} + u_{\text{вх}2})/2]. \quad (10.7)$$

Этот коэффициент равен отношению напряжения на выходе к синфазному входному напряжению $(u_{\text{вх}1} + u_{\text{вх}2})/2$ при разностном напряжении на входе, равном нулю.

Качество дифференциального усилителя (его приближение к идеальным) оценивается *коэффициентом ослабления синфазного сигнала*, равным отношению коэффициентов передачи разностного и синфазного сигналов:

$$K_{\text{ос.сф}} = K_p / K_c. \quad (10.8)$$

У хороших дифференциальных усилителей коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{ос.сф}} = 10^3 - 10^6$, что составляет 80—120 дБ.

Пример. Пусть $K_p = 50$; $K_{\text{ос.сф}} = 10^5$; $u_{\text{вх}1} = 1,01$ В; $u_{\text{вх}2} = 0,99$ В. Тогда

$$u_{\text{вых}12} = K_p [(u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2}) \pm (u_{\text{вх}1} + u_{\text{вх}2})/2 K_{\text{ос.сф}}] = 50 (0,02 \pm 2/2 \cdot 10^5) =$$

$$= 50 (2 \cdot 10^{-2} \pm 10^{-5}) = 1 \text{ В} \pm 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ В} = 1 \text{ В} \pm 0,5 \text{ мВ}.$$

В данном примере выходное напряжение пропорционально усиленному разностному напряжению с погрешностью 0,05%. Если коэффициент ослабления синфазного напряжения недостаточно велик, то погрешность при усилении разностного напряжения очень велика. В рассмотренном примере при $K_{\text{ос.сф}} = 10^2$ она составляет 50%.

Относительная погрешность усиления согласно (10.6) равна отношению приращения напряжения на выходе, обязанному синфазному сигналу, к приращению напряжения на выходе, обязанному разностному сигналу,

$$\frac{\Delta u_{\text{вых.сф}}}{K_p (u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2})} = \frac{1}{K_{\text{ос.сф}}} \frac{(u_{\text{вх}1} + u_{\text{вх}2})/2}{(u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2})}$$

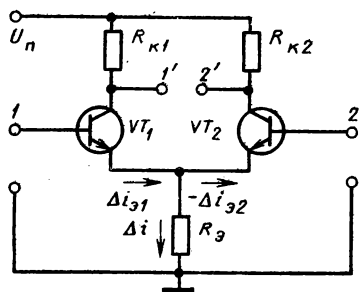


Рис. 10.3. Транзисторный дифференциальный усилитель

и зависит не только от коэффициента ослабления синфазного сигнала, но и от отношения напряжений синфазного и разностного сигналов. Относительная погрешность тем больше, чем больше синфазный сигнал и меньше разностный.

Дифференциальный усилитель (рис. 10.3) имеет два одинаковых транзистора с общим резистором R_a , включенным в их эмиттерную цепь. На выходе схемы между зажимами 1' и 2' можно получить напряжение, пропорциональное разности напряжений

приложенных к входным зажимам. Зависимость выходного напряжения от разности входных линейна, если входные напряжения, являющиеся базовыми, положительны для транзисторов $n-p-n$ -типа. При этом разностное напряжение не должно превышать нескольких десятков милливольт, когда разностный коэффициент усиления близок к 100, а синфазное напряжение $(u_{вх1} + u_{вх2})/2$ лежит в некотором интервале, например от 3 до 6 В. Этот интервал зависит от напряжения источника питания и сопротивлений схемы.

Покажем, что схема имеет тем большую симметрию, чем больше общее сопротивление для переменного тока R_a в цепях эмиттеров. Для этого на входе 1 создадим некоторое приращение напряжения $\Delta u_{вх1}$, а потенциал входа 2 относительно земли оставим прежним. Это приращение напряжения вызовет приращение эмиттерного тока $\Delta i_{э1}$ транзистора VT_1 . За счет прохождения части этого приращения тока, равной Δi , через эмиттерное сопротивление R_a и сопротивление источника R_r , не показанного на рис. 10.3, на базе транзистора VT_2 создается приращение напряжения с противоположным знаком, вызывающее приращение эмиттерного тока второго транзистора. Очевидно, что только при $R_a = \infty$ получим $\Delta i_{э1} = -\Delta i_{э2}$ (см. рис. 10.3), и можно считать, что ответвление части тока Δi в сопротивление R_a ничтожно мало.

В соответствии с законом Кирхгофа отношение токов в двух параллельных ветвях обратно пропорционально отношению их сопротивлений. Поэтому асимметрия дифференциального усилителя характеризуется следующим отношением:

$$\frac{\Delta i}{\Delta i_{э2}} = \frac{(h_{11a} + R_r)/(h_{21a} + 1)}{R_a},$$

где Δi — часть приращения эмиттерного тока первого транзистора, отвечающая в эмиттерное сопротивление; числитель правой дроби равен сопротивлению второго транзистора со стороны его эмиттера. Следовательно, для хорошей симметрии схемы необходимо выполнение условия

$$R_a \gg (h_{11a} + R_r)/(h_{21a} + 1),$$

при котором приращения эмиттерных токов транзисторов VT_1 и VT_2 равны и противоположны по фазе, т. е. $\Delta i_{э2} = -\Delta i_{э1}$.

Вольт-амперная характеристика. При достаточно большом R_p можно считать постоянной сумму эмиттерных токов: $i_{э1} + i_{э2} = I_0 = \text{const}$. При этом их разность $i_{э1} - i_{э2} = -2\Delta i_{э1} = 2\Delta i_{э2}$.

Нас интересует отношение

$$\Delta i_{K1}/i_{K1} \approx -\Delta i_{э1}/(I_0/2) = (i_{э1} - i_{э2})/(i_{э1} + i_{э2}). \quad (10.9)$$

Эмиттерный ток является экспоненциальной функцией напряжения база—эмиттер:

$$i_{э} \approx -I_s \exp(u_{БЭ}/U_T).$$

Напряжение база—эмиттер первого транзистора $u_{БЭ1} = u_{БХ1} - u_{э}$, а второго транзистора $u_{БЭ2} = u_{БХ2} - u_{э}$. При симметрии схемы $u_{БЭ1} = u_d/2 - u_{э}$; $u_{БЭ2} = -u_d/2 - u_{э}$, где $u_d = u_{БХ1} - u_{БХ2}$ — дифференциальное (разностное) напряжение.

Подставляя значения напряжений $u_{БЭ1}$ и $u_{БЭ2}$ в выражение для эмиттерного тока, получаем эмиттерные токи $i_{э1}$ и $i_{э2}$. Подставляя их в (10.9), имеем

$$\Delta i_{K1} = (I_0/2) \operatorname{th}(u_d/2U_T). \quad (10.10)$$

При изменении аргумента от $-\infty$ до $+\infty$ гиперболический тангенс изменяется от -1 до $+1$. Поэтому Δi_{K1} изменяется от $-I_0/2$ до $+I_0/2$, где I_0 — сумма эмиттерных токов, равная току генератора стабильного тока.

Из выражения (10.10) следует, что дифференциальный каскад можно использовать в качестве амплитудного ограничителя. Например, при $u_d = 4U_T \approx 0,1$ В $\Delta i_{K1} = 0,96I_0/2$. Следовательно, при амплитуде разностного сигнала, равной примерно 0,1 В, происходит ограничение амплитуды выходного тока.

При $u_d \leq U_T$ $\operatorname{th}(u_d/2U_T) \approx u_d/2U_T$ и

$$\Delta i_{K1} \approx (I_0/4) (u_d/U_T).$$

Следовательно, при разностных сигналах, меньших 25 мВ, имеет место линейная зависимость приращения коллекторного тока от разностного (дифференциального) напряжения.

Из выражения (10.10) также следует, что дифференциальный усилитель можно использовать в качестве регулируемого каскада, усиление которого изменяется при изменении I_0 .

Фазоинвертор. Схему на рис. 10.3 можно использовать в качестве фазоинвертора. Для этого нужно по переменному току закоротить на землю вход 2, оставив на нем постоянное напряжение. В этом случае одна половина напряжения на входе 1 создается между базой и эмиттером первого транзистора, а другая — между эмиттером и землей. Таким образом, переменные напряжения база—эмиттер первого и второго транзисторов равны, но противоположны по фазе. Точно так же и переменные напряжения на коллекторах этих транзисторов равны и противоположны по фазе.

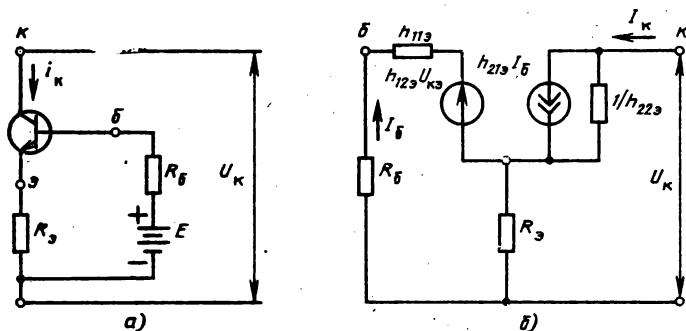


Рис. 10.4. К определению выходного сопротивления транзистора с сопротивлением в цепи эмиттера:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема

Деление входного напряжения поровну между транзисторами обусловлено симметрией схемы, обеспечиваемой тем, что $R_3 \gg r_3$, где r_3 — сопротивление транзистора эмиттер — база для переменного тока. Это можно также объяснить тем, что транзистор VT_1 по отношению к транзистору VT_2 является эмиттерным повторителем, работающим на сопротивление нагрузки, равное его выходному сопротивлению.

Транзистор в качестве эмиттерного сопротивления. Увеличение сопротивления R_3 , необходимое для улучшения симметрии схемы дифференциального усилителя, вызывает повышение падения напряжения на нем за счет протекания постоянных составляющих эмиттерных токов. При общем эмиттерном токе двух транзисторов порядка 1—2 мА и допустимом падении напряжения на эмиттерном сопротивлении 5—6 В максимальное значение эмиттерного сопротивления не может превышать 3—6 кОм.

Часто вместо резистора R_3 в схему дифференциального усилителя (см. рис. 10.3) включают транзистор (рис. 10.4, а). Замена резистора R_3 транзистором позволяет при таком же сопротивлении постоянному току обеспечить для переменного тока сопротивление, большее на 1—2 порядка. На рис. 10.4, а приведена схема включения транзистора, а на рис. 10.4, б — его эквивалентная схема при использовании транзистора в качестве резистора.

Уравнения Кирхгофа для схемы на рис. 10.4, б:

$$U_K = U_{K3} + (I_K + I_6) R_3;$$

$$I_K = h_{213} I_6 + h_{223} U_{K3}; \quad (10.11)$$

$$I_6 (R_6 + h_{113} + R_3) + I_K R_3 = 0.$$

Исключая из (10.11) U_{K3} и I_6 , получаем

$$R_{\text{вых}} = U_K / I_K \approx R_3 \frac{R_6 + h_{113}}{R_6 + h_{113} + R_3} + \frac{1}{h_{223}} \frac{R_6 + h_{113} + (h_{213} + 1) R_3}{R_6 + h_{113} + R_3}.$$

Вследствие малости R_3 по сравнению с $1/h_{223}$ пренебрегаем первым членом данного выражения по сравнению во вторым. В результате получаем

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{1}{h_{223}} \frac{R_6 + h_{113} + (h_{213} + 1) R_3}{R_6 + h_{113} + R_3}. \quad (10.12)$$

Достоинством последнего выражения является его наглядность. Из него следует, что для повышения $R_{\text{вых}}$ надо увеличивать R_3 и уменьшать R_6 . При этом $R_{\text{вых}}$ стремится от $1/h_{223}$ (выходного сопротивления транзистора в схеме с ОЭ) к $1/h_{226}$ (выходному сопротивлению транзистора в схеме с ОБ).

Пример. Пусть $(1/h_{223}) = 20$ кОм; $h_{213} = 50$; $R_6 = h_{113} = R_3 = 1$ кОм.

Подставляя эти величины в (10.12), получаем $R_{\text{вых}} = 340$ кОм. Так как при этом $(1/h_{223}) = 20$ кОм, а $(1/h_{226}) = 1$ МОм, делаем вывод о том, что $R_{\text{вых}}$ по порядку величины приближается к выходному сопротивлению транзистора в схеме с ОБ.

Дифференциальный усилитель в интегральном исполнении. Дифференциальный усилитель можно реализовать на дискретных элементах. Для этого необходимо подбирать транзисторы левого и правого плеч с очень близкими параметрами. При сильно различающихся параметрах схема дифференциального усилителя неработоспособна, так как один из транзисторов с большим коэффициентом усиления тока своим эмиттерным током через эмиттерное сопротивление запирает другой транзистор.

Иногда вместо подбора транзисторов для балансировки схемы применяют выравнивающие резисторы $R_{31} = R_{32} \approx 50$ Ом. Через эти резисторы подключается эмиттер каждого транзистора к верхнему концу общего резистора R_3 или к коллектору заменяющего его транзистора.

Даже при точном подборе транзисторов и резисторов дифференциальный усилитель на дискретных элементах имеет температурные параметры, значительно худшие, чем дифференциальный усилитель в интегральном исполнении. У последнего транзисторы и резисторы близки по своим температурным параметрам, так как изготовлены в результате одних и тех же технологических процессов. Кроме того, они находятся настолько близко друг к другу, что при изменении окружающей температуры и разогреве схемы от протекающих токов их температура почти одинакова.

В одной микросхеме часто применяется несколько транзисторов, включаемых для увеличения усиления каскадно. Кроме того, выпускаются микросхемы однокаскадных дифференциальных усилителей, например К118УД1.

На рис. 10.5 приведена принципиальная схема дифференциального усилителя К118УД1. Транзисторы VT_1 и VT_2 образуют два плеча дифференциального усилителя. Транзистор VT_3 выполняет роль эмиттерного сопротивления. Для температурной компенсации смещения входной характеристики в его базовой цепи включен эмиттерный диод VD .

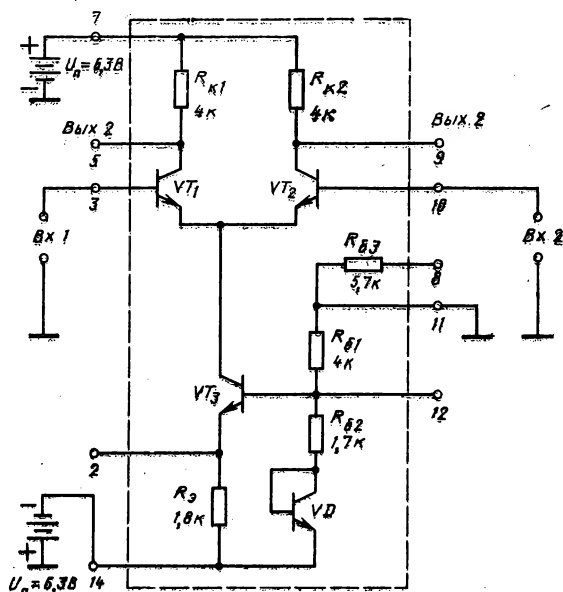


Рис. 10.5. Принципиальная схема дифференциального усилителя К118УД1

Пример. При двух источниках питания напряжением $\pm 6,3$ В относительно земли схема на рис. 10.5 потребляет от верхнего источника питания, подключенного к зажиму 7, около 1 мА при напряжениях $u_{вх1} = u_{вх2} = 0$. Определим сопротивление транзистора VT_3 для постоянного тока.

При $u_{вх1} = u_{вх2} = 0$ коллектор транзистора VT_3 находится под напряжением ниже нуля (относительно земли) на величину напряжения $u_{БЭ}$ транзисторов VT_1 и VT_2 . Считая напряжения питания $U_{п} = 6,3$ В и $u_{БЭ} = 0,7$ В, получаем, что напряжение на коллекторе VT_3 относительно зажима 14 $u_{К} = U_{п} - u_{БЭ} = 6,3 - 0,7 = 5,6$ В.

Сумма сопротивления транзистора VT_3 и сопротивления $R_э$ для постоянного тока $u_{К}/I_{К} = 5,6/1,0 = 5,6$ кОм. Сопротивление транзистора VT_3 для переменного тока можно найти по формуле (10.12).

Коэффициент передачи. На рис. 10.6, а приведена схема одного плеча дифференциального усилителя для разностного сигнала. Из рис. 10.3 видно, что при разностном сигнале и симметрии схемы токи транзисторов VT_1 и VT_2 через эмиттерное сопротивление равны и противоположны по фазе. Поэтому при усилении разностного сигнала на сопротивлении $R_э$ (см. рис. 10.3) нет переменного напряжения. На этом основании в схеме на рис. 10.6, а, справедливой при усилении разностного сигнала, эмиттерное сопротивление отсутствует. В соответствии с данной схемой коэффициент передачи разностного сигнала для одного плеча схемы

$$K_{p1} = \frac{\Delta u_{вх1}}{u_{вх1} - u_{вх2}} \approx \frac{1}{2} h_{21э} \frac{R_{κ1}}{h_{11э}}. \quad (10.13)$$

Множитель $1/2$ появился потому, что на входе 1 действует лишь половина полного разностного напряжения между двумя входами.

Общий коэффициент передачи разностного напряжения двумя плечами дифференциального усилителя

$$K_p = 2K_{p1} \approx h_{21a} R_{K1} / h_{11a}. \quad (10.14)$$

На рис. 10.6, б приведена эквивалентная схема дифференциального усилителя для синфазного сигнала. Она получена рассечением схемы на рис. 10.3 по вертикальной оси симметрии. На основании этой схемы коэффициент передачи синфазного сигнала одним плечом схемы

$$K_{c1} \approx R_{K1} / 2R_3. \quad (10.15)$$

В качестве эмиттерного сопротивления обычно используется транзистор (см. рис. 10.5), поэтому эквивалентное сопротивление R_3 равно выходному сопротивлению транзистора VT_3 для переменного тока. На рассмотренном выше примере мы убедились, что это сопротивление для переменного тока, а следовательно и для приращения постоянного тока, очень велико. Коэффициент передачи синфазного сигнала одним плечом дифференциального усилителя очень мал, так как все приращение синфазного напряжения падает на эмиттерном сопротивлении.

При полной симметрии схемы результирующий коэффициент передачи синфазного сигнала $K_c = K_{c1} - K_{c2} = 0$.

Несимметричные включения. Иногда усиливаемое напряжение подают лишь на один из входов дифференциального усилителя, а второй вход соединяют с общим проводом (землей). В этом случае входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} \approx 2h_{11a}, \quad (10.16)$$

так как только половина напряжения, подаваемого на вход усилителя, является напряжением база—эмиттер, другая половина этого напряжения падает на эмиттерном сопротивлении, с которого в противофазе поступает на вход второго транзистора. Как указано ранее, при таком включении дифференциальный усилитель является *фазоинвертором*. На его двух выходах относительно земли создаются два одинаковых напряжения, имеющих противоположные фазы.

При подаче напряжения на один или оба входа дифференциального усилителя выходное напряжение можно снимать как с двух, так и с одного выхода. Если подавать напряжение на оба входа и снимать его с одного выхода, то коэффициент ослабления синфазного сигнала в соответствии с (10.3) и (10.15)

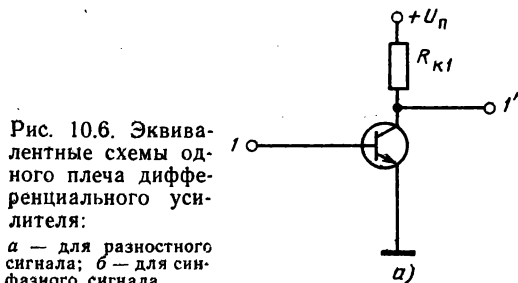
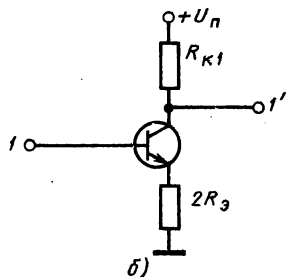


Рис. 10.6. Эквивалентные схемы одного плеча дифференциального усилителя:

а — для разностного сигнала; б — для синфазного сигнала



$$K_{ос.сф} = K_{p1}/K_{c1} \approx h_{213} R_3/h_{113}. \quad (10.17)$$

Пример. Пусть в микросхеме дифференциального усилителя $h_{213} = 50$, $h_{113} = 1,5$ кОм; $R_3 = R_{вых} = 820$ кОм. По (10.17) определяем коэффициент ослабления синфазного сигнала

$$K_{ос.сф} = K_{p1}/K_{c1} = h_{213} R_3/h_{113} = 0,5 \cdot 10^2 \cdot 8,2 \cdot 10^2 / 1,5 = 2,7 \cdot 10^4.$$

Если вместо транзистора VT_3 (см. рис. 10.5) применить обычный резистор, имеющий такое же сопротивление постоянному току, как и транзистор ($R_3 = 5,6$ кОм), то коэффициент подавления синфазного сигнала уменьшится примерно на 2 порядка.

Хотя при симметрии схемы дифференциального усилителя обеспечивается ослабление синфазного сигнала даже при $R_3 = 0$, очень важно, чтобы это сопротивление для синфазного сигнала было максимальным, чтобы синфазный сигнал не вызывал смещения рабочих точек транзисторов в нелинейную область. Отсюда следует необходимость увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала не только для всей схемы, но и для каждого ее плеча.

Преимущества дифференциального усилителя. Главным преимуществом дифференциального усилителя, особенно в интегральном исполнении, является малый дрейф нуля. В самом деле, одновременное и одинаковое температурное смещение, сдвиг вправо или влево, входных характеристик транзисторов в левом и правом плечах дифференциального усилителя эквивалентно подаче синфазного сигнала, равного смещению. Синфазный сигнал подавляется в дифференциальном усилителе, и лишь некоторая несимметрия схемы может создать разностный сигнал. Поэтому если температурный дрейф одиночного транзистора около $-2,5$ мВ/К, то температурный дрейф современных дифференциальных усилителей $\pm 1-10$ мкВ/К, т. е. на 2—3 порядка ниже. Еще одним преимуществом дифференциальных усилителей является то, что сопротивления или транзисторы, включаемые в эмиттерные цепи, не влияют на полезное дифференциальное усиление, тогда как эмиттерные сопротивления в схеме на рис. 10.1 значительно уменьшают усиление каждого каскада и общее усиление.

10.4. НЕПОСРЕДСТВЕННАЯ СВЯЗЬ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

На рис. 10.7 показан двухкаскадный дифференциальный усилитель с непосредственной связью между каскадами, до некоторой степени аналогичный двухкаскадному усилителю на рис. 10.1. В обеих схемах, например, одинаковы постоянные токи транзисторов, но в дифференциальном усилителе применены симметричные источники питания ± 10 В. Это позволяет заземлять базы транзисторов VT_1 и VT_2 по постоянному току.

Как и ранее, считаем, что коллекторный ток транзисторов первого каскада $I_{K1} = I_{K2} = 1$ мА, а второго — $I_{K3} = I_{K4} = 5,5$ мА. Считаем также, что эти токи обеспечиваются при напряжениях $u_{БЭ} = 0,65$ В в первом каскаде и $u_{БЭ} = 0,7$ В во втором. Напряжение коллектор — база транзистора VT_1 в схеме на рис. 10.1 $u_{КБ} = 3,2-1,75 = 1,45$ В. Чтобы в схеме на рис. 10.7 напряжение коллектор — база транзисторов VT_1 и VT_2 оставалось таким же, необходимо иметь $R_{K1} = R_{K2} = (U_{п} - u_{КБ})/I_{K1} = (10 - 1,45)/1 = 8,55$ кОм.

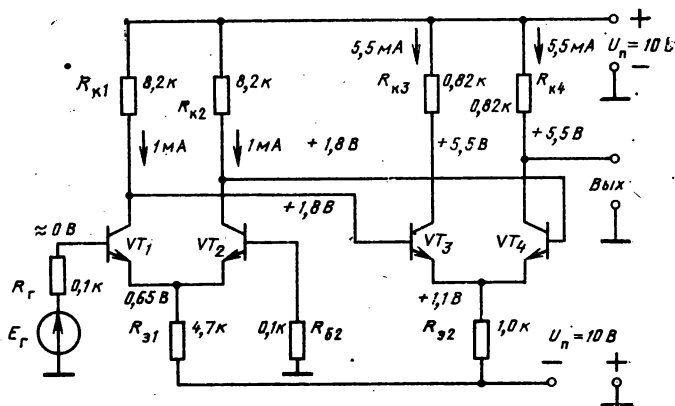


Рис. 10.7. Двухкаскадный дифференциальный усилитель с непосредственной связью между каскадами

Ближайшее номинальное значение 8,2 кОм. Поэтому берем $R_K = R_{K2} = 8,2 \text{ кОм}$. При этом

$$u_{KB1} = u_{KB2} = U_n - R_{K1} I_{K1} = 10 - 8,2 \cdot 1 = 1,8 \text{ В.}$$

Сопротивление

$$R_{31} = (U_n - u_{B3}) / (I_{31} + I_{32}) = (10 - 0,65) / 2 = 4,7 \text{ кОм.}$$

Для второго каскада берем $R_{K3} = R_{K4} = 0,82 \text{ кОм}$, а R_{32} определяем из выражения

$$R_{32} \approx \frac{U_n + u_{KB1} - u_{B3}}{I_{33} + I_{34}} = \frac{10 + 1,8 - 0,7}{11} \approx 1,0 \text{ кОм.}$$

Найденные значения сопротивлений, напряжений и токов показаны на рис. 10.7.

Усиление первого дифференциального каскада на транзисторах VT_1 и VT_2

$$K_{p1} = h_{213}^{(1)} R_{K1} / h_{113}^{(1)} \approx h_{213}^{(1)} h_{113}^{(3)} / h_{113}^{(1)}.$$

Считая $h_{213}^{(1)} = 50$, $h_{113}^{(1)} = 1,5 \text{ кОм}$, $h_{113}^{(3)} = 0,5 \text{ кОм}$, имеем $K_{p1} \approx 17$.

Усиление второго дифференциального каскада

$$K_{p2} = 0,5 h_{213}^{(3)} R_{K4} / h_{113}^{(3)}.$$

Считая $h_{213}^{(3)} = 80$, $R_{K4} = 0,82 \text{ кОм}$, $h_{113}^{(3)} = 0,5 \text{ кОм}$, имеем $K_{p2} \approx 65$.

Сравнивая коэффициенты усиления схем на рис. 10.1 и 10.7, замечаем, что коэффициент усиления дифференциального усилителя значительно больше.

Благодаря применению ряда схемных решений, описываемых в следующем параграфе, двухкаскадный дифференциальный усилитель в интегральном исполнении при значительно меньшем потреблении тока имеет значительно большие входное сопротивление и усиление каждого из дифференциальных каскадов и всего усилителя, чем только что описанная схема.

Усиление первого каскада усилителя в интегральном исполнении увеличивается в результате замены коллекторных резисторов R_{K1} и R_{K2} активными нагрузками, имеющими сравнительно небольшое сопротивление для постоянного

тока и огромное сопротивление для переменного тока. Активные нагрузки аналогичны транзистору, применяемому в качестве сопротивления переменному току и рассмотренному ранее.

Применение активных нагрузок приводит к сложению переменных токов левого и правого транзисторов, когда применяется несимметричный выход, тогда как в схеме на рис. 10.7 переменное напряжение на коллекторе VT_3 не используется, что приводит к уменьшению усиления.

Но главное преимущество, как это было подчеркнуто ранее, заключается в том, что дифференциальный усилитель в интегральном исполнении имеет на 2—3 порядка меньший дрейф нуля.

10.5. ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМНЫХ РЕШЕНИЙ

В микросхемах применяется ряд схемных решений, позволяющих благодаря дополнительным транзисторам уменьшить сопротивления реальных резисторов и получить большие динамические сопротивления, избавиться от фильтрующих и развязывающих конденсаторов, а также иметь другие преимущества, например независимость постоянных токов от изменения температуры.

Токвые зеркала. На рис. 10.8 приведены схемы генераторов стабильного тока типа «токовое зеркало». Ток $I_{зд}$ задается от источников питания $+U_n$ и $-U_n$ через достаточно большое сопротивление $R_{зд}$. Этот ток для схемы на рис. 10.8, а $I_1 = (U_n + U_n - u_{БЭ1})/R_{зд}$.

Все транзисторы в схемах на рис. 10.8 идентичны. Поэтому базовые токи левых и правых транзисторов примерно одинаковы. Ток для схемы на рис. 10.8, а

$$I_1 = I_{К1} + I_{Б1} + I_{Б2} = (h_{21Э(1)} + 1) I_{Б1} + I_{Б2}.$$

Ток I_2 , как это видно из схемы на рис. 10.8, а, равняется $I_{К2} = h_{21Э(2)} I_{Б2}$. Таким образом, отношение токов

$$I_2/I_1 = h_{21Э(2)} / [(h_{21Э(1)} + 1) (I_{Б1}/I_{Б2}) + 1] \quad (10.18)$$

близко к единице только при равенстве $I_{Б1}$ и $I_{Б2}$, равенстве $h_{21Э(1)}$ и $h_{21Э(2)}$ и большом их значении по сравнению с единицей.

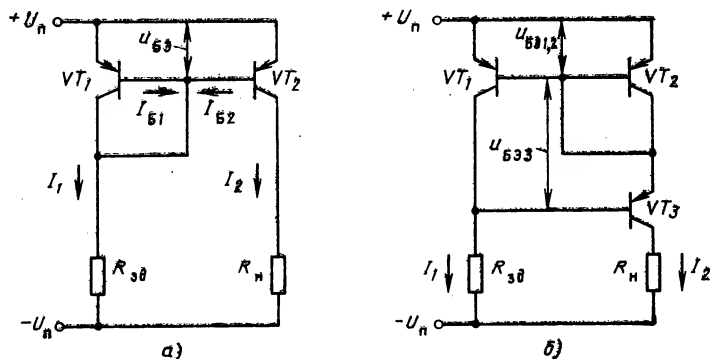


Рис. 10.8. Генераторы стабильного тока типа «токовое зеркало»:

а — обычное; б — усовершенствованное

Недостатком схемы на рис. 10.8, а является не только то, что отношения токов отличаются от единицы, но и то, что это зависит от сопротивления нагрузки. В самом деле, $I_2 = I_{K2}$ вследствие эффекта модуляции базы зависит от напряжения коллектор—эмиттер транзистора VT_2 и, следовательно, зависит от сопротивления R_n .

Схема на рис. 10.8, б называется усовершенствованным токовым зеркалом, в котором почти устранена зависимость тока I_2 от сопротивления нагрузки R_n благодаря тому, что транзистор VT_3 работает при постоянном напряжении базы, что соответствует схеме с ОБ.

Задающий ток в схеме на рис. 10.8, б $I_1 = I_{K1} + I_{B3}$. Ток, задаваемый в нагрузку, $I_2 = I_{K2} + I_{B1} + I_{B1} - I_{B3}$. Все токи, входящие в I_1 и I_2 , не зависят от сопротивления нагрузки, так как задаются постоянными напряжениями $u_{БЭ1,2}$ и $u_{БЭ3}$. Следовательно, отношение I_2/I_1 не должно зависеть от сопротивления нагрузки. Конечно, пока $R_n < R_{зд}$ и пока транзисторы, к которым подключена нагрузка, не входят в режим насыщения.

Генераторы стабильного тока (см. рис. 10.8) обеспечивают отношение токов I_2/I_1 , близкое к единице, и поэтому носят название токового зеркала. Во многих случаях требуется задавать соотношение между токами, отличающееся от единицы, и притом во много раз. Например, часто требуется стабилизировать очень малый ток смещения, не прибегая к формированию в микросхеме сопротивлений очень больших значений. Для этого используется схема на рис. 10.9. Ее главное достоинство в том, что при сравнительно небольших сопротивлениях R_1 и R_2 можно получить очень малый стабильный ток I_2 в несколько микроампер.

Ток

$$I_1 = (U_{п1} + U_{п2} - u_{БЭ})/R_1 = I_s \exp(u_{БЭ1}/\gamma U_T).$$

Ток

$$I_2 = I_s \exp(u_{БЭ2}/\gamma U_T).$$

Логарифмируя оба равенства и вычитая из верхнего равенства нижнее, получаем

$$R_2 = \frac{\gamma U_T}{I_2} \ln \left[\frac{(U_{п1} + U_{п2}) - u_{БЭ1}}{R_1 I_2} \right]. \quad (10.19)$$

Пример Пусть $\gamma = 1$; $U_T = 0,025$ В; $U_{п1} + U_{п2} = 30$ В; $u_{БЭ1} = 0,7$ В; $R_1 = 40$ кОм; $I_2 = 20$ мкА.

Тогда

$$R_2 = [(1 \cdot 25 \cdot 10^{-3}) / (20 \cdot 10^{-6})] \ln [(30 - 0,7) / (4 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-5})] = 4,5 \text{ кОм}.$$

Следовательно, при сравнительно небольших сопротивлениях R_1 и R_2 можно получить очень малый стабильный ток I_2 . При этом

$$I_1 = [(U_{п1} + U_{п2}) - u_{БЭ1}] / R_1 = 29,3 / 40 \approx 0,73 \text{ мА}.$$

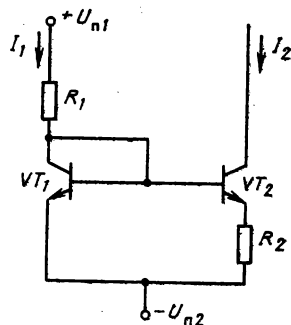


Рис. 10.9. Токовое зеркало, применяемое для стабилизации малого тока

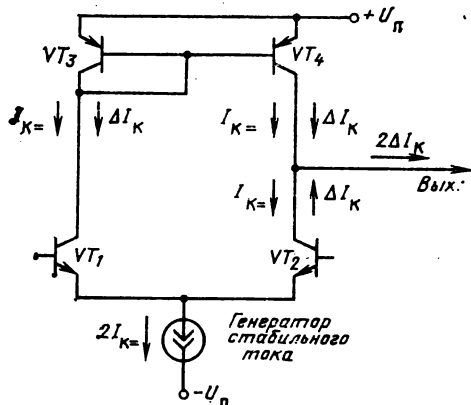


Рис. 10.10. Токовое зеркало, применяемое в качестве активной нагрузки

Активные нагрузки. В качестве активной нагрузки для дифференциальных усилителей можно использовать токовое зеркало (рис. 10.10). Если $I_{K1} = I_{K2} = \Delta I_K$ — ток коллектора левого транзистора предполагаемого дифференциального усилителя и ток $I_{K2} = I_{K1} = \Delta I_K$ — ток коллектора правого транзистора, то для равенства токов левой и правой ветвей токового зеркала на выходе схемы должен течь ток $2\Delta I_K$, используемый для раскачки следующего каскада. Таким образом, дифференциальный усилитель с

активной нагрузкой может иметь несимметричный выход, в котором складываются приращения коллекторных токов левого и правого транзисторов.

Схемы сдвига уровня напряжения. В микросхемах применяется ряд схем сдвига уровня напряжения, понижающих или повышающих постоянный потенциал некоторых точек. Основное требование к таким схемам — изменение постоянного потенциала на требуемую величину при минимальном изменении переменного потенциала.

На рис. 10.11 приведены основные схемы сдвига уровня напряжения. Схема на рис. 10.11, а создает сдвиг $u_{вх} - u_{вых} = u_{БЭ1} + RI$, при этом в отсутствие нагрузки нет падения переменного напряжения. Емкость C компенсирует емкость коллекторной цепи генератора стабильного тока. Условие компенсации $RC = R_{вых}C_{вых}$, где $R_{вых}$ — выходное сопротивление генератора стабильного тока с учетом сопротивления нагрузки; $C_{вых}$ — выходная емкость.

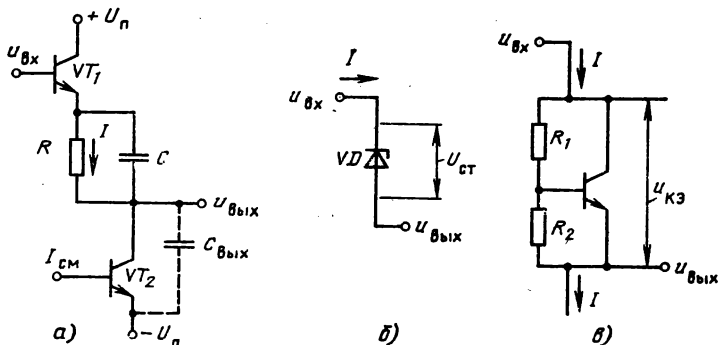


Рис. 10.11. Основные схемы сдвига уровня напряжения:

а — с эмиттерным повторителем и генератором стабильного тока; б — со стабилитроном; в — с транзистором, изменяющим потенциальный сдвиг при изменении отношения R_1/R_2

Схема на рис. 10.11, б обеспечивает сдвиг уровня напряжения на величину стабилизирующего напряжения диода, смещенного в обратном направлении. Роль диода в микросхемах обычно выполняет транзистор, включенный по схеме эмиттерного диода, смещенного в обратном направлении. Пробой такого диода, используемый для сдвига уровня напряжения, обычно происходит при напряжении 6—7 В. Недостатком схемы со стабилитроном являются шумы, обусловленные нестабильностью тока пробоя, особенно при малом токе.

Схема на рис. 10.11, в позволяет получать сдвиг в довольно широких пределах за счет изменения отношения R_1/R_2 .

В самом деле, считая ток базы $I_G = 0$, имеем $(R_1 + R_2)/R_2 = u_{кэ}/u_{БЭ}$. Отсюда

$$u_{кэ} = (1 + R_1/R_2) u_{БЭ}. \quad (10.20)$$

Эту схему иногда называют «умножителем $u_{БЭ}$ » или «переменным стабилитроном».

Кроме описанных выше схем для потенциального сдвига применяют один или несколько диодов, включенных последовательно и смещенных в прямом направлении.

Супербета-транзисторы. В операционных усилителях, описываемых ниже, желательно иметь возможно более высокое входное сопротивление первого каскада дифференциального усилителя. Для этого можно применять полевые транзисторы, схемы Дарлингтона и супербета-транзисторы. Причем наименьший температурный дрейф нуля примерно 2—3 мВ/К получается при использовании супербета-транзисторов, имеющих высокий коэффициент передачи тока $h_{21э} = 1000$ —5000 при малых токах коллектора порядка 10 мкА. При этом входное сопротивление $R_{вх.диф} \approx h_{11э} \approx 25h_{21э}/I_K$ при $h_{21э} = 5000$ равно 12,5 МОм.

Супербета-транзисторы имеют очень тонкую базу и малое напряжение пробоя $U_{кэ0 гр} = 3$ —5 В. Поэтому в микросхемах с супербета-транзисторами с помощью делителей напряжения на резисторах или с помощью других транзисторов предусматривается ограничение максимального напряжения коллектор—эмиттер.

10.6. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционным усилителем принято называть усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и одноканальным выходом, характерный высоким коэффициентом усиления, а также большим входным и малым выходным сопротивлениями. Он почти всегда используется с внешней глубокой отрицательной обратной связью, определяющей его результирующие характеристики.

Операционные усилители выпускаются в виде полупроводниковых интегральных микросхем и применяются не только для выполнения математических операций, благодаря чему они получили свое название. Все чаще они используются в радиоэлектронных устройствах различного назначения [8, 9]. Этому способствует их низкая стоимость, близкая к стоимости отдельных транзисторов.

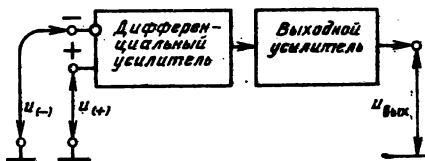


Рис. 10.12. Структурная схема операционного усилителя

Структурная схема операционного усилителя приведена на рис. 10.12. Как видно из схемы, первый каскад, а иногда и второй являются дифференциальными усилителями. Поэтому у операционного усилителя, показанного на рис. 10.12, имеются два входа: инвертирующий (обозначен знаком «-») и неинвертирующий (обозначен знаком «+»).

На рис. 10.13, а показано обычно применяемое условное графическое обозначение операционного усилителя, а на рис. 10.13, б — его эквивалентная схема. Входная цепь операционного усилителя представлена на рис. 10.13, б одним сопротивлением $R_{вх}$. Более точное представление о входной цепи операционного усилителя дает схема на рис. 10.13, в. Обычно входным каскадом операционного усилителя является дифференциальный усилитель. Сопротивление между его замкнутыми входами и землей при подаче на его входные зажимы однофазного сигнала равно $R_{сф}$. С другой стороны, для разностного сигнала входное сопротивление между входами усилителя равно $R_{диф}$.

В дифференциальном усилителе $R_{диф} \approx 2h_{11a}$, а $R_{сф}$ примерно того же порядка, что и величина $1/h_{22б}$. Ввиду того, что при этом $R_{сф} \gg R_{диф}$, в схеме на рис. 10.13, в можно пренебречь сопротивлениями $2R_{сф}$ и таким образом получить схему на рис. 10.13, б.

Если же на входах дифференциального каскада включены эмиттерные повторители, то $R_{диф}$ и $R_{сф}$ одного порядка, но так как они очень велики, то вопрос о том, какая схема более точна в этом случае, не имеет большого значения.

Выходная цепь операционного усилителя представлена на рис. 10.13, б выходным эквивалентным генератором, развивающим напряжение, пропорциональное внутреннему коэффициенту усиления K_v и разности напряжений на неинвертирующем и инвертирующем входах. Выходной генератор имеет сопротивление $R_{вых}$.

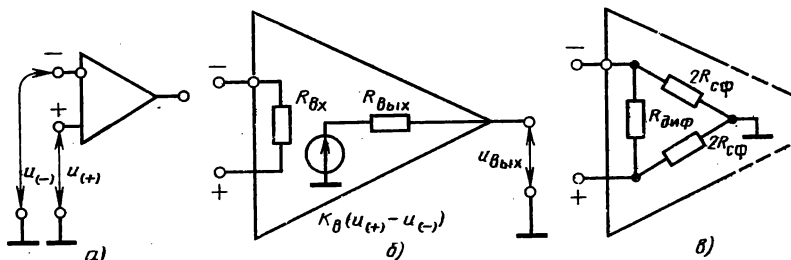


Рис. 10.13. Операционный усилитель:

а — условное обозначение; б — эквивалентная схема; в — более точная схема входной цепи

Начальные входные и выходные напряжения операционных усилителей относительно земли равны нулю. Это позволяет непосредственно соединять операционные усилители каскадно, не применяя разделительных конденсаторов. Равенство нулю выходных напряжений достигается применением двух источников питания, имеющих относительно земли одинаковые по величине положительное и отрицательное напряжения. Обычно применяются источники питания, имеющие номинальное напряжение $\pm 6,3$ и $12,6$ В, с допуском по напряжению ± 5 — 10 %. Применяют также источники напряжением ± 15 и ± 18 В. Источники питания должны иметь высокую стабильность напряжения и малое выходное сопротивление. Последнее необходимо для отсутствия обратной связи через цепи питания между каскадами, образующими операционный усилитель.

10.7. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В качестве примера рассмотрим принципиальные схемы двух операционных усилителей.

Операционный усилитель К140УД1. На рис. 10.14 показана схема одного из самых простых, но надежных операционных усилителей, — усилителя К140УД1. Усилитель имеет два дифференциальных каскада. В качестве эмиттерного сопротивления транзисторов $VT1$ и $VT2$ используется транзистор $VT3$.

Эмиттерный ток транзистора $VT3$ задается с помощью транзистора $VT6$.

Операционный усилитель К140УД1 выпускается в трех модификациях: А, Б и В. Микросхема А имеет номинальные напряжения питания $+6,3$ и $-6,3$ В. Микросхемы Б и В — соответственно $\pm 12,6$ В. Допустимые отклонения напряжения питания от номинальных значений ± 5 %. Для микросхемы

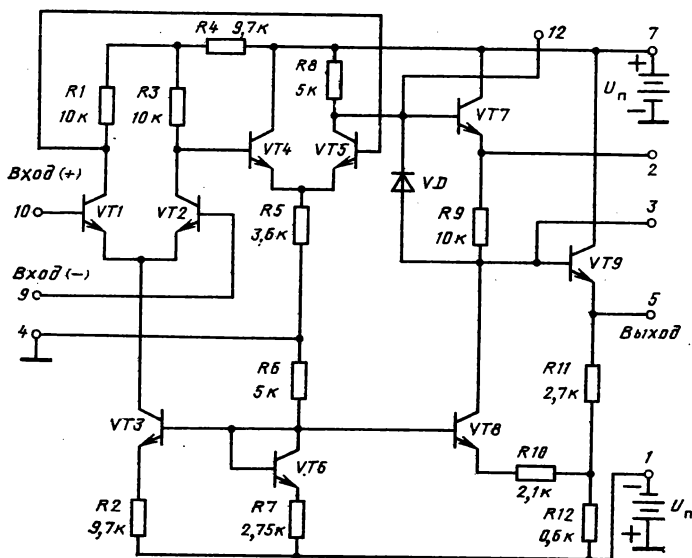


Рис. 10.14. Принципиальная схема усилителя К140УД1

К 140УД1В определим режим по постоянному току при номинальных значениях напряжений питания.

$$\text{Коллекторный ток транзистора } VT6 \quad I_{K6} = (U_{II} - u_{БЭ6}) / (R_6 + R_7) = \\ = (12,6 - 0,7) / 7,75 = 1,54 \text{ мА.}$$

Отношение эмиттерных токов транзисторов $VT3$ и $VT6$ обратно пропорционально отношению их эмиттерных сопротивлений. Следовательно, $I_{Э3} = \\ = R_7 I_{Э6} / R_2 = 2,75 \cdot 1,54 / 9,7 = 0,436 \text{ мА}$, откуда $I_{Э1} = I_{Э2} = I_{Э3} / 2 = \\ = 0,218 \text{ мА}$.

Из паспортных данных микросхемы известно, что $I_{BX1} = I_{BX2} = 9 \text{ мкА}$. Следовательно, $h_{213}^{(1)} + 1 = h_{213}^{(2)} + 1 = I_{Э1} / I_{BX1} = 218 / 9 \approx 24$. Входное сопротивление для дифференциального сигнала $(R_{ВХ} / 2) \approx h_{213}^{(1)} \cdot 25 / I_{K1} = \\ = 23 \cdot 25 / 0,2 = 2870 \text{ Ом} = 2,87 \text{ кОм}$.

Напряжение на коллекторе $VT2$ относительно земли

$$U_{K2} = U_{II} - (I_{K2} R_3 + I_{K1} R_4 + I_{K2} R_4) = 12,6 - 2,1 (10 + 2 \cdot 9,7) = 6,4 \text{ В.}$$

Напряжение на эмиттере $VT4$

$$U_{Э4} = U_{K2} - u_{БЭ4} = 6,4 - 0,7 = 5,7 \text{ В.}$$

Сумма эмиттерных токов транзисторов $VT4$ и $VT5$

$$I_{Э4} + I_{Э5} = 5,7 / 3,6 = 1,58 \text{ мА,}$$

откуда $I_{Э5} = 0,79 \text{ мА}$.

Напряжение коллектора $VT5$

$$U_{K5} = U_{II} - I_{K5} R_8 = 12,6 - 0,79 \cdot 5 = 12,6 - 3,9 = 8,7 \text{ В.}$$

Для сдвига уровня этого постоянного напряжения до нуля на выходном зажиме 5 падение напряжения на эмиттерном сопротивлении транзистора $VT7$ должно равняться

$$\Delta U = U_{K5} - U_{БЭ7} - U_{БЭ9} = 8,7 - 1,4 - 7,3 \text{ В.}$$

Следовательно, эмиттерный ток транзистора $VT7$

$$I_{Э7} = \Delta U / R_9 = 7,3 / 10 = 0,73 \text{ мА.}$$

Пренебрегая током базы транзистора $VT9$, считаем $I_{K8} = I_{Э7} = 0,73 \text{ мА}$. Чтобы найти эмиттерный ток $VT9$, нужно знать потенциал правого конца резистора $R10$. Этот потенциал равен $- I_{K6} R_6 - U_{БЭ8} - I_{Э8} R_{10} = - 1,54 \times \\ \times 5,0 - 0,7 - 0,73 \cdot 2,1 = - 7,7 - 0,7 - 1,53 = - 9,93 \text{ В}$. Откуда эмиттерный ток транзистора $VT9$

$$I_{Э9} = 9,93 / 2,7 = 3,66 \text{ мА.}$$

Сумма токов

$$I_{Э8} + I_{Э9} = 0,73 + 3,66 \approx 4,4 \text{ мА.}$$

Падение напряжения на $R12$

$$(I_{Э8} + I_{Э9}) R_{12} = 4,4 \cdot 0,6 = 2,64 \text{ В.}$$

Общее падение напряжения на двух сопротивлениях в цепи эмиттера $VT9$

$$9,93 + 2,64 = 12,57 \text{ В.}$$

На самом деле оно равно 12,6 В, что указывает на достаточно высокую точность расчета режима операционного усилителя по постоянному току.

Операционный усилитель $\mu A741$. На рис. 10.15 показана схема одного из самых распространенных операционных усилителей $\mu A741$ фирмы Фейрчайлд.

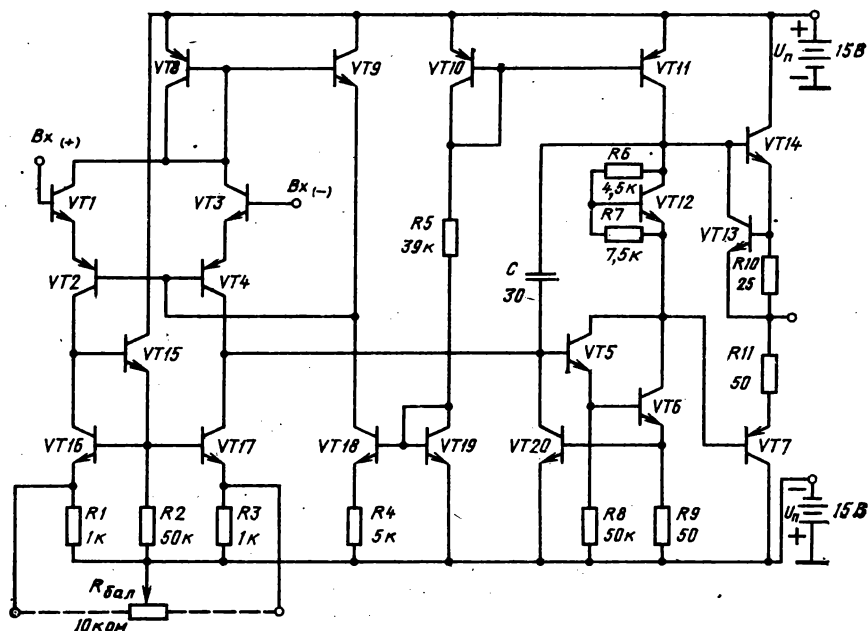


Рис. 10.15. Принципиальная схема усилителя $\mu A741$

Имея довольно простую схему со сравнительно малым числом транзисторов, усилитель обладает большим коэффициентом усиления и высоким входным сопротивлением.

Описание схемы. Транзисторы $VT1$ и $VT3$ являются эмиттерными повторителями. Их нагрузкой служат эмиттеры транзисторов $VT2$ и $VT4$, включенных по схеме с ОБ. Базы транзисторов $VT2$ и $VT4$ соединены вместе и «заземлены» на плюс верхнего источника питания через малое выходное сопротивление со стороны эмиттера транзистора $VT9$. Суммарный базовый ток транзисторов $VT2$ и $VT4$, примерно равный 10 мкА, задается токовыми зеркалами на транзисторах $VT8$, $VT9$ и $VT18$, $VT19$. Этот ток равен разности коллекторного тока транзистора $VT18$ и эмиттерного тока транзистора $VT9$. Схема имеет свойство авторегулирования. При увеличении суммы коллекторных токов транзисторов $VT1$ и $VT3$ напряжение база — эмиттер транзистора $VT8$ увеличивается, что приводит к увеличению эмиттерного тока транзистора $VT9$, уменьшающего сумму базовых токов транзисторов $VT2$ и $VT4$, так как эмиттерный ток $I_{э9}$ вычитается из стабильного коллекторного тока транзистора $VT18$.

Нагрузкой транзисторов $VT2$ и $VT4$ служит активная нагрузка, образованная транзисторами $VT15$ — $VT17$.

Сумма приращений коллекторных токов транзисторов $VT2$ и $VT4$ снимается с коллектора $VT4$ и подается на базу транзистора $VT5$, образующего вместе с транзистором $VT6$ каскад по схеме Дарлингтона. Их коллекторной нагрузкой является генератор стабильного тока на транзисторах $VT10$ и $VT11$. Цепочка, состоящая из транзистора $VT12$ и резисторов $R6$ и $R7$, создает постоянное напряжение между базами и эмиттерами выходных транзисторов $VT14$ и $VT7$. Эта схема сдвига уровня напряжения соответствует рис. 10.11, в. Согласно выражению (10.20) сдвиг уровня напряжения

$$u_{БЭ12} (1 + R_6/R_7) = 0,7 (1 + 4,5/7,5) = 1,12 \text{ В.}$$

Таким образом, напряжение база — эмиттер каждого из транзисторов $VT14$ и $VT7$ составляет 0,56 В, что соответствует их работе в режиме В.

Транзистор $VT13$ вместе с резистором $R10$ защищает транзистор $VT14$ от перегрузки. Увеличение эмиттерного тока транзистора $VT14$ выше некоторого предельно допустимого значения; например при замыкании выхода на землю, создает на резисторе $R10$ напряжение база—эмиттер для транзистора $VT13$, отпирающее его. Отпирание транзистора $VT13$ уменьшает базовый ток транзистора $VT14$, предохраняя его от перегрузки.

Считая, что транзистор $VT13$ отпирается при напряжении $u_{БЭ} = 0,5$ В, получаем, что максимальная амплитуда эмиттерного тока транзистора $VT14$ равна 20 мА.

Аналогичную роль выполняют транзистор $VT20$ и резистор $R9$, защищая схему Дарлингтона от перегрузки. В самом деле, например, при замыкании выхода усилителя на плюс верхнего источника питания увеличится напряжение на эмиттере транзистора $VT7$. Так как напряжение базы не может отличаться от напряжения эмиттера больше чем на 0,7—0,8 В, то при этом увеличится напряжение на базе транзистора $VT7$ и коллекторе $VT6$. Увеличение его эмиттерного тока открывает транзистор $VT20$.

Емкость $C = 30$ пФ служит для частотной коррекции усилителя, объясняемой в § 10.10. Выходной каскад является эмиттерным повторителем на комбинированных транзисторах $VT14$ и $VT7$. Его работа описывается в следующей главе.

10.8. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Идеальный операционный усилитель. При анализе схем устройств, в которые входит операционный усилитель, можно получить значительные упрощения, если использовать представление об идеальном операционном усилителе. Идеальным называется операционный усилитель с входным сопротивлением для разностного сигнала $R_{вх} = \infty$, внутренним коэффициентом усиления напряжения $K_v = \infty$ и выходным сопротивлением $R_{вых} = 0$. Кроме того, предполагается, что коэффициент ослабления синфазного сигнала равен бесконечности. В реальных операционных усилителях стремятся максимально повысить входное сопротивление. Например, входными каскадами операционного усилителя часто являются эмиттерные или истоковые повторители, поэтому ответвлением тока во входное сопротивление усилителя можно пренебречь, если сопротивления, подключаемые параллельно входу усилителя, на несколько порядков меньше входного сопротивления.

Анализ схем включения операционного усилителя упрощается также и потому, что идеальный усилитель за счет бесконечно большого внутреннего коэффициента усиления и выходного сопротивления, равного нулю, развивает конечное напряжение на любой выходной нагрузке, отличной от нуля, при входном напряжении, равном нулю. Это дает возможность при анализе схем полагать напряжение между зажимами (+) и (−) равным нулю. Также равным нулю считают ток, ответвляющийся в бесконечно большое входное сопротивление.

Принцип виртуального замыкания. Изложенное выше соответствует принципу виртуального замыкания входных зажимов операционного усилителя (рис. 10.16). При виртуальном замыкании, как и при обычном, напряжение между замкнутыми зажимами равно нулю. Однако, в отличие от обычного замыкания, ток между виртуально

замкнутыми зажимами не течет, т. е. в виртуальное замыкание ток не ответвляется. Иначе говоря, для тока виртуальное замыкание эквивалентно разрыву цепи.

Инвертирующая схема. На рис. 10.17, а показана инвертирующая схема включения операционного усилителя. Применяя принцип виртуального замыкания, находим, что $I'_{вх} = (U'_{вх} - 0)/Z_1$, а выходное напряжение $U_{вых} = -I'_{вх}Z_{св} - 0$, откуда коэффициент передачи напряжения

$$K' = U_{вых}/U'_{вх} = -Z_{св}/Z_1. \quad (10.21)$$

Выражение (10.21) является точным лишь для идеального операционного усилителя. Для реального усилителя характерны погрешности. Первый источник погрешности заключается в предположении, что весь входной ток $I'_{вх}$ течет через сопротивление связи, тогда как часть тока ответвляется во входное сопротивление усилителя. Относительная погрешность

$$\frac{\Delta_1 K'}{K'} = -\frac{I_{вх}}{I_{св}} = -\frac{1/R_{вх}}{(1+K)/Z_{св}} = -\frac{Z_{св}}{R_{вх}(1+K)}.$$

Второй источник погрешности заключается в том, что через Z_1 течет ток, равный не $U_{вх}/Z_1$, а приблизительно равный $U_{вх}/[Z_1 + Z_{св}/(1+K)]$. Так как $Z_{св}/(1+K) \ll Z_1$, относительная погрешность определения коэффициента усиления

$$\Delta_2 K'/K' \approx -Z_{св}/Z_1(1+K).$$

Общая относительная погрешность определения коэффициента усиления по формуле (10.21) равна сумме относительных погрешностей:

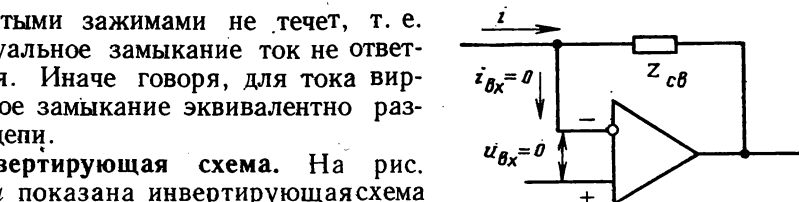


Рис. 10.16. Иллюстрация принципа виртуального замыкания

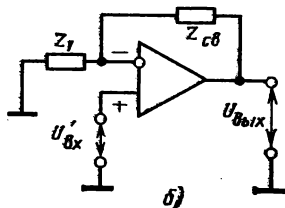
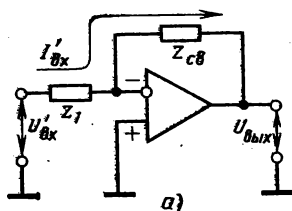


Рис. 10.17. Схемы включения операционного усилителя:
а — инвертирующая; б — неинвертирующая

$$\frac{\Delta K'}{K'} \approx \frac{\Delta_1 K'}{K'} + \frac{\Delta_2 K'}{K'} \approx -\frac{Z_{св}}{(1+K)} \left(\frac{1}{R_{вх}} + \frac{1}{Z_1} \right), \quad (10.22)$$

где K — коэффициент усиления операционного усилителя, зависящий от внутреннего коэффициента усиления, выходного сопротивления и выходной нагрузки.

Эквивалентное сопротивление выходной нагрузки для схемы на рис. 10.17, а равно $Z_{н.эк} \approx Z_{св} \parallel Z_n$, где Z_n — сопротивление нагрузки на выходе усилителя.

Пример. Пусть $K_v = 5 \cdot 10^4$; $R_{вх} = 10$ кОм; $R_{вых} = 10^2$ Ом; $Z_1 = R_1 = 5$ кОм; $Z_{св} = R_{св} = 50$ кОм; $Z_n = R_n = 50$ кОм. По формуле (10.21) найдем, что коэффициент передачи напряжения $K' = -R_{св}/R_1 = -10$. Эквивалентное сопротивление нагрузки $R_{н.эк} \approx R_{св} \parallel R_n = 25$ кОм. Коэффициент усиления операционного усилителя с учетом нагрузки

$$K = K_v / (1 + R_{вых} / R_{н.эк}) = 5 \cdot 10^4 / (1 + 10^2 / 2,5 \cdot 10^4) \approx K_F = 5 \cdot 10^4.$$

По формуле (10.22) находим, что относительная погрешность определения коэффициента передачи $\Delta K' / K' = -0,03 \%$.

Из принципа виртуального замыкания следует, что входное сопротивление инвертирующей схемы $Z'_{вх} = Z_1$. Выходное сопротивление ввиду отрицательной обратной связи по напряжению уменьшается в $(1 + \beta K)$ раз:

$$Z'_{вых} = R_{вых} / (1 + \beta K), \quad (10.23)$$

где $\beta = Z'_1 / (Z_{св} + Z'_1)$; $Z'_1 = (Z_1 + R_i) \parallel R_{вх}$.

Преобразователь источника тока в источник напряжения. Инвертирующую схему включения можно использовать в качестве преобразователя источника тока в источник напряжения. Для этого в качестве Z_1 и $Z_{св}$ включают резисторы, имеющие активные сопротивления R_1 и $R_{св}$, а ко входу схемы подключают источник тока. Очевидно, что в этом случае $Z'_1 = R_{вх}$; $\beta \approx 1$; $Z'_{вых} = R_{вых} / (1 + K_v)$; $u_{вых} = -i_{вх} R_{св}$.

Так как выходное напряжение пропорционально входному току, а выходное сопротивление очень мало, схему называют преобразователем тока в напряжение.

Неинвертирующая схема. Неинвертирующая схема включения операционного усилителя показана на рис. 10.17, б. Напряжение с выхода усилителя подается на инвертирующий вход усилителя. Это напряжение обратной связи относительно земли $U_{(-)} = \beta U_{вых}$, где $\beta = Z_1 / (Z_1 + Z_{св})$.

Напряжение на выходе усилителя

$$U_{вых} = K(U_{(+)} - U_{(-)}) = K(U_{вх} - \beta U_{вых}),$$

откуда $U_{вых} = K U'_{вх} / (1 + \beta K)$.

Следовательно, коэффициент усиления неинвертирующей схемы включения

$$K' = \frac{U_{\text{вых}}}{U'_{\text{вх}}} = \frac{1}{\beta + 1/K} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + 1/\beta K}. \quad (10.24)$$

При $|\beta K| \gg 1$

$$K' \approx 1/\beta = 1 + Z_{\text{св}}/Z_1. \quad (10.25)$$

Выражение (10.24) является точным. Согласно приближенной формуле (10.25) и в соответствии с (10.24) относительная погрешность определения

$$\Delta K'/K' = -1/\beta K. \quad (10.26)$$

Из рис. 10.17, б видно, что в схеме имеет место последовательная обратная связь по напряжению, при которой входное сопротивление

$$R'_{\text{вх}} \approx (1 + \beta K) R_{\text{вх}},$$

где $\beta \approx Z_1/(Z_1 + Z_{\text{св}})$.

Следует указать на то, что реальное входное сопротивление меньше, так как параллельно зажиму «+» подключено сопротивление, равное $2R_{\text{сф}}$ (см. рис. 10.13, в).

Повторитель напряжения. На рис. 10.18 показана схема повторителя напряжения, осуществленного на операционном усилителе. Положив в (10.25) $Z_{\text{св}} = 0$, а $Z_1 = \infty$, получим

$$K' \approx 1. \quad (10.27)$$

В соответствии с выражением (10.26) относительная погрешность

$$\Delta K'/K' = -1/K. \quad (10.28)$$

Для определения входного сопротивления повторителя напряжения воспользуемся эквивалентной схемой, показанной на рис. 10.19, а. Она получается из схем на рис. 10.13, б и 10.18. Для схемы рис. 10.19, а

$$R'_{\text{вх}} = \frac{U'_{\text{вх}}}{I'_{\text{вх}}} = R_{\text{вх}}(1 + K_{\text{в}}) + R_{\text{вых}} \frac{R_{\text{н}} - K_{\text{в}} R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{н}}}. \quad (10.29)$$

Обычно всегда выполняется условие $R_{\text{н}} \gg R_{\text{вых}}$, поэтому

$$R'_{\text{вх}} \approx (1 + K_{\text{в}}) R_{\text{вх}}. \quad (10.30)$$

Входное сопротивление повторителя напряжения $R'_{\text{вх}}$, определенное из выражений (10.29) и (10.30), очень высоко. Однако следует учесть, что они выведены на основании приближенной схемы (см. рис. 10.13, б). Более точная схема входной цепи, приведенная на рис. 10.13, в, показывает, что между неинвертирующим входным зажимом и землей включено сопротивление $2R_{\text{сф}}$, параллельное сопротивлению $R'_{\text{вх}}$.

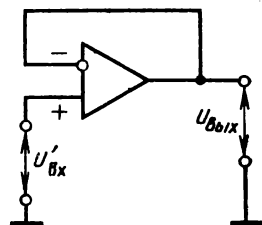


Рис. 10.18. Повторитель напряжения

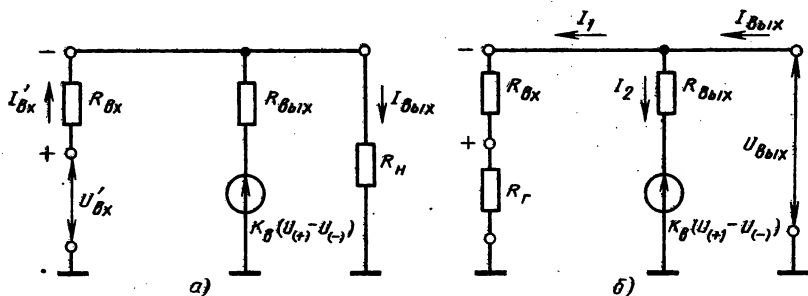


Рис. 10.19. Схемы для определения сопротивлений повторителя напряжения:

а — входного; б — выходного

Для определения выходного сопротивления повторителя напряжения воспользуемся эквивалентной схемой на рис. 10.19, б. Эта схема получается из схемы на рис. 10.19, а, в которой вместо входного напряжения $U'_{вх}$ включено сопротивление источника этого напряжения $R_{г'}$, а на выходе схемы включено напряжение $U_{вых}$.

Можно показать, что выходное сопротивление повторителя равно параллельному соединению двух сопротивлений:

$$Z'_{вых} = (R_{вх} + R_{г'}) \parallel R_{вых} / (1 + \beta' K_{в}),$$

$$\text{где } \beta' = R_{вх} / (R_{вх} + R_{г'}). \quad (10.31)$$

Так как первое сопротивление много больше второго, можно считать

$$R'_{вых} \approx R_{вых} / (1 + \beta' K_{в}). \quad (10.32)$$

Пример. Пусть $R_{вых} = 10^2$ Ом; $K_{в} = 5 \cdot 10^4$; $R_{вх} = 10$ кОм; $R_{г'} = 10$ кОм.

По формуле (10.31) находим $\beta' = 0,5$. Согласно (10.32) $R'_{вых} \approx 10^2 / (1 + 0,5 \cdot 5 \cdot 10^4) \approx 10^2 / 2,5 \cdot 10^4 = 4 \cdot 10^{-3}$ Ом.

Столь малое выходное сопротивление позволяет включать на выходе повторителя напряжения очень малые сопротивления нагрузки $R_{н}$ без заметного уменьшения коэффициента передачи. Однако следует иметь в виду, что при нагрузках, уже соизмеримых даже не с $R'_{вых}$, а с $R_{вых}$, наблюдается амплитудное ограничение, обусловленное ограничением выходных токов выходных транзисторов. Поэтому для операционных усилителей часто указывают минимально допустимое сопротивление нагрузки: $R_{н \min} = 0,5 - 2$ кОм.

Интегратор. Схема интегратора показана на рис. 10.20. При приложении ко входу напряжения $u'_{вх}$ в соответствии с принципом виртуального замыкания можно считать, что ток через резистор R равен $u'_{вх} / R$. Этот ток заряжает конденсатор C и создает на нем напряжение, одновременно являющееся выходным:

$$u_{вых} = -\frac{1}{RC} \int u'_{вх} dt. \quad (10.33)$$

Дифференциатор. Схема дифференциатора показана на рис. 10.21. Напряжение на входе в силу принципа виртуального замыкания является напряжением на конденсаторе. Заряжающий конденсатор ток

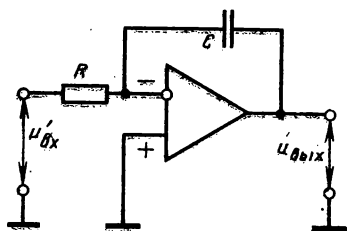


Рис. 10.20. Интегратор

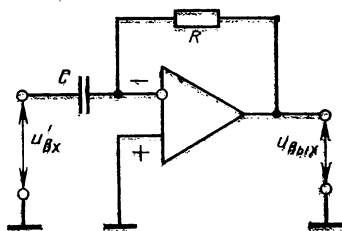


Рис. 10.21. Дифференциатор

$i = Cdu'_{вх}/dt$. Этот ток, не заходя в усилитель, полностью проходит через сопротивление R , создавая на нем напряжение, являющееся выходным:

$$u_{вых} = -RCdu'_{вх}/dt. \quad (10.34)$$

Логарифмирующие схемы. Для выполнения логарифмирования и обратной операции — антилогарифмирования — применяются операционные усилители, в которых роль сопротивления $Z_{св}$ или Z_1 выполняют диоды с плоскостным $p-n$ -переходом.

Известно, что вольт-амперная характеристика $p-n$ -перехода определяется равенством

$$i_d \approx I_s \exp(u_d/U_T), \quad (10.35)$$

достаточно точным при $u_d > (3 - 4)U_T$.

Логарифмируя это равенство, получаем

$$u_d \approx U_T \ln(i_d/I_s). \quad (10.36)$$

На рис. 10.22 показана логарифмирующая схема, в которой используется эмиттерный диод. Ток через сопротивление R , являющийся также и током через диод, $i_d = u'_{вх}/R$.

Напряжение на выходе

$$u_{вых} = -u_d \approx -U_T \ln(u'_{вх}/RI_s). \quad (10.37)$$

Суммируя выходные напряжения нескольких логарифмических усилителей, можно получить сумму логарифмов от нескольких напряжений, равную логарифму произведения этих напряжений. Обратную

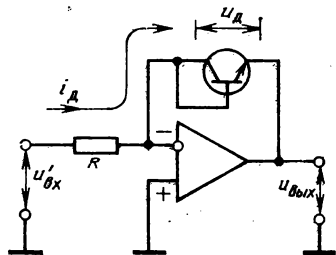


Рис. 10.22. Логарифмирующая схема

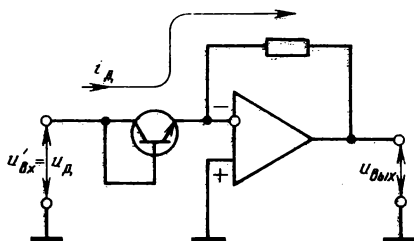


Рис. 10.23. Антилогарифмирующая схема

операцию — нахождение произведения по логарифму — можно осуществить с помощью антилогарифмирующей схемы (рис. 10.23).

Напряжение на диоде равно входному напряжению. Ток через диод определяется равенством (10.35), откуда напряжение на выходе схемы

$$u_{\text{вых}} = -i_{\text{д}} R \approx -RI_s \exp(u'_{\text{вх}}/U_T). \quad (10.38)$$

Применение логарифмирующих схем позволяет осуществить простые аналоговые умножители и делители.

10.9. ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Операционный усилитель, как и всякий усилитель, характеризуется максимальной частотой, соответствующей определенному уровню усиления. Чаще всего операционный усилитель характеризуют частотой, при которой модуль коэффициента усиления напряжения равен единице (0 дБ). Эту частоту называют *частотой единичного усиления* f_1 .

Частотные свойства операционного усилителя характеризуют также максимальной скоростью нарастания выходного напряжения, равной максимальной скорости изменения напряжения на выходе (В/мкс) при приложении ко входу максимального ступенчатого напряжения, при котором установившееся напряжение на выходе близко к максимально допустимому.

Входной ток смещения. Обычно каждый входной зажим операционного усилителя соединяется через резисторы или непосредственно с общим проводом — землей, причем даже при отсутствии сигнала на входных зажимах усилителя протекают входные токи $I_{\text{вх1}}$ и $I_{\text{вх2}}$, обычно несколько различающиеся. Поэтому входной ток характеризуют средним значением

$$I_{\text{БХ}} = (|I_{\text{вх1}}| + |I_{\text{вх2}}|)/2. \quad (10.39)$$

Даже равные входные токи $I_{\text{вх1}}$ и $I_{\text{вх2}}$ могут создать на входных зажимах разность напряжений, если они протекают через неравные сопротивления. Эта разность, будучи усиленной, создает на выходе напряжение в отсутствие сигнала на входе.

Для устранения разбалансировки схемы включения симметрируют, как это показано на рис. 10.24, а для схемы инвертирующего каскада, и на рис. 10.24, б для схемы повторителя.

Разность входных токов. Даже при симметричной схеме входных зажимов операционного усилителя неодинаковость входных токов в отсутствие сигнала создает на входе разностное напряжение, усиливаемое усилителем. Разностью входных токов называют ток, который нужно подать к одному из входных зажимов, чтобы напряжение на выходе привести к нулю. Разность входных токов обозначают $\Delta I_{\text{вх}}$. Обычно она не превышает нескольких микроампер, а чаще всего — долей микроампера.

Входное напряжение смещения. Вследствие неидеальности усилителя даже при одинаковых сопротивлениях, подключенных к вход-

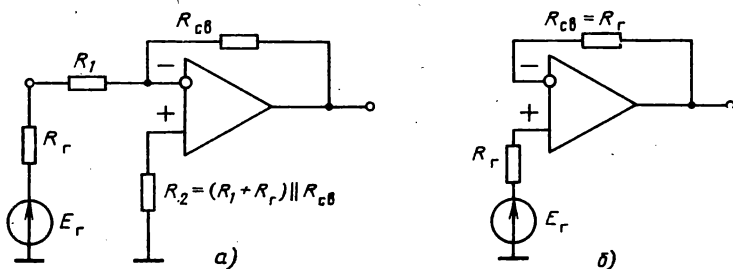


Рис. 10.24. Симметричные схемы включения:
а — инвертирующий усилитель; б — повторитель

ным цепям, и в отсутствие напряжения на входе на выходе усилителя появляется напряжение, отличное от нуля. Входным напряжением смещения $U_{см}$ называют напряжение, которое следует подать на входные зажимы усилителя, чтобы привести выходное напряжение к нулю. С помощью цепей балансировки обычно осуществляется подача входного напряжения смещения на один из входных зажимов усилителя. На рис. 10.15 штриховой линией показана схема балансировки усилителя $\mu A741$, осуществляемая без подачи входного напряжения смещения.

Температурный дрейф. Параметры операционных усилителей изменяются при изменении температуры окружающей среды. Обычно их

Таблица 10.1

Параметр	К140УД1В	К140УД5Б	К140УД7	$\mu A741$
$U_{см}$, мВ	± 17	± 5	± 4	± 1
$\Delta U_{см}$, мВ/°C	± 60	± 10	± 4	$\pm 1-5$
$I_{ВХ}$, мкА	9	5,1	0,4	0,2—0,5
$\Delta I_{ВХ}$, мкА	$\pm 2,5$	$\pm 1,5$	$\pm 0,05$	$\pm 0,03-0,2$
$\Delta \Delta I_{ВХ}$, нА/°C	∓ 20	± 10	—	—
K , не менее	8000	17 000	50 000	50 000
$K_{ос.сф}$, дБ, не менее	60	—	70	70
$U_{вых}^+$ В, не менее	6,0	—	11,5	12
$U_{вых}^-$ В, не менее	—5,7	—4,5	11,5	12
$v_{вых}$, В/мкс	0,4	—	0,3	0,5
$R_{ВХ}$, кОм, не менее	—	10	400	400
$R_{Н}$, кОм, не менее	5,05	—	2	2

Примечание. $\Delta I_{вх}$ — разность входных токов; $\Delta \Delta I_{вх}$ — приращение разности входных токов на 1°C; $v_{вых}$ — максимальная скорость нарастания выходного напряжения при воздействии на входе импульса максимального напряжения прямоугольной формы.

задают для нормальной температуры $+25^\circ\text{C}$, а также для максимальной и минимальной температур, допустимых для работы интегральной микросхемы.

На каждый из параметров усилителя может быть задан среднетемпературный дрейф. Наиболее важным параметром является температурный дрейф нуля, относимый ко входу схемы $\Delta U_{\text{см}}$, равный изменению напряжения смещения на 1°C ($\Delta U_{\text{см}}$ обычно измеряется в мкВ/ $^\circ\text{C}$).

Как указывалось ранее, обычный транзистор имеет температурное смещение входной характеристики около $2,5 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$. Благодаря применению дифференциальных каскадов на входе операционных усилителей $\Delta U_{\text{см}}$ уменьшается до $\Delta U_{\text{см}} = 60 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$, а в лучших операционных усилителях до $\Delta U_{\text{см}} \approx 1 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$.

В табл. 10.1 приведены параметры некоторых операционных усилителей.

10.10. ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Операционный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью, имеет коэффициент усиления

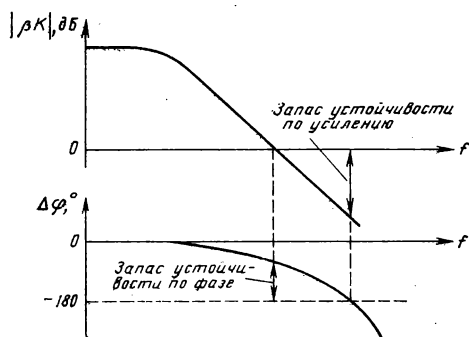
$$K' = K / (1 - \beta K) \approx -1/\beta. \quad (10.40)$$

Для области нижних и средних частот $\beta K < 0$ и обратная связь отрицательна. При возрастании частот модуль $|\beta K|$ уменьшается. На рис. 10.25 показаны характеристики Бодэ для модуля и дополнительного фазового сдвига петлевого усиления βK .

При некоторой частоте модуль $|\beta K| = 1$ (0 дБ); усилитель возбуждается, если дополнительный фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ при этом равен или больше 180° . Если дополнительный фазовый сдвиг не достигает 180° , то имеется запас устойчивости по фазе. Обычно считают желательным, чтобы запас устойчивости по фазе был не менее 45° .

Усиление петли обратной связи βK можно представить в виде

$$\beta K = \frac{K}{1/\beta} = \frac{\text{Усиление при разомкнутой связи}}{\text{Усиление при замкнутой связи}}, \quad (10.41)$$



где числитель характеризует усиление усилителя при разомкнутой обратной связи, а знаменатель — усиление усилителя при замкнутой связи.

Рис. 10.25. Характеристики Бодэ (в логарифмическом масштабе по оси f) для усилителя, охваченного отрицательной обратной связью

Логарифмируя, получаем очевидное равенство

$$20 \lg (\beta K) = 20 \lg K -$$

$$- 20 \lg (1/\beta) = K - K', \quad (10.42)$$

где K и K' в децибелах.

Это равенство иллюстрирует рис. 10.26, на котором верхняя кривая является идеализированной амплитудно-частотной характеристикой усилителя, имеющего три полюса, обозначенных цифрами 1, 2 и 3. Нижняя кривая представляет идеализированную фазочастотную характеристику. Фазовый сдвиг для частоты доминирующего полюса f_{p1} равен -45° . У идеализированной фазочастотной характеристики при логарифмическом масштабе частоты фазовый сдвиг изменяется линейно влево и вправо на одну декаду от каждого полюса, а затем остается постоянным, достигая нуля слева и 90° справа. Для наглядности частоты полюсов достаточно разнесены. Если частоты полюсов сблизить, то суммарная крутизна фазочастотной характеристики увеличится.

Пересечение горизонтальной линии, проведенной на верхнем рисунке, на уровне $|1/\beta|$ и амплитудно-частотной характеристики дает точку A , для которой усиление петли обратной связи $|\beta K| = 1$ (0 дБ). Из рис. 10.26 видно, что точке A соответствует фазовый сдвиг, больший 180° , поэтому усилитель возбуждается.

Если горизонтальную линию $|1/\beta|$ провести выше, то точка A сместится влево и фазовый сдвиг можно сделать меньше 180° , что приведет к устойчивости усилителя.

Отсюда можно сделать вывод, что устойчивость усилителя повышается, когда β уменьшается и усиление усилителя с обратной связью увеличивается. Следовательно, наиболее опасный случай, когда $\beta = 1$ (0 дБ) и горизонтальная линия $|1/\beta|$ проходит на уровне оси абсцисс.

Если понизить частоту доминирующего полюса f_{p1} , сделав ее равной f'_{p1} (см. рис. 10.26), то амплитудно-частотная характеристика, показанная на рис. 10.26 наклонной штриховой линией, пройдет ниже и пересечет горизонтальную линию, проведенную на уровне $|1/\beta|$ в точке A' , которая расположена левее точки A пересечения прежней характеристики. Нетрудно заметить, что точка A' соответствует фазовому сдвигу меньше 180° , откуда следует устойчивость усилителя.

Коррекция подключением RC-цепи. Одним из методов повышения устойчивости операционных усилителей, наиболее широко применяемым, является подключение последовательно соединенных резистора

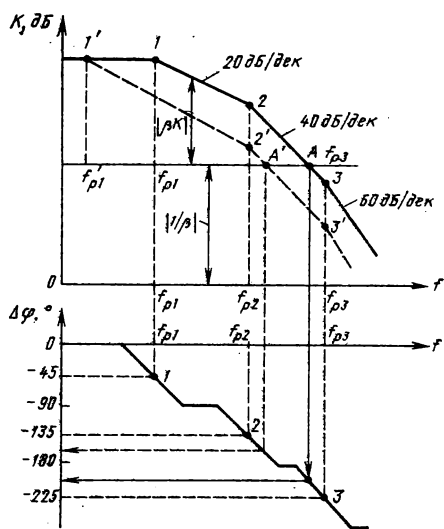


Рис. 10.26. Характеристики Бодэ для усилителя, не имеющего запаса устойчивости

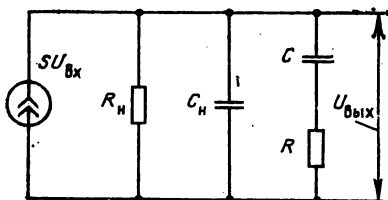


Рис. 10.27. Эквивалентная схема усилительного каскада с корректирующей RC -цепью

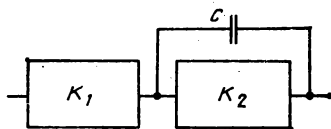


Рис. 10.28. Структурная схема двух каскадов усиления с корректирующей емкостью

R и конденсатора C . Такая цепь или подключается между коллекторами транзисторов одного из дифференциальных каскадов, шунтирует входные зажимы, или шунтирует выход одного из каскадов на землю. Например, для усилителя К140УД1 применяют корректирующую цепь, состоящую из $R = 39$ Ом и $C = 1500$ пФ, которая подключается между выводами 12 и 1 (см. рис. 10.14).

На рис. 10.27 приведена эквивалентная схема усилительного каскада с корректирующей цепью.

Так как $C \gg C_H$ и R мало, исключим для простоты анализа из схемы емкость C_H . В этом случае получается обычная пропорционально-интегрирующая цепь, состоящая из R_H , C и R .

Коэффициент передачи такой цепи в операторной форме

$$K(s) = K_0 (1 + sCR) / [1 + sC(R + R_H)]. \quad (10.43)$$

Данное выражение имеет нуль $Z'_1 = -1/CR$, что соответствует частоте

$$f'_z = 1/2\pi CR, \quad (10.44)$$

и полюс $p'_1 = -1/C(R + R_H)$, соответствующий частоте

$$f_{p1} = 1/2\pi C(R + R_H). \quad (10.45)$$

Для частотной коррекции параметры корректирующей цепи выбирают такими, чтобы частота нуля совпала с частотой доминирующего полюса:

$$f'_z = f_{p1}. \quad (10.46)$$

В этом случае на амплитудно-частотной характеристике скорректированного усилителя доминирующий полюс 1 исчезает и появляется новый полюс 1' на более низкой частоте f'_{p1} . Частоты остальных полюсов остаются на прежних местах, что в общем соответствует характеристике, показанной на рис. 10.26 штриховой линией.

Коррекция подключением конденсатора коллектор—база. Другим широко применяемым методом частотной коррекции является подключение корректирующего конденсатора между коллектором и базой одного из каскадов операционного усилителя. Обычно выбирают каскад с наименьшей полосой пропускания. Например, в операционном усилителе $\mu A741$ осуществлена внутренняя коррекция через коррек-

тирующий конденсатор C , находящийся внутри микросхемы (см. рис. 10.15).

На рис. 10.28 показана структурная схема части операционного усилителя, состоящая из двух каскадов. Между входом и выходом второго каскада подключена емкость C .

Предполагаем, что первый каскад имеет передаточную характеристику

$$K_1(s) = K_{10}/(1 + sR_{н1}C_{н1}), \quad (10.47)$$

что соответствует характеристике обычной интегрирующей цепи.

Включение корректирующего конденсатора C увеличит емкость интегрирующей цепи, сделав ее равной $C'_{н1} = C_{н1} + (1 - K_2)C$.

Полагая $|K_2| \gg 1$, считаем $C'_{н1} \approx (1 - K_2)C$. Подставляя это в (10.47), имеем для передаточной функции первого усилителя с учетом влияния корректирующей емкости следующее выражение:

$$K_1(s) = K_{10}/[1 + sR_{н1}C(1 - K_2)]. \quad (10.48)$$

Если передаточная функция второго усилителя также описывается передаточной функцией интегрирующей цепи

$$K_2(s) = (-K_{20})/(1 - s/p_2), \quad (10.49)$$

то, подставляя это в предыдущее выражение, имеем

$$K_1(s) = \frac{K_{10}(1 - s/p_2)}{1 - s[1/p_2 + R_{н1}C(1 + K_{20})] - s^2 R_{н1}C/p_2}. \quad (10.50)$$

Очевидно, что при перемножении коэффициентов усиления первого и второго каскадов ноль в передаточной функции первого каскада компенсирует полюс в передаточной функции второго каскада.

Первый же каскад согласно (10.50) имеет два полюса. Пренебрегая первым членом в квадратных скобках знаменателя по сравнению со вторым, имеем

$$K_1(s) \approx \frac{K_{10}(1 - s/p_2)}{1 - sR_{н1}C(1 + K_{20}) - s^2 R_{н1}C/p_2}. \quad (10.51)$$

Приравнивая знаменатель нулю, находим следующие полюсы:

$$p'_1 \approx -1/R_{н1}C(1 + K_{20}); \quad (10.52)$$

$$p''_1 \approx (1 + K_{20})p_2. \quad (10.53)$$

Итак, подключение корректирующего конденсатора между входом и выходом второго каскада приводит к компенсации полюса в передаточной функции второго каскада и появлению двух полюсов в передаточной функции первого каскада.

Частота, соответствующая первому полюсу, очень низка:

$$f_{p1} \approx 1/[2\pi R_{н1}C(1 + K_{20})]. \quad (10.54)$$

Поэтому в амплитудно-частотной характеристике скорректированного усилителя полюс p'_1 является доминирующим. Что касается второго полюса, то соответствующая ему частота

$$f_{p1}'' = -p_2(1 + K_{20})/2\pi \quad (10.55)$$

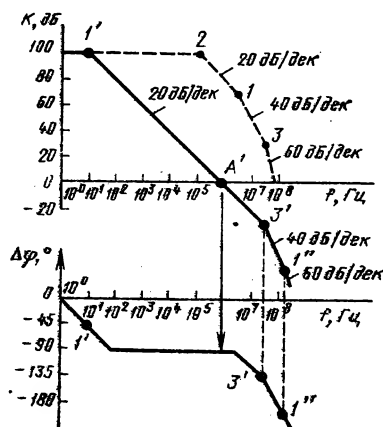


Рис. 10.29. Характеристики Бодэ для усилителя с внутренней коррекцией

очень высока и обычно находится на оси частот много правее точки пересечения скорректированной амплитудно-частотной характеристики и уровня 0 дБ. Поэтому она не оказывает существенного влияния на работу скорректированного усилителя.

На рис. 10.29 сплошной линией показаны амплитудно- и фазочастотные характеристики скорректированного усилителя. Штриховой линией показана амплитудно-частотная характеристика усилителя без коррекции.

Цифрой 1' обозначена точка излома, скорректированной характеристики. Она соответствует частоте f_{p1} . Цифры 1, 2 и 3 соответствуют изломам амплитудно-частотной характеристики

усилителя без коррекции соответственно первого, второго и третьего каскада, причем сделано предположение, что у усилителя без коррекции доминирующим был полюс второго каскада. На скорректированной характеристике он скомпенсирован нулем. Полюс 3 не изменил своей абсциссы и показан цифрой 3'. Полюс 1' располагается правее полюса 3 и, как указано выше, существенно не влияет.

Характеристики на рис. 10.29 примерно соответствуют характеристикам усилителя $\mu A 741$. Из рис. 10.29 следует, что при усилении 0 дБ дополнительный фазовый сдвиг равен 90° . Поэтому усилитель устойчив при любой глубине отрицательной обратной связи, в том числе и при работе в режиме повторителя напряжения. Так как наклон 20 дБ остается и за пределами точки A' , амплитудно-частотную характеристику скорректированного усилителя можно считать с достаточной точностью эквивалентной характеристике одного звена интегрирующей цепи. Поэтому выброса в переходной характеристике не будет. При этом время нарастания получается таким же, как для обычной интегрирующей цепи. Его можно уменьшить, совместив точку A' с абсциссой точки 3. Запас устойчивости по фазе при этом равен 45° .

Пример. Для характеристик усилителя, показанных на рис. 10.29, $f_{p1} \approx 3 \cdot 10^6$ Гц; $f_{p2} = 10^5$ Гц; $f_{p3} \approx 3 \cdot 10^7$ Гц; $K_{10} = 10^2$; $K_{20} = 10^3$; $K_{30} \approx 1$; $R_{n1} = 5 \cdot 10^5$ Ом; $C = 30$ пФ; определим частоты f'_{p1} и f''_{p1} . Из выражения (10.54) имеем $f'_{p1} \approx 10$ Гц; из выражения (10.55) имеем $f''_{p1} \approx 10^8$ Гц. Частота f'_{p1} совпадает с указанной на рис. 10.29. Частота f''_{p1} немного отличается от частоты $2 \cdot 10^8$ Гц, указанной на рисунке, однако это не имеет существенного значения.

10.11. АКТИВНЫЕ RC-ФИЛЬТРЫ

Активные RC-фильтры, часто называемые просто активными фильтрами, отличаются от обычных фильтров тем, что в их состав входят активные элементы: диоды, электронные лампы, транзисторы.

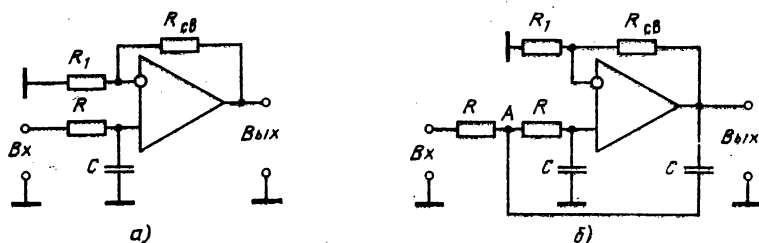


Рис. 10.30. Активные фильтры нижних частот:

а — фильтр первого порядка; б — фильтр второго порядка

В настоящее время в качестве активного элемента обычно используются микросхемы операционных усилителей. Другой отличительной особенностью активных фильтров является отсутствие катушек индуктивностей.

Операционные усилители широко применяются в активных фильтрах благодаря тому, что их высокое входное сопротивление не нагружает частотно-задающие RC -цепи. Необходимо также, чтобы операционный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью, обеспечивал заданный коэффициент усиления как в полосе пропускания фильтра, так и за ее пределами. Последнее необходимо для того, чтобы ослабление фильтра за пределами полосы было не меньше заданного.

Современные операционные усилители имеют хотя и высокую, но ограниченную полосу пропускания, поэтому в настоящее время активные фильтры строятся для частот, редко превышающих $0,1$ МГц. Однако именно на более низких частотах, где катушки индуктивностей громоздки, активные фильтры и находят широкое применение.

Как и обычные фильтры, они могут быть фильтрами нижних частот, верхних частот, полосовыми и режекторными.

Простейший активный фильтр нижних частот показан на рис. 10.30, а. Собственно говоря, этот фильтр является совмещением обычной интегрирующей цепи и неинвертирующего операционного усилителя. Благодаря большому входному сопротивлению операционный усилитель не нагружает интегрирующую цепь и передаточная характеристика фильтра определяется интегрирующей цепью:

$$H(s) = K_0 / (1 - s/p_1). \quad (10.56)$$

Фильтр называется фильтром первого порядка, поскольку многочлен в знаменателе передаточной характеристики имеет первую степень аргумента s .

На рис. 10.30, б приведена схема активного фильтра второго порядка. На ней частотно-задающие элементы связаны не только со входом, но и с выходом. Найдем передаточную функцию этого фильтра.

Сумма токов в точке А

$$(U_{вх} - U_A) / R - (U_A - U_{вых}) sC - I = 0, \quad (10.57)$$

где $U_A = I(R + 1/sC) = U_{\text{вх}} sC/[K'(R + 1/sC)]$; $I = U_{\text{вх}} sC = U_{\text{вх}} sC/K'$ — ток, текущий через правое сопротивление R и емкость C ; $K' = U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}$ — коэффициент передачи от неинвертирующего входа к выходу с учетом обратной связи через $R_{\text{св}}$ и R_1 .

Решая (10.57) относительно $U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}$, имеем

$$H(s) = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K'}{1 + (3 - K')sCR + (sCR)^2} \quad (10.58)$$

Поскольку знаменатель передаточной функции является полиномом второго порядка относительно аргумента s , фильтр называется фильтром второго порядка.

В общем случае передаточную функцию фильтра нижних частот n -го порядка можно представить в следующем виде:

$$H(s) = \frac{K_0}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + \dots + a_n s^n} \quad (10.59)$$

В зависимости от вида полинома в знаменателе (10.59) различают фильтры Баттерворта, Бесселя, Чебышева и др.

Фильтр Баттерворта имеет максимально плоскую амплитудно-частотную характеристику, которая достаточно хорошо аппроксимируется следующим выражением:

$$|H(\omega/\omega_0)| = 1/\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^{2n}}, \quad (10.60)$$

где $\omega_0 = 1/RC$ — частота среза фильтра, на которой при любом порядке фильтра n ослабление равно 3 дБ (уровень 0,7).

Фильтр Баттерворта обеспечивает при большом n равномерное усиление по амплитуде всех частот в полосе пропускания, за исключением частот, близких к частоте среза. Его недостатками являются нелинейность фазочастотной характеристики в полосе пропускания и невысокое ослабление за пределами полосы.

Фильтр Бесселя имеет максимально линейную фазочастотную характеристику, но его ослабление за пределами полосы еще меньше, чем у фильтра Баттерворта.

Фильтр Чебышева в зависимости от его порядка имеет несколько максимумов и минимумов амплитудно-частотной характеристики в пределах полосы пропускания. Он проектируется таким образом, чтобы неравномерность передачи в пределах полосы не превышала некоторого уровня. Обычно берется неравномерность, равная 1 дБ, что меньше неравномерности передачи частот вблизи граничной частоты фильтра Баттерворта, равной 3 дБ.

Достоинством фильтра Чебышева является значительно лучшая фильтрация за пределами полосы, чем у фильтров Баттерворта и Бесселя. Это позволяет обходиться меньшим числом звеньев при заданном ослаблении за пределами полосы пропускания.

Недостатком фильтра Чебышева является большая, чем у фильтров Бесселя и Баттерворта, нелинейность фазочастотной характеристики.

Фильтр нижних частот любого порядка можно построить из фильтров, показанных на рис. 10.30. Например, фильтр четвертого порядка можно построить из двух последовательно включенных фильтров

Таблица 10.2

n	Полиномы знаменателя
1	$(s+1)$
2	$(s^2+1,414s+1)$
3	$(s+1)(s^2+s+1)$
4	$(s^2+0,765s+1)(s^2+1,848s+1)$
5	$(s+1)(s^2+0,618s+1) \times$ $\times (s^2+1,618s+1)$

Таблица 10.3

n	Полиномы знаменателя
1	$(0,509s+1)$
2	$(0,907s^2+0,996s+1)$
3	$(2,035s+1)(s^2+0,446s+1)$

второго порядка, а фильтр третьего порядка — из фильтра первого и второго порядков.

В табл. 10.2 приведены нормированные коэффициенты для фильтра Баттерворта [10], а в табл. 10.3 — для фильтра Чебышева, имеющего неравномерность в полосе пропускания 1 дБ.

Нормированность означает, что $\omega_0 = 1$. Поэтому при $\omega_0 \neq 1$ следует заменить s на s/ω_0 .

Пример. Требуется рассчитать фильтр нижних частот Баттерворта 5-го порядка с частотой среза $f_0 = 3$ кГц. Из табл. 10.2 видим, что такой фильтр можно составить из одного звена первого порядка и двух звеньев второго порядка.

Произведение $RC = 1/\omega_0$, где $\omega_0 = 2\pi f_0 = 6,28 \cdot 3 \cdot 10^3 = 1,884 \cdot 10^4$. Пусть для фильтра имеются конденсаторы емкостью $C = 0,01$ мкФ с допуском $\pm 5\%$. Тогда $R = 1/\omega_0 C = 1/1,884 \cdot 10^4 \cdot 10^{-8} = 5,3$ кОм.

Для второго фильтра приравняем множитель второго члена знаменателя выражения (10.58) множителю второго члена при s во вторых скобках пятой строки табл. 10.2. При этом имеем $3 - K'_2 = 0,618$, откуда $K'_2 = 3 - 0,618 = 2,382$. Коэффициент передачи неинвертирующего каскада $K_2 = 1 + R_{св}/R_1$, откуда $R_{св}/R_1 = 1,382$.

Для симметрии входных цепей усилителя по постоянному току, чтобы начальные токи входных транзисторов не вызывали смещения нуля, необходимо выполнить условие

$$2R = R_1 \parallel R_{св} = R_1 R_{св} / (R_1 + R_{св}) = R_{св} / (1 + R_{св}/R_1)$$

или

$$R_{св} = 2R (1 + R_{св}/R_1) = 10,6 (1 + 1,382) = 25,3 \text{ кОм}; \quad R_1 = R_{св} / 1,382 = 18,3 \text{ кОм}.$$

Аналогично для третьего фильтра приравняем множитель второго члена знаменателя выражения (10.58) к множителю второго члена при s в третьих скобках пятой строки табл. 10.2. При этом имеем $3 - K'_3 = 1,618$, откуда $K'_3 = 1,382$.

Коэффициент передачи неинвертирующего каскада $K'_3 = 1 + R_{св}/R_1$, откуда $R_{св}/R_1 = 0,382$.

Аналогично для симметрии входных цепей третьего фильтра

$$R_{св} = 2R (1 + R_{св}/R_1) = 10,6 (1 + 0,382) = 14,6 \text{ кОм}; \quad R_1 = R_{св} / 0,382 = 38 \text{ кОм}.$$

Усиление второго и третьего каскадов фильтра $K'_2 K'_3 = 2,382 \cdot 1,382 \approx 3,3$.

Усиление фильтра первого порядка можно изменять в широких пределах при условии, что операционный усилитель обеспечивает необходимую полосу частот для желательного уровня усиления. Например, если желательно иметь общий коэффициент усиления трехзвенного фильтра равным 100, то усиление первого фильтра $K'_1 = 100/3,3 = 30$. Убеждаемся, что при данном уровне уси-

ления 30 (≈ 30 дБ) полоса пропускания операционного усилителя достаточна. Для этого на логарифмической амплитудно-частотной характеристике проводим горизонтальную линию в соответствии с требуемым усилением. Например, проводим такую линию на рис. 10.29 и убеждаемся, что полоса пропускания при этом более чем достаточна.

Для $K'_1 = 30$ в первом каскаде $R_{св}/R_1 = 30 - 1 = 29$. Аналогично находим $R_{св} = R(1 + R_{св}/R_1) = 5(1 + 29) = 150$ кОм; $R_1 = R_{св}/29 = 150/29 = 5,2$ кОм. Схема фильтра показана на рис. 10.31. В соответствии с расчетом в третьем звене фильтра резисторы 14,6 к и 38 к следует поменять местами. Если на схеме все резисторы $R = 5,3$ кОм и конденсаторы $C = 0,01$ мкФ поменять местами, то фильтр превратится в фильтр верхних частот с той же частотой среза $f_0 = 3$ кГц. Однако при этом во втором и третьем каскадах нарушится баланс по постоянному току. Хотя вследствие малого усиления второго и третьего каскадов смещение нуля при этом небольшое, балансировку можно восстановить, уменьшив вдвое верхние сопротивления второго и третьего каскадов.

Полосовой фильтр осуществляют последовательным включением фильтров нижних и верхних частот. При этом частота среза фильтра нижних частот выше частоты среза верхних частот и лишь в частном случае эти частоты могут быть взяты равными.

Режекторный фильтр получается не при каскадном, а при параллельном включении входов и выходов фильтров нижних и верхних частот. При этом получается суммирование их полос пропускания.

Возвратимся к рассмотрению передаточной характеристики фильтра, схема которого приведена на рис. 10.30, б. Передаточная функция (10.58) имеет полюсы, которые можно найти из уравнения

$$s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2 = 0, \quad (10.61)$$

где $\omega_0 = 1/CR$; $\alpha = (3 - K')/2$.

Нетрудно заметить, что (10.61) совпадает с соответствующим выражением для колебательного контура. Как и для колебательного контура, полюсы

$$p_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}.$$

Для фильтров Баттерворта множитель при s во вторых и третьих скобках коэффициентов в табл. 10.2 равен 2α при $\omega_0 = 1$. Этот множитель всегда меньше 2 ($\alpha < 1$), поэтому полюсы комплексные и лежат в левой плоскости. Расположение полюсов для фильтра пятого порядка показано на рис. 10.32, а. Они расположены по дуге полуокружности на плоскости комплексной частоты s .

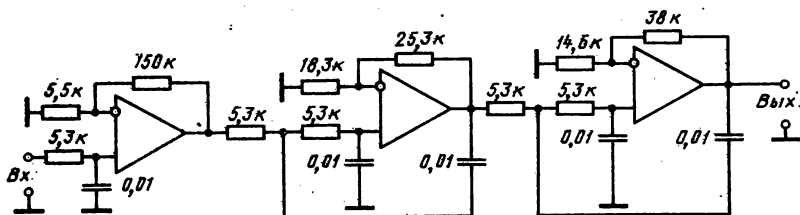


Рис. 10.31. Активный RC-фильтр нижних частот пятого порядка

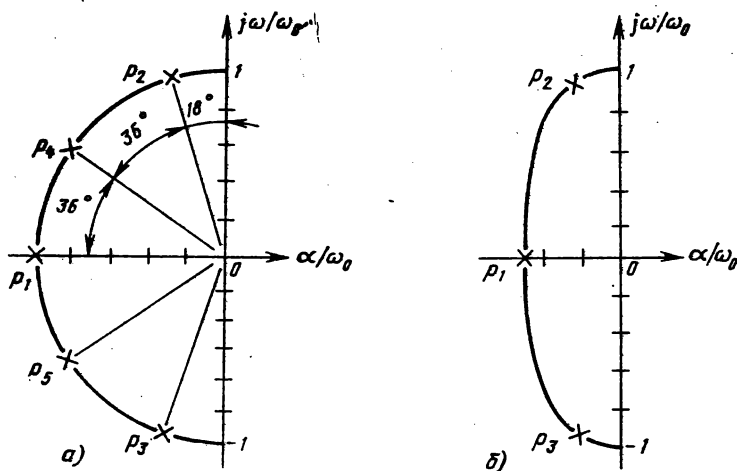


Рис. 10.32. Расположение полюсов фильтров:
а — Баттерворта при $n=5$; б — Чебышева при $n=3$

На рис. 10.32, б показано расположение полюсов фильтра Чебышева при $n = 3$. Они располагаются на эллипсе.

Из расположения полюсов на рис. 10.32 следует, что переходные характеристики фильтров Баттерворта и Чебышева имеют выбросы на вершине вида затухающих колебаний при любом порядке фильтра, кроме первого.

Глава 11

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

11.1. УСИЛЕНИЕ МОЩНОСТИ В РЕЖИМЕ А ПРИ ИДЕАЛИЗИРОВАННЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ ТРАНЗИСТОРА

Как указывалось ранее, усилителем мощности называется усилитель, в котором выходная мощность усиленного сигнала сравнима с мощностью, подводимой к коллекторной или анодной цепи усилителя от источника постоянного тока.

Обычно в усилителе мощности амплитуды выходных напряжений и токов сравнимы с предельно допустимыми значениями для соответствующих электронных приборов и выходная мощность усиливаемых колебаний сравнима с предельно допустимой мощностью, рассеиваемой прибором. В таком режиме, например, обычно работает выходной каскад усилителя звуковых частот в радиовещательных приемниках.

Иногда усилителем мощности может являться выходной каскад усилителя промежуточной частоты, работающий на детектор с неболь-

шим входным сопротивлением, когда требуется достаточно большая амплитуда сигнала и необходимо подводить к детектору от последнего каскада усилителя промежуточной частоты достаточную мощность.

Простой вывод основных соотношений для усилителя мощности основывается на использовании идеализированных характеристик транзистора (рис. 11.1), включенного по схеме с ОБ. От реальных характеристик транзистора, включенного по схеме с ОБ, они отличаются тем, что проходят строго горизонтально. Кроме того, предполагается, что $i_K = i_z$ (следовательно, $h_{21B} = 1$). Если реальные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОБ, близки к идеализированным, то реальные характеристики транзистора по схеме с ОЭ менее близки к ним. Однако для определения амплитуд тока и напряжения можно с некоторыми ограничениями (см. § 10.2) пользоваться идеализированными характеристиками.

На рис. 11.2 показана принципиальная схема трансформаторного усилителя с транзистором, включенным по схеме с ОЭ, работающего в режиме А. Входной трансформатор позволяет разделить постоянную и переменную составляющие коллекторного тока предыдущего каскада. В результате на вход транзистора через трансформатор подается только переменная составляющая тока предыдущего каскада. Благодаря входному трансформатору можно осуществить желательное согласование или рассогласование входного сопротивления данного каскада по отношению к выходному сопротивлению предыдущего. Входной трансформатор позволяет также осуществить выбор сопротивлений R_1 и R_2 без учета переменной составляющей входного тока.

Сопротивление R_2 берут достаточно малым. Например, в усилителях, рассчитанных на выходную мощность в несколько ватт, это сопротивление порядка 30—50 Ом с тем, чтобы общее внешнее сопротивление база—эмиттер оставалось достаточно малым и имела место необходимая стабилизация режима транзистора по постоянному току. С этой же целью можно, как это показано на рис. 11.3, исключить из схемы резистор R_2 и подключить к верхнему выводу вторичной обмотки трансформатора нижний конец резистора R_1 . Тогда роль сопротивления R_2 будет играть сопротивление вторичной обмотки постоянному току. При этом ответвление переменного тока в R_1 невелико, так как оно много больше, чем входное сопротивление транзистора.

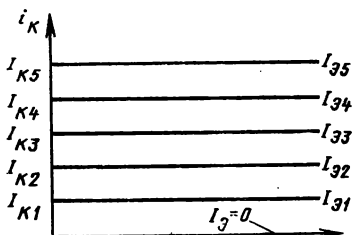


Рис. 11.1. Идеализированные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОБ

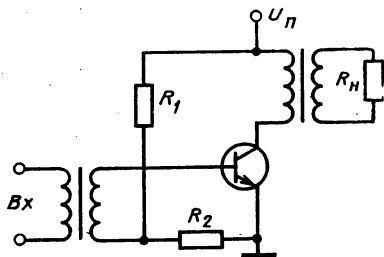


Рис. 11.2. Принципиальная схема трансформаторного транзисторного усилителя по схеме с ОЭ

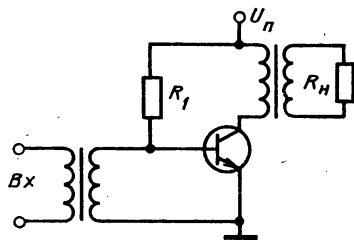


Рис. 11.3. Принципиальная схема трансформаторного транзисторного усилителя, в котором напряжение смещения в цепи базы получается за счет сопротивления вторичной обмотки входного трансформатора

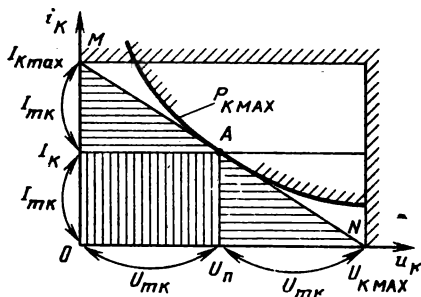


Рис. 11.4. Использование транзистора в усилителе мощности

Рассмотрим режим коллекторной цепи при работе в режиме А, пользуясь идеализированными характеристиками на рис. 11.1. Для

этого на рис. 11.4 приведены характеристики, соответствующие среднему и максимальному значениям коллекторного тока, и указаны границы максимально допустимых тока коллектора, напряжения на коллекторе и рассеиваемой мощности коллектора.

Пусть исходные коллекторные ток и напряжение равны половине своих максимально допустимых значений. Линия нагрузки, соответствующая сопротивлению нагрузки R_n , проходит через исходную рабочую точку А, абсциссой которой является напряжение U_n , почти равное напряжению источника питания коллекторной цепи, так как падением напряжения от протекания постоянной составляющей коллекторного тока по первичной обмотке выходного трансформатора можно пренебречь из-за его малости.

Площадь прямоугольника, заштрихованного вертикальными линиями, равна мощности, подводимой к цепи коллектора от источника постоянного тока:

$$P_{\text{п}} = I_K U_n. \quad (11.1)$$

Площадь каждого из двух одинаковых треугольников, заштрихованных горизонтальными линиями, равна максимальной выходной мощности переменного тока

$$P_{\sim \text{max}} = 0,5 I_{mк} U_{mк}. \quad (11.2)$$

Коэффициент полезного действия усилителя

$$\eta = P_{\sim} / P_{\text{п}}. \quad (11.3)$$

Когда амплитуды коллекторного тока и напряжения имеют максимально допустимые значения, КПД усилителя максимален и равен

$$\eta_{\text{max}} = P_{\sim \text{max}} / P_{\text{п}} = \frac{1}{2} \frac{I_{mк}}{I_K} \frac{U_{mк}}{U_n}. \quad (11.4)$$

При $I_{мк} = I_K$ и $U_{мк} = U_{п}$

$$\eta_{\max} = 0,5. \quad (11.5)$$

Напомним (см. гл. 5), что

$$\gamma = I_{мк}/I_K \quad (11.6)$$

называют коэффициентом использования тока коллектора, а отношение

$$\xi = U_{мк}/U_{п} \quad (11.7)$$

— коэффициентом использования коллекторного напряжения.

С учетом этих обозначений

$$\eta = 0,5\gamma\xi. \quad (11.8)$$

При идеализированных характеристиках транзистора $\gamma_{\max} = 1$ и $\xi_{\max} = 1$ и в соответствии с (11.5) $\eta_{\max} = 0,5$.

В следующих параграфах покажем, в чем заключаются особенности и ограничения, связанные с реальными характеристиками транзисторов.

11.2. УСИЛЕНИЕ МОЩНОСТИ В РЕЖИМЕ А ПРИ РЕАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ ТРАНЗИСТОРА

Реальные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОБ, отличаются от идеализированных настолько мало, что если вычертить их в линейном масштабе, то окажется невозможным отличить одни от других. Поэтому рассмотренный в предыдущем параграфе случай может быть полностью перенесен и на реальные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОБ.

Коллекторные характеристики транзистора по схеме с ОЭ в усилителе мощности показаны на рис. 11.5. Прежде всего видно, что коэффициент использования коллекторного напряжения $\xi_{\max}$ при этом несколько меньше единицы.

Кроме того, верхний заштрихованный треугольник на рис. 11.5 имеет не только меньшее основание, чем нижний, но и меньшую высоту. Дело в том, что с увеличением

тока коллектора падает коэффициент передачи тока $h_{21э}$, вследствие чего при удвоении тока базы коллекторный ток не удваивается и поэтому максимальная амплитуда коллекторного тока $I_{мк\max} < I_K$, где I_K — коллекторный ток в исходной рабочей точке. В результате неполного использования коллекторного тока и напряжения в схеме с ОЭ максимальный КПД меньше 50 %.

Нелинейность приращений коллекторного тока при увеличении и уменьшении тока базы приводит к не-

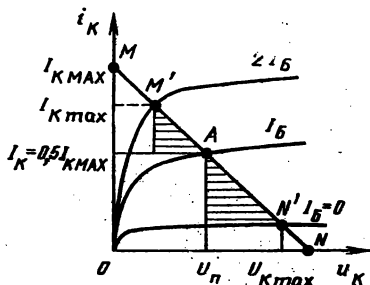


Рис. 11.5. Использование транзистора, включенного по схеме с ОЭ в усилителе мощности

линейным искажениям. Нелинейные искажения характеризуются появлением колебаний с частотами, которых нет в исходном сигнале. Поясним это на примере некоторой произвольной зависимости

$$i_{\text{вых}} = f(i_{\text{вх}}) = f(i_{\text{вх0}} + \Delta i_{\text{вх}}). \quad (11.9)$$

Разлагая эту зависимость в ряд Тейлора, получаем

$$i_{\text{вых}} = f(i_{\text{вх0}}) + f'(i_{\text{вх0}}) \Delta i_{\text{вх}} + \frac{1}{2} f''(i_{\text{вх0}}) (\Delta i_{\text{вх}})^2 + \\ + \frac{1}{3!} f'''(i_{\text{вх0}}) (\Delta i_{\text{вх}})^3 + \dots \quad (11.10)$$

Если зависимость (11.9) линейна, то все производные, начиная со второй, и все члены ряда, начиная с третьего, также равны нулю. Если условие линейности не выполняется, то членами, начиная с третьего, можно пренебречь только при усилении малых сигналов, когда

$$0,5 f''(i_{\text{вх0}}) (\Delta i_{\text{вх}})^2 \ll f'(i_{\text{вх0}}) \Delta i_{\text{вх}}. \quad (11.11)$$

Если сигналы нельзя считать малыми, т. е. нельзя пренебречь, например, третьим и четвертым членами, то эти слагаемые приводят к появлению новых гармонических составляющих.

Так, при усилении сигнала

$$\Delta i_{\text{вх}} = I_m \cos \Omega t \quad (11.12)$$

третий член пропорционален величине

$$(\Delta i_{\text{вх}})^2 = I_m^2 \cos^2 \Omega t = I_m^2 (0,5 + 0,5 \cos 2\Omega t),$$

т. е. появляется вторая гармоника, а четвертый член ряда, пропорциональный величине $(\Delta i_{\text{вх}})^3$, дает третью гармонику.

Нелинейные искажения, появляющиеся на выходе усилителя, принято оценивать коэффициентом гармоник. Коэффициент гармоник равен отношению среднеквадратического напряжения суммы всех гармоник, начиная со второй, к среднеквадратическому напряжению первой гармоники, когда на вход усилителя подается гармонический сигнал. Так как среднеквадратические значения пропорциональны амплитудам, коэффициент гармоник

$$K_r = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{mk}^2} / I_{m1}, \quad (11.13)$$

где I_{m1} и I_{mk} — амплитуды 1-й и k -й гармоник.

Кроме полного коэффициента гармоник усилителя часто определяют коэффициент по отдельным гармоникам, причем наиболее часто по второй и третьей:

$$K_{r2} = I_{m2} / I_{m1}; \quad (11.14)$$

$$K_{r3} = I_{m3} / I_{m1}. \quad (11.15)$$

Часто общий коэффициент гармоник усилителя с достаточной точностью вычисляется по формуле

$$K_r \approx \sqrt{K_{r2}^2 + K_{r3}^2}. \quad (11.16)$$

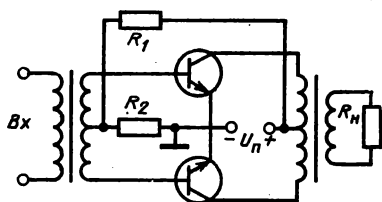


Рис. 11.6. Двухтактный усилитель мощности

Обычно коэффициент гармоник выражают в процентах и не допускают, чтобы он превышал 5—10 %, причем при высококачественном усилении звуковых колебаний он не должен превышать 1—1,5 %.

Ухо человека слабо реагирует на появление второй гармоники и более легко обнаруживает появление третьей. Кроме того, следует иметь в виду, что в двухтактных схемах

усилителей четные гармоники взаимно компенсируются. Нечетные же гармоники взаимным вычитанием устранить нельзя, не уничтожив полезное напряжение первой гармоники.

Двухтактная схема транзисторного усилителя показана на рис. 11.6. Кроме уменьшения четных гармоник она имеет и другие преимущества перед однотактной схемой, например уменьшение подмагничивания сердечника выходного трансформатора за счет протекания постоянных составляющих коллекторных токов транзисторов. Подмагничивание уменьшает индуктивность трансформатора. При равенстве постоянных токов верхнего и нижнего транзисторов постоянные магнитные потоки полностью компенсируются.

Сравнение построений, выполненных на рис. 11.4 и 11.5, показывает, что схема с ОБ позволяет получить несколько большую выходную мощность благодаря лучшему использованию коллекторного тока и напряжения. В схеме с ОК можно получить выходную мощность примерно такую же, как и в схеме с ОЭ. Что касается коэффициента усиления мощности, то он наибольший в схеме с ОЭ, потому что она обеспечивает усиление как напряжения, так и тока.

Нелинейные искажения в схемах с ОБ и ОК меньше, чем в схеме с ОЭ, при одной и той же выходной мощности.

11.3. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРАНСФОРМАТОРА

В усилителях мощности иногда применяются трансформаторы. Например, в схеме, приведенной на рис. 11.2, используются два трансформатора: входной и выходной. Эквивалентная схема трансформатора показана на рис. 11.7. Здесь же показаны эквивалентный генератор и нагрузочное сопротивление.

Для входного трансформатора роль генератора напряжения играет предыдущий каскад, а для выходного — данный каскад усиления. Нагрузкой $R'_н$ входного трансформатора является пересчитанное в первичную обмотку входное сопротивление транзистора. Нагрузкой $R'_н$ выходного трансформатора является сопротивление нагрузки, включенной на выходе усилителя, пересчитанное в его первичную обмотку.

Сам трансформатор характеризуется следующими параметрами: коэффициентом трансформации, сопротивлениями и индуктивностями обмоток и индуктивностями рассеяния.

1. Коэффициент трансформации по определению равен $n = \omega_1/\omega_2$, где ω_1 и ω_2 — соответственно число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора. Трансформатор называется понижающим, если $\omega_1 > \omega_2$.

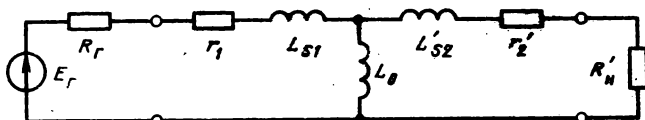


Рис. 11.7. Эквивалентная схема трансформатора в усилительном каскаде

2. Первичная и вторичная обмотки имеют некоторые омические сопротивления r_1 и r_2 . Сопротивление вторичной обмотки, пересчитанное в первичную обмотку, равно $r_2' = r_2 n^2$, поскольку отношение напряжения на первичной обмотке к напряжению на вторичной обмотке пропорционально n , а отношение токов пропорционально $1/n$.

3. Индуктивность первичной обмотки L_1 пропорциональна квадрату числа витков ω_1 . Некоторые витки оказываются не полностью связанными общим магнитным потоком с другими витками. Это создает индуктивность рассеяния первичной обмотки L_{s1} .

4. Индуктивность вторичной обмотки $L_2 = L_1/n^2$. Приведенная к первичной цепи индуктивность рассеяния вторичной обмотки L_{s2} равна $L_{s2}' = n^2 L_{s2}$. Приведенная к первичной цепи общая для первичной и вторичной цепей индуктивность $L_0 = L_1 - L_{s1}$ приблизительно равна L_1 , так как $L_{s1} \ll L_1$.

Для области нижних частот эквивалентная схема, изображенная на рис. 11.7, принимает вид, показанный на рис. 11.8, а. С помощью теоремы Тевенина ее можно преобразовать в схему, представленную на рис. 11.8, б, где

$$E'_г = E_г [R''_н / (R'_г + R''_н)]; R = R'_г \parallel R''_н.$$

Схема, приведенная на рис. 11.8, б, позволяет определить необходимую для передачи нижних частот индуктивность первичной обмотки входного трансформатора. Например, для схемы, представленной на рис. 11.2, ее можно определить из равенства

$$\omega_H L_1 = R, \quad (11.17)$$

где ω_H — нижняя граничная частота, при которой усиление падает в $\sqrt{2}$ раз. Если $R_г \gg R'_{вх}$, где $R'_{вх}$ — пересчитанное в первичную цепь входное сопротивление транзистора, то на частоте ω_H должно выполняться равенство

$$\omega_H L_1 = R'_{вх} \quad (11.18)$$

или

$$\omega_H L_2 = R_{вх}. \quad (11.19)$$

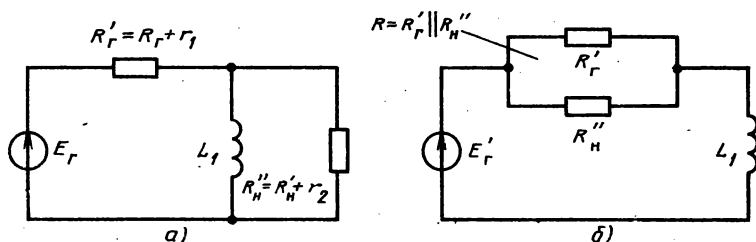


Рис. 11.8. Эквивалентные схемы трансформатора в усилительном каскаде для нижних частот:

а — основная; б — преобразованная по Тевенину

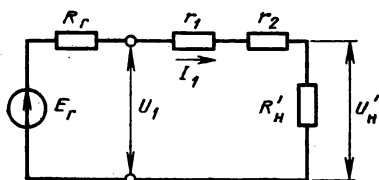


Рис. 11.9. Эквивалентная схема трансформатора в усилительном каскаде для средних частот

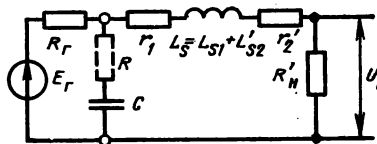


Рис. 11.10. Эквивалентная схема трансформатора в усилительном каскаде для верхних частот

Аналогично можно определить необходимую индуктивность первичной или вторичной обмотки выходного трансформатора усилителя. Обычно для транзисторов

$$R_{\text{вых}} \gg R'_H, \quad (11.20)$$

поэтому

$$\omega_H L_1 = R'_H. \quad (11.21)$$

Эквивалентная схема трансформатора в усилительном каскаде для области средних частот показана на рис. 11.9.

Из этой схемы находим КПД трансформатора

$$\eta_T = U'_H I_1 / U_1 I_1 = R'_H / (R'_H + r_1 + r'_2). \quad (11.22)$$

Отметим, что данная схема не учитывает потерь в сердечнике трансформатора, которые предполагаются малыми по сравнению с потерями энергии в сопротивлениях обмотки. С учетом этих потерь КПД трансформатора меньше КПД, определенного по формуле (11.22). Обычно КПД сравнительно маломощных трансформаторов, применяемых в усилителях мощности радиовещательных приемников, равен 60—80 %.

Эквивалентная схема трансформатора для верхних частот показана на рис. 11.10. На верхних частотах напряжение U'_H на нагрузке R'_H падает вследствие наличия индуктивности рассеяния и уменьшения тока I_1 в первичной обмотке трансформатора.

Верхнюю граничную частоту ω_B , на которой выходное напряжение падает в $\sqrt{2}$ раз, можно определить из равенства

$$\omega_B L_s = R_r + R'_H + r_1 + r'_2. \quad (11.23)$$

Пренебрегая сопротивлениями обмоток по сравнению с сопротивлением $(R_r + R'_H)$, получаем

$$\omega_B \approx (R_r + R'_H) / L_s. \quad (11.24)$$

Введем отношение

$$\sigma = L_s / L_1, \quad (11.25)$$

называемое коэффициентом рассеяния трансформатора. Для хороших трансформаторов $\sigma \approx 1\%$.

Подставив в (11.24) коэффициент рассеяния трансформатора, получим $\omega_H L_1 = (R_r + R'_H) / \sigma$. Объединив это равенство с формулой (11.21), получим следующее отношение граничных частот f_B и f_H :

$$f_B / f_H = (1/\sigma) [(R_r + R'_H) / R'_H], \quad (11.26)$$

справедливое для транзисторов, включенных по схеме с ОЭ или ОБ.

Последнее выражение показывает, что отношение верхней частоты усилителя к нижней определяется коэффициентом рассеяния трансформатора. Уменьшая нижнюю граничную частоту f_H увеличением индуктивности первичной обмотки, мы при этом одновременно уменьшаем и верхнюю граничную частоту усиления.

Иногда для улучшения характеристики усилителя в области верхних частот параллельно первичной обмотке выходного трансформатора включают конденсатор или корректирующую цепочку, состоящую из последовательно включенных конденсатора и резистора. Такая корректирующая цепочка показана штриховой линией на рис. 11.10.

11.4. УСИЛЕНИЕ МОЩНОСТИ В РЕЖИМАХ В И АВ

На рис. 11.11, *а* и *в* показано сравнительное расположение линии нагрузки *MN* в режимах А и В. Кружками А и В обозначены исходные рабочие точки. Если в режиме А начальный ток коллектора равен среднему значению $I_{Kcp} = 0,5 I_{Kmax}$, то в режиме В в исходной рабочей точке $I_K = 0$. В режиме А среднее значение коллекторного тока не зависит от амплитуды сигнала, а в режиме В оно пропорционально амплитуде импульса тока в коллекторной цепи.

При синусоидальной форме этого импульса его среднее значение

$$I_{Kcp} = (1/\pi) I_{Kmax}. \quad (11.27)$$

Из рис. 11.11 следует, что в режиме В по сравнению с режимом А нагрузочная линия идет круче, что соответствует вдвое меньшему сопротивлению нагрузки при заданных I_{Kmax} и U_{Kmax} . Однако режим В можно использовать только для двухтактной схемы усилителя.

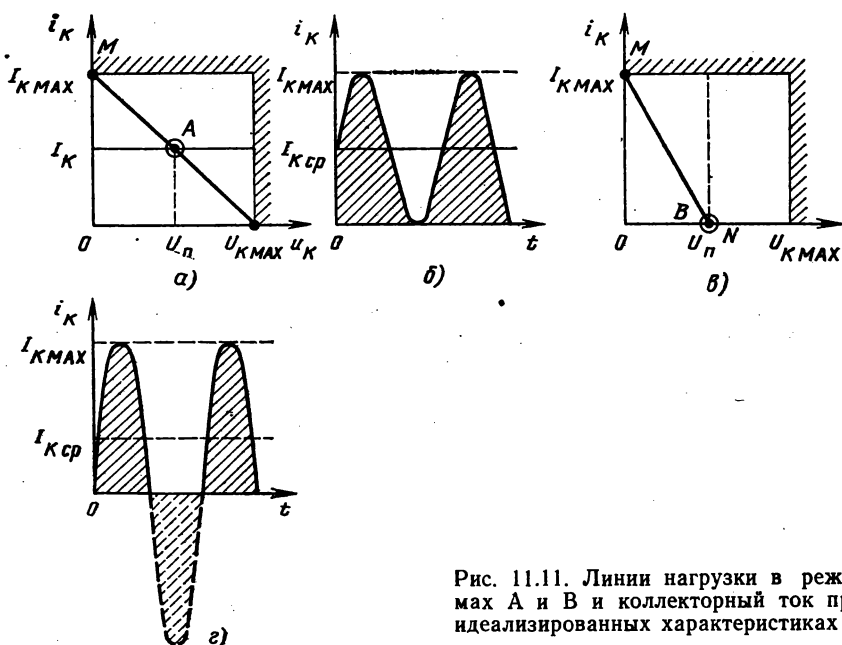


Рис. 11.11. Линии нагрузки в режимах А и В и коллекторный ток при идеализированных характеристиках

Принципиальную схему двухтактного усилителя, приведенную ранее (см. рис. 11.6), можно использовать как в режиме А, так и в режиме В. В последнем случае КПД усилителя выше.

Согласно (11.8) КПД усилителя $\eta = 0,5\gamma\xi$.

Для режима В коэффициент использования коллекторного тока

$$\gamma = I_{mк1}/I_{Kcp} = 0,5I_{Kmax}/(1/\pi)I_{Kmax} = \pi/2, \quad (11.28)$$

где $I_{mк1}$ — амплитуда первой гармоники коллекторного тока, а I_{Kcp} — среднее значение коллекторного тока.

Подставляя (11.28) в (11.8), получаем

$$\eta = \pi\xi/4. \quad (11.29)$$

При $\xi = \xi_{max} = 1$ получаем максимальный КПД для режима В

$$\eta_{max} = \pi/4, \quad (11.30)$$

что составляет 78,5 %.

Максимальная рассеиваемая мощность в режиме В. Мощность, рассеиваемая на коллекторе, $P_K = P_- - P_{\sim}$, где P_- — мощность постоянного тока, отбираемая от источника; $P_{\sim}$ — полезная мощность, выделяемая в нагрузку, подключенной к выходу усилителя.

В режиме А мощность постоянного тока $P_- = I_{Kcp}U_{\Pi}$ остается постоянной и не зависит от $P_{\sim}$. Поэтому рассеиваемая на коллекторе мощность максимальна в «режиме молчания», т. е. при $P_{\sim} = 0$. Следовательно, в режиме А

$$P_{Kmax} = P_-.$$

В режиме В в режиме молчания (при $P_{\sim} = 0$) мощность постоянного тока P_- , подводимая к транзистору, равна нулю, поэтому и рассеиваемая на коллекторе мощность равна нулю.

При постоянном напряжении источника питания и линейном возрастании амплитуды переменной составляющей коллекторного напряжения от 0 до $U_{mкmax}$ подводимая от источника мощность P_- возрастает линейно, а мощность $P_{\sim}$ растет пропорционально квадрату амплитуды напряжения, поэтому

$$P_K = P_- - P_{\sim} = U_{\Pi}I_{Kcp} - 0,5U_{mк}^2/2R'_H.$$

Учитывая, что

$$I_{Kcp} = I_{Kmax}/\pi, \quad I_{mк1} = 0,5I_{Kmax},$$

получаем

$$I_{Kcp} = (2/\pi)I_{mк1} = (2/\pi)U_{mк}/2R'_H.$$

Подставляя это выражение в формулу для P_K , получаем

$$P_K = \frac{U_{\Pi}^2}{R'_H} \left(\frac{1}{\pi} \xi - \frac{1}{4} \xi^2 \right).$$

Дифференцируя P_K по ξ и приравнявая производную нулю, находим, что при

$$\xi = 2/\pi \quad (11.31)$$

рассеивается наибольшая мощность, равная

$$P_{K \max} = (1/\pi^2) U_{\pi}^2 / R_{\pi}. \quad (11.32)$$

На рис. 11.12 показаны зависимости $P_{\sim}$ и $P_{\sim}$ от коэффициента использования напряжения ξ .

Отметим, что максимум рассеиваемой мощности наступает не при максимальной мощности сигнала на выходе, а при некотором среднем ее значении. Именно такой наиболее тяжелый режим и должен выдерживать транзистор или электронная лампа в усилителе мощности, работающем в режиме В [11].

При коэффициенте использования коллекторного напряжения $\xi = 2/\pi$ КПД усилителя в режиме В $\eta = 0,5$. При $\xi = 2/\pi$ мощность в режиме В равна максимальной мощности в режиме А при $\xi = 1$. Следовательно, при одинаковой максимальной допустимой мощности рассеивания на коллекторе транзистора в режимах А и В в последнем можно получить от каждого транзистора в $\pi^2/4 \approx 2,5$ раза большую полезную максимальную мощность. Это одно важное достоинство режима В. Другое важное достоинство — малый расход энергии от источника питания при малом уровне сигнала.

Режим АВ. Мы рассмотрели работу усилителя мощности в режиме В, предположив, что характеристики транзистора являются идеализированными и входной ток имеет строго синусоидальную форму. При реальных характеристиках коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ не является постоянным. В режиме большого сигнала он зависит от тока коллектора примерно так, как это было показано на рис. 5.23. Из рисунка видно, что при очень малых токах, т. е. вблизи исходной точки, в режиме В коэффициент передачи тока вначале растет. Вследствие этого при линейном возрастании тока базы ток коллектора изменяется нелинейно.

Возникающие при этом искажения выходного тока показаны на рис. 11.13. Они называются переходными искажениями, так как обусловлены не только указанной выше причиной — отклонением реальных характеристик от идеализированных, — но и тем, что в реальном усилителе трудно обеспечить синусоидальное изменение входного тока (тока базы). Действительно, предыдущий каскад не является генератором с бесконечным выходным сопротивлением, и переменная составляющая базового тока, строго говоря, зависит от нелинейного входно-

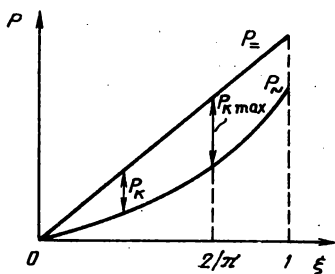


Рис. 11.12. Зависимость мощностей подводимой $P_{\sim}$, коллекторной $P_{\sim}$ и рассеиваемой на коллекторе P_K от коэффициента использования коллекторного напряжения в режиме В

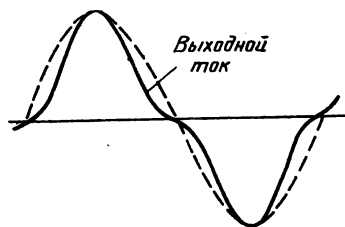


Рис. 11.13. Переходные искажения в транзисторном усилителе, работающем в режиме В

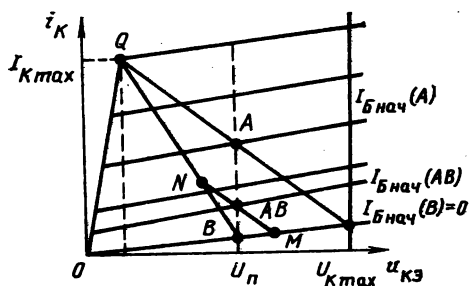


Рис. 11.14. Расположение рабочей точки в режимах А, В и АВ

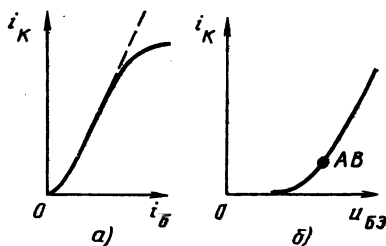


Рис. 11.15. Зависимость коллекторного тока от тока базы и напряжения база — эмиттер

го сопротивления транзистора, изменяющегося по мере постепенного отпираания $p-n$ -перехода.

Чтобы устранить переходные искажения, имеющие место при работе в режиме В, исходную рабочую точку смещают в направлении к исходной рабочей точке режима А, т. е. начальный ток транзистора берут отличным от нуля. При этом транзистор открыт и в отсутствие входного сигнала.

Такой промежуточный режим работы между А и В называют режимом АВ. Рабочая точка в режиме АВ значительно ближе к точке В, нежели в точке А. По существу, при больших амплитудах режим АВ является режимом В, а при малых — режимом А.

На рис. 11.14 показано взаимное расположение рабочих точек в режимах А, В и АВ. Из рисунка видно, что, изменяя режим работы, следует изменять и сопротивление нагрузки.

Обратим внимание на то, что в режиме АВ нагрузочная линия имеет вид ломаной линии MNQ . Ее наклон на отрезке MN при работе обоих транзисторов такой же, как в классе А.

Оптимальное сопротивление источника сигнала. На рис. 11.15, а показана зависимость тока коллектора от тока базы, а на рис. 11.15, б — от напряжения база—эмиттер. Из рисунка видно, что при больших сигналах эти зависимости имеют вогнутость и выпуклость в разные стороны, причем зависимость коллекторного тока от входного напряжения более линейна при больших токах коллектора. Зависимость i_K от i_B соответствует генератору тока в базовой цепи транзистора, имеющего $R_r = \infty$. Зависимость i_K от $u_{БЭ}$ соответствует генератору напряжения в базовой цепи транзистора, имеющего $R_r = 0$.

Наиболее линейную зависимость коллекторного тока от напряжения сигнала можно получить при некотором среднем значении сопротивления источника сигнала R_r . Для усилителей мощности в несколько ватт оптимальное сопротивление источника сигнала $R_{r_{opt}} = 50—100$ Ом.

Нетрудно объяснить увеличение линейности характеристики, когда сопротивление генератора близко к оптимальному. Действительно, уменьшение $h_{21э}$ при увеличении тока базы (в генераторе тока) можно

компенсировать экспоненциальным ростом тока базы при подаче сигнала от генератора напряжения. Очевидно, что при некотором среднем значении R_r наблюдается более или менее точная компенсация. Таким образом как бы исправляется выпуклость характеристики (см. рис. 11.15, а) в ее верхней части.

Для уменьшения же переходных искажений желателен режим АВ (см. рис. 11.15, б).

11.5. БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

На рис. 11.16 показана двухтактная схема бестрансформаторного транзисторного усилителя мощности. В схеме использованы транзисторы дополнительных типов: VT_1 $n-p-n$ -типа и VT_2 $p-n-p$ -типа. Усилитель может работать в режимах А, АВ и В. Для этого нужно обеспечить соответствующее смещение в цепи базы каждого из транзисторов (на рис. 11.16 не показано).

Если транзисторы VT_1 и VT_2 имеют одинаковые характеристики, то в отсутствие сигнала на входе начальный коллекторный ток, являющийся для них общим, создает на транзисторах одинаковое падение напряжения. В результате между точками M и N , к которым подключена нагрузка R_n , напряжение равно нулю. Входное напряжение, подаваемое на базы транзисторов, изменяет их сопротивления постоянному току таким образом, что одно из них уменьшается, а другое — увеличивается, а это, в свою очередь, приводит соответственно к повышению или понижению потенциала точки M относительно точки N . Можно обойтись без отвода от средней точки источника питания, присоединив правый конец резистора нагрузки к нижнему зажиму источника питания через электролитический конденсатор емкостью 500—4000 мкФ.

Главный недостаток данной схемы бестрансформаторного усилителя состоит в трудности подбора двух транзисторов дополнительных типов с характеристиками, близкими на всем диапазоне значений выходного сигнала. Вместо схемы, приведенной на рис. 11.16, часто применяют схему, показанную на рис. 11.17, с выходными транзисторами одного типа. В этом случае проще подобрать два одинаковых транзи-

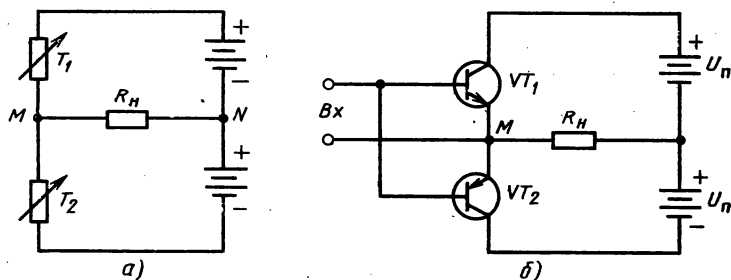


Рис. 11.16. Двухтактный усилитель на транзисторах дополнительных типов: а — схема, поясняющая принцип действия; б — принципиальная схема

стора. Для схемы на рис. 11.17 необходим входной трансформатор с двумя отдельными вторичными обмотками.

Достоинством схемы является то, что удастся обойтись без наиболее громоздкого выходного трансформатора. При этом не только улучшается частотная характеристика схемы, но и исключаются потери полезной мощности в выходном трансформаторе. На схеме указаны значения сопротивлений для кремниевых транзисторов VT_1 и VT_2 . В качестве R_5 и R_6 можно использовать плавкие предохранители на 1 А с сопротивлением 0,5—1 Ом.

Схему, приведенную на рис. 11.17, можно преобразовать в бестрансформаторную. Для этого напряжение база—эмиттер одного из выходных транзисторов берется с выхода эмиттерного повторителя, а напряжение база—эмиттер другого транзистора снимается с резистора, включенного в цепь коллектора предыдущего каскада, как это показано на рис. 11.18. Из схемы видно, что в предварительном каскаде используются транзисторы дополнительных типов.

На принципиальной схеме, приведенной на рис. 11.18, не показано, как подается смещение базовой цепи транзисторов VT_1 и VT_2 . Это сделано на рис. 11.19, где представлена полная схема бестрансформаторного усилителя мощности. Особенностью этой схемы является включение резистора в цепь эмиттера VT_3 . Оно улучшает симметрию схемы, так как подбором его сопротивления можно добиться примерно равенства входных сопротивлений транзисторов VT_2 и VT_3 предоконечного каскада.

Чтобы создать постоянное смещение между базами транзисторов VT_2 и VT_3 , последовательно с резистором R_5 включена цепочка из нескольких диодов VD . Напряжение на этих диодах возникает в результате протекания по ним коллекторного тока транзистора VT_1 . Такое же падение напряжения можно создать, включив вместо диодов по-

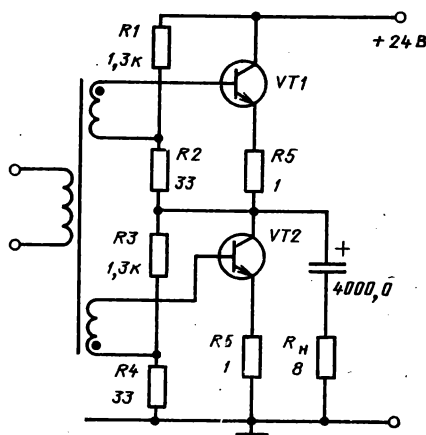


Рис. 11.17. Двухтактный усилитель мощности с бестрансформаторным включением выходной нагрузки

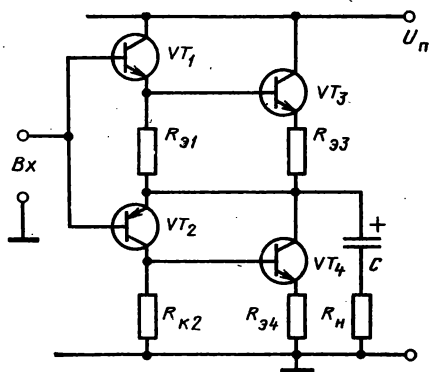


Рис. 11.18. Принципиальная схема бестрансформаторного усилителя

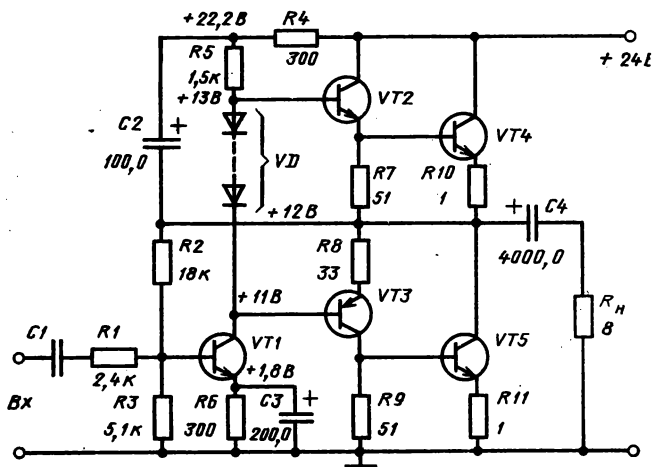


Рис. 11.19. Бестрансформаторный транзисторный усилитель

стоянное сопротивление, однако диоды обеспечивают следующие преимущества:

1) при повышении температуры напряжения на диодах падает, благодаря чему имеет место некоторая термостабилизация. Для ее улучшения осуществляется тепловой контакт между диодами и корпусами выходных транзисторов;

2) сопротивление диодов постоянному току в несколько раз больше, чем переменному, поэтому потенциалы баз $VT2$ и $VT3$ по переменному току отличаются мало.

Когда транзисторы $VT2$ и $VT3$ кремниевые, применяются кремниевые диоды VD , так как при этом можно обойтись меньшим их числом. Число диодов зависит от того, какой режим работы схемы — В, АВ или А — желателен. Для точной подгонки начального тока выходных транзисторов можно последовательно с кремниевыми диодами включать германиевые. Один из транзисторов $VT2$ и $VT3$ может быть германиевым, а другой — кремниевым, если не удастся выбрать подобных по характеристикам транзисторов из материала одного типа. Транзисторы $VT4$ и $VT5$ берутся одного и того же типа. Если требуется большая рассеиваемая мощность, то обычно применяют кремниевые транзисторы. Для термостабилизации выходных транзисторов и их защиты от перегрузки в качестве сопротивлений $R10$ и $R11$, равных 0,5—1 Ом, применяют плавкие предохранители на ток порядка 1 А. Симметрия схемы достигается применением пар транзисторов $VT2$ — $VT3$ и $VT4$ — $VT5$ с близкими параметрами и регулировкой коллекторного тока транзистора $VT1$, например подбором сопротивлений $R2$ и $R6$.

В схеме имеет место сильная обратная связь по переменному и постоянному току, осуществляемая сопротивлением $R2$, соединяющим

выход усилителя с базой входного транзистора $VT1$. Поэтому коэффициент усиления схемы по напряжению

$$K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} \approx R_2/R_1,$$

где $U_{\text{вых}}$ — напряжение на выходе между верхней обкладкой разделительного выходного конденсатора и землей; $U_{\text{вх}}$ — напряжение на входе.

При сильной обратной связи и применении достаточно высокочастотных транзисторов бестрансформаторный усилитель имеет хорошие амплитудно- и фазочастотные характеристики в широкой полосе частот, например от 20 Гц до 20 кГц, малые коэффициент гармоник и выходное сопротивление.

Значения максимальной выходной мощности схем, приведенных на рис. 11.17—11.19, одинаковы. Максимальная амплитуда выходного напряжения определяется напряжением источника питания и не может превышать половину его напряжения. Максимальная амплитуда выходного тока равна амплитуде выходного напряжения, деленной на сопротивление нагрузки: $I_{m\text{вых}} = U_{m\text{вых}}/R_{\text{н}}$.

Такую амплитуду тока должны допускать выходные транзисторы. Если они на это не рассчитаны, то в каждое плечо параллельно включают несколько одинаковых транзисторов, а в цепь эмиттера каждого из них включают отдельные резисторы, выравнивающие входные сопротивления транзисторов по постоянному и переменному токам.

Для повышения симметрии схемы предвыходного каскада бестрансформаторного усилителя (рис. 11.19) можно параллельно резистору $R8$ включить цепочку, состоящую из последовательно соединенных резистора и проводящего ток диода [12], которые должны имитировать входное сопротивление $VT4$. В этом случае резистор $R8$ должен иметь такое же сопротивление, как и $R7$.

Еще большую симметрию имеет схема [13], показанная на рис. 11.20. Отличительной особенностью схемы является то, что в оконечном каскаде используются две пары транзисторов одного типа проводимости $VT4$, $VT5$ и $VT6$, $VT7$, но попарно комплементарных, т. е. одна пара транзисторов $VT4$, $VT5$ имеет проводимость типа $p-n-p$, а другая пара $VT6$, $VT7$ — проводимость типа $n-p-n$. Очевидно, что при одинаковых типах транзисторов в каждой паре легче подобрать их характеристики одинаковыми. Заметим, что такой подбор не обязателен благодаря эмиттерным резисторам во всех выходных транзисторах, роль которых выполняют плавкие предохранители на 1 А с сопротивлением около 1 Ом.

Благодаря наличию двух комплементарных пар оконечный каскад является эмиттерным повторителем из транзисторов двух типов проводимостей. При запираании транзистора одного типа проводимости другой транзистор, имеющий другой тип проводимости, остается открытым, что уменьшает возможные искажения.

Еще одним достоинством схемы является полная симметрия предоконечного каскада на транзисторах $VT2$ и $VT3$, при которой для раскачки оконечного каскада используются как коллекторные, так и эмиттерные токи каждого из транзисторов $VT2$ и $VT3$.

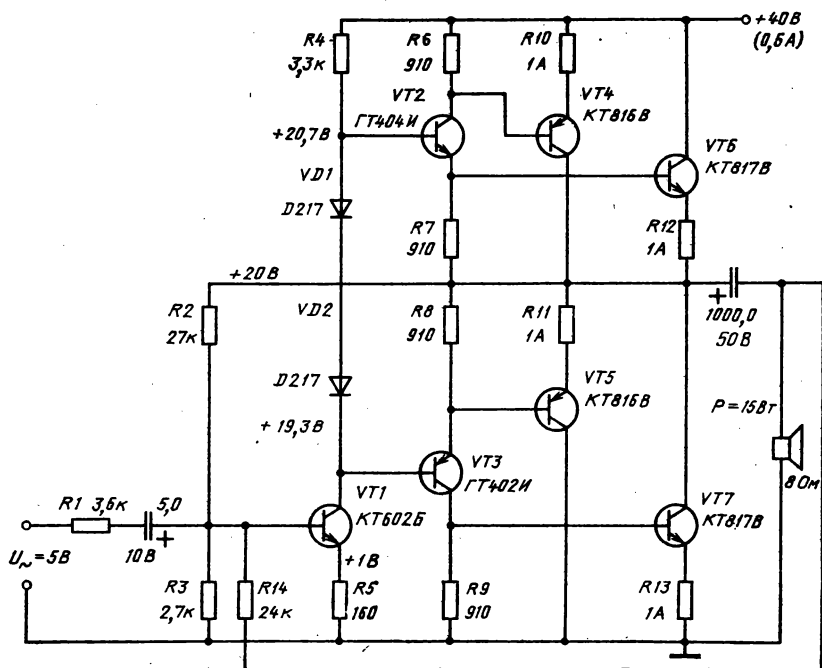


Рис 11.20. Бестрансформаторный усилитель с двумя комплементарными парами

При работе в режиме АВ, очень близком к режиму В, выходная мощность $P_{\sim} = 15$ Вт на нагрузке $R = 8$ Ом (или 20 Вт при $R = 4$ Ом) при коэффициенте гармоник $K_r \leq 0,5$ %. При этом КПД $\eta = 62$ %.

Коэффициент полезного действия усилителя меньше максимально возможного для класса В $\eta = 78,5$ % вследствие того, что коэффициент использования напряжения $\xi = U_{mk}/U_{\pi}$ меньше единицы.

Глава 12

РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

12.1. СХЕМА РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

При усилении радиочастотных колебаний в качестве сопротивления нагрузки транзистора или электронной лампы можно использовать параллельный колебательный контур, настроенный в резонанс с частотой усиливаемых колебаний. Такой усилитель называется резонансным.

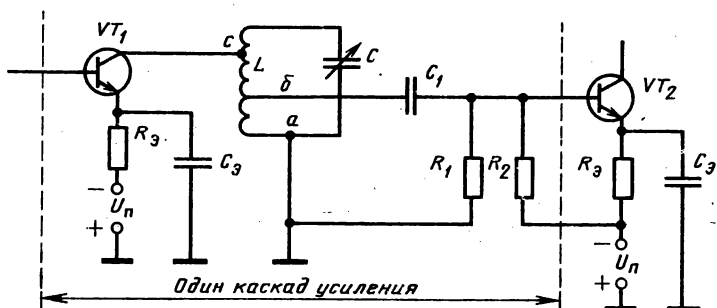


Рис. 12.1. Принципиальная схема транзисторного резонансного усилителя

Резонансный усилитель, применяемый для усиления в узкой полосе частот, имеет ряд преимуществ по сравнению с резисторным:

входная емкость, емкость соединительных проводников и выходная емкость компенсируются настройкой контура в резонанс, поэтому сопротивление нагрузки, равное эквивалентному сопротивлению контура, может быть большим и обеспечивает большое усиление (резисторный усилитель вследствие шунтирующего влияния емкостей на очень высоких частотах не дает усиления);

на сопротивлении нагрузки нет падения постоянного напряжения, поэтому сопротивление нагрузки можно выбирать очень большим.

На рис. 12.1 показана схема одного каскада транзисторного резонансного усилителя, колебательный контур которого частично включен в коллекторную и базовую цепи. Это сделано для уменьшения шунтирующего влияния выходного сопротивления транзистора VT_1 и входного сопротивления транзистора VT_2 на колебательный контур и для согласования входного и выходного сопротивлений транзистора.

На эквивалентной схеме транзисторного резонансного усилителя (рис. 12.2, а) транзистор заменен генератором тока и выходным сопротивлением. На схеме рис. 12.2, б входное сопротивление следующего транзистора заменено сопротивлением R'_H , приведенным к точке с. Колебательный контур заменен эквивалентным сопротивлением между точками с и а. Таким образом, схема на рис. 12.2, б справедлива лишь для резонансной частоты.

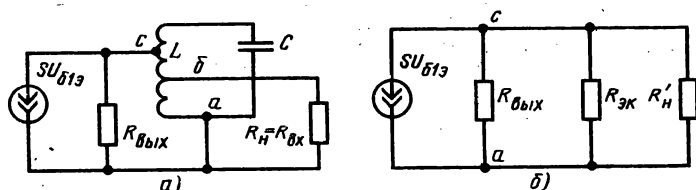


Рис. 12.2. Эквивалентные схемы транзисторного резонансного усилителя:

а — с колебательным контуром; б — колебательный контур заменен эквивалентным сопротивлением

Генератор тока управляется напряжением $U_{б1}$ на внутренней базе транзистора VT_1 . Его можно заменить генератором, управляемым внешним входным напряжением. Тогда вместо внутренней крутизны S должна использоваться внешняя крутизна транзистора, т. е. параметр y_{21} , равный отношению переменного тока на короткозамкнутом выходе активного прибора к малому переменному напряжению на его входе. В этом случае эквивалентные схемы на рис. 12.2 справедливы для активного прибора любого типа: электронной лампы, полевого транзистора.

12.2. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ КОНТУР В РЕЗОНАНСНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Колебательный контур в резонансном усилителе выполняет две функции: согласует входное и выходное сопротивления и обеспечивает избирательность. Если собственное эквивалентное сопротивление контура между точками c и a равно $R_{эк}$, а общее сопротивление, шунтирующее контур, равно

$$R_0 = R_{вых} R'_н / (R_{вых} + R'_н), \quad (12.1)$$

то общее эквивалентное сопротивление колебательного контура

$$R_{эк0} = R_{эк} R_0 / (R_{эк} + R_0). \quad (12.2)$$

Если контур до шунтирования имел добротность Q , то после шунтирования его добротность уменьшится до некоторого значения $Q_{эк}$.

Можно написать следующее соотношение между $Q_{эк}$ и Q :

$$Q_{эк} = Q(1 - K_{\pi\pi}), \quad (12.3)$$

в котором $K_{\pi\pi}$ — коэффициент потери избирательности (добротности), характеризующий относительное уменьшение избирательности (добротности).

Отношение

$$Q_{эк}/Q = 1 - K_{\pi\pi} = R_{эк0}/R_{эк}.$$

Подставляя сюда (12.2), получаем

$$1 - K_{\pi\pi} = R_0 / (R_{эк} + R_0),$$

откуда

$$K_{\pi\pi} = R_{эк} / (R_{эк} + R_0) \quad (12.4)$$

или

$$R_0 = R_{эк} (1/K_{\pi\pi} - 1). \quad (12.5)$$

Выражение (12.4) позволяет определить коэффициент потери избирательности по известным величинам $R_{эк}$ и R_0 , а выражение (12.5) позволяет по заданным $R_{эк}$ и $K_{\pi\pi}$ определить допустимое значение R_0 или по известному значению шунтирующего сопротивления R_0 определить $R_{эк}$ между точками включения контура.

Из схемы на рис. 12.2, б видно, что напряжение на нагрузке тем больше, чем больше эквивалентное сопротивление контура между точками его включения c и a . Следовательно, если контур применяется

только для согласования, то $R_{\text{ЭК}}$ нужно максимально увеличивать, повышая добротность и увеличивая индуктивность. В идеальном случае $R_{\text{ЭК}} = \infty$, и весь ток генератора тока делится только между сопротивлениями $R_{\text{ВХ}}$ и R'_n . Очевидно, то $R_{\text{ВХ}}$ играет роль сопротивления генератора и наибольшая мощность в нагрузке R'_n , а следовательно, и наибольшее напряжение на входе следующего транзистора получаются при

$$R'_n = R_{\text{ВХ}}. \quad (12.6)$$

Сопротивление нагрузки, приведенное к точкам c и a ,

$$R'_n = R_{\text{ВХ}}/n^2, \quad (12.7)$$

где $n = \omega_b/\omega_c$ — коэффициент трансформации; ω_b и ω_c — число витков контурной катушки, отсчитанное от начальной точки a , при идеальной связи между витками.

В общем случае, т. е. при любом коэффициенте связи между частями катушки,

$$n = p_b/p_c,$$

где $p_b = (M_b + L_b)/L$; $p_c = (M_c + L_c)/L$ — коэффициенты включения контура для точек b и c .

Из (12.6) и (12.7) имеем следующее условие согласования входного и выходного сопротивлений:

$$n = \sqrt{R_{\text{ВХ}}/R_{\text{ВВХ}}}. \quad (12.8)$$

Очевидно, что при согласовании входного и выходного сопротивлений общее сопротивление, шунтирующее колебательный контур, эквивалентно шунтирующему сопротивлению

$$R_0 = R_{\text{ВВХ}}/2, \quad (12.9)$$

включенному между точками c и a .

Если сопротивление $R_{\text{ЭК}}$ колебательного контура между точками c и a конечно, то внутренним сопротивлением эквивалентного генератора является сопротивление, состоящее из параллельного соединения $R_{\text{ВВХ}}$ и $R_{\text{ЭК}}$. Обозначая это сопротивление $R'_{\text{ВВХ}}$, получаем следующее условие согласования:

$$R'_n = R'_{\text{ВВХ}}. \quad (12.10)$$

Даже при реальных контурах можно выполнить условие

$$R_{\text{ЭК}} \gg R_{\text{ВВХ}}, \quad (12.11)$$

поэтому вместо условия согласования (12.10) можно пользоваться условием (12.6).

При выполнении условия (12.11) контур сильно шунтирован сопротивлением $R_0 = R_{\text{ВВХ}}/2$, при этом коэффициент потери избирательности $K_{\text{ПИ}}$ согласно (12.4) очень близок к единице и избирательность усилителя много меньше избирательности незашунтированного колебательного контура. В этом случае контур является идеальным трансформатором без потерь.

Для того чтобы контур не терял своей избирательности, нужно выполнить соотношение, обратное (12.11). Однако при этом весь ток генератора будет проходить через $R_{\text{ЭК}}$, почти не отвлекаясь в нагрузку. Очевидно, что, для того чтобы резонансный усилитель обеспечивал и избирательность, и усиление, необходимо чтобы $R_{\text{ЭК}}$ и $R_{\text{ВЫХ}}$ были соизмеримыми.

Как и ранее, считаем, что условие согласования (12.6) выполняется и сопротивление параллельного включения $R_{\text{ВЫХ}}$ и R'_n равно $R_{\text{ВЫХ}}/2$. Для этого случая найдем коэффициент передачи контура, под которым будем понимать отношение напряжения на нагрузке R'_n , при конечной величине эквивалентного сопротивления контура $R_{\text{ЭК}}$ к этому же напряжению при $R_{\text{ЭК}} = \infty$.

Из данного определения в соответствии со схемой на рис. 12.2, б коэффициент передачи контура

$$K'_{\text{ПК}} = \frac{R_0 R_{\text{ЭК}} / (R_0 + R_{\text{Э}})}{R_0} = \frac{R_{\text{ЭК}}}{R_0 + R_{\text{ЭК}}}.$$

Сравнивая этот результат с (12.4), приходим к следующему равенству:

$$K_{\text{ПК}} = K_{\text{ПН}}. \quad (12.12)$$

Следовательно, коэффициент передачи контура в резонансном усилителе равен коэффициенту потери избирательности, т. е. если, например, $K_{\text{ПН}} = 0,25$, то мы теряем 25 % избирательности контура и получаем уменьшение усиления напряжения в четыре раза.

12.3. САМОВОЗБУЖДЕНИЕ И УСТОЙЧИВОСТЬ РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

В резонансном усилителе имеет место обратная связь между входом и выходом через паразитную проходную емкость $C_{\text{пр}}$, состоящую из емкости между внешними выводами коллектора и базы и емкости коллекторного перехода C_K .

На рис. 12.3 изображена эквивалентная схема однокаскадного транзисторного резонансного усилителя с контурами на входе и выходе. Контуров предполагается одинаковыми и настроенными на одну и ту же частоту. Входной контур шунтирован сопротивлением $R_{\text{ВЫХ}}$, роль которого может играть выходное сопротивление предыдущего

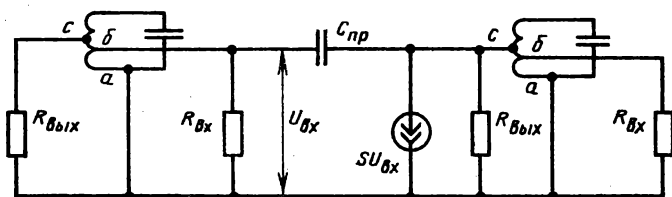


Рис. 12.3. Эквивалентная схема транзисторного резонансного усилителя для определения его устойчивости

го каскада или сопротивление подключенной антенны. Кроме того, входной колебательный контур шунтирован входным сопротивлением транзистора. Аналогично нагружен выходной колебательный контур.

Генератор тока на схеме управляется входным напряжением. Следовательно, $S = y_{21}$.

Коэффициент передачи напряжения от базы к коллектору

$$K = -SZ_K, \quad (12.13)$$

где Z_K — комплексное сопротивление колебательного контура в цепи коллектора для некоторой частоты ω , близкой к резонансной частоте колебательного контура ω_0 , но, как будет далее показано, отличающейся от нее (в Z_K учитывается шунтирующее влияние входного и выходного сопротивлений).

Передача напряжения в обратном направлении — от коллектора к базе — характеризуется коэффициентом обратной связи

$$\beta = Z_6 / (Z_6 + 1/j\omega C_{пр}),$$

где Z_6 — сопротивление колебательного контура между точками b и a .

Из-за малости проходной емкости ее сопротивление много больше, чем Z_6 , которым в знаменателе можно пренебречь. В результате получаем

$$\beta \approx j\omega C_{пр} Z_6. \quad (12.14)$$

Общий коэффициент передачи петли обратной связи

$$\beta K = -j\omega C_{пр} S Z_6 Z_K. \quad (12.15)$$

Резонансные эквивалентные сопротивления колебательных контуров с учетом шунтирования входным и выходным сопротивлениями предполагаются одинаковыми и равными $R_{э\kappa 0}$.

Тогда между точками b и a резонансное сопротивление равно $p_b^2 R_{э\kappa 0}$, а между точками c и a — $p_c^2 R_{э\kappa 0}$, где p_b и p_c — коэффициенты включения.

С учетом этого

$$Z_6 = [1/p_b^2 R_{э\kappa 0} + j(\omega C - 1/\omega L)/p_b^2]^{-1}.$$

Умножая числитель и знаменатель на $p_b^2 R_{э\kappa 0}$, получаем

$$Z_6 = p_b^2 R_{э\kappa 0} / [1 + j(\omega C - 1/\omega L) R_{э\kappa 0}],$$

или

$$Z_6 = p_b^2 R_{э\kappa 0} / (1 + j \operatorname{tg} \varphi),$$

где $\operatorname{tg} \varphi = R_{э\kappa 0} (\omega C - 1/\omega L)$.

Аналогично получаем

$$Z_K = p_c^2 R_{э\kappa 0} / (1 + j \operatorname{tg} \varphi).$$

Подставляя Z_6 и Z_K в (12.15), получаем

$$\beta K = \frac{-j\omega C_{пр} S p_b^2 p_c^2 R_{э\kappa 0}^2}{1 - \operatorname{tg}^2 \varphi + j2 \operatorname{tg} \varphi}.$$

Произведение βK вещественно и положительно на частоте, для которой $\varphi = -45^\circ$, при этом

$$\beta K = (\omega C_{пр} S p_b^2 p_c^2 R_{эк0}^2) / 2. \quad (12.16)$$

При $\beta K = 1$ усилитель возбуждается. Возбуждение возможно только на частоте $\omega < \omega_0$, когда $Z_б$ и Z_k имеют индуктивный характер и $\varphi = -45^\circ$.

Векторная диаграмма, приведенная на рис. 12.4, иллюстрирует баланс фаз, имеющий место в схеме при возникновении генерации. Пусть на базе транзистора имеется некоторое входное напряжение $U_{вх}$, создающее коллекторный ток, показанный вектором, идущим вертикально вниз. Коллекторное сопротивление Z_k имеет индуктивный характер, поэтому напряжение на нем опережает коллекторный ток на 45° . В свою очередь, ток через проходную емкость $I_{спр}$ опережает вызывающее его коллекторное напряжение на 90° . Этот ток, проходя через сопротивление $Z_б$, создает на нем напряжение обратной связи $U_{о.с.}$, опережающее ток на 45° . Если напряжение обратной связи равно входному напряжению $U_{вх}$, то последнее поддерживается за счет обратной связи. Следовательно, усилитель генерирует.

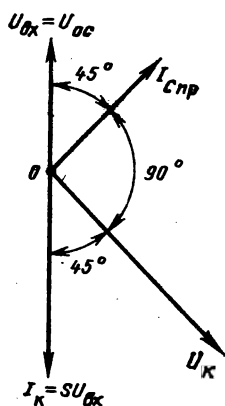


Рис. 12.4. Векторная диаграмма напряжений и токов в резонансном усилителе для частоты самовозбуждения

Резонансный усилитель не самовозбуждается, если правая часть равенства (12.16) строго меньше единицы или, другими словами, если выполняется неравенство

$$\omega C_{пр} S p_b^2 p_c^2 R_{эк0}^2 < 2. \quad (12.17)$$

Частота генерации ω близка к резонансной частоте ω_0 ($\omega < \omega_0$), поэтому неравенство (12.17) можно заменить следующим неравенством:

$$\omega_0 C_{пр} S p_b^2 p_c^2 R_{эк0}^2 < 2, \quad (12.18)$$

называемым *условием отсутствия самовозбуждения*.

Нетрудно видеть, что это условие можно обеспечить при заданных ω_0 , $C_{пр}$, S и $R_{эк0}$, подбирая коэффициенты включения p_b и p_c .

Для нормальной работы резонансного усилителя необходимо, чтобы он не только не возбуждался, но и был далек от самовозбуждения. Степень близости усилителя к самовозбуждению можно оценить коэффициентом устойчивости

$$k_y = 1 - \beta K. \quad (12.19)$$

Здесь βK положительно и вещественно, так как соответствует положительной обратной связи, возникающей в усилителе. Отсюда видно, что усилитель максимально устойчив, когда $\beta K = 0$; $k_y = 1$, и неустойчив, когда $\beta K = 1$, $k_y = 0$.

Для максимальной устойчивости нужно иметь $\beta K = 0$, что практически невозможно осуществить, так как всегда имеется обратная связь через проходную емкость. Поэтому β отлично от нуля и получить произведение $\beta K = 0$ можно, лишь сделав коэффициент усиления $K = 0$. При проектировании усилителей берут k_y в пределах от 0,8 до 0,9. Можно показать, что при $k_y = 0,9$ коэффициент усиления возрастает за счет положительной обратной связи только на 10 %, что считается допустимым.

Можно также показать, что полоса пропускания сужается за счет положительной обратной связи примерно на 10 %, если $k_y = 0,9$. Изменение коэффициента усиления за счет крутизны, например, на ± 10 % вызовет изменение βK также на 10 %, и при $k_y = 0,9$ полоса и коэффициент усиления изменятся на 9—11 %. При очень низком коэффициенте устойчивости, например $k_y = 0,1$, изменения крутизны на ± 10 % вызовут многократное изменение усиления и полосы пропускания, что, конечно, недопустимо.

Используя выражения (12.16) и (12.19), получаем следующее неравенство:

$$\omega_0 C_{np} S p_b^2 p_c^2 R_{эк0}^2 \leq 2(1 - k_y), \quad (12.20)$$

называемое *условием устойчивости* резонансного усилителя.

При выполнении данного неравенства коэффициент устойчивости усилителя будет не меньше заданного. В. И. Сифоров показал, что для многокаскадного усилителя с одиночными контурами, настроенными на одну и ту же частоту, для обеспечения заданной устойчивости необходимо выполнить более жесткое условие устойчивости

$$\omega_0 C_{np} S p_b^2 p_c^2 R_{эк0}^2 \leq 2k_y(1 - k_y). \quad (12.21)$$

Умножая обе части (12.21) на S , получаем

$$\omega_0 C_{np} K_0^2 \leq 2k_y(1 - k_y) S,$$

откуда максимальный коэффициент усиления одного каскада многокаскадного усилителя

$$K_{0 \max} = \sqrt{2k_y(1 - k_y) S / \omega_0 C_{np}}. \quad (12.22)$$

Это выражение полностью совпадает с выражением, найденным В. И. Сифоровым, для резонансного усилителя на электронной лампе, вследствие того, что при его выводе и лампа, и транзистор представлены одинаковой эквивалентной схемой.

Очевидно, что выражение (12.22) справедливо для резонансного усилителя на полевом транзисторе. Значение проходной емкости для полевых транзисторов совпадает с емкостью затвор—сток, а для электронных ламп — с емкостью сетка—анод. Для биполярного транзистора $C_{np} \neq C_K$, а внешняя крутизна не совпадает с внутренней крутизной генератора эквивалентной схемы Джаколетто. Однако схема Джаколетто позволяет вычислить как проходную емкость, так и внешнюю крутизну.

По существу это сводится к вычислению y -параметров транзистора из его эквивалентной схемы. Знание y -параметров позволяет рассчитать резонансный усилитель. Однако из-за формальности и недостаточной физической наглядности такого расчета он здесь не приводится.

12.4. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ТРАНЗИСТОРНОГО РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Схемы, приведенные на рис. 12.2, позволяют найти коэффициент усиления транзисторного резонансного усилителя. По-прежнему предполагая, что равенство (12.6) выполнено, получаем

$$K_0 = U_{\text{вх}2}/U_{\text{вх}1} = 0,5k_{616} K_{\text{ПК}} \sqrt{R_{\text{вх}1} R_{\text{вх}2}}, \quad (12.23)$$

$$\text{где } k_{616} \approx [1 + (\omega_0/\omega_6)^2]^{-0,5} \quad (12.24)$$

— коэффициент передачи напряжения от базы b до внутренней базовой точки 61 , а

$$\omega_6 = 1/r_{616} C_0 \quad (12.25)$$

— частота, при которой реактивное сопротивление емкости C_0 равно сопротивлению r_{616} .

Емкость

$$C_0 = C_3 + 0,5SR_{\text{вх}1} K_{\text{ПК}} C_K \quad (12.26)$$

является динамической емкостью между точками 61 и $э$. В первом приближении можно считать, что $C_0 \approx C_3$, в результате приходим к схеме, показанной на рис. 12.5.

Выражение (12.24) можно получить на основании эквивалентной схемы транзистора, приведенной на рис. 5.35, или из схемы, изображенной на рис. 12.5, если пренебречь величиной r_{613} , что допустимо при резонансной частоте f_0 , большей предельной частоты f_{h213} в схеме с ОЭ. Пользуясь схемой на рис. 12.5, можно показать [14], что входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{h_{113}^2 + (\omega_0 C_0 r_{616})^2 r_{616}^2}{h_{113} + (\omega_0 C_0 r_{616})^2 r_{616}} \quad (12.27)$$

Считая, что $C_0 \approx C_3$, получаем

$$R_{\text{вх}} \approx \left[h_{113} + \frac{r_{616}}{h_{113}} \left(\frac{f_0}{f_{h213}} \right)^2 \right] / \left[1 + \frac{r_{616}}{h_{113}} \left(\frac{f_0}{f_{h213}} \right)^2 \right]. \quad (12.28)$$

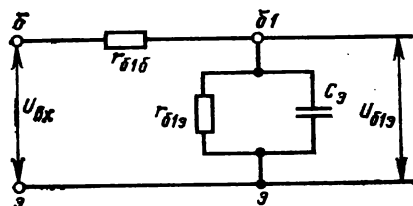


Рис. 12.5. Входная часть эквивалентной схемы транзистора

Параллельно входному сопротивлению включена входная емкость

$$C_{вх} \approx C_3 \left[1 + \frac{r_{б1б}}{h_{113}^2} \left(\frac{f_0}{f_{h213}} \right)^2 \right]^{-1}. \quad (12.29)$$

В предельных случаях, при очень низкой и очень высокой частотах,

$$R_{вх} |_{\omega \rightarrow 0} = h_{113}; \quad (12.30)$$

$$R_{вх} |_{\omega \rightarrow \infty} = r_{б1б}. \quad (12.31)$$

Выходное сопротивление транзистора и его выходную емкость можно определить из следующих выражений:

$$R_{вых} = \frac{1}{\omega_{гр} C_K} + \frac{1}{\omega_0^2 C_3 C_K S (r_{б1б} + R)^2}; \quad (12.32)$$

$$C_{вых} = C_K \left\{ 1 + \frac{S (r_{б1б} + R)}{1 + [\omega_0 C_3 (r_{б1б} + R)]^2} \right\}, \quad (12.33)$$

где R — сопротивление источника сигнала во входной цепи данного каскада. Предполагая, что генератором является предыдущий каскад, аналогичный рассматриваемому, можно показать, что

$$R = R_{вх} (2/K_{пк} - 1)^{-1}, \quad (12.34)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора, определенное по формуле (12.27) или (12.28).

В предельном случае — при очень высоких частотах, близких к граничной частоте $f_{гр}$, — вторым членом в выражении (12.32) можно пренебречь, что дает

$$R_{вых} = (\omega_{гр} C_K)^{-1}. \quad (12.35)$$

Подставляя в (12.23) предельные значения входного (12.31) и выходного (12.35) сопротивлений и предельное значение коэффициента передачи от базы b к точке $б1$, асимптотически равное согласно (12.24) величине

$$k_{б1б} = (\omega_0 r_{б1б} C_3)^{-1}, \quad (12.36)$$

получаем предельное значение коэффициента усиления резонансного усилителя

$$K_{0 \max} \approx K_{пк} (f_{\max}/f_0), \quad (12.37)$$

где

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{1}{8\pi} \frac{f_{гр}}{r_{б1б} C_K}} \quad (12.38)$$

— максимальная частота генерации транзистора.

Данное выражение справедливо для частот, близких к $f_{\max}$. Для частот в несколько раз ниже максимальной частоты генерации (или частоты $f_{гр}$) оно дает завышенное значение коэффициента усиления, но им удобно пользоваться для ориентировочных расчетов и, в частности, при выборе транзистора для резонансного усилителя. Из этого выражения, например, хорошо видно, что при $K_{пк} \approx 0,25$ необходимо,

чтобы резонансная частота f_0 была на порядок меньше максимальной частоты генерации или частоты $f_{гр}$. Только в этом случае можно получить коэффициент усиления, равный нескольким единицам.

Пример. Определим коэффициент усиления резонансного усилителя на частоту $f_0 = 30$ МГц. Возьмем транзистор типа КТ355А с параметрами: $f_{гр} = 1,5$ ГГц; $C_K \leq 2$ пФ; $r_{б1б} \leq 30$ Ом.

Для тока коллектора $I_K = 3$ мА $S = I_K / \gamma U_T = 80$ мА/В, так как полагаем $\gamma = 1,5$; $U_T = 25$ мВ.

Определяем максимальную частоту генерации транзистора

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{1}{8\pi} \frac{f_{гр}}{r_{б1б} C_K}} = \sqrt{\frac{1,5 \cdot 10^9}{8\pi \cdot 30 \cdot 2 \cdot 10^{-12}}} \approx 10^9 = 1 \text{ ГГц.}$$

Для коэффициента передачи контура $K_{п.к} = 0,25$ по формуле (12.37) находим

$$K_{0 \max} = K_{п.к} (f_{\max} / f_0) = 0,25 (10^9 / 3 \cdot 10^7) \approx 8.$$

По формуле (12.22) находим максимально возможный коэффициент усиления при коэффициенте устойчивости $k_y = 0,9$

$$K_{0 \max} \sqrt{\frac{1}{2k_y(1-k_y)} \frac{S}{\omega_0 C_{пр}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,9 \cdot 0,1 \cdot 80 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 3 \cdot 10^7 \cdot 2 \cdot 10^{-12}}} \approx 6.$$

Итак, при заданном шунтировании контуров входным и выходным сопротивлениями транзистора можно иметь коэффициент усиления 8, однако при заданном коэффициенте устойчивости 0,9 максимальный коэффициент усиления равен 6. Ориентируемся на последний коэффициент усиления и повышаем устойчивость, уменьшая связь с контурами, взяв $K_{п.к} = 0,2$.

12.5. РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Как отмечалось, полевые транзисторы, как и биполярные, можно применять в резонансных усилителях. Однако их применение в схеме с общим истоком встречает трудности из-за сравнительно малого отношения крутизны к проходной емкости. При крутизне, измеряемой единицами миллиампер на вольт, проходная емкость полевых транзисторов с управляющим переходом и изолированным затвором в лучшем случае близка к 1 пФ.

Для резонансных усилителей по значению проходной емкости наиболее подходят полевые транзисторы с двумя изолированными затворами, например транзисторы КП350А, Б, В, имеющие проходную емкость $C_{пр} = 0,03$ — $0,07$ пФ и крутизну $3,0$ — $4,8$ мА/В. Схема резонансного усилителя на полевом транзисторе с двумя затворами показана на рис. 12.6.

Пример. Определим максимально возможный коэффициент усиления резонансного усилителя на частоте $f_0 = 30$ МГц на полевом транзисторе КП350В, имеющем два затвора. Его параметры $S = 4,1$ мА/В и $C_{пр} = 0,07$ пФ.

В предыдущем примере для транзистора КТ355А $S/C_{пр} = 80/2 = 40$. Для транзистора КП350В это отношение $S/C_{пр} = 4,1/0,07 = 58$. Так как устойчивый коэффициент усиления пропорционален квадратному корню из отношения крутизны к проходной емкости, то устойчивый коэффициент усиления транзистора КП350В в $\sqrt{58/40} = 1,2$ раза выше. Следовательно, $K_{0 \max} = 6 \cdot 1,2 = 7,2$.

Из данного примера видно, что полевой транзистор с двумя затворами обеспечивает несколько большее устойчивое усиление по сравнению с одним из луч-

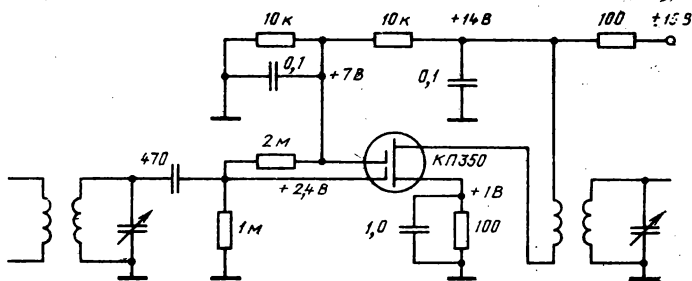


Рис. 12.6. Резонансный усилитель на полевом транзисторе с двумя изолированными затворами

ших биполярных транзисторов. Однако мы сравнивали эти транзисторы при неодинаковых потребляемых токах коллектора и стока. Ток коллектора $I_K = 3$ мА, а стока $I_C = 10$ мА. Если коллекторный ток увеличить до 10 мА, что допустимо для транзистора КТ335А, то его крутизна увеличится более чем в 3 раза, а коэффициент устойчивого усиления — в $\sqrt[3]{3}$ раз.

Конечно, следует также сравнивать транзисторы по шунтированию колебательных контуров, коэффициенту шума, сложности схем подключения контуров и стабилизации режима по постоянному току.

12.6. АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МНОГОКАСКАДНОГО РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Обобщенное уравнение резонансной кривой однокаскадного резонансного усилителя можно представить в виде

$$|y| = (1 + x^2)^{-1/2}. \quad (12.39)$$

Уравнение резонансной кривой резонансного усилителя, состоящего из n одинаковых каскадов,

$$|y| = (1 + x^2)^{-n/2} = [1 + (2\Delta_1 f / \delta f_0)^2]^{-n/2}, \quad (12.40)$$

где $\Delta_1 f$ — абсолютная расстройка по частоте; δ — затухание колебательного контура ($\delta = 1/Q$); f_0 — резонансная частота колебательного контура. Задаваясь числом каскадов n и полосой пропускания всего усилителя Δf , можно найти требуемое значение затухания δ одного каскада. Полосу пропускания обычно отсчитывают на уровне $|y| = 2^{-1/2}$. Поэтому, решая уравнение

$$[1 + (2\Delta_1 f_{отсч} / \delta f_0)^2]^{-n/2} = 2^{-1/2}$$

относительно δ и учитывая, что $2\Delta_1 f_{отсч} = \Delta f$, получаем

$$1 + (\Delta f / \delta f_0)^2 = 2^{1/n} \text{ или } (\Delta f / \delta f_0)^2 = 2^{1/n} - 1. \text{ Так как} \\ 2^{1/n} = e^{(\ln 2)/n} = 1 + \frac{1}{n} \ln 2 + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{n} \ln 2 \right)^2 + \dots, \quad (12.41)$$

величина $2^{1/n} - 1$ при $n \rightarrow \infty$ ведет себя как $(1/n) \ln 2$. При большом числе каскадов справедливо приближенное равенство

$$\left(\frac{1}{\delta f_0} \right)^2 \approx \frac{1}{(\Delta f)^2} \frac{\ln 2}{n}. \quad (12.42)$$

Подставляя (12.42) в (12.40), получаем

$$|y| = \exp \left\{ -\frac{\ln 2}{2} \left(\frac{2\Delta_1 f}{\Delta f} \right)^2 \right\}. \quad (12.43)$$

Таким образом, при большом числе каскадов n амплитудно-частотная характеристика резонансного усилителя приобретает колоколообразную форму-

12.7. ФАЗОЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МНОГОКАСКАДНОГО РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Отношение напряжения на колебательном контуре при произвольной частоте к напряжению на контуре при резонансе для одного каскада можно представить в виде

$$y = (1 + jx)^{-1}.$$

Для n -каскадного усилителя

$$y = (1 + jx)^{-n} = |y| e^{j\varphi(\omega)},$$

где $\varphi(\omega) = -n \arctg x$; $x = 2\Delta_1 f / \delta f_0$.

Полагая, как и в предыдущем параграфе, полосу пропускания заданной, а число каскадов n стремящимся к бесконечности и используя (12.42), находим

$$\varphi(\omega) = -n \arctg \left(\frac{2\Delta_1 f}{\Delta f} \sqrt{\frac{\ln 2}{n}} \right). \quad (12.44)$$

Известно, что при малых x $\arctg x = x - x^3/3 + x^5/5 - \dots$. Поэтому при малых расстройках $\Delta_1 f$

$$\varphi(\omega) \approx -\sqrt{\ln 2} \sqrt{n} \frac{2\Delta_1 f}{\Delta f}. \quad (12.45)$$

Следовательно, фазочастотная характеристика многокаскадного усилителя при малых расстройках линейна:

$$\varphi(\omega) = -t_0 \Delta_1 \omega, \quad (12.46)$$

где

$$t_0 = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\pi} \frac{\sqrt{n}}{\Delta f}.$$

Ранее было показано, что при линейной фазочастотной характеристике величина t_0 представляет собой время запаздывания напряжения на выходе по отношению к напряжению на входе. Важно отметить, что время запаздывания многокаскадного резонансного усилителя согласно (12.47) зависит не только от полосы пропускания Δf , но и от числа каскадов усилителя n .

12.8. ПОЛОСОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Полосовым усилителем называется усилитель с амплитудно-частотной характеристикой, близкой к прямоугольной. На рис. 12.7 изображены амплитудно-частотная характеристика реального полосового усилителя и идеализированная прямоугольная амплитудно-частотная характеристика.

Полосовые усилители чаще всего работают на фиксированных частотах и не перестраиваются. Обычно они имеют один или два колебательных контура в каждом каскаде. Применяются также фильтры сосредоточенной избирательности. Они состоят из трех-четырех связанных

колебательных контуров, которые ставятся на входе усилителя промежуточной частоты и в основном формируют его амплитудно-частотную характеристику. В качестве фильтров сосредоточенной избирательности широко применяются пьезоэлектрические и ультразвуковые фильтры. В них благодаря прямому и обратному пьезоэлектрическому эффекту или явлению магнитострикции амплитудно-частотная характеристика формируется в системе из нескольких механических резонаторов.

Приближение амплитудно-частотной характеристики реального полосового усилителя к прямоугольной оценивается коэффициентом прямоугольности

$$K_{\Pi} = \Delta f_{0,7} / \Delta f_{0,1}.$$

Для обычного резонансного усилителя коэффициент прямоугольности увеличивается с ростом числа каскадов, но не может быть больше 0,39, где 0,39 — коэффициент прямоугольности колоколообразной кривой.

Более высокий коэффициент прямоугольности дает применение связанных контуров или пар симметрично расстроенных контуров.

Так, коэффициент усиления одного каскада полосового усилителя при одном настроенном контуре равен $K_0 = -SR_{\text{эк}}$. Если контур расстроен, то коэффициент усиления $K_0 = -y_0 SR_{\text{эк}}$, где y_0 — относительный коэффициент усиления контура. Если применяются пары расстроенных контуров по одному в каждом каскаде, то $y_0 = 0,7$.

Полосовой усилитель с двумя связанными контурами. При двух связанных контурах в каждом каскаде коэффициент усиления одного каскада полосового усилителя

$$K_0 = \frac{\eta}{1 + \eta^2} SR_{\text{эк}}, \quad (12.48)$$

где $\eta = k_{\text{св}}/\delta$.

$$(12.49)$$

Покажем справедливость формулы (12.48). На рис. 12.8 изображена эквивалентная схема одного каскада усилителя с двумя связанными контурами в каждом каскаде. Связанные контуры предполагаются

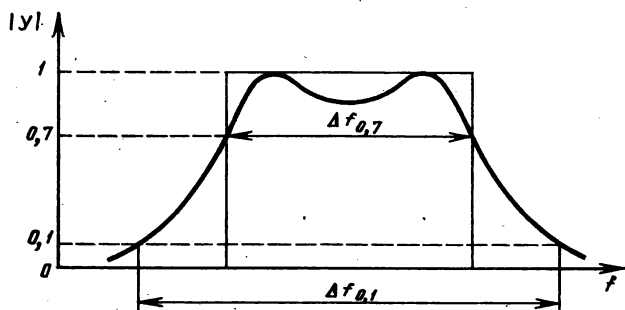


Рис. 12.7. Амплитудно-частотная характеристика полосового усилителя

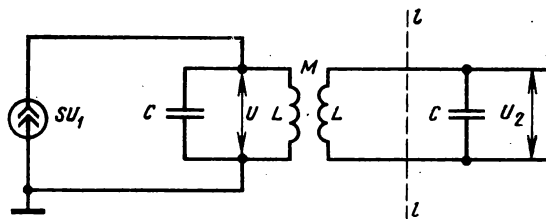


Рис. 12.8. Эквивалентная схема двухконтурного полосового усилителя

одинаковыми с учетом вносимого затухания от транзисторов на входе и выходе.

Для определения U_2 применим теорему Тевенина. При этом напряжение на первом контуре $U = SR_{\text{ЭК}} U_1$. Ток в катушке первого контура $I_L = U/j\omega L$.

Создаваемая во втором контуре ЭДС

$$E = j\omega M I_L = (M/L) SR_{\text{ЭК}} U_1,$$

а напряжение на втором контуре

$$U_2 = I_2 j\rho = \frac{E j\rho}{r + r_{\text{ВН}}} = \frac{jSR_{\text{ЭК}} U_1 (\omega_0 M/r)}{1 + (\omega_0 M/r)^2},$$

откуда

$$|K_0| = |U_2|/|U_1| = \frac{\eta}{1 + \eta^2} SR_{\text{ЭК}},$$

что и доказывает справедливость выражения (12.48).

Здесь $\eta = \omega_0 M/r = k_{\text{св}}/8$.

При $\eta = 1$

$$|K_0| = 0.5 SR_{\text{ЭК}};$$

при $\eta = 0.8$

$$|K_0| = \frac{0.8}{1.64} SR_{\text{ЭК}} \approx 0.5 SR_{\text{ЭК}}.$$

Полосовой усилитель с расстроенными контурами. Такую же характеристику, как у пары связанных контуров, можно получить, применяя два каскада усиления, в каждом из которых имеется один расстроенный контур.

В § 2.8 было показано, что обобщенная резонансная кривая двух связанных контуров

$$|y| = \frac{1 + \eta^2}{\sqrt{(1 + \eta^2 - x^2)^2 + 4x^2}}, \quad (12.50)$$

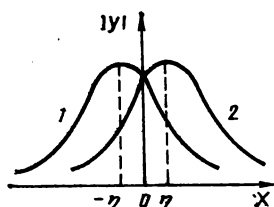


Рис. 12.9. Резонансные кривые двух расстроенных резонансных каскадов.

где η находится из выражения (12.49). Покажем, что для двух каскадов с расстроенными контурами результирующая амплитудно-частотная характеристика имеет вид

$$|y| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \eta^2 - x^2)^2 + 4x^2}}, \quad (12.51)$$

$$\text{где } \eta = 2\Delta_{01}f/\delta f_0 \quad (12.52)$$

— обобщенная расстройка каждого из контуров относительно центральной частоты усилителя; $\Delta_{01}f$ — абсолютная расстройка каждого из контуров.

Резонансные кривые первого и второго расстроенных контуров имеют вид (рис. 12.9):

$$|y_1| = [1 + (x + \eta)^2]^{-1/2}; \quad |y_2| = [1 + (x - \eta)^2]^{-1/2}.$$

Результирующая характеристика двухкаскадного усилителя является произведением резонансных кривых первого и второго контуров: $|y| = |y_1||y_2|$.

Амплитудно-частотные характеристики системы из двух связанных контуров и системы из двух усилителей с расстроенными контурами различаются лишь постоянным множителем $(1 + \eta^2)$.

Можно показать, что при одинаковой полосе усилитель с расстроенными контурами имеет большее усиление на один каскад. Недостатком усилителя с расстроенными контурами является необходимость настройки контуров на строго определенные частоты, отличные от центральной частоты. Такой усилитель в процессе ремонта трудно подстраивать на требуемую частоту.

Применяют также усилители промежуточной частоты с тремя и четырьмя взаимно расстроенными контурами. Амплитудно-частотная характеристика такого усилителя может соответственно иметь три или четыре максимума, но при малых взаимных расстройках имеет место только один расплывчатый максимум.

12.9. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Число каскадов резонансного усиления и общий коэффициент усиления приемника в каскадах усиления радио- и промежуточной частоты определяются отношением минимального напряжения на входе детектора, при котором он способен удовлетворительно детектировать, к минимальному напряжению входного сигнала. При большом сигнале в последних каскадах резонансного усилителя происходит перегрузка. Для ее предотвращения необходима ручная или автоматическая регулировка усиления. Так как амплитуда принимаемого сигнала может быстро и часто изменяться и практически невозможно непрерывно осуществлять регулировку усиления вручную, применяется автоматическая регулировка усиления — АРУ.

Обычно применяется один из способов автоматической регулировки усиления.

Первый способ. Усредненное напряжение с выхода детектора через фильтр нижних частот, пропускающий только постоянную составляющую напряжения, пропорциональную амплитуде сигнала несущей, подается в виде смещения на несколько каскадов резонансного усилителя и уменьшает их усиление за счет смещения рабочей точки транзисторов в область меньшего усиления. Изменение смещения для уменьшения усиления выводит рабочую точку в нелинейную область. Так как в последних каскадах резонансного усилителя амплитуды усиливаемого сигнала велики, смещение рабочей точки может сильно увеличить искажения. Поэтому регулирующее смещение на последний каскад резонансного усилителя предпочитают не подавать.

Второй способ. Усредненное напряжение с выхода детектора используется для уменьшения сигнала, подаваемого на усилители. Это можно осуществить, например, с помощью управляемого напряжением потенциометрического делителя на полевом транзисторе или с помощью регулируемого ответвления тока, т. е. регулируемого шунтирующего делителя. Такой способ АРУ описан в следующем параграфе.

Третий способ. В эмиттерную цепь усилителя на транзисторе с ОЭ включается резистор, имеющий сопротивление в несколько раз больше, чем это необходимо для нормального усиления каскада. Этот резистор шунтируется цепью в виде последовательного соединения конденсатора и полевого транзистора, подключенного стоком к конденсатору, а истоком к земле. Очевидно, что полевой транзистор не имеет постоянного напряжения сток—исток и для переменного тока ведет себя как регулируемое сопротивление, величина которого зависит от смещения из цепи АРУ, подаваемого на затвор. При этом в отсутствие смещения сопротивление сток-исток должно быть малым, а при подаче смещения — большим.

12.10. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

В настоящее время выпускается большое число интегральных микросхем, предназначенных для усиления высокочастотных колебаний. Для применения в качестве резонансных усилителей к таким микросхемам подключают резонансные контуры.

Примером может служить микросхема К157ХА1Б, имеющая верхнюю частоту $f_v = 25$ ГМц по уровню -5 дБ при коэффициенте усиления напряжения $K = 150-350$ на частоте $f_0 = 0,15$ МГц. Данная микросхема может также генерировать напряжение гетеродина и преобразовывать радиочастоту в промежуточную. Для этого к микросхеме подключаются три внешних контура, настроенных на частоты сигнала и гетеродина и промежуточную частоту. Микросхема содержит 6 биполярных транзисторов и 7 резисторов. Конденсаторы (разделительные и фильтрующие) подключаются к соответствующим внешним выводам микросхемы.

Для усиления промежуточной частоты предназначена, например, микросхема К157ХА2. Она содержит 14 биполярных транзисторов. Контуры и конденсаторы подключаются к внешним выводам.

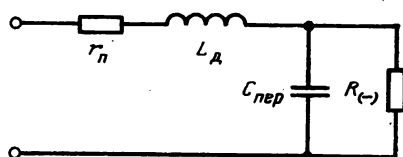
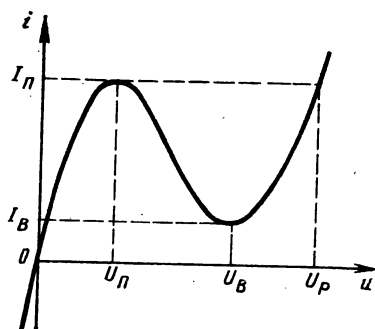


Рис. 12.12. Эквивалентная схема туннельного диода при малых сигналах

Рис. 12.11. Вольт-амперная характеристика туннельного диода

Благодаря участку характеристики с отрицательным наклоном туннельный диод способен усиливать. Главное преимущество этих диодов по сравнению с электронными лампами и транзисторами состоит в их быстродействии, являющемся следствием того, что при туннельном эффекте перенос электронов происходит со скоростью, близкой к скорости света. Усилители, смесители и генераторы на туннельных диодах способны работать в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн.

В табл. 12.1 приводятся параметры туннельных диодов. Величины $U_{\text{п}}$, $U_{\text{в}}$ и $U_{\text{р}}$ называются соответственно напряжениями пика, впадины и раствора; $I_{\text{п}}$ — пиковый ток; $I_{\text{в}}$ — ток впадины.

Таблица 12.1

Материал диода	$U_{\text{п}}$, В	$U_{\text{в}}$, В	$U_{\text{р}}$, В	$I_{\text{п}}/I_{\text{в}}$	$R_{(-)}$, Ом	$r_{\text{п}}$, Ом	$L_{\text{д}}$, нГ	$C_{\text{пер}}$, пФ
Германий	0,06	0,30	0,50	5—10	10—20	1—5	1—10	2—30
Арсенид галлия	0,18	0,55	1,0	10—15	20—50	1—5	1—10	2—30

Величины $r_{\text{п}}$, $L_{\text{д}}$, $C_{\text{пер}}$ и $R_{(-)}$ являются параметрами малосигнальной эквивалентной схемы туннельного диода, показанной на рис. 12.12: $r_{\text{п}}$ — сопротивление потерь в диоде; $L_{\text{д}}$ — индуктивность выводов; $C_{\text{пер}}$ — емкость перехода; $R_{(-)}$ — отрицательное сопротивление в точке наибольшей крутизны падающего участка характеристики, равное обратной величине $g_{\text{пер}}$. Использование линейного и нелинейного участков характеристики позволяет строить на туннельных диодах не только усилители, но и генераторы и преобразователи частоты для диапазона СВЧ, быстродействующие триггерные схемы и мультивибраторы.

12.12. ПРИНЦИП РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Покажем, что подключение к сопротивлению нагрузки двухполюсника с отрицательным сопротивлением позволяет получить усиление мощности.

На рис. 12.13 показан источник переменного напряжения, соединенный последовательно с сопротивлением нагрузки R_H , параллельно которому присоединено отрицательное сопротивление $R_{(-)}$.

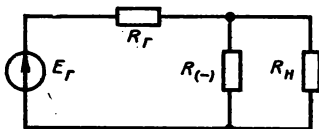


Рис. 12.13. Схема усилителя с отрицательным сопротивлением

Известно, что генератор в согласованную с ним нагрузку может отдать мощность $P_r = E_r^2/4R_r$.

Если сопротивление, образованное параллельным включением сопротивлений R_H и $R_{(-)}$, обозначить R' , то напряжение на нагрузке

$$U_H = E_r R'/(R_r + R'),$$

а мощность в нагрузке

$$P_H = U_H^2/R_H = (E_r^2/R_H)[R'/(R_r + R')]^2.$$

Таким образом, коэффициент усиления мощности в режиме согласования

$$K_P = \frac{P_H}{P_r} = 4 \frac{R_r}{R_H} \left(\frac{R'}{R_r + R'} \right)^2. \quad (12.53)$$

Если отрицательное сопротивление близко по величине к сопротивлению нагрузки, то $R' \gg R_r$ и коэффициент усиления мощности

$$K_P \approx 4 (R_r/R_H). \quad (12.54)$$

Если R' отрицательно и равно R_r , то коэффициент усиления мощности обращается в бесконечность, что соответствует самовозбуждению усилителя.

12.13. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТУННЕЛЬНОГО ДИОДА

Согласно схеме, приведенной на рис. 12.12, полное сопротивление диода

$$\begin{aligned} Z &= r_H + j\omega L_d + [j\omega C_{пер} - (1/R_{(-)})]^{-1} = \\ &= r_H - \frac{R_{(-)}}{1 + \omega^2 C_{пер}^2 R_{(-)}^2} + j\omega \left[L_d - \frac{C_{пер} R_{(-)}^2}{1 + \omega^2 C_{пер}^2 R_{(-)}^2} \right]. \end{aligned}$$

Действительная часть полного сопротивления отрицательна на низких частотах и обращается в нуль на частоте

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{C_{\text{пер}} R_{(-)}} \sqrt{\frac{R_{(-)}}{r_{\Pi}} - 1}, \quad (12.55)$$

называемой *предельной резистивной частотой*. Выше этой частоты действительная часть полного сопротивления положительна, и диод не способен усиливать.

Мнимая часть полного сопротивления обращается в нуль на частоте

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{1/L_{\text{д}} C_{\text{пер}} - 1/R_{(-)}^2 C_{\text{пер}}^2}, \quad (12.56)$$

называемой *резонансной частотой туннельного диода*.

Индуктивность и сопротивление подводящих проводов добавляются к $L_{\text{д}}$ и r_{Π} , в результате чего частоты f_r и f_0 уменьшаются.

Необходимо, чтобы частота f_0 оставалась выше f_r , так как в противном случае усилитель может возбудиться, потому что последовательное сопротивление контура на резонансной частоте будет отрицательным.

12.14. УСТОЙЧИВОСТЬ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Для устойчивой работы усилителя его рабочая точка должна находиться на середине падающего участка характеристики (в точке наибольшей крутизны). Сопротивление цепи питания должно быть меньше абсолютной величины отрицательного сопротивления.

Из рис. 12.14 видно, что пересечение прямой линии с вольт-амперной характеристикой в одной точке (U_0 , I_0) возможно лишь в случае, когда линия идет достаточно круто.

Схема простейшего усилителя на туннельном диоде показана на рис. 12.15. Рабочая точка задается с помощью делителя $R_1 R_2$, причем сумма сопротивлений $R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, R_r и R_n постоянному току должна быть меньше $R_{(-)}$.

Существует много схем резонансных усилителей, отличающихся способами включения диода, генератора и нагрузки. Одна из них показана на рис. 12.16.

Недостатком усилителей, использующих отрицательное сопротивление диода для компенсации потерь в нагрузке и в сопротивлении генератора, является неустойчивость всех параметров усилителя. В самом деле, усиление становится значительным лишь при приближении к режиму

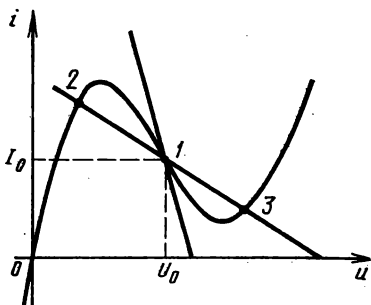


Рис. 12.14. Устойчивый и неустойчивый режимы работы туннельного диода

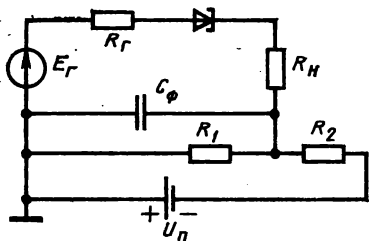


Рис. 12.15. Схема простейшего усилителя на туннельном диоде

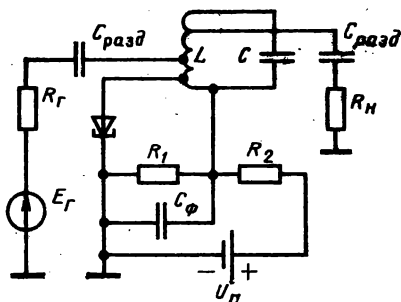


Рис. 12.16. Резонансный усилитель на туннельном диоде

генерации. При этом коэффициент усиления, полоса пропускания и другие параметры могут сильно изменяться в связи с изменением параметров активного прибора. Принцип распределенного усиления, рассмотренный ранее в гл. 9, позволяет, имея небольшое усиление одной секции усилителя, получить значительное общее усиление в результате сложения коэффициентов усиления отдельных секций. Распределенное усиление можно осуществить не только на активных четырехполюсниках, но и на активных двухполюсниках [15].

Глава 13

ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

13.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ

Различают генераторы с самовозбуждением и с внешним возбуждением. Генераторы с самовозбуждением называют также автогенераторами. Для возбуждения колебаний в них используется положительная обратная связь или активный прибор, имеющий участок характеристики с отрицательным наклоном. Применяется также параметрическое возбуждение колебаний.

Генераторы с внешним возбуждением по существу являются резонансными усилителями, работающими в режиме больших амплитуд. Как правило, генераторы с внешним возбуждением работают с отсечкой тока. Иначе говоря, ток в генераторе представляет собой периодическую последовательность синусоидальных импульсов (рис. 13.1).

Как указывалось ранее, углом отсечки тока θ называется половина фазового угла, в течение которого коллекторный, стоковый или анодный ток не равен нулю. В генераторах угол отсечки может быть больше или меньше 90° . Режим работы при угле отсечки меньше 90° называют режимом С.

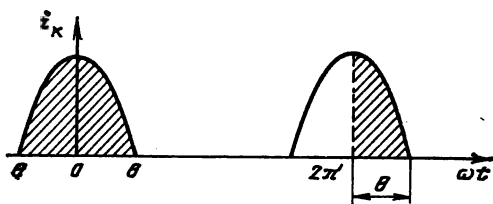


Рис. 13.1. Синусоидальные импульсы коллекторного тока генератора

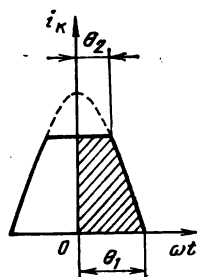


Рис. 13.2. Трапецидальный импульс коллекторного тока генератора

Иногда импульсы тока представляют собой синусоидальное колебание, обрезанное не только снизу (с углом отсечки θ_1), но и сверху (с углом отсечки θ_2) (рис. 13.2).

Благодаря резонансному характеру сопротивления контура, обычно настраиваемому на первую гармонику частоты повторения импульсов, напряжение на контуре близко по форме к синусоидальному и может быть использовано для возбуждения следующего, более мощного каскада.

13.2. АВТОГЕНЕРАТОР С ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗЬЮ

Схема автогенераторов с индуктивной связью показаны на рис. 13.3. Хотя в автогенераторах применены различные активные приборы: биполярный и полевой транзисторы и электронная лампа, — все три схемы очень близки друг к другу. Отличие схемы на биполярном транзисторе от двух других заключается в том, что на базу с помощью делителя $R_1 R_2$ подано положительное напряжение. Это необходимо лишь в начальный период работы автогенератора. После возникновения генерации во всех трех схемах постоянная составляющая напряжения на управляющем электроде (базе, затворе или сетке) может стать отрицательной за счет выпрямленной переменной составляющей тока базы, затвора или сетки.

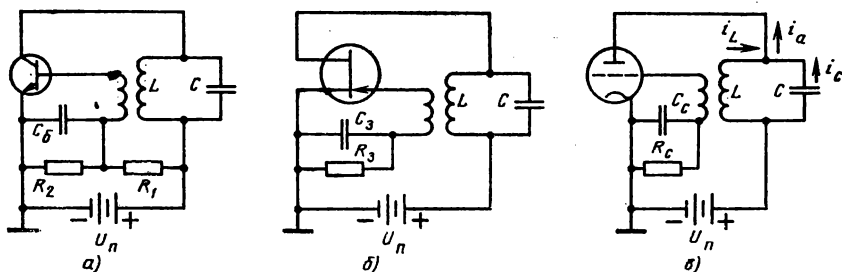


Рис. 13.3. Схемы автогенераторов с индуктивной связью:

а — на биполярном транзисторе; б — на полевом транзисторе; в — на электронной лампе

Рассмотрим работу лампового генератора на триоде (рис. 13.3, в). На схеме даны условные направления токов: анодного, в индуктивности контура и в его емкости

В соответствии с законами Кирхгофа:

$$i_a = i_L - i_C;$$

$$L \frac{di_L}{dt} + r i_L + \frac{1}{C} \int i_C dt = 0$$

(сеточным током пренебрегаем). Заменяя i_C на $i_L - i_a$ и дифференцируя, получаем

$$LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + rC \frac{di_L}{dt} + i_L = i_a. \quad (13.1)$$

Анодный ток i_a является функцией управляющего напряжения:

$$i_a = f(u_y),$$

где $u_y = u_c + Du_a$; D — проницаемость лампы.

Зависимость анодного тока от управляющего напряжения можно представить в виде ряда

$$i_a = f(u_y) = a_0 + a_1 u_y + a_2 u_y^2 + a_3 u_y^3 + \dots \quad (13.2)$$

Если ограничиться двумя первыми членами ряда, то коэффициент a_0 — значение анодного тока i_{a0} в исходной точке, а коэффициент $a_1 = S_0$ совпадает с крутизной характеристики анодного тока в исходной точке.

Подставляя выражение для анодного тока в дифференциальное уравнение (13.1), получаем

$$LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + rC \frac{di_L}{dt} + i_L = S_0 u_y. \quad (13.3)$$

Ток в уравнении (13.3) — это ток в индуктивной ветви за вычетом постоянной составляющей. Учитывая, что сеточное напряжение $u_c = M \frac{di_L}{dt}$, а анодное напряжение $u_a = -L \frac{di_L}{dt}$, находим управляющее напряжение

$$u_y = u_c + Du_a = M_0 \frac{di_L}{dt},$$

где $M_0 = M - DL$ — приведенная взаимная индуктивность.

Подставляя это выражение для u_y в (13.3), получаем

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{r - (S_0 M_0 / C)}{L} \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{LC} i_L = 0.$$

Вводя обозначения:

$$\alpha = \frac{r - (M_0 S_0 / C)}{2L}; \quad (13.4)$$

$$\omega_0^2 = 1/LC, \quad (13.5)$$

имеем

$$\frac{di_L^2}{dt^2} + 2\alpha \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0. \quad (13.6)$$

Это уравнение совпадает с дифференциальным уравнением колебательного контура. Его общим решением является следующая зависимость тока от времени:

$$i_L = I_{mL} e^{-\alpha t} \cos(\omega_0^* t + \varphi_0), \quad (13.7)$$

где

$$\omega_0^* = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}. \quad (13.8)$$

Уравнение (13.6) отличается от уравнения колебательного контура коэффициентом затухания. Для колебательного контура

$$\alpha = r/2L; \quad (13.9)$$

для лампового генератора

$$\alpha = \frac{r - (M_0 S_0 / C)}{2L}. \quad (13.10)$$

Если $\alpha = 0$, то в контуре генератора возможны колебания с постоянной амплитудой.

Из условия $\alpha = 0$ можно найти критическое значение взаимной индуктивности

$$M_{0кр} = rC/S_0 \quad (13.11)$$

или, учитывая, что

$$M_0 = M - DL, \quad (13.12)$$

$$M_{кр} = DL + rC/S_0. \quad (13.13)$$

Следовательно, генерация возможна, если

$$M \geq DL + rC/S_0. \quad (13.14)$$

Это неравенство называется *условием возникновения генерации*. Его иногда записывают в другой форме. Введем обозначение

$$k_{кр} = M_{кр}/L = D + rC/S_0 L. \quad (13.15)$$

Поскольку

$$u_c = M \frac{di_L}{dt}; \quad u_a = -L \frac{di_L}{dt},$$

величина $k_{кр} = M_{кр}/L = U_{mc}/U_{ma}$.

Другими словами, коэффициент $k_{кр}$ равен такому значению отношения напряжения на сетке к напряжению на аноде, при котором возникает генерация. Если генератор рассматривать как ламповый усилитель с положительной обратной связью, то $k_{кр}$ имеет смысл коэффициента обратной связи β .

Используя введенные обозначения, условие возникновения генерации можно переписать в виде

$$\beta \geq D + rC/S_0L,$$

или

$$\beta \geq 1/K_0. \quad (13.16)$$

где $K_0 = \mu R_{эк}/(R_i + R_{эк})$ — коэффициент усиления усилителя без обратной связи. Из теории обратной связи известно, что именно в случае, для которого справедливо условие (13.16), усилитель превращается в генератор.

Условие возникновения генерации (13.15) было найдено Баркгаузом задолго до создания общей теории обратной связи, развитой Найквистом.

13.3. СТАЦИОНАРНАЯ АМПЛИТУДА КОЛЕБАНИЙ В АВТОГЕНЕРАТОРЕ

Из решения линейного дифференциального уравнения лампового генератора (13.6) следует, что при обратной связи, большей критической, амплитуда колебаний в контуре неограниченно растет. Однако в реальном ламповом генераторе при связи, большей критической, рост амплитуды колебаний ограничивается нелинейностью ламповых характеристик. Ниже излагается классическая теория автогенератора с учетом нелинейности характеристики лампы. Эта теория была разработана Ван-дер-Полем.

Амплитуды колебаний анодного тока нельзя определить из линейного дифференциального уравнения. Для определения амплитуды колебаний необходимо учесть нелинейный характер зависимости анодного тока от управляющего напряжения u_y (13.2).

Ограничимся в (13.2) полиномом третьей степени. Полагая характеристику лампы симметричной относительно точки перегиба и переносим начало координат в эту точку (рис 13.4), получаем

$$i_a = a_1 u_y + a_3 u_y^3. \quad (13.17)$$

Как отмечалось ранее, коэффициент a_1 совпадает с крутизной характеристики S_0 в исходной точке. Коэффициент a_3 также можно выразить через параметры ламповой характеристики. Действительно, при $u_y = U_s$ $di_a/du_y = 0$. Следовательно, $S_0 + 3a_3 U_s^2 = 0$ и $a_3 = -S_0/3U_s^2$. Таким образом,

$$i_a = S_0 u_y - \frac{S_0}{3U_s^2} u_y^3. \quad (13.18)$$

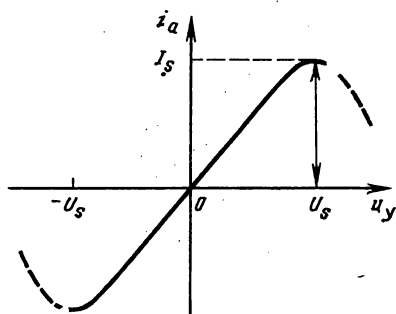


Рис. 13.4. Аппроксимация характеристики анодного тока лампы (начало отсчета координат перенесено в точку перегиба)

Эта аппроксимация характеристики анодного тока справедлива, пока

$$|u_y| \leq U_s; \quad |i_a| \leq I_s. \quad (13.19)$$

Подставляя (13.18) в дифференциальное уравнение (13.1), получаем

$$LC \frac{d^2 i_L}{dt^2} + rC \frac{di_L}{dt} + i_L = S_0 u_y - \frac{S_0}{3U_s^3} u_y^3. \quad (13.20)$$

Это уравнение отличается от рассмотренного ранее линейного уравнения (13.3) последним членом. Как и ранее, будем считать, что управляющее напряжение

$$u_y = (M - DL) \frac{di_L}{dt} = M_0 \frac{di_L}{dt}. \quad (13.21)$$

Исключим из дифференциального уравнения ток i_L . Для этого продифференцируем по времени правую и левую части равенства (13.20). Получим

$$LC i_L''' + rC i_L'' + i_L' = S_0 u_y' - \frac{S_0 u_y^2 u_y'}{U_s^3}. \quad (13.22)$$

Выразим i_L' , i_L'' и i_L''' через u_y . Согласно (13.21):

$$i_L' = u_y / M_0; \quad i_L'' = u_y' / M_0; \quad i_L''' = u_y'' / M_0. \quad (13.23)$$

Подставив выражения (13.23) в (13.22), получим

$$u_y'' - \left(\frac{S_0 M_0 - rC}{LC} - \frac{S_0 M_0}{LC U_s^3} u_y^2 \right) u_y' + \frac{u_y}{LC} = 0.$$

Введем обозначения:

$$\omega_0^2 = 1/LC; \quad A = (S_0 M_0 - rC)/LC; \quad B = S_0 M_0 / LC U_s^3. \quad (13.24)$$

Тогда

$$u_y'' - (A - B u_y) u_y' + \omega_0^2 u_y = 0. \quad (13.25)$$

Перейдем к новым безразмерным переменным v и τ , где

$$\tau = \omega_0 t; \quad (13.26)$$

$$u_y = v \sqrt{A/B}. \quad (13.27)$$

Выразим u_y' и u_y'' через новые переменные:

$$u_y' = \frac{du_y}{d\tau} \frac{d\tau}{dt} = v' \omega_0 \sqrt{A/B};$$

$$u_y'' = \frac{du_y'}{d\tau} \frac{d\tau}{dt} = v'' \omega_0^2 \sqrt{A/B}.$$

Тогда уравнение перепишется в виде

$$v'' \omega_0^2 \sqrt{A/B} - (A - B v^2 A/B) \omega_0 \sqrt{A/B} v' + \omega_0^2 \sqrt{A/B} v = 0.$$

Сократив на $\omega_0^2 \sqrt{A/B}$, получим уравнение Ван-дер-Поля

$$v'' - (A/\omega_0) (1 - v^2) v' + v = 0 \quad (13.28)$$

или

$$v'' - \varepsilon(1 - v^2)v' + v = 0, \quad (13.29)$$

где

$$\varepsilon = A/\omega_0 = (S_0 M_0 - rC)/\sqrt{LC}, \quad (13.30)$$

или

$$\varepsilon = (S_0 M_0/C - r)/\sqrt{LC}. \quad (13.31)$$

Параметр ε эквивалентен затуханию в колебательном контуре $\delta = r/\sqrt{LC} = r/\rho$, взятому с противоположным знаком. При генерировании колебаний, близких к синусоидальным, $\varepsilon \ll 1$. Если $\varepsilon \gg 1$, то колебания в генераторе имеют форму, далекую от синусоидальной, и называются *релаксационными*. Релаксационные колебания возникают согласно (13.31) при очень сильной связи, когда из-за больших амплитуд напряжений на сетке электронная лампа значительную часть времени находится в запертом состоянии или в режиме насыщения; другими словами, лампа работает в ключевом режиме.

Для случая, когда $\varepsilon \ll 1$, Ван-дер-Полем был предложен следующий приближенный метод решения нелинейного дифференциального уравнения (13.29). Будем искать решение уравнения в виде

$$v = a \sin \tau, \quad (13.32)$$

где a — медленно меняющаяся амплитуда, т. е. величина, относительное изменение которой за время одного колебания мало:

$$\frac{1}{a} \frac{da}{d\tau} \ll 1$$

или $a' \ll a$ и, следовательно, $a'' \ll a'$. При этом:

$$v' = a' \sin \tau + a \cos \tau; \quad v'' = a'' \sin \tau + 2a' \cos \tau - a \sin \tau.$$

Подставляя v , v' и v'' в (13.29) и принимая во внимание, что

$$\sin^3 \tau = -0,25 \sin 3\tau + 0,75 \sin \tau;$$

$$\cos^3 \tau = 0,25 \cos 3\tau + 0,75 \cos \tau,$$

получаем

$$\begin{aligned} & a'' \sin \tau + 2a' \cos \tau - \varepsilon(a' \sin \tau + a \cos \tau + \frac{a^3 a'}{4} \sin 3\tau - \\ & - \frac{3}{4} a^2 a' \sin \tau - a^3 \cos \tau + \frac{a^3}{4} \cos 3\tau + \frac{3}{4} a^3 \cos \tau) = 0. \end{aligned}$$

Пренебрегая величиной $a'' \sin \tau$ по сравнению с величиной $2a' \cos \tau$, членами с производными внутри скобок, а также членами, содержащими высшие гармоники, получаем

$$2a' \cos \tau - \varepsilon \left(a \cos \tau - \frac{a^3}{4} \cos \tau \right) = 0,$$

откуда

$$2a' - \varepsilon(1 - a^2/4)a = 0.$$

Умножая на a , имеем

$$2a'a - \varepsilon (1 - a^2/4) a^2 = 0.$$

Тогда:

$$\frac{d(a^2)}{a^2(1-a^2/4)} = \varepsilon d\tau; \quad \frac{d(a^2)}{a^2} + \frac{d(a^2)}{4-a^2} = \varepsilon d\tau.$$

Решая последнее уравнение, находим

$$\ln \frac{a^2}{4-a^2} = \varepsilon (\tau - \tau_0),$$

где τ_0 — постоянная интегрирования. Отсюда

$$a = 2[1 + e^{-\varepsilon(\tau - \tau_0)}]^{-1/2}. \quad (13.33)$$

При $\tau \rightarrow \infty$ $a \rightarrow 2$. Следовательно, стационарная безразмерная амплитуда генерируемых колебаний

$$a_{\text{стац}} = 2. \quad (13.34)$$

Возвращаясь к прежним переменным, получаем

$$\begin{aligned} u_y &= \sqrt{\frac{A}{B}} v = U_s \sqrt{\frac{S_0 M_0 - rC}{S_0 M_0}} a \sin \tau = \\ &= U_s \sqrt{\frac{S_0 M_0 - rC}{S_0 M_0}} \frac{2}{\sqrt{1 + e^{-\varepsilon(\tau - \tau_0)}}} \sin \omega_0 t. \end{aligned} \quad (13.35)$$

Таким образом, стационарная амплитуда управляющего напряжения

$$U_{\text{мустац}} = 2U_s \sqrt{\frac{S_0 M_0 - rC}{S_0 M_0}}. \quad (13.36)$$

С другой стороны,

$$U_{\text{мустац}} = \omega_0 L I_{\text{мЛстац}}.$$

Следовательно, стационарная амплитуда тока в контуре генератора

$$I_{\text{мЛстац}} = \frac{2U_s}{\omega_0 M_0} \sqrt{\frac{S_0 M_0 - rC}{S_0 M_0}}. \quad (13.37)$$

Рассматривая выражение (13.37), можно отметить следующее:

1. При критической связи, т. е. при выполнении равенства $S_0 M_0 - rC = 0$, амплитуда стационарных колебаний равна нулю.

2. Изменяя связь, можно плавно изменять стационарную амплитуду колебаний, как это показано на рис. 13.5. Это так называемый мягкий режим возникновения генерации. Он имеет место, когда в исходной рабочей точке крутизна максимальна.

3. Максимальная амплитуда управляющего напряжения может быть больше, чем U_s , но ее нельзя определить по найденной формуле, так как принятая аппроксимация характеристики лампы справедлива лишь при $|U_{\text{мy}}| \leq U_s$.

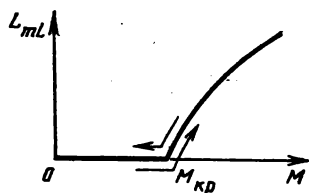


Рис. 13.5. Изменение тока в контуре генератора при изменении связи

13.4. БАЛАНС АМПЛИТУД И ФАЗ В АВТОГЕНЕРАТОРЕ

Автогенератор можно рассматривать как усилитель, выход которого связан со входом с помощью четырехполюсника обратной связи (рис. 13.6).

Если предположить, что напряжения U_1 и U_2 по форме близки к синусоидальным, то стационарный режим с постоянными амплитудами U_1 и U_2 возможен только при выполнении следующих условий: $U_2 = K_{cp} U_1$; $U_1 = \beta U_2$. Следовательно, $U_1 = \beta K_{cp} U_1$ или

$$\beta K_{cp} = 1. \quad (13.38)$$

Здесь K_{cp} — средний коэффициент передачи усилителя, равный по определению отношению амплитуды выходного напряжения усилителя к амплитуде входного напряжения:

$$K_{cp} = U_{m2}/U_{m1}.$$

Коэффициент K_{cp} можно выразить через так называемую среднюю крутизну транзистора S_{cp} , которая определяется следующим образом. Выходное напряжение $U_{m2} = -I_{m1} Z_{эк}$, где I_{m1} — амплитуда первой гармоники выходного тока транзистора. Средняя крутизна есть отношение амплитуды первой гармоники к амплитуде входного напряжения, т. е. $S_{cp} = I_{m1}/U_{m1}$. Таким образом,

$$K_{cp} = U_{m2}/U_{m1} = -S_{cp} Z_{эк}, \quad (13.39)$$

где $Z_{эк}$ — эквивалентное сопротивление колебательного контура, включенного в выходную цепь транзистора. Поскольку усилитель работает в нелинейном режиме (как правило, с отсечкой выходного тока), то средняя крутизна, а следовательно, и средний коэффициент усиления зависят от амплитуды входного напряжения.

На рис. 13.7 показана типичная амплитудная характеристика усилителя — зависимость выходного напряжения от входного.

Четырехполюсник обратной связи обычно состоит из линейных элементов, и его коэффициент передачи β не зависит от амплитуды.

Стационарное напряжение $U_{1\text{стац}}$ можно определить с помощью графика, приведенного на рис. 13.8, положив

$$K_{cp} = 1/\beta. \quad (13.40)$$

Согласно (13.38) и (13.39)

$$-S_{cp} Z_{эк} \beta = 1. \quad (13.41)$$

Полагая:

$$\beta = |\beta| e^{i\varphi\beta}; \quad -S_{cp} = |-S_{cp}| e^{i\varphi S}; \quad Z_{эк} = |Z_{эк}| e^{i\varphi_K},$$

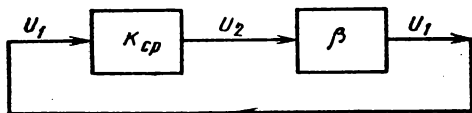


Рис. 13.6. Структурная схема автогенератора в виде усилителя с положительной обратной связью

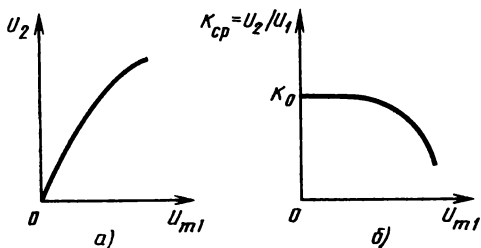


Рис. 13.7. Амплитудная характеристика усилителя (а) и зависимость коэффициента усиления от входного напряжения (б)

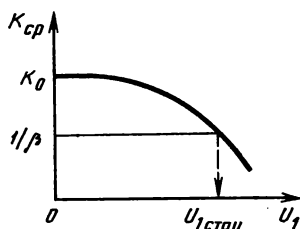


Рис. 13.8. Определение стационарного напряжения на входе генератора

получаем:

$$|-S_{cp} \| Z_{эк} \| \beta| = 1; \quad (13.42)$$

$$\varphi_S + \varphi_K + \varphi_\beta = 2n\pi, \quad (13.43)$$

где $n = 0 \pm 1 \pm 2, \dots$

Равенство (13.42) называется условием баланса амплитуд, равенство (13.43) — условием баланса фаз.

В генераторе баланс фаз и баланс амплитуд поддерживаются автоматически. Например, если средняя крутизна S_{cp} уменьшится, то уменьшится и амплитуда колебаний, что приведет к возрастанию средней крутизны до прежнего значения. Если изменить индуктивность или емкость контура, то сразу же изменятся сопротивление контура и частота таким образом, что баланс фаз восстановится.

Чем выше добротность контура генератора, тем круче фазовая характеристика и, следовательно, тем выше способность колебательного контура поддерживать стабильную частоту.

В самом деле, фазовый сдвиг между первой гармоникой выходного тока транзистора и напряжением на контуре

$$\varphi_K = -\arctg(X/r),$$

где

$$X = X_L - X_C = \omega L - 1/\omega C.$$

Полагая

$$\omega = \omega_0 + \Delta_1 \omega,$$

получаем

$$X = (\omega_0 + \Delta_1 \omega) L - 1/(\omega_0 + \Delta_1 \omega) C,$$

или

$$X \approx \rho (1 + \Delta_1 \omega / \omega_0) - \rho (1 - \Delta_1 \omega / \omega_0) \approx 2\rho \Delta_1 \omega / \omega_0.$$

Отсюда

$$\varphi_K = -\arctg 2Q \Delta_1 \omega / \omega_0, \quad (13.44)$$

или (при малых расстройках)

$$\varphi_K \approx -2Q \Delta_1 \omega / \omega_0. \quad (13.45)$$

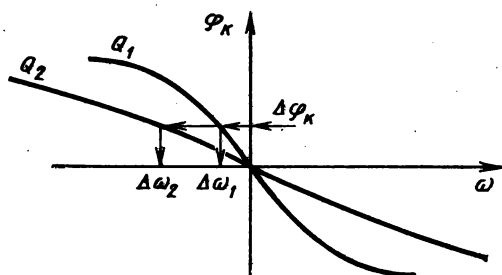


Рис. 13.9. Фазо-частотные характеристики выходного контура при разных добротностях (одному и тому же фазовому сдвигу при разных Q соответствуют разные расстройки по частоте)

Следовательно, при изменении фазового сдвига в одной из цепей частота генерируемых колебаний изменяется тем меньше, чем выше добротность колебательного контура (рис. 13.9).

Таким образом, амплитуда установившихся колебаний определяется условием баланса амплитуд, а частота — условием баланса фаз.

13.5. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Колебательной характеристикой называется зависимость амплитуды первой гармоники тока в колебательном контуре I_{m1} от амплитуды напряжения на входе транзистора $U_{mвх}$.

На рис. 13.10 показаны три колебательные характеристики, соответствующие разным напряжениям смещения. Характеристика 1 соответствует смещению, при котором крутизна максимальна при $U_{mвх} = 0$. При увеличении амплитуды напряжения на входе средняя крутизна падает и наклон колебательной характеристики уменьшается.

Характеристика 2 соответствует большему смещению, при $U_{mвх} = 0$ крутизна значительно меньше максимальной. Поэтому с увеличением $U_{mвх}$ средняя крутизна выходного тока и наклон колебательной характеристики растут. Лишь при очень больших амплитудах $U_{mвх}$ наклон колебательной характеристики начинает уменьшаться.

Характеристика 3 соответствует случаю, когда в отсутствие входного сигнала транзистор заперт. Выходной ток, а следовательно, и ток в колебательном контуре, появляется лишь при некоторой амплитуде

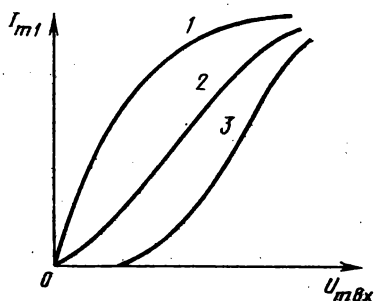


Рис. 13.10. Колебательные характеристики генератора

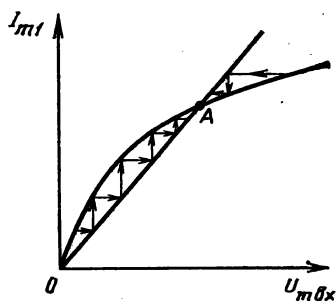


Рис. 13.11. Колебательная характеристика и линия обратной связи

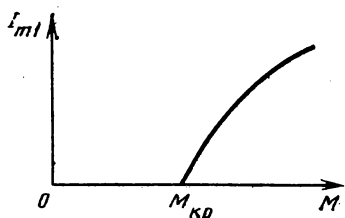
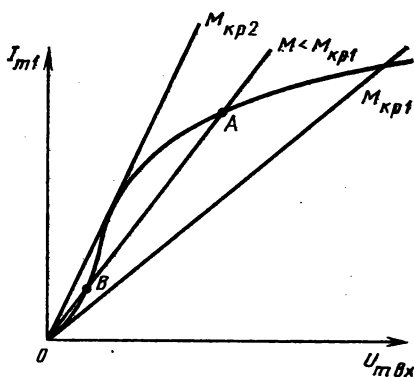


Рис. 13.12. Мягкий режим возникновения генерации

Рис. 13.13. Колебательная характеристика, соответствующая жесткому режиму возникновения генерации



$U_{mвх}$, достаточной для отпириания транзистора в течение части периода входного колебания.

Таким образом, колебательная характеристика дает зависимость тока в выходном контуре от напряжения на входе

$$I_{m1} = f(U_{mвх}). \quad (13.46)$$

Колебательная характеристика — это характеристика транзистора с включенным в выходную цепь колебательным контуром.

С другой стороны, амплитуда напряжения на входе линейно зависит от тока в контуре:

$$U_{mвх} = \omega M I_{m1}$$

или

$$I_{m1} = (1/\omega M) U_{mвх}. \quad (13.47)$$

Эта зависимость, изображенная графически в координатах I_{m1} , $U_{mвх}$, называется линией обратной связи.

Построив эти две зависимости на одном графике (рис. 13.11), можно определить амплитуду установившихся колебаний. Покажем, что точка пересечения колебательной характеристики с линией обратной связи (точка А на рис. 13.11) является точкой устойчивого равновесия. Для этого достаточно предположить, что амплитуда тока в контуре меньше или больше амплитуды тока, соответствующей точке А. Например, левее точки А любая амплитуда I_{m1} через обратную связь создаст $U_{mвх}$, которое в соответствии с колебательной характеристикой должно эту амплитуду I_{m1} увеличить.

Когда колебательная характеристика имеет вид, показанный на рис. 13.11, с изменением M изменяется наклон линии обратной связи и при этом плавно изменяется амплитуда генерируемых колебаний (рис. 13.12). Такой режим называется мягким режимом возникновения генерации. При этом подбором связи можно установить любую сколь угодно малую амплитуду генерируемых колебаний.

Если колебательная характеристика имеет вогнутость в нижней части (рис. 13.13), то колебания возникают скачком, т. е. при связи больше критической возникают колебания с большой амплитудой.

На рис. 13.13 точка A является точкой устойчивого, а точка B — точкой неустойчивого равновесия. При амплитуде колебаний выше точки B колебания нарастают и устанавливаются в точке A . При амплитуде ниже точки B колебания затухают.

Когда колебательная характеристика имеет вид, показанный на рис. 13.13, режим возникновения генерации является жестким. Генерация возникает при связи $M_{кр1}$, когда линия связи касается снизу колебательной характеристики в точке O . Генерация срывается при связи меньше $M_{кр2}$, когда линия связи является касательной к выпуклой части колебательной характеристики.

На рис. 13.14 показана «гистерезисная» петля возникновения и срыва генерации при жестком режиме.

Если касательная в начале колебательной характеристики (рис. 13.15) совпадает с осью абсцисс, то колебания самостоятельно возникнуть не могут даже при сколь угодно большом коэффициенте связи. Однако по-прежнему точка A соответствует устойчивому режиму генерации. В этом случае генерацию можно осуществить за счет внешнего возбуждения, которое можно снять после возникновения генерации.

Жесткий режим возникновения генерации в автогенераторах обычно считается нежелательным.

Применение гридлика. Для обеспечения мягкого режима возникновения генерации в цепь сетки включают цепь, состоящую из конденсатора C_c и резистора R_c , носящую название гридлика. Гридлик показан на рис. 13.3, в. Аналогичную роль выполняют также цепочки C_6R_2 и C_3R_3 в схемах на рис. 13.3, а и б.

На рис. 13.16 показано семейство характеристик лампового генератора при различных напряжениях смещения E_c . Когда генерация отсутствует, на сетке лампы создается лишь небольшое смещение за счет падения напряжения от начального сеточного тока на сопротивлении гридлика. Его можно считать близким к $E_{c1} = 0$. В результате в начальный момент возникновения колебаний крутизна близка к максимальной. Затем по мере возрастания амплитуды колебаний за счет заряда конденсатора C_c увеличивается смещение и рабочая точка смещается в сторону уменьшения крутизны. При этом происходит переход

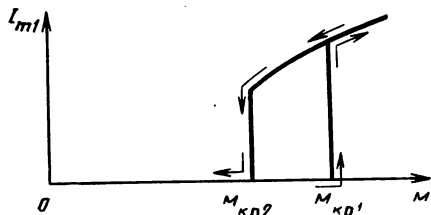


Рис. 13.14. Жесткий режим возникновения и срыва генерации

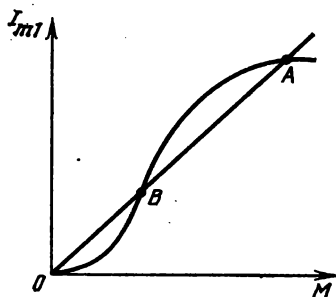


Рис. 13.15. Колебательная характеристика с нулевым наклоном в начале координат

с одной колебательной характеристики на другую, как это показано на рис. 13.16. Линия $R_c = \text{const}$ является колебательной характеристикой схемы с гридником.

Прерывистая генерация. Если постоянная времени гридлика велика по сравнению с постоянной времени нарастания амплитуды при возникновении генерации, то возможна прерывистая генерация. Это явление состоит в следующем. Пусть при возникновении генерации амплитуда быстро возрастает до стационарного значения. Вследствие большой постоянной времени гридлика напряжение на нем почти не изменяется за время нарастания амплитуды. После установления стационарной амплитуды колебаний начинает заряжаться конденсатор гридлика, что приводит к постепенному смещению напряжения на сетке в сторону больших отрицательных значений и к постепенному уменьшению амплитуды. При этом в результате образования смещения на гриднике средняя крутизна лампы перестает обеспечивать выполнение условия поддержания генерации и генерация срывается. После ее срыва конденсатор постепенно разрядится, но колебания возникнут лишь после того, как смещение уменьшится до напряжения, при котором генерация может возникнуть, после чего процесс повторится.

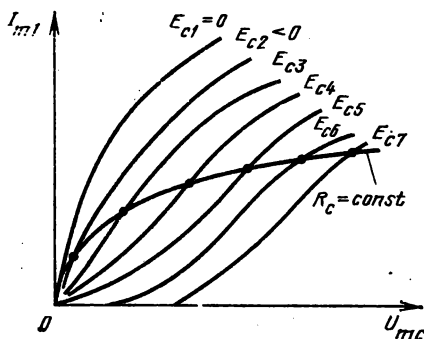


Рис. 13.16. Смещение рабочей точки на семействе колебательных характеристик в процессе возрастания амплитуды генерируемых колебаний и колебательная характеристика генератора с гридником

13.6. АВТОГЕНЕРАТОРЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

На рис. 13.17 приведены схемы автогенераторов на биполярных транзисторах. В схеме на рис. 13.17, а применены трансформаторная связь цепи базы с цепью коллектора и автотрансформаторное включение колебательного контура в коллекторную цепь. Схема, изображенная на рис. 13.17, б, является индуктивной трехточечной схемой.

В этих схемах элементами колебательного контура наряду с C также являются разделительный конденсатор C_p и конденсатор фильтра C_ϕ . Конденсатор C_p предохраняет схему от последствий возможного замыкания пластин переменного конденсатора. Емкости C_p и C_ϕ берут настолько большими, чтобы возможный их разброс, например на $\pm 20\%$, изменял результирующую емкость колебательного контура не больше чем на $\pm 0,5\%$, что соответствует обычной точности подгонки отдельных секций в блоках переменных конденсаторов.

Схема на рис. 13.17, в позволяет обойтись без разделительных конденсаторов в колебательном контуре, но при этом требуется достаточно сильная связь между катушками, так как при слабой связи частота

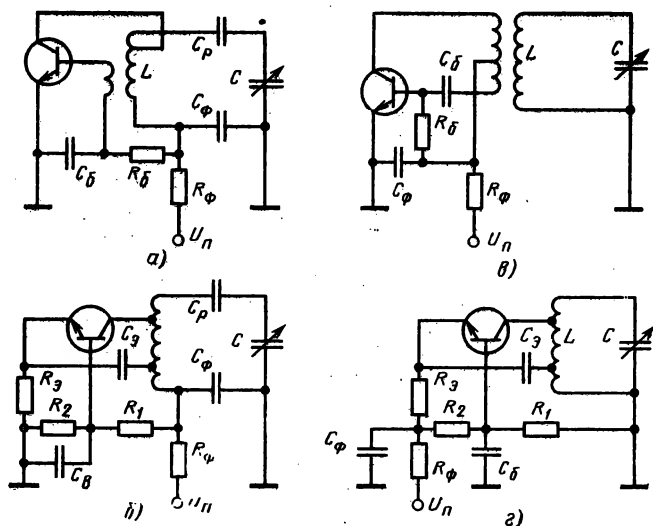


Рис. 13.17. Схемы автогенераторов на транзисторах

генерируемых колебаний может значительно отличаться от резонансной частоты контура. Наконец, можно применять схему на рис. 13.17, г.

Частота генерируемых колебаний транзисторного автогенератора сильно зависит от напряжения источника питания, так как при изменении этого напряжения изменяются входные и выходные емкости и сопротивления транзистора, шунтирующие колебательный контур. Напряжение питания особенно сильно изменяется при питании от батарей. Например, напряжение новых и старых батарей под нагрузкой может различаться в два раза. Поэтому в хороших транзисторных приемниках предусматривается стабилизация напряжения питания геродиода, осуществляемая по одной из схем, показанных на рис. 13.18.

Принцип работы этих схем состоит в следующем. Напряжение на диоде, подключенном через большое сопротивление R_1 к источнику питания, благодаря его экспоненциальной вольт-амперной характеристике почти не зависит от напряжения источника. Для точечного кремниевого диода это напряжение при некотором среднем токе примерно 0,8 В. Эмиттерный повторитель поддерживает на сопротивлении R_3 постоянное напряжение, а следовательно, постоянный эмиттерный ток и ток в нагрузке, включенной в коллекторную цепь. В схеме на

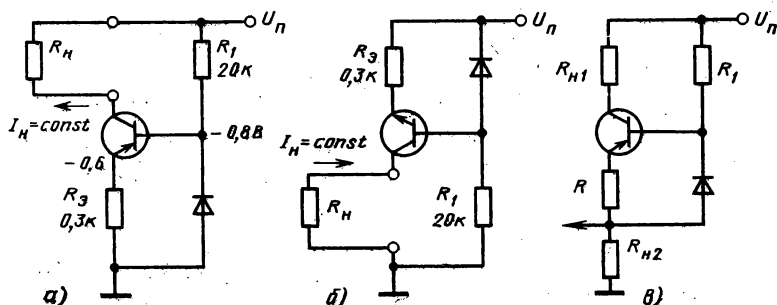


Рис. 13.18. Схемы стабилизаторов тока для питания автогенераторов

рис. 13.18, а применяется германиевый транзистор, напряжение на эмиттерном сопротивлении которого равно напряжению на диоде за вычетом напряжения эмиттер — база, примерно равного 0,2 В. Следовательно, напряжение на сопротивлении R_9 равно 0,6 В, так что при $R_9 = 0,3$ кОм эмиттерный ток $I_9 = 2$ мА. Таким же является и стабилизированный ток в нагрузке. Если сопротивление нагрузки $R_H = 2$ кОм, то стабилизированное постоянное напряжение на нагрузке 4 В.

Стабилизация сохраняется, пока коллекторный переход смещен в обратном направлении. Следовательно, минимально допустимое напряжение источника питания $U_{\text{пит}} = U_H + U_D = 4 + 0,8 = 4,8$ В, где U_H — напряжение на нагрузке; U_D — напряжение на диоде.

Максимальное напряжение источника питания может равняться 10—12 В.

Схему можно рассчитать и на больший ток стабилизации. Для увеличения тока можно либо уменьшить сопротивление R_9 , либо оставить его прежним, а вместо одного включить последовательно два кремниевых диода.

В схеме стабилизации вместо германиевого можно применить кремниевый транзистор. В этом случае минимальное число последовательно включенных кремниевых диодов должно быть равно двум.

В схеме на рис. 13.18, б применен транзистор полярности $n-p-n$ вместо $p-n-p$. Эта схема удобнее схемы на рис. 13.18, а, так как в ней один из зажимов нагрузки может быть заземлен.

На рис. 13.18, в показан стабилизатор, в котором нагрузка разбита на две части. Нагрузкой R_{H1} являются цепи питания гетеродина, а с резистора R_{H2} снимается напряжение для стабилизации тока базовых цепей усилительных каскадов приемника. Это позволяет поддерживать постоянными коллекторные токи усилительных каскадов при уменьшении напряжения источника питания и дает возможность повысить срок использования батарей.

13.7. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Подключив параллельно колебательному контуру отрицательное сопротивление, можно скомпенсировать потери в контуре, в результате чего в нем установятся незатухающие колебания. Во всех случаях, когда отрицательное сопротивление подключается параллельно колебательному контуру, возможна генерация. Условие возникновения генерации

$$|R_{(-)}| \leq R_{\text{эк}},$$

где $R_{(-)}$ — отрицательное сопротивление, подключенное параллельно колебательному контуру; $R_{\text{эк}}$ — собственное эквивалентное сопротивление колебательного контура.

Во всех ранее рассмотренных схемах автогенераторов отрицательное сопротивление является следствием наличия обратной связи. Поэтому такие генераторы принято называть генераторами с обратной связью, в то время как генераторами с отрицательным сопротивлением называют такие схемы, в которых обратной связи в явном виде нет, а подключаемый к колебательному контуру двухполюсник имеет вольт-амперную

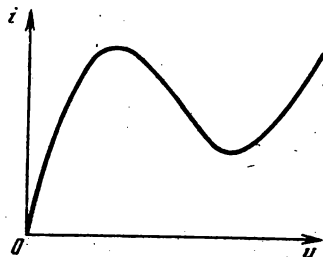


Рис. 13.19. Вольт-амперная характеристика с падающим участком

характеристику с падающим участком (рис. 13.19). Такую характеристику имеет, например, туннельный диод.

13.8. ГЕНЕРАТОР НА ТУННЕЛЬНОМ ДИОДЕ

Вольт-амперная характеристика, а также типовые параметры туннельных диодов приведены в гл. 12. Использование падающего участка для генерирования незатухающих колебаний показано на рис. 13.20.

Схема генератора показана на рис. 13.21. С помощью R_1 и R_2 на диоде устанавливается такое исходное постоянное напряжение U_0 , чтобы рабочая точка находилась на середине падающего участка характеристики.

Сопротивления R_1 и R_2 достаточно малы, чтобы ток через R_1 был в несколько раз больше тока через диод. Для возникновения генерации сопротивление контура $R_{эк}$ должно быть больше отрицательного сопротивления диода $|R_{(-)}|$. Отношение $R_{эк}/|R_{(-)}|$ не должно превышать 2—3. В противном случае генерируемые колебания сильно отличаются от синусоидальных.

Отметим, что вольт-амперная характеристика туннельного диода аппроксимируется выражением (13.18) лучше, чем характеристика электронной лампы. Поэтому можно считать, что максимальная ам-

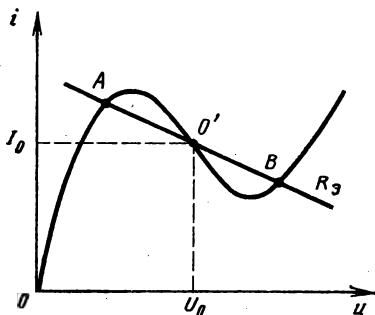


Рис. 13.20. Использование падающего участка вольт-амперной характеристики для генерирования незатухающих колебаний

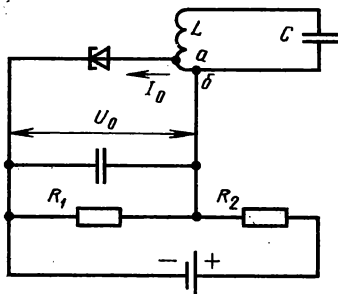


Рис. 13.21. Схема автогенератора на туннельном диоде

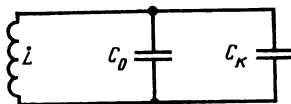
плитуда генерируемых колебаний между точками a и b в схеме на рис. 13.21 согласно (13.36) равна $2U_s$, что примерно равно расстоянию по оси абсцисс между максимумом и минимумом вольт-амперной характеристики туннельного диода.

13.9. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ

Анализируя баланс фаз лампового генератора, мы убедились, что колебательный контур генератора обладает стабилизирующими свойствами [см. (13.45)] тем лучшими, чем выше его добротность.

О стабильности частоты генерируемых колебаний можно судить по ее абсолютному и относительному изменениям. Эти изменения мо-

Рис. 13.22. Простейшая
схема термокомпенсаци
он



гут быть как сравнительно быстрыми, какими, например, являются флуктуации частоты, создающие размытость спектра генерируемых колебаний, так и сравнительно медленными, о которых говорят как об уходе частоты. Причиной быстрых изменений частоты являются шумы в генераторе, а иногда и эффект мерцания емкости керамических конденсаторов, а причиной медленных — изменение эквивалентных параметров колебательного контура и режима генератора.

Эквивалентные параметры колебательного контура могут изменяться вследствие изменения линейных размеров катушек индуктивности и конденсаторов при изменении температуры среды, окружающей контур генератора. Так как с увеличением температуры линейные размеры деталей увеличиваются, то обычно при нагреве индуктивность и емкость колебательного контура растут.

Относительный уход частоты

$$\frac{\Delta_1 f}{f_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta_1 L}{L_0} + \frac{\Delta_1 C}{C_0} \right). \quad (13.48)$$

Относительный уход частоты при изменении температуры на 1°C называется температурным коэффициентом частоты (ТКЧ).

Относительный уход емкости конденсатора α_C при изменении температуры на 1°C называется температурным коэффициентом емкости (ТКЕ). У хороших слюдяных конденсаторов $\alpha_C = (50-100) \cdot 10^{-6}$.

У хороших катушек также относительный уход индуктивности (ТКИ) $\alpha_L = (50-100) \cdot 10^{-6}$.

Керамические конденсаторы выпускаются как с положительным, так и с отрицательным ТКЕ $(30-50) \cdot 10^{-6}$. Выпускаются также конденсаторы с большими отрицательными ТКЕ $(700-1500) \cdot 10^{-6}$.

Применение конденсаторов с большими отрицательными ТКЕ позволяет осуществить термокомпенсацию. Простейшая схема термокомпенсации показана на рис. 13.22. На этой схеме: L — индуктивность колебательного контура; C_K — емкость термокомпенсационного конденсатора; C_0 — емкость основного конденсатора контура. Суммарный температурный уход частоты

$$\frac{\Delta_1 f}{f_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta_1 L}{L_0} + \frac{\Delta_1 C + \Delta_1 C_K}{C_0 + C_K} \right).$$

Уход частоты равен нулю, если

$$\frac{\Delta_1 L}{L_0} + \frac{\Delta_1 C + \Delta_1 C_K}{C_0 + C_K} = 0$$

или

$$\frac{\Delta_1 C_K}{C_0 + C_K} = -\left(\frac{\Delta_1 L}{L_0} + \frac{\Delta_1 C}{C_0 + C_K} \right).$$

При $C_K \ll C_0$

$$\frac{\Delta_1 C_K}{C_0} \approx - \left(\frac{\Delta_1 L}{L_0} + \frac{\Delta_1 C}{C_0} \right). \quad (13.49)$$

Необходимое значение относительного изменения емкости $\Delta_1 C_K / C_0$ может быть достигнуто при малом отношении C_K / C_0 , если $\Delta_1 C_K / C_K$ велико, так как существенное увеличение полной емкости контура за счет емкости компенсационного конденсатора во многих случаях нежелательно.

Термокомпенсация не позволяет добиться полной температурной стабилизации частоты. Удастся лишь в несколько раз повысить температурную стабильность частоты.

Другой причиной нестабильности частоты LC-генератора является изменение емкостей лампы и транзистора, шунтирующих колебательный контур генератора. Эти емкости изменяются при прогреве ламп и транзисторов и изменении питающих напряжений.

Стабильность частоты генератора можно повысить, если применять контуры с большими емкостями или уменьшать коэффициент включения контура p . Однако генератор может генерировать, пока $\beta K \geq 1$.

При увеличении емкости контура C или уменьшении коэффициента p коэффициент усиления K падает. Действительно, в первом приближении коэффициент усиления $K = -SR_{ЭК}$, где $R_{ЭК} = p^2 Qr$.

При C увеличении придется уменьшать L , вследствие чего характеристическое сопротивление r и коэффициент усиления K падают. Поэтому в генераторе можно увеличивать емкость лишь до некоторого предела.

Вместо увеличения емкости контура можно использовать частичное подключение контура к лампе; в этом случае влияние емкостей лампы на результирующую частоту колебаний контура также будет меньшим. Однако при частичном включении эквивалентное сопротивление контура $R_{ЭК} = p^2 Qr$ также уменьшается, и предельно достижимая величина стабильности определяется добротностью контура генератора.

Высокую стабильность частоты имеют не только ламповые генераторы, но и генераторы на униполярных и биполярных транзисторах. Хотя емкости транзисторов изменяются с изменением температуры в большей степени, они могут быть малыми по величине. Кроме того, вследствие большой крутизны транзистор можно слабее связать с колебательным контуром.

13.10. ВЛИЯНИЕ ГАРМОНИК НА ЧАСТОТУ ГЕНЕРИРУЕМЫХ КОЛЕБАНИЙ

Для определения частоты генерируемых колебаний вернемся к уравнению Ван-дер-Поля (13.29). Предположив решение периодическим, умножим обе части равенства на v и проинтегрируем за период

$$\overline{vv''} - \overline{evv'} + \overline{ev^3 v'} + v^2 = 0, \quad (13.50)$$

где черта сверху означает результат интегрирования (усреднение) за период.

Если v является периодической функцией, то второй член уравнения обращается в нуль:

$$\overline{v v'} = \frac{\varepsilon}{T} \int_0^T v \frac{dv}{d\tau} d\tau = \frac{\varepsilon}{2T} \int_0^T \frac{d(v^2)}{d\tau} d\tau = \frac{\varepsilon}{2T} [v^2]_{\tau=0}^{\tau=T} = 0.$$

Аналогично

$$\overline{v^3 v'} = 0.$$

Произведя в первом члене интегрирование по частям, получим

$$\overline{v v''} = \frac{1}{T} \int_0^T v v'' d\tau = -(\overline{v'})^2.$$

Подставляя этот результат в (13.50) и учитывая равенство нулю двух других членов, имеем

$$\overline{v^2} = (\overline{v'})^2. \quad (13.51)$$

Предполагая, что колебание v является чисто гармоническим, т. е. $v = a \sin vt$, и подставляя это выражение в (13.51), находим: $v = 1$. Это означает, что при отсутствии гармоник частота генерируемых колебаний равна собственной частоте колебательного контура без поправки на затухание: $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Физически это означает, что затухание не влияет на частоту генерируемых колебаний, так как компенсируется обратной связью.

Теперь предположим, что генерируется колебание, содержащее также гармоники, т. е. колебание вида

$$v = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t + \varphi_n), \quad (13.52)$$

где частота ω пока неизвестна.

Переходя в (13.51) от переменной $\tau = \omega_0 t$ к переменной t , получаем следующее равенство:

$$\overline{\left(\frac{dv}{dt}\right)^2} = \omega_0^2 \overline{v^2}. \quad (13.53)$$

Если v определяется формулой (13.52), то

$$v^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} a_n^2; \quad \overline{\left(\frac{dv}{dt}\right)^2} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \omega^2 n^2 a_n^2.$$

Подставляя эти выражения в (13.53), получаем

$$\omega^2 \sum_{n=1}^{\infty} n^2 a_n^2 = \omega_0^2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n^2$$

или

$$\omega^2/\omega_0^2 = \sum_{n=1}^{\infty} a_n^2 / \sum_{n=1}^{\infty} n^2 a_n^2.$$

откуда

$$\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2} = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} (n^2 - 1) a_n^2}{\sum_{n=1}^{\infty} n^2 a_n^2} \approx - \sum_{n=2}^{\infty} (n^2 - 1) \frac{a_n^2}{a_1^2}.$$

Следовательно,

$$\frac{\Delta_1 f}{f_0} = \frac{\Delta_1 \omega}{\omega_0} = \frac{\omega_1 - \omega_0}{\omega_0} \approx - \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} (n^2 - 1) \frac{a_n^2}{a_1^2}.$$

Пренебрегая единицей по сравнению с n^2 , получаем

$$\frac{\Delta_1 f}{f_0} \approx - \frac{1}{2} \sum_{n=2}^{\infty} n^2 \frac{a_n^2}{a_1^2}.$$

Если для первой гармоники анодного тока сопротивление контура равно $R_{\text{эк}}$, то для n -й гармоники

$$|Z_n| \approx R_{\text{эк}}/nQ.$$

Таким образом, отношение напряжений гармоник равно

$$a_n^2/a_1^2 = K_{\text{гн}}^2,$$

где $K_{\text{гн}}$ — коэффициент гармоник по n -й гармонике анодного тока. Следовательно,

$$\frac{\Delta_1 f}{f_0} \approx - \frac{1}{2Q^2} \sum_{n=2}^{\infty} K_{\text{гн}}^2 = - \frac{1}{2Q^2} K_{\text{г}}^2, \quad (13.54)$$

где $K_{\text{г}}$ — общий коэффициент гармоник анодного тока.

Сравнивая энергию электрического и магнитного полей в колебательном контуре при наличии гармоник, можно видеть, что для соблюдения баланса энергий частота генерируемых колебаний действительно должна отклоняться от частоты f_0 в сторону уменьшения. Из формулы (13.54) видно, что для уменьшения влияния гармоник на частоту генерируемых колебаний следует уменьшать коэффициент гармоник анодного тока лампы или транзистора автогенератора и увеличивать добротность его колебательного контура.

13.11. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ С ПОМОЩЬЮ КВАРЦА

Температурная стабильность кварца значительно выше стабильности обычного колебательного контура. Температурный коэффициент частоты хорошего колебательного контура без термокомпенсации $(50-100) \cdot 10^{-6}$, а кварца $10^{-7}-10^{-6}$.

Для стабилизации частоты применяются кварцевые пластинки, вырезанные из монокристаллов кварца под определенными углами к осям кварца и обладающие пьезоэлектрическим эффектом.

Кварцевую пластинку, помещенную в кварцедержатель и называемую сокращенно кварцем, можно представить электрической схемой, показанной на рис. 13.23, а. Величины L , r , C и C_0 определяются геометрическими размерами пластинки кварца и типом механических колебаний, которые могут быть колебаниями по толщине или по длине. Значения L , C и r для кварца и обычного колебательного контура при

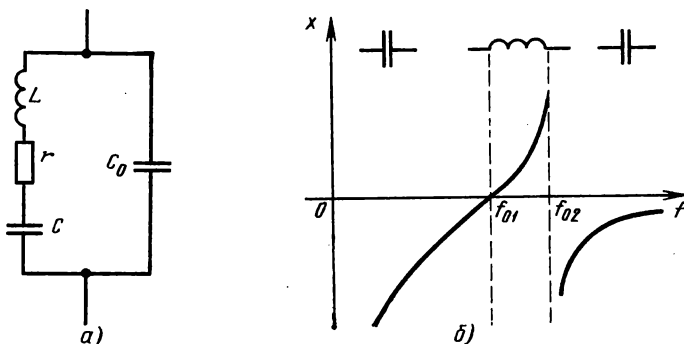


Рис. 13.23. Электрическая схема кварца и изменение его реактивного сопротивления

частоте $f_0 = 1,5$ МГц приведены в табл. 13.1. Подчеркнем, что добротность кварца $Q = (50-100) \cdot 10^3$ превышает добротность обычного контура на три порядка.

Изменение реактивного сопротивления кварца с частотой. Кварц имеет две резонансные частоты: частоту последовательного резонанса f_{01} и частоту параллельного резонанса f_{02} (рис. 13.23, б). В полосе частот между двумя резонансными частотами реактивное сопротивление кварца имеет индуктивный характер. За пределами этой полосы реактивное сопротивление является емкостным. Частоты f_{01} и f_{02} близки и отличаются на 0,25 % при $C_0/C \approx 200$.

Схемы кварцевых генераторов. Наиболее широко применяются схемы кварцевых генераторов, показанные на рис. 13.24. В схеме на рис. 13.24, а кварц, включенный между затвором и истоком, эквивалентен индуктивности, поэтому схема генератора эквивалентна трехточечной схеме. Для этого необходимо, чтобы и колебательный контур

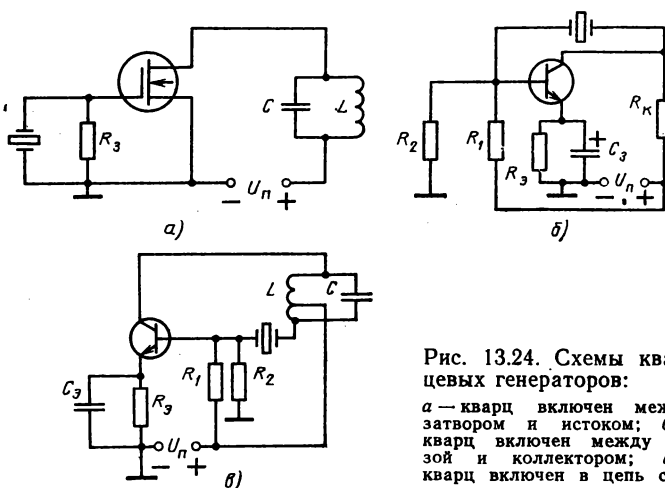


Рис. 13.24. Схемы кварцевых генераторов:

а — кварц включен между затвором и истоком; б — кварц включен между базой и коллектором; в — кварц включен в цепь связи

Таблица 13.1

Тип резонатора	L	C , пФ	r , Ом	Q	ТКЧ
Кварц	0,4 Г	0,028	35	10^5	10^{-6}
Контур	40 мкГ	280	3,5	10^3	10^{-4}

для частоты кварца представлял индуктивность ($f_{0\text{конт}} > f_{\text{кварц}}$). В качестве емкости генераторного контура используется емкость за-твор—сток.

В схеме на рис. 13.24, б кварц включен между базой и коллектором и также эквивалентен индуктивности, поэтому генератор эквивалентен емкостной трехточечной схеме. Его контур состоит из индуктивности кварца и емкостей база—эмиттер и коллектор—эмиттер. В схеме на рис. 13.24, в кварц включен в цепь связи. На частоте последовательного резонанса цепь связи замкнута и устройство генерирует.

13.12. RC-ГЕНЕРАТОРЫ

Для генерирования колебаний низких частот применяются RC-генераторы, которые можно осуществить по одной из схем, описанных ниже.

Генератор с фазосдвигающими цепочками. В генераторе с фазосдвигающими цепочками (рис. 13.25) три цепочки создают фазовый сдвиг, равный 180° между напряжениями на коллекторе и базе. Сопротивление R_3 вместе с сопротивлением $R' = R_1 || R_2 || h_{11a}$ можно взять равным сопротивлению R . В этом случае фазовый сдвиг на 180° получается на частоте

$$\omega = 1/RC \sqrt{6 + 4(R_K/R)}. \quad (13.55)$$

Коэффициент передачи напряжения фазосдвигающими цепочками между точками К и А равен $1/29$, а между коллектором и базой — $R'/29 \times \times (R' + R_3)$. Для того чтобы возникла генерация, коэффициент усиления напряжения транзистором должен быть больше $29(R' + R_3)/R'$.

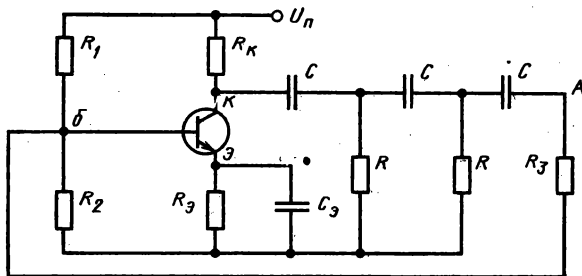


Рис. 13.25. RC-генератор с тремя фазосдвигающими цепочками

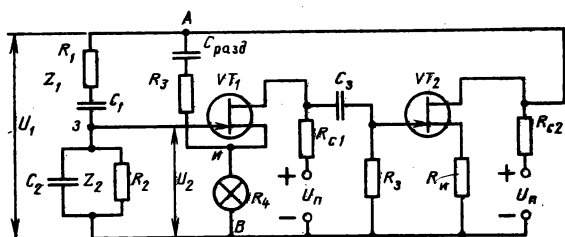


Рис. 13.26. RC-генератор с мостом Вина на полевых транзисторах

RC-генератор с мостом Вина. Мост Вина (рис. 13.26) состоит из сопротивлений Z_1 , Z_2 , R_3 и R_4 . Сопротивление Z_1 образовано последовательным соединением R_1 и C_1 , а сопротивление Z_2 — параллельным соединением R_2 и C_2 . Сопротивление R_3 включено последовательно с разделительным конденсатором $C_{разд}$, имеющим пренебрежимо малое сопротивление по сравнению с R_3 на частоте генерации. В качестве сопротивления R_4 используется миниатюрная осветительная лампочка с металлической нитью накаливания, увеличивающая свое сопротивление при прохождении через нее тока.

В RC-генераторе с мостом Вина используется двухкаскадный резисторный усилитель, имеющий в широком диапазоне частот постоянный коэффициент усиления и обеспечивающий фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями, равный 360° .

Для генерации необходимо, чтобы мост Вина имел коэффициент передачи $\beta' = U_{вх}/U_{ав} = 1/K$ и не вносил фазового сдвига. Коэффициент усиления K двухкаскадного усилителя равен нескольким сотням или тысячам, поэтому значение коэффициента β , достаточное для генерации, очень мало и усилитель может генерировать вблизи баланса моста. Баланс же моста имеет место при выполнении равенства $Z_1 R_4 = Z_2 R_3$.

Если сопротивления R_3 и R_4 выбраны из условия баланса моста, то разбалансировка, обеспечивающая генерацию, достигается за счет небольшого увеличения сопротивления R_3 или уменьшения сопротивления R_4 .

Для цепи, образующей Z_1 и Z_2 моста (см. рис. 13.26), фазовый сдвиг между напряжениями U_1 и U_2 равен нулю, если отношение

$$U_2/U_1 = Z_2/(Z_1 + Z_2)$$

— положительное вещественное число. Так как $Z_1 = |Z_1| e^{j\varphi_1}$; $Z_2 = |Z_2| e^{j\varphi_2}$, то

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{|Z_2| e^{j\varphi_2}}{|Z_1| e^{j\varphi_1} + |Z_2| e^{j\varphi_2}}.$$

Нетрудно видеть, что при $\varphi_1 = \varphi_2$ отношение U_2/U_1 вещественно. Следовательно, фазовый сдвиг между U_1 и U_2 равен нулю, если $\varphi_1 = \varphi_2$.

Для Z_1 имеем $\operatorname{tg} \varphi_1 = X_1/R_1 = -(\omega C_1 R_1)^{-1}$, $\operatorname{tg} \varphi_2$ можно найти из следующего выражения:

$$Z_2 = R_2 (1 - j\omega C_2 R_2) / [1 + (\omega C_2 R_2)^2],$$

отсюда

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = -\omega C_2 R_2.$$

Следовательно, частота ω_0 , для которой $\varphi_1 = \varphi_2$, определяется из условия

$$(\omega_0 C_1 R_1)^{-1} = \omega_0 C_2 R_2.$$

Таким образом,

$$\omega_0 = (R_1 C_1 R_2 C_2)^{-1/2}. \quad (13.56)$$

Сопротивления и емкости удобно выбрать равными:

$$R_1 = R_2 = R; \quad (13.57)$$

$$C_1 = C_2 = C. \quad (13.58)$$

В этом частном случае:

$$\omega_0 = 1/RC; \quad (13.59)$$

$$\varphi_1 = \varphi_2 = -45^\circ; \quad (13.60)$$

$$Z_1/Z_2 = 1/2;$$

$$U_2/U_1 = Z_2/(Z_1 + Z_2) = 1/3. \quad (13.61)$$

Следовательно, баланс моста достигается при

$$R_3/R_4 = Z_1/Z_2 = 2.$$

Частный случай, когда $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$, особенно удобен при перестройке генератора. Для этого можно применять двухсекционный блок переменных конденсаторов с общим ротором, который, однако, нельзя заземлять.

Схема генератора с мостом Вина с операционным усилителем показана на рис. 13.27.

В схемах на рис. 13.26 и 13.27 имеются положительная обратная связь, необходимая для автогенерации, и автоматически регулируемая отрицательная обратная связь. Как указано выше, коэффициент передачи усилителя $K \gg 1$, поэтому коэффициент обратной связи $\beta = 1/K \ll 1$. При наличии положительной и отрицательной обратной связи

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{U_{ос(+)} }{U_{вых}} - \frac{U_{ос(-)} }{U_{вых}} = \\ &= \beta_{(+)} - \beta_{(-)} = \frac{1}{K}. \end{aligned}$$

Напряжение отрицательной обратной связи пропорционально амплитуде выходного напряжения. В схеме на рис. 13.26 напряжение отри-

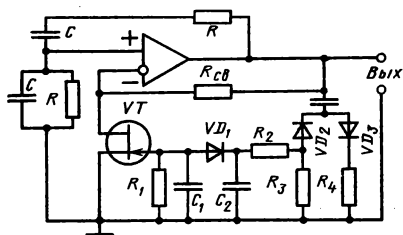


Рис. 13.27. RC-генератор с мостом Вина с операционным усилителем

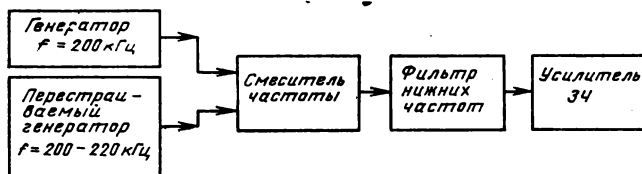


Рис. 13.28. Схема перестраиваемого генератора звуковых частот на биениях

цательной обратной связи увеличивается вследствие увеличения сопротивления лампы R_4 при нагреве за счет протекания через нее части выходного тока, пропорционального напряжению на выходе.

В схеме на рис. 13.27 напряжение отрицательной обратной связи пропорционально выходному напряжению, выпрямленному диодом VD_2 , когда это напряжение больше порогового напряжения диода VD_1 . В качестве регулируемого сопротивления используется полевой транзистор, увеличивающий сопротивление стока — исток при увеличении отрицательного напряжения на затворе.

При возникновении колебаний $\beta K > 1$. Если применяется автоматически регулируемая отрицательная обратная связь, то равенство $\beta K = 1$ выполняется за счет автоматического уменьшения β . Если регулируемой отрицательной обратной связи нет, то это равенство выполняется при заходе колебаний в нелинейные области амплитудной характеристики усилителя и уменьшении K . Генерируемые колебания близки к синусоидальным при автоматически регулируемой отрицательной обратной связи и сильно отличаются от них при отсутствии такой регулировки.

В RC -генераторах с мостом Вина можно принять биполярные транзисторы. В RC -генераторе на биполярных транзисторах кроме двухкаскадного резисторного усилителя с включением транзисторов по схеме в ОЭ между мостом Вина и входом усилителя включают эмиттерный повторитель, чтобы не нагружать мост Вина малым входным сопротивлением транзисторного усилителя.

При перестройке RC -генераторов получается значительно большее перекрытие диапазона, в отличие от того, которое может быть достигнуто в LC -генераторах. В RC -генераторе коэффициент перекрытия диапазона

$$k_d = f_{\max}/f_{\min} = C_{\max}/C_{\min},$$

тогда как в LC -генераторе

$$k_d = f_{\max}/f_{\min} = \sqrt{C_{\max}/C_{\min}}.$$

Например, при $C_{\max} = 500$ пФ, $C_{\min} = 50$ пФ у RC -генератора $k_d = 10$, а у LC $k_d \approx 3$.

Перестраиваемые генераторы колебаний звуковых частот строят либо по схеме RC -генератора с мостом Вина, либо по схеме на биениях.

Перестраиваемые генераторы звуковых частот на биениях (рис. 13.28) могут перекрывать очень большой диапазон частот.

Они имеют относительную стабильность частоты на верхних частотах примерно такую же, как и RC -генераторы, но на самых нижних частотах их стабильность на несколько порядков хуже, чем у RC -генераторов. В самом деле, частота биений $f_6 = f_1 - f_2$, следовательно, $\Delta f_6 = \Delta f_1 + \Delta f_2$. Таким образом, относительная нестабильность $\Delta f_6/f_6 = (\Delta f_1 + \Delta f_2)/(f_1 - f_2)$. При малой частоте биений относительная нестабильность очень велика. Поэтому в настоящее время чаще применяются перестраиваемые RC -генераторы звуковых частот.

Эквивалентная добротность моста Вина в RC -генераторе. Как известно, в генераторе с колебательным LC -контуром фазовый сдвиг в усилительном элементе компенсируется фазовым сдвигом в колебательном контуре. Это вытекает из условия баланса фаз в генераторе. Известно также, что колебательный контур создает при малой расстройке $\Delta_1\omega$ фазовый сдвиг $\Delta\varphi \approx 2Q(\Delta_1\omega/\omega_0)$.

Сначала сравним мост Вина и колебательный контур в отношении способности поддерживать частоту генерируемых колебаний. Для моста Вина

$$\beta_{(+)} = Z_2/(Z_1 + Z_2) = 1/(3 + 1/j\omega CR + j\omega CR),$$

откуда $\text{tg } \varphi \approx 2(1/3)(\Delta_1\omega/\omega_0)$, где $\omega_0 = 1/CR$. Сравнивая это с выражением для фазового сдвига в колебательном контуре $\text{tg } \varphi \approx 2Q \times (\Delta_1\omega/\omega_0)$, получаем, что мост Вина как бы имеет эквивалентную добротность

$$Q'_{\text{эк}} = 1/3. \quad (13.62)$$

Теперь определим эквивалентную добротность моста Вина в генераторе. Усилитель в генераторе кроме положительной обратной связи через цепь Z_2Z_1 охвачен отрицательной обратной связью. Коэффициент отрицательной обратной связи $\beta_{(-)} \approx 1/3$.

Относительная нестабильность усилителя с обратной связью $\Delta K'/K' = (\Delta K/K)/(1 - \beta K)$, или $\Delta K'/K' = (\Delta K/K)/(1 + K/3) \approx \approx (\Delta K/K)/(K/3)$.

Следовательно, фазовый сдвиг в усилителе с отрицательной обратной связью

$$\Delta\varphi' = \Delta\varphi/(K/3), \quad (13.63)$$

где $\Delta\varphi$ — фазовый сдвиг в усилителе без обратной связи.

Отсюда получаем, что эквивалентная добротность моста Вина в генераторе

$$Q_{\text{эк}} = Q'_{\text{эк}}(K/3) = (1/3)(K/3) = K/9. \quad (13.64)$$

13.13. ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Как следует из схемы транзисторного генератора с внешним возбуждением (рис. 13.29), на базу не подается постоянное напряжение. Поэтому коллекторный ток течет только при достаточно большом напряжении на входе, превышающем пороговое напряжение $U_{\text{БЭ}}$ транзистора.

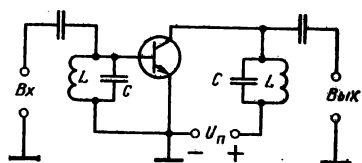


Рис. 13.29. Схема транзисторного генератора с внешним возбуждением

Рис. 13.30. Коэффициенты косинусоидального импульса

Коллекторный ток течет в виде косинусоидальных импульсов. Их угол отсечки зависит от соотношения между амплитудой напряжения на базе и пороговым напряжением отпирания транзистора $U_{БЭ} \approx 0,50$ В для кремниевых транзисторов.

На рис. 13.30 показано изменение коэффициентов косинусоидального импульса при изменении угла отсечки:

$$\alpha_0 = \frac{I_K}{i_{k \max}}; \quad \alpha_1 = \frac{I_{mк1}}{i_{k \max}}; \\ \alpha_2 = \frac{I_{mк2}}{i_{k \max}}; \quad \alpha_3 = \frac{I_{mк3}}{i_{k \max}}, \quad (13.65)$$

где I_K — постоянная составляющая коллекторного тока; $I_{mк1}$, $I_{mк2}$ и $I_{mк3}$ — амплитуды гармоник коллекторного тока; $i_{k \max}$ — амплитуда импульса коллекторного тока. Существуют графики и таблицы для определения коэффициентов косинусоидального импульса.

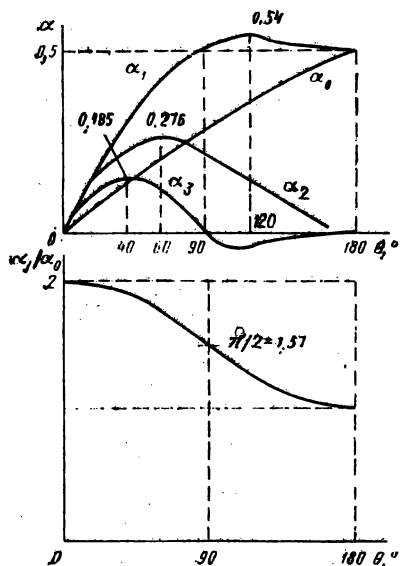
Коэффициент полезного действия генератора

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi.$$

При малых углах отсечки θ , равных $0-15^\circ$, отношение $\alpha_1/\alpha_0 \approx 2$ и $\eta = \xi$. Следовательно, используя режим С с малыми углами отсечки и обеспечивая $\xi = 0,8-0,9$, можно получить большой КПД генератора. Однако при таких углах отсечки вследствие малости α_1 амплитуда первой гармоники $I_{mк1}$ и полезная мощность малы:

$$P_{\sim} = 0,5 I_{mк1} U_{mк1} = 0,5 I_{mк1}^2 R_{эк} = 0,5 \alpha_1^2 i_{k \max}^2 R_{эк}. \quad (13.66)$$

Из формулы (13.66) видно, что можно получить большую мощность и при малых углах отсечки, если удастся получить импульсы тока $i_{k \max}$ большой амплитуды. Для этого обычно приходится повышать $U_{п.}$



что можно делать до известного предела, так как при больших $U_{\text{п}}$ возможен межэлектродный пробой. Обычно берут угол отсечки θ порядка $70\text{--}90^\circ$. При этом КПД и мощность довольно высоки.

13.14. УМНОЖЕНИЕ ЧАСТОТЫ

В передатчиках и гетеродинах приемников часто применяется умножение частоты, особенно когда используется кварцевая стабилизация частоты. По соображениям механической прочности кварцевой пластинки кварцы чаще всего изготавливают на частоту $5\text{--}6$ МГц и лишь в отдельных случаях на частоты порядка 50 МГц. Частота задающего генератора или гетеродина приемника может быть значительно выше, например 300 МГц.

В умножителе частоты выходной контур настраивается на частоту определенной гармоники подводимого колебания. Угол отсечки, при котором n -я гармоника имеет максимальную амплитуду, равен

$$\theta_{\text{opt}} = 120^\circ/n. \quad (13.67)$$

Большие коэффициенты умножения каждого отдельного каскада умножителя нежелательны по двум причинам:

1) при большом коэффициенте умножения мал оптимальный угол отсечки и его трудно поддерживать постоянным. При изменении угла отсечки коэффициент соответствующей гармоники α_n может резко уменьшиться или даже стать равным нулю;

2) трудно фильтровать соседние гармоники $(n-1)$ -ю и $(n+1)$ -ю, наличие которых при плохой фильтрации приводит к тому, что результирующее напряжение имеет вид, показанный на рис. 13.31.

Соседние гармоники влияют также на фазу результирующего напряжения, что в ряде случаев является нежелательным.

Н. А. Бруевич [16] показал, что для облегчения фильтрации соседних гармоник угол отсечки при умножении частоты желательно брать больше оптимального из энергетических соображений.

С другой стороны, для автоматического поддержания постоянства амплитуды гармоники, выделяемой умножителем, при изменении режима питания, старении кварцев и действии других дестабилизирующих факторов желательно работать при углах отсечки, которые больше энергетически оптимальных. Действительно, если амплитуда колебаний на входе умножителя уменьшится, то амплитуда n -й гармоники, равная

$$I_{mn} = \alpha_n i_{k \text{ max}},$$

изменится вследствие уменьшения $i_{k \text{ max}}$ в меньшей степени, так как коэффициент α_n увеличится и приблизится к значению $\alpha_{n \text{ max}}$.



Рис. 13.31. Влияние соседних неполовностью отфильтрованных гармоник на форму напряжения, выделяемого контуром умножителя

Кроме описанного в данном параграфе принципа умножения частоты существуют и другие. В частности, при умножении частоты в диапазоне СВЧ широко применяются варакторные умножители, использующие зависимость емкости от амплитуды.

Более подробно вопросы, описанные в данной главе, рассматриваются в [17, 18].

Глава 14

ЭЛЕМЕНТЫ ИМПУЛЬСНОЙ И ЦИФРОВОЙ ТЕХНИКИ

14.1. ТРАНЗИСТОР В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

Статический режим. На рис. 14.1 приведена схема транзисторного ключа, управляемого напряжением генератора, которое подается через сопротивление на базу. Входная характеристика транзистора — зависимость тока базы от напряжения база—эмиттер — является экспоненциальной функцией:

$$i_B = I_s [\exp(u_{БЭ}/U_T) - 1] \approx I_s \exp(u_{БЭ}/U_T). \quad (14.1)$$

Хотя ток базы отличен от нуля при любом сколь угодно малом напряжении база—эмиттер, фактически этот ток становится заметным лишь при напряжении база—эмиттер больше порогового. Обычно для кремниевых транзисторов $U_{БЭ \text{ пор}} \approx 0,5\text{—}0,6$ В, для германиевых — $U_{БЭ \text{ пор}} \approx 0,1\text{—}0,15$ В.

Идеализированная входная характеристика кремниевого транзистора в виде наклонной ломаной линии показана на рис. 14.2, а. Там же показана прямая линия, наклон которой соответствует сопротивлению резистора в цепи базы. Она проведена из точки, соответствующей напряжению генератора, действующего в базовой цепи. Напряжение база—эмиттер является абсциссой точки пересечения этой линии с входной характеристикой транзистора.

При напряжении генератора, равном нулю, или положительном, но меньшем, чем пороговое напряжение база—эмиттер, базовый ток практически равен нулю. Можно также считать, что при этом и коллекторный ток равен нулю. Напряжение коллектор—эмиттер в этом случае равно напряжению источника питания в коллекторной цепи. На рис. 14.2, а, в показано положение рабочей точки А.

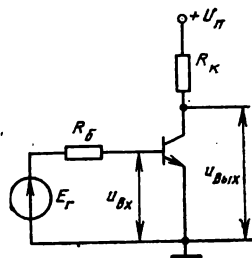


Рис. 14.1. Транзисторный ключ с ОЭ

Если напряжение генератора (см. рис. 14.1) увеличить, то напряжение база — эмиттер становится больше порогового и течет базовый ток. На выходных характеристиках (рис. 14.2, б) рабочая точка может перемещаться вдоль нагрузочной линии, причем участок MN соответствует активной области режима работы транзистора.

На передаточной характеристике (рис. 14.2, в) этот участок соответствует резкому изменению выходного напряжения от входного. Для кремниевого транзистора участок MN простирается от порогового напряжения $U_{БЭ\text{ пор}} \approx 0,6$ В до напряжения насыщения база — эмиттер $U_{БЭ\text{ нас}} \approx 0,8$ В.

При напряжении база — эмиттер, вызывающем насыщение, коллекторное напряжение резко падает. Оно может быть примерно от 0 до 0,4 В, причем большему напряжению насыщения коллектор — эмиттер соответствует меньшее коллекторное сопротивление.

Напомним, что режим насыщения определяется как режим, при котором в прямом направлении смещен не только эмиттерный, но и коллекторный $p-n$ -переход. Например, при напряжении $U_{БЭ\text{ нас}} = +0,8$ В напряжение коллектор — база может быть равным $U_{КБ} = -0,7$ В, а напряжение $U_{КЭ\text{ нас}} = U_{КБ} + U_{БЭ} = -0,7 + 0,8 = +0,1$ В. О степени насыщения транзистора судят, сравнивая базовый ток с минимальным базовым током, вызывающим насыщение. При насыщении $I_{К\text{ нас}} = (U_{П} - U_{КЭ\text{ нас}})/R_{К} \approx U_{П}/R_{К}$. Если коэффициент передачи тока транзистора при больших сигналах равен $h_{21Э}$, то минимальный ток базы, вызывающий насыщение, равен

$$I_{Б\text{ min}} = I_{К\text{ нас}}/h_{21Э}. \quad (14.2)$$

Степень насыщения

$$S = I_{Б}/I_{Б\text{ min}} = h_{21Э} I_{Б}/I_{К\text{ нас}}. \quad (14.3)$$

Динамический режим. Пусть напряжение генератора, управляющее переключением ключа, имеет ступенчатую форму (рис. 14.3). На том же рисунке показано, что базовый ток начинает течь не в момент положительного перепада напряжения генератора, а с запаздыванием на время $t_{в.ф.}$ Это время необходимо для того, чтобы входная емкость, а также емкости эмиттерного и коллекторного переходов за-

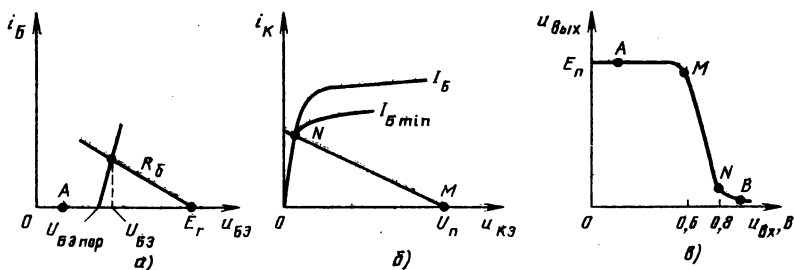


Рис. 14.2. Характеристики транзисторного ключа с ОЭ:

а — входная; б — выходные; в — передаточная

рядились через базовое сопротивление и напряжение база — эмиттер достигло порогового значения, отпирающего транзистор напряжения.

При достаточно большом перепаде напряжения входного генератора можно пренебречь напряжением база — эмиттер и считать базовый ток постоянным, что и показано на рис. 14.3.

При заряде указанных емкостей постоянным током напряжение база — эмиттер изменяется линейно от напряжения отпирания транзистора до напряжения, вызывающего насыщение. Для простоты зависимость коллекторного тока показана в виде наклонной прямой линии, достигающей значения тока насыщения. После того как коллекторный ток достиг значения тока насыщения, он больше не растет, но при этом продолжает накапливаться заряд в базе.

Заряд в базе продолжает нарастать и достигает стационарного значения, зависящего от степени насыщения.

В момент отрицательного перепада управляющего напряжения на входе ключа базовый ток изменяет полярность, так как при этом происходит рассасывание заряда. При этом коллекторный ток остается равным току насыщения, пока не завершится рассасывание избыточного заряда и режим транзистора достигнет границы активной области. После этого коллекторный ток асимптотически стремится к нулю.

В соответствии с изложенным (см. рис. 14.3) время включения транзистора

$$t_{\text{вкл}} = t_{\text{зф}} + t_{\text{н}}, \quad (14.4)$$

где $t_{\text{зф}}$ — время задержки фронта импульса коллекторного тока; $t_{\text{н}}$ — время нарастания фронта импульса коллекторного тока, часто называемое временем или длительностью фронта.

Время выключения

$$t_{\text{выкл}} = t_{\text{зс}} + t_{\text{с}}, \quad (14.5)$$

где $t_{\text{зс}}$ — время задержки среза импульса; $t_{\text{с}}$ — время или длительность среза импульса. Для определенности длительности среза и фронта измеряют как время изменения коллекторного тока от 0,1 до 0,9 тока насыщения.

Среднее время задержки распространения сигнала. Быстродействие ключа характеризуют средним временем задержки распространения сигнала, равным

$$t_{\text{здр}} = 0,5 (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}). \quad (14.6)$$

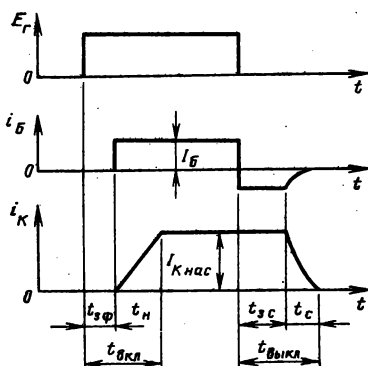


Рис. 14.3. Временные зависимости изменения тока базы и тока коллектора при прямоугольном характере изменения напряжения генератора, управляющего работой транзисторного ключа с ОЭ

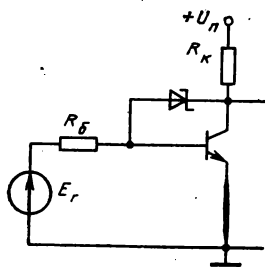


Рис. 14.4. Транзисторный ключ с диодом Шотки

Повышение быстродействия. Для уменьшения времени задержки фронта и уменьшения времени включения иногда включают ускоряющий конденсатор. Он подключается параллельно базовому сопротивлению в схеме на рис. 14.1 и при достаточной емкости передает почти все напряжения E_r на базу транзистора. В микросхемах нежелательно применять конденсаторы, занимающие большую площадь, поэтому этот метод применяется редко.

Быстродействие микросхем повышают, используя диод Шотки (рис. 14.4), который включают между базой и эмиттером транзистора. Напряжение отпирания диода Шотки 0,4 В несколько меньше, чем у коллекторного перехода 0,5—0,6 В. Диод Шотки препятствует накоплению зарядов в базе транзистора и сам не накапливает зарядов. У диода Шотки отсутствует диффузионная емкость, а имеется только барьерная емкость. Объясняется это тем, что он работает на основных носителях. Его выпрямляющий контакт является контактом типа металл — полупроводник, причем металл напыляется на эпитаксиальный слой полупроводника. Подключение диода Шотки значительно повышает быстродействие транзисторного ключа. Недостатком схемы является несколько большее остаточное напряжение коллектор — эмиттер, когда транзистор полностью открыт. В самом деле, если $U_{БЭ} = 0,8$ В, а $U_{КБ} = -0,4$ В, то $U_{КЭ} = U_{КБ} + U_{БЭ} = -0,4 + 0,8 = 0,4$ В.

14.2. ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ ТОКА

Дифференциальный усилитель, подробно описанный в гл. 10, широко используется в качестве ключевой схемы. Схема переключателя тока (рис. 14.5) получила свое название вследствие того, что ток I_0 генератора стабильного тока (ГСТ) переключается входным напряжением из одного транзистора в другой. Переключатель тока является дифференциальным усилителем, на один вход которого подано постоянное напряжение, называемое опорным.

Статический режим. В гл. 10 было показано, что приращение коллекторного тока дифференциального усилителя согласно (10.10) равно

$$\Delta i_K = (I_0/2) \operatorname{th} (u_d/2U_T). \quad (14.7)$$

Там же было показано, что при $u_d = 4U_T \approx 0,1$ В $\Delta i_{K1} = 0,96I_0/2$. Очевидно, что при этом ток первого транзистора равен $i_{K1} = I_0/2 + 0,96I_0/2 = 0,98I_0$, а ток второго транзистора $i_{K2} = 0,02I_0$. Следовательно, для перевода переключателя тока из одного состояния в другое

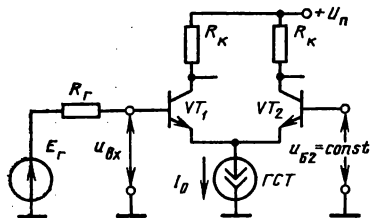


Рис. 14.5. Переключатель тока

достаточен перепад постоянного напряжения на входе схемы $\Delta u_{вх} \approx 0,1$ В.

Динамический режим. Изучая динамический режим, следует иметь в виду, что для быстрого действия переключения не допускается работа транзисторов в режиме насыщения. Это достигается выбором коллекторных сопротивлений при заданных значениях тока генератора стабильного тока и напряжения источника питания. Следовательно, оба транзистора работают в активном режиме.

Предположим, что в начальный момент времени токи транзисторов VT_1 и VT_2 равны и на вход схемы подан перепад напряжения ΔE_r . Тогда через сопротивление R_r , к которому следует добавить распределенные сопротивления базы обоих транзисторов, начнется заряд эмиттерных переходов. Изменение напряжения на переходах вызывает изменение коллекторных токов в противоположных направлениях, но сумма эмиттерных токов остается постоянной и равной току генератора стабильного тока.

Скорость перезаряда емкостей зависит от постоянной времени цепи заряда, в которую входит выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Известно, что оно равно $R_{вых} = (R_r + h_{11\beta})/(h_{21\beta} + 1)$. Чтобы на выходное сопротивление мало влияло сопротивление генератора, необходимо выполнить условие

$$R_r < h_{11\beta}. \quad (14.8)$$

Это условие легко выполняется. В микросхемах $R_r = 300\text{--}600$ Ом. Например, в ключевых микросхемах переключатель тока управляется также переключателем тока. В этом случае сопротивлением генератора является коллекторное сопротивление предыдущего каскада, которое и выбирается в указанных пределах с учетом того, чтобы транзисторы не заходили в режим насыщения.

Изложенное показывает, что высокое быстродействие переключателя тока обусловлено следующими факторами:

- способностью срабатывания схемы при малых перепадах напряжения порядка 0,1 В, тогда как обычно в ключевых схемах перепады напряжения значительно превышают это значение;

- работой открытого транзистора ключа без насыщения, т. е. в активном режиме;

- переключением высокочастотных транзисторов с малым распределенным сопротивлением базы и высокой граничной частотой;

- работой второго транзистора в схеме с ОБ, благодаря чему к входной емкости не добавляется увеличенная в $K + 1$ раз емкость коллекторного перехода;

- работой первого транзистора в схеме эмиттерного повторителя, благодаря чему входная емкость второго транзистора заряжается через малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя;

- применением эмиттерного повторителя не только на входе, но и на выходе схемы, так как высокое быстродействие может быть достигнуто лишь при передаче сигнала по согласованным линиям, что требует малого выходного сопротивления схемы.

14.3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ КЛЮЧЕЙ [19]

Ключи и ключевые устройства на их основе могут срабатывать не только от полезных управляющих сигналов, но и от помех, вызванных как внешними, так и внутренними электромагнитными или электростатическими наводками и напряжениями, а также обусловленных паразитными обратными связями через общие источники питания.

Для уменьшения наводок применяются экранирование соединительных проводов и отдельных узлов и монтаж скрученными парами проводов.

Невосприимчивость ключей к помехам называют помехоустойчивостью, которую оценивают напряжением, не вызывающим ложного срабатывания ключа.

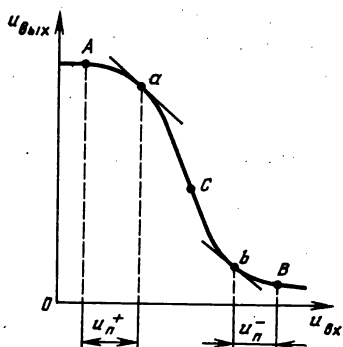


Рис. 14.6. Передаточная характеристика ключа и оценка его помехоустойчивости

Помехоустойчивость ключа обычно различна к сигналам положительной и отрицательной полярностей. Она также различна для отпираания и запираания ключа помехой.

Обычно ключи работают в последовательной цепочке ключей, включенных друг за другом, т. е. каскадно. При этом помеха, попадающая в один из ключей, может усиливаться в последующих и вызвать срабатывание одного или нескольких ключей. Она может также в последующих ключах не усиливаться, а ослабляться и не вызывать срабатывания.

Оценивать помехоустойчивость ключа наиболее удобно следующим образом.

На рис. 14.6 построена передаточная характеристика ключа. Точка С на характеристике соответствует равенству входного и выходного напряжений ключа. В точках а и б дифференциальный коэффициент передачи ключа, являющийся производной выходного напряжения по входному, равен по абсолютной величине единице. Точки А и В соответствуют стационарным положениям ключа.

Очевидно, что если положительное мешающее напряжение u_n^+ не выводит точку А за точку а, то коэффициент передачи $K < 1$, входной сигнал (помеха) не усиливается и ложного переключения не происходит. Аналогично и для отрицательного напряжения u_n^- срабатывания ключа не происходит, пока оно меньше u_n^- , указанного на рис. 14.6.

14.4. ТРИГГЕР — БИСТАБИЛЬНАЯ ЯЧЕЙКА

Триггером называется устройство с двумя устойчивыми состояниями, переходящее из одного состояния в другое под воздействием внешних напряжений. Триггер способен сохранять сколь угодно долго устойчивое состояние и после снятия внешнего воздействия, поэтому он используется в качестве элемента памяти.

Простейший триггер (рис. 14.7) — бистабильная ячейка — является двухкаскадным усилителем с непосредственной связью между кас-

кадами, в котором осуществлена положительная обратная связь благодаря соединению выхода усилителя с его входом. Несмотря на полную симметрию схемы, при одинаковых транзисторах и сопротивлениях R_K состояние схемы, когда оба транзистора открыты, является неустойчивым. Малейшее превышение коллекторного тока одного из транзисторов, например VT_1 , вызывает уменьшение его коллекторного напряжения. Уменьшение напряжения передается на базу другого транзистора, уменьшает его коллекторный ток и повышает его коллекторное напряжение. В результате напряжение на базе VT_1 увеличится и коллекторный ток VT_1 станет еще большим. Этот регенеративный процесс протекает очень быстро, лавинообразно и приводит к тому, что транзистор VT_1 становится полностью открытым и входит в режим насыщения. Другой транзистор при этом запирается, так как напряжение коллектор — эмиттер транзистора VT_1 , являющееся напряжением база — эмиттер транзистора VT_2 , очень мало (0—0,3 В) и недостаточно для его отпирания.

Перевод бистабильной ячейки из одного устойчивого состояния в другое осуществляется подачей положительных или отрицательных импульсов на коллекторы, а следовательно, и на базы транзисторов, поскольку база одного транзистора соединена с коллектором другого.

14.5. ТРИГГЕР ШМИТТА

В триггере Шмитта, как и в переключателе тока, используется дифференциальный каскад. На рис. 14.8 приведена схема с генератором стабильного тока (ГСТ), но его часто заменяют обычным эмиттерным резистором. Мы рассмотрим работу триггера Шмитта с генератором стабильного тока при заданных сопротивлениях, напряжениях и токах.

Вначале предположим, что входное напряжение равно нулю. В этом случае транзистор VT_1 заперт, а транзистор VT_2 открыт. В начальном состоянии схемы напряжение $u_{K1} = 5$ В, напряжение на базе второго транзистора $u_{B2} = u_{K1} R_2 / (R_1 + R_2) = 2,5$ В. Так как транзистор VT_2 открыт, то считаем, что $u_{BЭ2} \approx 0,7$ В, откуда следует, что $u_{Э} = u_{B2} - u_{BЭ2} = 2,5 - 0,7 = 1,8$ В.

Открытый транзистор VT_2 находится в активном режиме. В самом деле, напряжение на его коллекторе $u_{K2} = U_{\pi} - I_0 R_{K2} = 5 - 2 \cdot 1 = 3$ В. Оно больше напряжения $u_{B2} = 2,5$ В, поэтому коллекторный переход закрыт. Иногда выбором большого R_K осу-

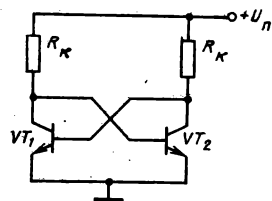


Рис. 14.7. Триггер — бистабильная ячейка

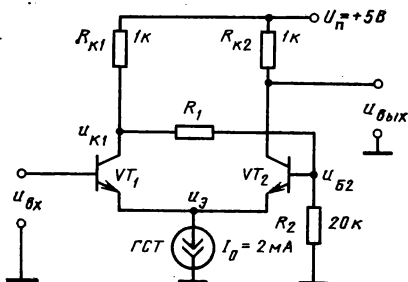


Рис. 14.8. Триггер Шмитта

ществляют режим насыщения, но при этом уменьшается быстродействие схемы.

Увеличивая входное напряжение, можно подойти к порогу срабатывания триггера. Оно происходит, когда входное напряжение становится больше напряжения на эмиттере примерно на 0,6 В (для кремниевых транзистора). Следовательно, транзистор отпирается при входном напряжении

$$u_{\text{вх сраб}} = u_{\text{э}} + U_{\text{БЭ пор}} = 1,8 + 0,6 = 2,4 \text{ В.}$$

Как только входное напряжение хотя бы немного превышает это пороговое напряжение, происходит лавинообразный регенеративный процесс переключения схемы. Он протекает следующим образом. Небольшой ток транзистора VT_1 вызывает небольшое падение напряжения на его коллекторе. Через делитель $R_1 R_2$ это напряжение передается на базу второго транзистора, являющегося эмиттерным повторителем, и далее на его эмиттер и эмиттер первого транзистора. Нетрудно убедиться, что и Δu_{K_1} и $\Delta u_{\text{э}_2}$ отрицательны.

Делитель напряжения $R_1 R_2$ имеет коэффициент передачи 0,5. Вначале коэффициент передачи эмиттерного повторителя на VT_2 близок к единице. В самом деле, при равенстве токов транзисторов VT_1 и VT_2 коэффициент передачи эмиттерного повторителя равен 0,5, но в начальный момент $i_{\text{э}_1} \ll i_{\text{э}_2}$, $r_{\text{э}_1} \gg r_{\text{э}_2}$ и коэффициент передачи повторителя близок к единице.

Чтобы лавинообразный процесс начался, необходим коэффициент передачи петли обратной связи $\beta K_1 \geq 1$. Так как $\beta = 0,5$, для начала лавинообразного процесса необходим коэффициент передачи первого транзистора $K_1 \geq 2$.

Для схемы с ОБ $K_1 = R_{K1}/r_{\text{э}_1}$. Следовательно, лавинообразный процесс начинается при $r_{\text{э}_1} = R_{K1}/K_1 = 1000/2 = 500 \text{ Ом}$. Это соответствует начальному току транзистора $i_{\text{э}_1 \text{нач}} \approx 0,05 \text{ мА}$.

Регенеративный процесс быстро переводит схему из начального состояния, когда транзистор VT_1 заперт, а транзистор VT_2 открыт, в противоположное состояние. Для полного отпираания транзистора VT_1 необходима разность потенциалов $u_{\text{БЭ}_1} \approx 0,7 \text{ В}$, поэтому потенциал эмиттеров $u_{\text{э}}$ в конце лавинообразного процесса изменяется на 0,1 В и становится по окончании процесса переключения равным 1,7 В.

Повышение входного напряжения по сравнению с напряжением срабатывания триггера $u_{\text{вх сраб}} = 2,4 \text{ В}$ не вызывает изменений в состоянии схемы. Выходное напряжение остается равным напряжению источника питания $u_{\text{вых}} = u_{K_2} = U_{\text{п}} = 5 \text{ В}$. Однако если повысить входное напряжение до значения, большего, чем $u_{K_1} = U_{\text{п}} - I_0 R_{K1} = 5 - 2 = 3 \text{ В}$, то первый транзистор входит в режим насыщения, когда $u_{\text{вх}} = u_{K_1} + 0,6 = 3,6 \text{ В}$. При этом режим второго транзистора не изменяется.

Участок передаточной характеристики триггера Шмитта (рис. 14.9), обозначенный буквами *a* и *b*, отражает лавинообразное изменение выходного напряжения. Когда транзистор VT_1 открыт, транзистор VT_2 заперт, так как напряжение на его базе $u_{\text{Б}_2} = 0,5 u_{K_1} = 0,5 \cdot 3 = 1,5 \text{ В}$,

а напряжение на эмиттере $u_э = 1,7$ В. Следовательно, эмиттерный переход имеет обратное смещение 0,2 В.

Для перевода схемы в первоначальное состояние необходимо снять обратное смещение 0,2 В и сделать смещение перехода положительным и равным 0,6 В. Следовательно, необходимо понизить потенциал эмиттера от потенциала 1,7 В до потенциала

$$u_э = u_{БЭ} - 0,6 = 1,5 - 0,6 = 0,9 \text{ В.}$$

Так как VT_1 до начала перехода схемы в первоначальное состояние остается открытым, то напряжение база — эмиттер $u_{БЭ} \approx 0,7$ В, что соответствует входному напряжению схемы $u_{вх.отп} = u_э + u_{БЭ} = 0,9 + 0,7 = 1,6$ В. При этом начинается новый регенеративный процесс возвращения схемы в первоначальное состояние, показанный на передаточной характеристике (см. рис. 14.9) участком cd .

После окончания процесса переключения потенциал эмиттера возвращается к $u_э = 1,8$ В. Следовательно, потенциал эмиттера в процессе самого срабатывания триггера изменяется от 1,8 до 1,7 В.

Перед началом процесса отпускания при понижении входного напряжения потенциал эмиттера изменяется до 0,9 В и может находиться вблизи этого значения сколь угодно долго, но в результате лавинообразного процесса изменяется от 0,9 до 1,8 В.

Как следует из описанного, срабатывание триггера Шмитта происходит при напряжении на входе первого транзистора на 0,1 В меньше, чем напряжение на базе открытого транзистора VT_2 . Напряжение срабатывания триггера

$$u_{вх.сраб} = U_{п} R_2 / (R_1 + R_2) - 0,1, \quad (14.9)$$

где 0,1 В — разность между напряжениями открытого кремниевого транзистора (0,7 В) и запертого (0,6 В).

Отпускание триггера происходит при напряжении на базе первого транзистора, на 0,1 В большем, чем напряжение на базе запертого транзистора VT_2 . Напряжение отпускания триггера

$$u_{вх.отп} = (U_{п} - I_0 R_{к1}) R_2 / (R_1 + R_2) + 0,1. \quad (14.10)$$

Таким образом, ширина гистерезисной петли

$$\Delta u = u_{вх.сраб} - u_{вх.отп} = [R_2 / (R_1 + R_2)] I_0 R_{к1} - 0,2. \quad (14.11)$$

В рассматриваемом случае $\Delta u = 2,4 - 1,6 = 0,8$ В.

Триггер Шмитта находит широкое применение. Одним из его применений является формирование прямоугольных импульсов из плавно изменяющегося напряжения, например синусоидального, что показано на рис. 14.10.

Триггер Шмитта, описанный выше, является дифференциальным усилителем, имеющим положительную обратную связь с выхода на вход усилителя, которая создается делителем из резисторов.

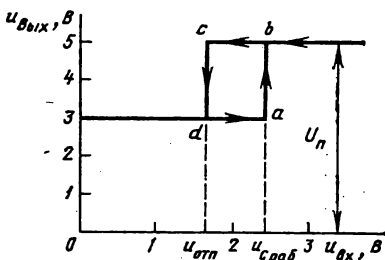


Рис. 14.9. Передаточная характеристика триггера Шмитта

Операционный усилитель по существу является разновидностью дифференциального усилителя, отличающейся от последнего тем, что имеет не один, а обычно два каскада, а также тем, что имеет несимметричный выход.

На рис. 14.11 приведена схема триггера Шмитта на операционном усилителе. В триггере Шмитта используются усилители без частотной коррекции. Вместо отрицательной обратной связи, обычно применяемой в операционных усилителях, в триггере применяется положительная обратная связь с коэффициентом передачи напряжения $\beta = U_{oc}/U_{вых} \approx R_2/(R_{св} + R_2)$. Сопротивление $R_{св}$ больше, чем R_2 , в несколько раз или в несколько десятков раз. Следовательно, β много меньше единицы, но так как коэффициент усиления операционного усилителя очень большой, то всегда $\beta K > 1$, а во многих случаях $\beta K \gg 1$.

От источника положительного напряжения через R_1 на диоде VD_1 создается опорное напряжение, которое вместе с напряжением обратной связи подается на неинвертирующий вход операционного усилителя. Сопротивление R_r включено для устранения разбаланса схемы входными токами усилителя. Если входное напряжение равно нулю, то напряжение на входе усилителя, равное разности напряжений на его зажимах, равно напряжению в точке A : $U_A = U_{оп} + \beta(U_{вых} - U_{оп})$.

Даже без положительной обратной связи при таком напряжении напряжение на выходе становится максимально положительным. Например, операционный усилитель К140УД1В имеет коэффициент усиления напряжения $K = 8000$, максимальное положительное выходное напряжение $U_{вых}^+ = 10,4$ В, максимальное отрицательное выходное напряжение $U_{вых}^- = -8$ В при $U_n = 12,6$ В и $R_n = 5$ кОм.

Чтобы выровнять положительное и отрицательное выходные напряжения, на выходе применен ограничитель, состоящий из двух стабилитронов VD_2 и VD_3 , включенных навстречу друг другу.

При указанных выше максимальных выходных напряжениях уровень ограничения $U_{огр} = 5$ В. Например, стабилитроны типа КС147А

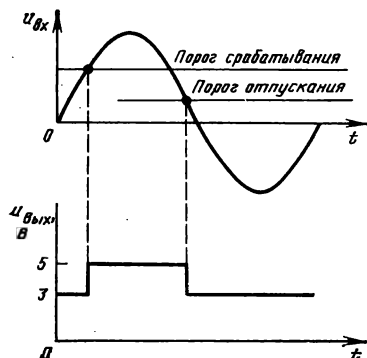


Рис. 14.10. Формирование прямоугольных импульсов триггером Шмитта

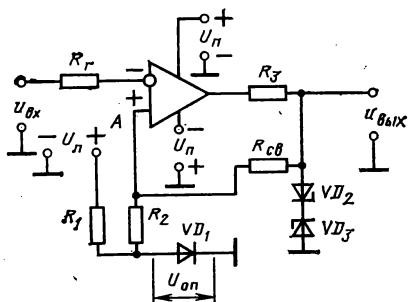


Рис. 14.11. Триггер Шмитта на операционном усилителе

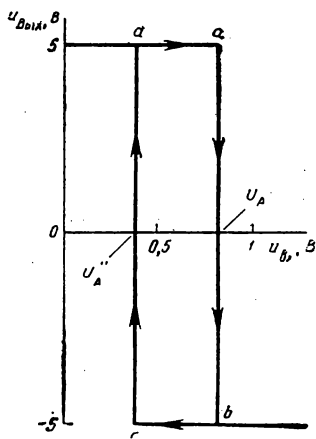


Рис. 14.12. Передаточная характеристика триггера Шмита на операционном усилителе

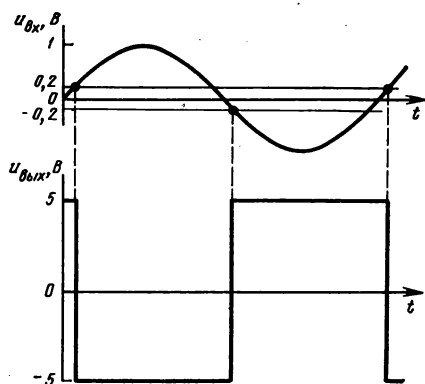


Рис. 14.13. Формирование прямоугольного колебания из синусоидального

имеют напряжение стабилизации при малом токе $U_{ст} = 4,4$ В и падение напряжения при прямом смещении $U_{д} = 0,6$ В, что дает в сумме уровень ограничения $U_{огр} = 5$ В. Сопротивление R_3 не должно быть меньше минимально допустимого сопротивления нагрузки усилителя. Его можно взять равным 5,1 кОм.

Для наглядности зададимся также и другими величинами. Пусть $U_{оп} = 0,6$ В, $R_2 = 0,47$ кОм, $R_{св} = 12$ кОм, что дает $\beta = 1/25$. Итак, в рассматриваемом случае при $u_{вх} = 0$ $u_{вых} = U_{огр} = 5$ В, а потенциал точки А $U'_A = U_{оп} + \beta (U_{вых} - U_{оп}) = 0,6 + (1/25) (5 - 0,6) = 0,6 + 0,175 = 0,775$ В.

Если входное напряжение, которое вначале равнялось нулю, постепенно повышать, то при входном напряжении, чуть большем напряжения $U'_A = 0,775$ В, возникает регенеративный процесс переключения схемы и выходное напряжение достигает максимального отрицательного значения. В данном случае с учетом действия ограничителя выходное напряжение $u_{вых} = -5$ В.

После завершения регенеративного процесса переключения схемы потенциал точки А изменяется. Он становится равным $U''_A = U_{оп} + \beta (u_{вых} - U_{оп}) = 0,6 + (1/25) (-5 - 0,6) = 0,376$ В.

Дальнейшее повышение входного напряжения не изменяет выходного напряжения. Оно остается равным $u_{вых} = -5$ В.

Входное напряжение можно повышать до тех пор, пока разностное входное напряжение не превысит предельно допустимого для данного типа схемы. Для микросхемы К140УД1В предельно допустимое разностное напряжение $\pm 1,2$ В. Следовательно, на вход микросхемы нельзя подавать положительное напряжение, превышающее $1,2 + 0,376$ В.

Понижение входного напряжения вызывает обратный регенеративный процесс переключения схемы от $u_{вых} = -5$ В до $u_{вых} = +5$ В, когда $u_{вх}$ становится немного меньше потенциала точки А, в данном

случае равного $+0,376$ В. Передаточная характеристика триггера для рассмотренного случая показана на рис. 14.12.

Триггер Шмитта на операционном усилителе можно использовать для формирования прямоугольного напряжения из синусоидального. При этом можно выключить опорное напряжение, исключив из схемы резистор R_1 , диод VD_1 и соединив нижний конец R_2 с землей. При этом $U'_A = (1/25) 5 = +0,2$ В, а $U''_A = (1/25) (-5) = -0,2$ В.

Таким образом, подавая на вход схемы синусоидальное напряжение допустимой амплитуды, например 1 В, можно получить на выходе напряжение прямоугольной формы, скачкообразно изменяющееся от $+5$ до -5 В (рис. 14.13).

Благодаря регенеративным процессам при переключении прямоугольное напряжение имеет крутые фронты и срезы. Длительность фронтов получается значительно меньшей, чем при формировании прямоугольного (фактически трапецеидального) напряжения из синусоидального двусторонним ограничением. При формировании ограничением наблюдается, кроме того, выпуклость вершины и нижней части прямоугольной волны вследствие неидеальности ограничения.

14.6. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

На рис. 14.14 представлена схема мультивибратора на транзисторах. Как и в бистабильной ячейке, коллектор каждого транзистора связан с базой другого транзистора, но связь в мультивибраторе не непосредственная, а через конденсаторы.

В отличие от триггера, мультивибратор в принципе способен самостоятельно генерировать колебания, близкие к прямоугольным. Следовательно, он является автогенератором колебаний прямоугольной формы.

В отличие от RC -генераторов синусоидальных колебаний, в мультивибраторах применяется очень сильная положительная обратная связь, в результате чего транзисторы поочередно входят то в режим насыщения, то в режим отсечки. Возможно также и длительное устойчивое состояние, когда оба транзистора находятся в насыщении. При этом для возникновения колебаний необходим импульс, запирающий один из транзисторов. Следовательно, в мультивибраторе возможен жесткий режим возникновения колебаний.

Мультивибратор бывает как симметричным, так и несимметричным. У симметричного мультивибратора коллекторные сопротивления в обоих плечах одинаковы, одинаковы также базовые сопротивления и емкости. Для простоты рассмотрим работу симметричного мультивибратора.

Если транзистор VT_1 открыт и находится в режиме насыщения, то в это же время транзистор VT_2 заперт. При этом правая обкладка конденсатора $C_{б1}$ соединена через $R_{к2}$ с источником питания, а левая соединена с базой транзистора VT_1 . Протекающий зарядный ток поддерживает потенциал базы транзистора VT_1 на уровне, близком к $u_{бэ} \approx 0,8$ В, вполне достаточном, чтобы VT_1 находился в режиме насыщения. Напряжение база — эмиттер не может стать заметно большим

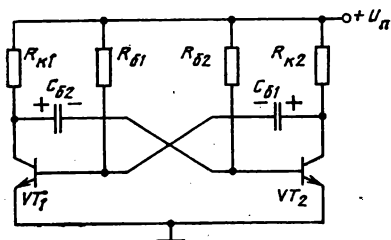


Рис. 14.14. Мультивибратор на транзисторах

этого напряжения из-за ограничивающего действия экспоненциальной входной характеристики транзистора и ограничения тока резистором $R_{к2}$. Конденсатор заряжается до напряжения $U_{п} - u_{бэ1}$, где $u_{бэ1} \approx 0,8$ В. После окончания заряда конденсатора $C_{б1}$ напряжение $u_{бэ1}$ остается примерно таким же и поддерживается за счет тока через $R_{б1}$.

Во время и после окончания заряда конденсатора $C_{б1}$ транзистор VT_2 остается закрытым напряжением на конденсаторе $C_{б2}$, зарядившемся в предыдущий полупериод. В самом деле, если $C_{б2}$ зарядился до напряжения $U_{п} - u_{бэ2}$, то все это напряжение приложено между базой и эмиттером VT_2 , так как потенциал левой обкладки конденсатора, равный напряжению коллектор — эмиттер насыщенного транзистора VT_1 , очень близок к нулю.

Чтобы транзистор VT_2 открылся, необходимо, чтобы конденсатор $C_{б2}$ не только полностью разрядился, но и частично перезарядился до напряжения $u_{бэ2} \approx 0,6$ В, при котором VT_2 становится проводящим. Как только транзистор VT_2 начинает проводить, его коллекторный потенциал падает, что через конденсатор $C_{б1}$ передается на базу VT_1 . Последний переходит в активный режим. Возникающий при этом регенеративный процесс быстро переключает схему из одного квазистойчивого состояния в другое, при котором VT_1 находится в режиме отсечки, а VT_2 — в режиме насыщения.

На рис. 14.15 приведены зависимости коллекторного тока и напряжений на коллекторе и базе транзистора VT_1 . Аналогичные зависимости для транзистора VT_2 имеют такой же вид, но сдвинуты по фазе на половину периода.

При заряде конденсатора

$$u_c(t) = -0,8 + U_{п}(1 - e^{-t/T_{зар}}), \quad (14.12)$$

где

$$T_{зар} = R_{к} C_{б}. \quad (14.13)$$

При разряде конденсатора

$$u_c(t) = U_{п} - 2U_{п}(1 - e^{-t/T_{раз}}), \quad (14.14)$$

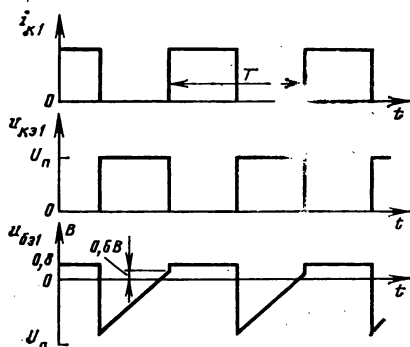


Рис. 14.15. Временные зависимости коллекторного тока и напряжений на коллекторе и базе в мультивибраторе

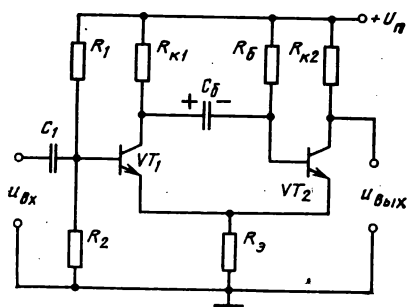


Рис. 14.16. Схема ждущего мультивибратора

период прямоугольного колебания, генерируемого симметричным мультивибратором, можно найти из равенства

$$-0,6 = U_{\Pi} - 2U_{\Pi} (1 - e^{-0,5T/T_{\text{разр}}}).$$

Отсюда

$$e^{+0,5T/T_{\text{разр}}} = 2U_{\Pi}/(U_{\Pi} - 0,6).$$

Пренебрегая напряжением 0,6 В по сравнению с напряжением U_{Π} , получаем

$$T \approx 2 (\ln 2) T_{\text{разр}} \approx 1,4 T_{\text{разр}}. \quad (14.16)$$

Данное выражение выведено в предположении мгновенности переключения транзисторов и не учитывает времени на рассасывание зарядов, накопленных в базе.

Из описания работы следует, что каждый из конденсаторов в процессе работы изменяет полярность напряжения. На схеме же (см. рис. 14.14) указана вполне определенная полярность напряжений на обкладках конденсаторов по двум причинам: 1) большую часть времени конденсаторы заряжены так, как это показано на схеме; 2) указанная полярность является условно положительной.

Ждущим называется мультивибратор с одним устойчивым состоянием. Схема ждущего мультивибратора показана на рис. 14.16. Он запускается положительным импульсом, подаваемым на базу первого транзистора через конденсатор. Прежде чем начать работать, мультивибратор «ждет» запускающего импульса.

До прихода запускающего импульса транзистор VT_1 заперт вследствие того, что напряжение на его базе меньше напряжения на базе VT_2 , и эмиттерный ток транзистора VT_2 создает на R_3 напряжение, запирающее транзистор VT_1 . Запуск можно также осуществить подачей отрицательного импульса на коллектор транзистора VT_1 . Приход запускающего импульса вызывает регенеративный процесс переключения схемы.

Когда схема находилась в устойчивом состоянии, конденсатор зарядился до напряжения $u_c = U_{\Pi} - u_{бэ2} - i_{к2}R_3$.

где

$$T_{\text{разр}} = R_6 C_6. \quad (14.15)$$

Постоянная времени разряда должна быть не менее чем на порядок больше постоянной времени заряда. Это необходимо для того, чтобы один из конденсаторов C_6 полностью зарядился (за время, равное нескольким постоянным времени заряда), пока другой конденсатор разряжается и держит запертым «свой» транзистор.

Транзистор отпирается, когда $u_c(t) \approx 0,6$ В. Следовательно, по-

В конце регенеративного процесса VT_1 открыт. Его напряжение коллектор — эмиттер мало, и напряжение на конденсаторе приложено между базой и эмиттером VT_2 . Напряжение база — эмиттер второго транзистора $u_{БЭ2} = u_{КЭ1} - u_C$. Вначале данное напряжение отрицательно, так как $|u_C| \gg |u_{КЭ1}|$, но конденсатор C_6 разряжается и стремится перезарядиться. Напряжение $|u_C|$ уменьшается, и когда конденсатор C_6 перезарядится настолько, что $u_{БЭ2} \approx 0,6$ В, появляется ток транзистора VT_2 . В этот момент начинается регенеративный процесс переключения в первоначальное устойчивое состояние. Схема находится в устойчивом состоянии до прихода следующего запускающего импульса.

14.7. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

Блокинг-генератором называется релаксационный генератор импульсных колебаний, в котором положительная обратная связь создается с помощью импульсного трансформатора. Импульсный трансформатор имеет замкнутый сердечник, отштампованный из феррита или намотанный из тонкой ленты ферромагнитного материала. Главное требование к импульсному трансформатору — малая индуктивность рассеяния.

С помощью блокинг-генератора создаются импульсы длительностью от нескольких десятков наносекунд до нескольких микросекунд, причем длительность фронта и среза генерируемых импульсов примерно на порядок меньше длительности самих импульсов.

Блокинг-генератор может быть как самовозбуждающимся, так и ждущим. Чтобы превратить схему самовозбуждающегося блокинг-генератора (рис. 14.17) в схему ждущего блокинг-генератора, нужно верхний конец резистора R_6 отключить от плюсового зажима источника питания и подать на этот конец небольшое напряжение противоположного знака. Ждущий блокинг-генератор обычно запускается положительными импульсами, подаваемыми через конденсатор на базу транзистора.

Рассмотрим работу блокинг-генератора в режиме автоколебаний. Предположим, что конденсатор C_6 заряжен так, как это показано на схеме (см. рис. 14.17). Тогда под действием этого напряжения, приложенного к базе и эмиттеру транзистора, последний остается закрытым. Конденсатор при этом разряжается через резистор R_6 под действием собственного напряжения, к которому добавляется напряжение источника питания.

Когда конденсатор полностью разряжен, он начинает перезаряжаться. При этом разность потенциалов на обкладках конденсатора становится противоположной указанной на схеме. Когда напряжение на конденсаторе достигает значения, достаточного для отпирания транзистора ($u_{БЭ} = +0,6$ В), появляется небольшой коллекторный ток. Благодаря положительной обратной связи коллекторный ток быстро нарастает, так как приращение коллекторного тока вызывает падение напряжения на сопротивлении R'_H , являющемся эквивалентным сопротивлением нагрузки R_H , и сопротивлению база — эмиттер, пересчитанных в цепь коллекторной обмотки трансформатора.

Если быть более точным, то следует сказать, что вначале заряжаются емкость коллекторной обмотки трансформатора и выходная емкость транзистора. Возникновение коллекторного тока вызывает регенеративный процесс. Коллекторный ток быстро возрастает до максимального значения, ограничиваемого сопротивлением R'_H , а также $R_{к.огр}$, когда последнее включено в схему. Транзистор входит в режим насыщения, и напряжение на его коллекторе близко к нулю.

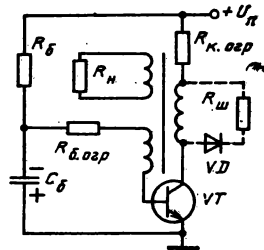


Рис. 14.17. Блокинг-генератор

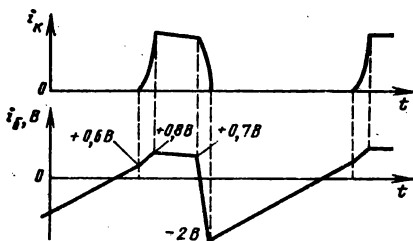


Рис. 14.18. Временные зависимости коллекторного тока и базового напряжения блокинг-генератора

Если в схеме нет ограничивающего резистора $R_{н.огр}$, то можно считать, что после окончания регенеративного процесса к коллекторной обмотке трансформатора приложено напряжение источника питания $U_{п}$.

Напряжение на базовой обмотке трансформатора в n раз меньше ($n = \omega_k / \omega_b$ — коэффициент трансформации, ω_k — число витков коллекторной обмотки, а ω_b — число витков базовой обмотки).

Напряжение базовой обмотки добавляется к положительному напряжению на конденсаторе C_6 , что держит транзистор в режиме насыщения. При этом избыток напряжения падает на $R_{б.огр}$.

Во время регенеративного процесса напряжение на конденсаторе C_6 не успевает изменить свое значение и знак. Однако после окончания регенеративного процесса напряжение на базовой обмотке начинает перезаряжать конденсатор C_6 и знак напряжения на нем становится таким, как указано на схеме.

Заряд-перезаряд конденсатора C_6 происходит от напряжения на базовой обмотке через открытый промежуток база — эмиттер и прекращается, когда разность напряжения на базовой обмотке и возрастающего напряжения на конденсаторе достигает значения $u_{бэ} \approx 0,7$ В. При таком напряжении транзистор выходит из режима насыщения и входит в активный режим. В этот момент возникает обратный регенеративный процесс, быстро ведущий к запиранию транзистора.

Из сказанного выше следует, что конденсатор заряжается, пока выполняется условие $U_{п}/n - u_c(t) \geq 0,7$ В или $U_{п}/n - 0,7 \geq u_c(t)$.

После запирания транзистора напряжение на конденсаторе должно держать транзистор запертым в течение его разряда и нового перезаряда от источника питания через резистор R_6 .

Пример. Пусть $U_{п} = 10$ В. Максимальное напряжение на конденсаторе $u_{с\max} = 2$ В. Тогда $U_{п}/n - 0,7 = 2$. Отсюда $U_{п}/n = 2,7$ В и коэффициент трансформации $n = U_{п}/2,7 = 10/2,7 = 3,7$.

После запирания транзистора схема находится в квазистационарном состоянии, пока конденсатор C_6 не перезарядится до напряжения $u_c \approx 0,6$ В, при котором возникает коллекторный ток. Появление коллекторного тока вызывает регенеративный процесс быстрого отпиария транзистора.

Длительность импульсов, генерируемых блокинг-генератором, зависит от индуктивности коллекторной обмотки трансформатора и пересчитанного в нее сопротивления нагрузки $R_{н}$. Этим определяется постоянная времени интегрирующей цепи L/R , которая «держит» на коллекторной обмотке перепад напряжения, примерно равный $U_{п}$.

Длительность генерируемых импульсов зависит также от времени заряда конденсатора C_6 базовым током транзистора. Поэтому длительность можно изменять, изменяя сопротивление $R_{б.огр}$, включенное в базовую цепь.

Шунтирующая коллекторную обмотку цепь из диода VD и резистора $R_{ш}$ гасит колебания, которые возникают при резком прекращении коллекторного тока. После прекращения коллекторного тока энергия магнитного поля поддерживает протекание тока в индуктивности. Диод VD открывает путь для этого тока через резистор $R_{ш}$. При отсутствии этой цепи возможен пробой коллекторного перехода транзистора напряжением, возникающим на индуктивности коллекторной обмотки.

Временные зависимости коллекторного тока и базового напряжения в блокинг-генераторе показаны на рис. 14.18.

14.8. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО-ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

В ряде случаев требуется, чтобы напряжение или ток изменялись линейно, т. е. возрастали или убывали во времени по линейному закону, а затем возвращались к исходному значению.

Например, для наблюдения процессов на электронно-лучевой трубке осциллографа необходимо подавать пилообразное напряжение на пластины горизонтального отклонения электронного луча. В кинескопах телевизора отклонение луча вызывается магнитным полем отклоняющих катушек, поэтому требуется линейно-изменяющийся ток.

Генераторы пилообразного напряжения. На рис. 14.19 показана схема генератора пилообразного напряжения. При замыкании ключа S_1 в момент времени $t = 0$ начинается заряд конденсатора. Напряжение на конденсаторе

$$u_c(t) = E(1 - e^{-t/T}), \quad (14.17)$$

где

$$T = RC. \quad (14.18)$$

При $t \ll T$

$$u_c(t) \approx E \left[\frac{t}{T} - \frac{1}{2} \left(\frac{t}{T} \right)^2 + \dots \right]. \quad (14.19)$$

Напряжение на конденсаторе тем ближе к линейно-изменяющемуся, чем меньше t/T . Таким образом, используя начальный участок экспоненциального заряда конденсатора, можно получить напряжение, близкое к линейно-изменяющемуся.

Напряжение отклоняется от линейного вследствие того, что повышение напряжения на конденсаторе уменьшает зарядный ток. Если в схеме вместо батареи и резистора использовать генератор стабильного тока, то напряжение на конденсаторе будет изменяться строго по линейному закону.

Для возвращения генерируемого напряжения к нулю используется быстрый разряд конденсатора. С этой целью размыкается ключ S_1 и замыкается ключ S_2 . Форма напряжения при разряде (рис. 14.19, б) обычно не имеет какого-либо значения. Важно лишь, чтобы конденсатор полностью разрядился достаточно быстро.

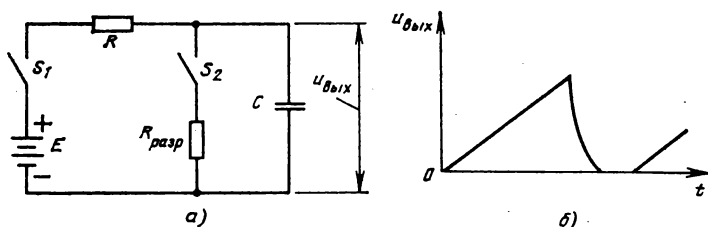


Рис. 14.19. Генератор пилообразного напряжения:

а — схема; б — временная зависимость генерируемого напряжения

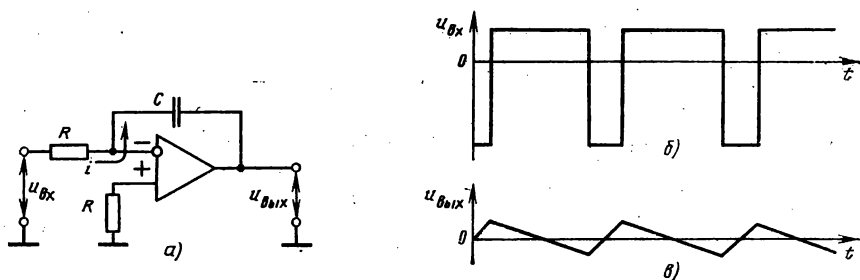


Рис. 14.20. Генератор пилообразного напряжения на операционном усилителе: а — схема; б — входное напряжение; в — выходное напряжение

Генерируемое напряжение имеет пилообразную форму, поэтому генератор линейно-изменяющегося напряжения называют генератором пилообразного напряжения.

На рис. 14.20 представлена более совершенная схема генератора линейно-изменяющегося напряжения. Принцип действия генератора не отличается от ранее рассмотренного. В предыдущей схеме применена интегрирующая цепь. В данной схеме применен интегратор на операционном усилителе. Эта схема имеет два существенных отличия: генерируется пилообразное напряжение, перевернутое по фазе; резко повышается линейность генерируемого напряжения. В самом деле, если $K \gg 1$, то, применяя принцип виртуального замыкания, имеем $i = E/R = \text{const}$. При заряде же емкости постоянным током напряжение на емкости растет линейно:

$$u_{\text{вых}}(t) = -u_C = -(1/C) \int_0^t dt = -(1/C) it.$$

Строго говоря, это справедливо лишь при $K = \infty$. Для конечного значения K можно считать, что включение емкости между входом и выходом эквивалентно включению на входе усилителя емкости $C_{\text{экв}} = C(1 + K)$. Используя выражение (14.19), имеем

$$u_{\text{вх}}(t) \approx E \left[\frac{t}{RC(1+K)} - \frac{1}{2} \frac{t^2}{(RC)^2(1+K)^2} + \dots \right].$$

Учитывая, что $u_{\text{вых}}(t) = -Ku_{\text{вх}}(t)$, получаем

$$u_{\text{вых}}(t) \approx -E \left[\frac{tK}{RC(1+K)} - \frac{1}{2} \frac{t^2 K}{(RC)^2(1+K)^2} + \dots \right], \quad (14.20)$$

или

$$u_{\text{вых}}(t) \approx -E \left[\frac{t}{RC} - \frac{1}{2} \frac{t^2}{(RC)^2 K} + \dots \right]. \quad (14.21)$$

Сравнивая последнее выражение с (14.19), замечаем, что второй член, характеризующий отклонение от линейного закона, уменьшился в K раз. Это дает весьма существенное улучшение линейности, так как коэффициент усиления операционных усилителей измеряется тысячами или десятками тысяч.

С первого взгляда тот же результат получается, если не включать конденсатор между входом и выходом, а включить на входе конденсатор в $1 + K$ раз большей емкости, а затем усилить входное напряжение в K раз. Однако линейность выходного напряжения в этом случае получается плохой. Ведь увеличенная в $1 + K$ раз емкость остается постоянной, тогда как коэффициент усиления усилителя зависит от амплитуды входного напряжения.

Из (14.20) видно, что коэффициент усиления входит в числитель и знаменатель первого члена. Следовательно, при очень большом коэффициенте усиления отношение $K/(1 + K)$ даже при изменении K остается с большой точностью равным единице.

Генераторы пилообразного тока. Способ получения линейно-возрастающего тока был описан в гл. 8, посвященной применению отрицательной обратной связи. Напомним, что последовательная отрицательная обратная связь по току как бы сравнивает выходной ток с входным напряжением и вырабатывает сигнал ошибки, устраняющий их различие. Следовательно, при глубокой отрицательной обратной связи можно получить пилообразный ток на выходе усилителя, например в отклоняющих катушках кинескопа, если на вход усилителя подавать пилообразное напряжение. Существуют и другие способы получения пилообразного тока.

14.9. ЛОГИЧЕСКИЕ ФУНКЦИИ И ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Логической функцией называется функция нескольких переменных $x_1, x_2, \dots, x_n$

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (14.22)$$

когда сама функция и независимые переменные могут принимать только два значения: 0 и 1.

Вместо $x_1, x_2, \dots, x_n$ часто употребляют буквы $A, B, C, \dots$, а вместо y — Y .

Логическими элементами называют электронные схемы, способные выполнять простейшие логические операции. На рис. 14.21 показаны условные обозначения логических элементов.

Логический элемент НЕ называют *инвертором*, так как он инвертирует логическую величину A в $\bar{A}$. Если $A = 1$, то $\bar{A} = 0$; если $A = 0$, то $\bar{A} = 1$. Функция инверсии на рис. 14.21, а обозначена кружком на выходе схемы. Этот кружок можно перенести и на вход схемы. Но это справедливо только для схемы инвертора. Инверсия, выполненная дважды, восстанавливает первоначальную величину.

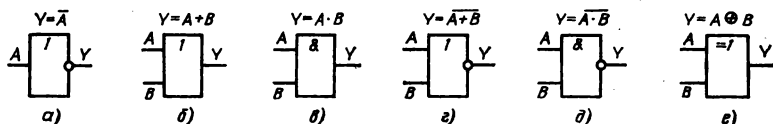


Рис. 14.21. Условные обозначения логических элементов:

а — НЕ (инвертор); б — ИЛИ; в — И; г — ИЛИ-НЕ; д — И-НЕ; е — исключающее ИЛИ

Таблица 14.1, а

А	В	У
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Таблица 14.1, б

А	В	У
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Таблица 14.1, в

А	В	У
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Таблица 14.1, г

А	В	У
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Таблица 14.1, д

А	В	У
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Элемент ИЛИ выполняет функцию логического сложения. Выполняемую логическим элементом логическую функцию задают таблицей истинности. Из табл. 14.1, а, являющейся таблицей истинности для функции ИЛИ, видно, что на выходе элемента появляется 1, если хотя бы на одном из его входов имеется 1.

Элемент И выполняет функцию логического умножения. Из табл. 14.1, б, являющейся таблицей истинности для элемента И, следует, что на выходе элемента И появляется 1, только когда на обоих входах имеется 1.

Элементы ИЛИ-НЕ и И-НЕ выполняют те же логические операции, что и элементы ИЛИ и И, но, кроме того, еще выполняют операцию НЕ. Это подтверждают табл. 14.1, в, г.

На рис. 14.21, е показано условное обозначение логической функции «исключающее ИЛИ». Эта функция задается табл. 14.1, д, из которой следует, что логический 0 на выходе получается не только при $A = B = 0$, но и при $A = B = 1$.

14.10. ОСНОВНЫЕ ПРАВИЛА АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Ниже приводятся основные правила алгебры логики, называемой также булевой алгеброй.

Правила сложения. Первое правило сложения

$$A + 1 = 1, \quad (14.23)$$

где A может равняться как 0, так и 1.

В верности этого правила можно убедиться, обратившись к табл. 14.1, а. Строчки 2 и 4 подтверждают это правило.

Второе правило сложения

$$A + 0 = A, \quad (14.24)$$

где A может равняться как 0, так и 1.

Убеждаемся в верности этого правила, используя строчки 1 и 3 табл. 14.1, а.

Третье правило сложения

$$A + A = A. \quad (14.25)$$

Убеждаемся в верности этого правила, используя строчки 1 и 4 табл. 14.1, а.

Четвертое правило сложения

$$A + \bar{A} = 1. \quad (14.26)$$

Убеждаемся, в его правильности, используя строчки 2 и 3 табл. 14.1, а.

Правила умножения:

$$A \cdot 1 = A; \quad (14.27)$$

$$A \cdot 0 = 0; \quad (14.28)$$

$$A \cdot A = A; \quad (14.29)$$

$$A \cdot \bar{A} = 0. \quad (14.30)$$

В верности этих правил можно убедиться по табл. 14.1, б.

Из правил сложения и умножения вытекает первое соотношение

$$A + AB = A, \quad (14.31)$$

где A и B могут принимать любые значения, т. е. как 0, так и 1.

В самом деле, левую часть равенства можно представить в виде $A(1 + B)$. Согласно первому правилу сложения $(1 + B) = 1$. Следовательно, соотношение (14.31) является правильным.

Второе соотношение

$$A(A + B) = A. \quad (14.32)$$

В самом деле, это произведение равно $AA + AB = A + AB$, что совпадает с (14.31).

Третье соотношение

$$(A + B)(A + C) = A + BC. \quad (14.33)$$

В нем нет членов AB и AC , которые согласно (14.31) ничего не добавляют к A .

Соотношения де Моргана. Соотношениями де Моргана называются следующие тождества:

$$\overline{A \cdot B \cdot C \dots} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \dots; \quad (14.34)$$

$$\overline{A + B + C + \dots} = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \dots \quad (14.35)$$

В справедливости соотношений де Моргана можно убедиться с помощью таблиц истинности. Например, подставив в табл. 14.1, а $\bar{A}$ и $\bar{B}$ вместо A и B , получим столбец для Y такой же, как в табл. 14.1, г.

Из соотношения (14.34) следует, что логический элемент И-НЕ можно заменить логическим элементом ИЛИ, на входе которого величины $A, B, \dots$ заменены на $\bar{A}, \bar{B}, \dots$. Очевидно, возможна и обратная за-

мена элемента ИЛИ с инвертированными переменными на входе на элемент И—НЕ.

Из соотношения (14.35) следует, что логический элемент ИЛИ-НЕ можно заменить элементом И с инвертированными входными величинами.

Из соотношений де Моргана вытекает, что все три логические операции, которые могут потребоваться для образования сложной логической функции, можно выполнить, не пользуясь всеми тремя логическими элементами. Достаточно иметь только элементы одного типа ИЛИ-НЕ или только элементы И-НЕ, так как элемент НЕ легко получается как из элемента ИЛИ-НЕ, так и из элемента И-НЕ параллельным соединением всех входов. Однако схемы сложных устройств получаются более простыми, когда используются логические элементы разных типов.

14.11. ПАРАМЕТРЫ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Еще до изучения самих логических элементов полезно ознакомиться с техническими требованиями и параметрами, которым они должны отвечать.

Ниже объясняются лишь важнейшие параметры логических элементов. Многие из них приложимы не только к логическим элементам, но и к устройствам, построенным на них.

Параметры, имеющие размерность напряжения.

Помехоустойчивость $U_{\text{пмах}}$ — наибольшее значение напряжения помехи на входе логического элемента, при котором еще не происходит изменения уровней его выходного напряжения.

Напряжение срабатывания $U_{\text{срб}}$ — наименьшее значение напряжения постоянного тока на входе логического элемента, при котором он переходит из одного состояния в другое.

Напряжение отпускания $U_{\text{отп}}$ — наибольшее значение напряжения постоянного тока на входе логического элемента, при котором он переходит из одного устойчивого состояния в другое.

Напряжение питания $U_{\text{п}}$. В логических схемах чаще всего применяют $U_{\text{п}} = 5$ В. Напряжение питания для микросхем, спроектированных для малого потребления энергии, меньше этого значения. Используются также и большее напряжение питания.

Напряжение логической единицы U^1 — значение высокого уровня напряжения для «положительной» логики и значение низкого уровня напряжения для «отрицательной» логики.

Напряжение логического нуля U^0 — значение низкого уровня напряжения для «положительной» логики и значение высокого уровня напряжения для «отрицательной» логики.

Параметры имеющие размерность тока, мощности, энергии и времени.

Средний ток потребления $I_{\text{пот. ср}}$ — значение тока, равное сумме токов, потребляемых цифровой микросхемой от источников питания в двух различных устойчивых состояниях.

Средняя потребляемая мощность $P_{\text{пот.ср}}$ — полусумма мощностей, потребляемых цифровой микросхемой или одним логическим элементом от источника питания и двух различных устойчивых состояниях.

Среднее время задержки распространения сигнала $t_{\text{зд.р.ср}}$ — интервал времени, равный полусумме времени задержки распространения сигнала при включении и выключении цифровой микросхемы или одного логического элемента.

Средняя работа переключения $A_{\text{ср}} = P_{\text{пот.ср}} t_{\text{зд.р.ср}}$.

Этот параметр характеризует как экономичность логического элемента, так и его быстродействие. Он является важнейшим параметром, определяющим перспективность вновь разрабатываемых микросхем. Развитие цифровой электроники идет в направлении все большего увеличения числа операций, выполняемых в единицу времени. Другое направление — максимальная миниатюризация аппаратуры, применение больших и сверхбольших интегральных микросхем (БИС и СБИС). При большой концентрации элементов микросхемы на единице ее поверхности выделяется большая мощность, поэтому очень важно, чтобы она потребляла возможно меньшую мощность. Средняя работа переключения современных микросхем измеряется единицами и долями пикоджоулей.

Прочие параметры.

Коэффициент объединения по входу $K_{об}$ — число входов логического элемента, по которым реализуется логическая функция.

Коэффициент разветвления по выходу $K_{раз}$ — максимальное число нагрузок, которое можно подключить к выходу логического элемента.

14.12. ТРАНЗИСТОРНО-ТРАНЗИСТОРНАЯ ЛОГИКА (ТТЛ)

Наиболее широко применяемым логическим элементом для логики данного типа является логический элемент И-НЕ, принципиальная схема которого показана на рис. 14.22, а. Транзистор VT_1 является многоэмиттерным. На входы элемента A , B и C подаются положительные напряжения, соответствующие уровням 0 и 1. Будем считать уровень нуля равным $+0,2$ В, что соответствует примерно напряжению коллектор—эмиттер для транзистора, работающего в режиме насыщения.

Сделаем предположение, что хотя бы на один из эмиттеров A , B или C подается входное напряжение $u_{вх} = +0,2$ В. Так как база транзистора соединена через резистор $R_{б1}$ с источником положительного напряжения, транзистор VT_1 войдет в режим насыщения. В самом деле, ток базы $I_{б1} = (U_{п} - u_{бэ1} - u_{вх})/R_{б1}$. Считая $u_{вх} = +0,2$ В; $u_{бэ1} = 0,8$ В, получаем $I_{б1} = 1$ мА. Такой ток базы вызывает насыщение транзистора, если $I_{к1}$ не больше, чем $h_{21э}I_{б1}$. В рассматриваемом случае $I_{к1} = I_{кэ0}$ близок к нулю, так как напряжение база—эмиттер транзистора VT_2 недостаточно для его отпирания. Действительно, напряжение $u_{бэ2} = u_{вх} + u_{кэ1} = 0,2 + 0,2 = 0,4$ В. Следовательно, при сделанном предположении выходное напряжение элемента на рис. 14.22, а должно равняться напряжению источника питания, т. е. на выходе имеется логическая 1.

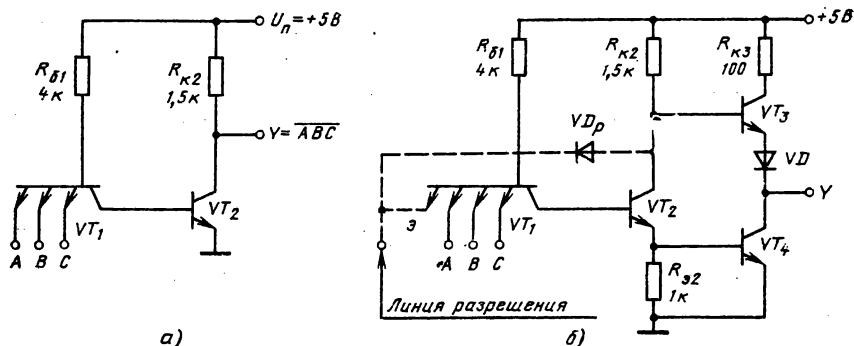


Рис. 14.22. ТТЛ-элемент И-НЕ:

а — упрощенная схема; б — стандартный элемент

Теперь предположим, что на все входы подано напряжение, соответствующее логической 1. Пусть это напряжение равно $+5\text{ В}$. В этом случае коллекторный переход VT_1 смещен в прямом направлении, а эмиттерный — в обратном. Это соответствует инверсному режиму работы транзистора VT_1 , когда коллектор и эмиттер меняются местами.

Транзистор VT_1 сконструирован так, что при инверсном режиме работы коэффициент передачи $h_{21э} < 1$. Поэтому «коллекторный» ток, являющийся при инверсной работе эмиттерным током транзистора, очень мал. Следовательно, входной ток схемы мал и она мало нагружает предыдущий каскад.

Итак, при подаче на все три входа напряжения, соответствующего логической 1, через резистор $R_{б1}$ и эмиттерный переход VT_2 течет ток, при котором VT_2 находится в режиме насыщения. При этом выходное напряжение схемы равно напряжению коллектор—эмиттер транзистора VT_2 приблизительно равно $+0,2\text{ В}$, что соответствует логическому 0.

Схема на рис. 14.22, б отличается от рассмотренной тем, что в ней применен сложный инверторный каскад, состоящий не из одного транзистора VT_2 , а из трех транзисторов: VT_2 , VT_3 и VT_4 . В сложном инверторе VT_2 является фазоинвертором (фазорасщипителем), а VT_3 и VT_4 образуют двухтактный выходной каскад. Преимуществом такой схемы является то, что выходная емкость перезаряжается через малые выходные сопротивления транзисторов VT_3 и VT_4 , что увеличивает ее быстродействие.

Пример. Для схемы на рис. 14.22, б определим минимальное входное напряжение, которое нужно подать на все входы, чтобы схема начала переходить из состояния, при котором $Y = 1$, в состояние, при котором $Y = 0$.

Для отпирания транзистора VT_2 необходимо напряжение $u_{БЭ2} = 0,6\text{ В}$. Напряжение $u_{БЭ2} = u_{вх} + u_{КЭ1}$, откуда $u_{вх} = u_{БЭ2} - u_{КЭ1} = 0,6 - 0,2 = 0,4\text{ В}$.

Пример. Найдём минимальное входное напряжение, при котором транзистор VT_1 схемы на рис. 14.22, б выйдет из режима насыщения, а транзисторы VT_2 и VT_4 войдут в режим насыщения.

Напряжение коллектора VT_1 относительно земли, при котором VT_2 и VT_4 находятся в режиме насыщения, равно $u_{K1} = u_{БЭ2} + u_{БЭ4} = 0,8 + 0,8 = 1,6$ В. Напряжение база—коллектор, при котором VT_1 выходит из режима насыщения, считаем равным $u_{БК1} = 0,6$ В, а напряжение эмиттер—база $u_{ЭБ1} = -0,7$ В. Отсюда имеем входное напряжение $u_{вх} = u_{ЭБ1} + u_{БК1} + u_{БЭ2} + u_{БЭ4} = -0,7 + 0,6 + 0,8 + 0,8 = 1,5$ В.

Дальнейшее повышение входного напряжения постепенно переводит транзистор VT_1 в инверсный режим работы, при котором его эмиттерный переход смещен в обратном направлении и является «коллекторным», а коллекторный — в прямом направлении и является «эмиттерным».

Пример. Найдем выходное напряжение для схемы на рис. 14.22, б, соответствующее $Y = 1$. Когда $Y = 0$, выходное напряжение 0,2 В, т. е. равно напряжению коллектор—эмиттер транзистора VT_4 в режиме насыщения.

Когда $Y = 1$, транзистор VT_4 заперт, а транзистор VT_3 находится в активном режиме. В самом деле, если выходной ток невелик, например при работе на аналогичную схему, то малы эмиттерный и коллекторный токи VT_3 . Вследствие этого также мал базовый ток VT_3 , и можно пренебречь падением напряжения базового тока на R_{K2} . Поэтому $u_{вых} = U_{п} - I_{БЗ}R_{K3} - u_{БЭЗ} - u_d = U_{п} - u_{БЭЗ} - u_d = 5 - 0,7 - 0,6 = 3,7$ В.

Логические схемы с тремя состояниями. Схема на рис. 14.22, б имеет два состояния: логические 0 и 1. В каждом из этих состояний выходное сопротивление схемы мало. Добавление к схеме показанных штрихами эмиттера Э, диода VD_p и линии, называемой линией разрешения, позволяет получить еще одно состояние схемы с высоким выходным сопротивлением.

Это третье состояние получается при подаче низкого напряжения на линию разрешения. Например, при подключении линии разрешения к земле уменьшаются коллекторные потенциалы транзисторов VT_1 и VT_2 , вследствие чего запираются транзисторы VT_2 , VT_3 и VT_4 . Следовательно, выход схемы Y оказывается изолированным.

Подача высокого потенциала на линию разрешения запирает эмиттерный переход Э транзистора VT_1 и диод VD_p , отключая часть схемы, показанную штриховой линией. При этом схема работает, как обычная схема И-НЕ.

Логические схемы с тремя состояниями позволяют соединять вместе выходы большого числа логических схем. Подачей разрешающего напряжения только на одну из схем ее фактически подключают к выходу. При этом выходы остальных схем благодаря высокому их выходному сопротивлению не оказывают никакого влияния.

Кроме схем И-НЕ широко применяются также схемы с тремя состояниями типа НЕ и ИЛИ-НЕ, управляемые разрешающими сигналами.

Схема со свободным коллектором. Если из схемы (рис. 14.22, б) изъять транзистор VT_3 и диод VD , то получится широко применяемая схема со свободным коллектором. Свободный коллектор данной схемы является ее выходом и подключается через резистор к источнику питания $+U_{п}$. В результате получается схема И-НЕ. Соединение выходов нескольких схем со свободным коллектором, подключенных к одному резистору, образует логическую схему, называемую *монтажной ИЛИ*. Если входам двух схем, образующих схему «монтажное

ИЛИ», придать индексы 1 и 2, то логическая функция схемы «монтажное ИЛИ» описывается соотношением

$$Y = \overline{(A_1 \cdot B_1 \cdot C_1)} \cdot \overline{(A_2 \cdot B_2 \cdot C_2)} = \overline{(A_1 \cdot B_1 \cdot C_1)} + \overline{(A_2 \cdot B_2 \cdot C_2)}.$$

Широко используется параллельное включение выходов большого числа схем со свободным коллектором. При этом коллекторный ток течет лишь в одной из схем, а остальные схемы имеют высокое выходное сопротивление и не нагружают выход.

Применение диодов Шотки. Все транзисторы в элементе И-НЕ с транзисторно-транзисторной логикой могут иметь диоды Шотки, подключаемые параллельно коллекторным переходам. Диоды Шотки отпираются при положительном смещении примерно 0,4 В, т. е. при напряжении, меньшем, чем это необходимо для отпирания коллекторного перехода. В результате применения диодов Шотки значительно повышается быстродействие логического элемента.

14.13. ЭМИТТЕРНО-СВЯЗАННАЯ ЛОГИКА (ЭСЛ)

На рис. 14.23 приведена схема ЭСЛ — элемента ИЛИ/ИЛИ-НЕ. Он имеет три входа: A , B и C и два выхода: $Y = A + B + C$ и $\bar{Y} = \overline{A + B + C}$. По принципу действия ЭСЛ-элемент является переключателем тока. Он отличается от ранее рассмотренного тем, что генератор стабильного тока заменен резистором R_3 . Хотя ток в ЭСЛ-элементе также полностью переключается, значение эмиттерного тока при этом не сохраняется. Другое отличие схемы в том, что в левом плече схемы вместо одного транзистора имеются три: VT_2 , VT_3 и VT_4 .

Логический элемент переходит из одного логического состояния в другое при подаче хотя бы на один из входов (A , B или C) напряжения $U_{вх}^1 \approx -0,8$ В. Это напряжение выше опорного напряжения на 0,4 В, что более чем достаточно для переключения схемы, переключающейся уже при 0,1 В. Для возвращения в первоначальное состояние подается более низкое напряжение $U_{вх}^0 = -1,5$ В.

В схеме имеются два эмиттерных повторителя на транзисторах VT_1 и VT_6 . Они необходимы прежде всего для сдвига уровня выходного напряжения на 0,7—0,8 В. Этот сдвиг необходим для того, чтобы

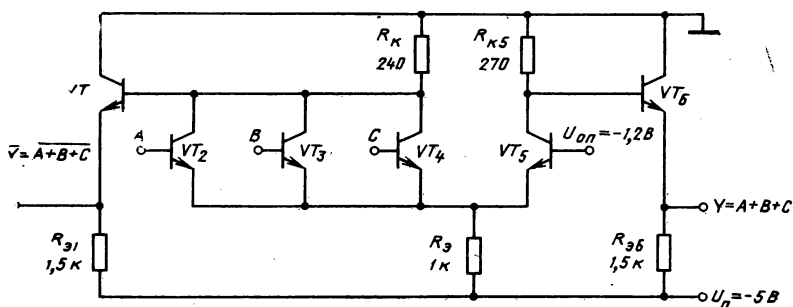


Рис. 14.23. ЭСЛ-элемент ИЛИ/ИЛИ-НЕ

выходное напряжение схемы равнялось входному напряжению логического 0 или 1. В противном случае ЭСЛ-элементы нельзя включать последовательно.

Перейдем к анализу работы элемента. На схеме указаны все сопротивления. Мы же их рассчитаем или выберем, предполагая заданными только $U_{оп} = -1,2$ В; $R_9 = 1$ кОм; $U_{вх}^0 = -1,5$ В; $U_{вх}^1 = -0,8$ В.

Пусть на все входы A , B и C подано $U_{вх}^0 = -1,5$ В. Так как это напряжение меньше опорного, то транзисторы VT_2 — VT_4 заперты, а транзистор VT_5 открыт. Для быстрогодействия схемы транзистор VT_5 должен находиться в активном режиме. Для $u_{БЭ5} = 0,7$ В, необходимо иметь $U_э = -1,9$ В. Отсюда при заданном $R_9 = 1$ кОм эмиттерный ток $I_{э5} = (5 - 1,9)/1 = 3,1$ мА. Считаем, что и коллекторный ток VT_5 имеет такое же значение.

Для активного режима VT_5 его потенциал коллектора должен быть выше потенциала базы. При $R_k = 270$ Ом и $I_k = 3,1$ мА $U_{к5} = -0,8$ В. Это условие выполняется и при большем коллекторном сопротивлении, но оно выбрано именно таким, чтобы с учетом сдвига напряжения в эмиттерном повторителе на $0,7$ В получить на выходе $U_{вых}^0 = -1,5$ В.

Теперь предположим, что хотя бы на один из входов (A , B и C) подано напряжение $U_{вх}^1 = -0,8$ В, большее, чем $U_{оп} = -1,2$ В. Транзистор VT_5 при этом заперт. Напряжение на его коллекторе равно 0.

Напряжение как на базе, так и на коллекторе VT_6 равно нулю, и он действует как диод, смещенный в прямом направлении. Считая падение напряжения на таком диоде равным примерно $0,8$ В, получаем $U_{вых}^1 = -0,8$ В.

Когда один из транзисторов VT_2 — VT_4 открыт, напряжение на базе открытого транзистора $U_б = U_{вх}^1 = -0,8$ В. При активном режиме его работы напряжение на эмиттере ниже на $0,7$ В. Следовательно, $U_э = -1,5$ В. Эмиттерный ток открытого транзистора $I_э = (5 - 1,5)/1 = 3,5$ мА.

Замечаем, что эмиттерный ток при переключении схемы увеличился с $3,1$ до $3,5$ мА. Если бы вместо R_9 использовался генератор стабильного тока, то эмиттерный ток не изменился бы. Очевидно, что и коллекторный ток увеличивается на столько же. Поэтому, чтобы на инверсном выходе схемы получать такие же перепады напряжения, как и на неинверсном выходе, R_k уменьшено по сравнению с $R_{к5}$.

Преимуществом ЭСЛ-элемента является высокое быстродействие. Время переключения схемы 1 — 6 нс. Недостатком является высокая средняя потребляемая мощность, вызывающая разогрев схемы. Это не позволяет обеспечить высокую степень интеграции, т. е. не позволяет создавать БИС эмиттерно-связанной логики.

14.14. ИНТЕГРАЛЬНАЯ ИНЖЕКЦИОННАЯ ЛОГИКА (И²Л)

Интегральная инжекционная логика базируется на специальных микросхемах, в которых нагрузочные резисторы заменены генераторами стабильного тока. Примером элемента интегральной инжекционной логики является инвертор, схема которого показана на рис. 14.24.

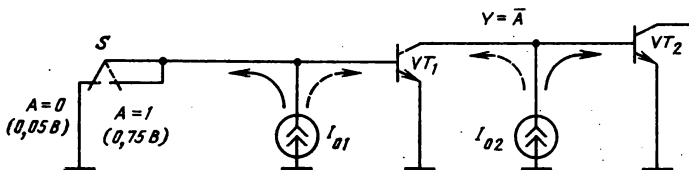


Рис: 14.24. Схема НЕ (инвертор) с интегральной инжекционной логикой

Роль ключа S выполняет транзистор, аналогичный транзисторам VT_1 и VT_2 . В левом положении ключа база транзистора VT_1 находится под низким — «нулевым» — потенциалом, фактически это напряжение насыщенного транзистора, которое для схем данного типа равно примерно 0,05 В.

Каждый транзистор имеет свой генератор стабильного тока. При замкнутом на землю ключе ток генератора течет в ключ (в коллектор транзистора, выполняющего роль ключа). Из-за очень малого напряжения на базе транзистор VT_1 заперт. Поэтому ток генератора стабильного тока I_{02} направляется в базу VT_2 , вызывая его насыщение. Напряжение база—эмиттер насыщенного транзистора для схем данного типа примерно 0,75 В. Это напряжение соответствует логической 1.

В другом положении ключа S ток I_{01} течет в базу и создает напряжение база—эмиттер $\approx 0,75$ В. При этом транзистор насыщается, если $I_{01} = I_{02}$ и $h_{21\beta} \geq 1$, что всегда выполняется даже при самых малых токах, т. е. в микрорежиме. Это одно из преимуществ интегрально-инжекционной логики.

Средняя работа переключения $A_{ср} = P_{пот.ср} t_{зд.р.ср} = 1$ нДж, а в экспериментальных схемах меньше этого значения примерно на порядок. Другим очень важным преимуществом интегральной инжекционной логики является очень высокая плотность логических элементов на единицу площади. Это позволяет создавать большие (БИС) и сверхбольшие (СБИС) микросхемы. Большая плотность обусловлена тем, что уменьшается число изолирующих островков. Применение горизон-

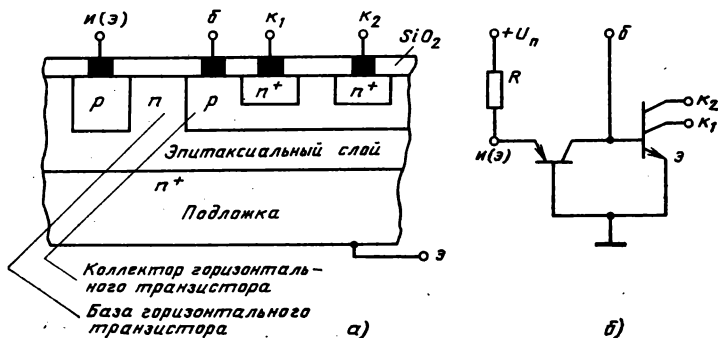


Рис. 14.25. Структура (а) и схема (б) элемента интегральной инжекционной логики

тальных $p-n-p$ -транзисторов наряду с вертикальными многоколлекторными $n-p-n$ -транзисторами и отсутствие резисторов очень экономит площадь. Это следует из рис. 14.25, а, на котором показана структура элемента интегральной инжекционной логики.

Горизонтальный $p-n-p$ -транзистор используется в качестве генератора стабильного тока для вертикального $n-p-n$ -транзистора, причем каждый $n-p-n$ -транзистор имеет свой генератор тока. Для этого можно использовать многоколлекторный горизонтальный транзистор, имеющий один эмиттер (инжектор), одну базу и много коллекторов.

Схема генератора стабильного тока видна из рис. 14.25, б. Ток задается подачей напряжения питания на эмиттер, называемый инжектором, через внешний резистор R . Изменяя напряжение источника питания, можно изменять режим работы генератора. При большем токе генератора повышается быстродействие, а средняя работа переключения остается постоянной. На рис. 14.26 показан логический элемент 2ИЛИ/2ИЛИ-НЕ интегральной инжекционной логики.

Из описания принципа действия схемы следует, что переключающий транзистор в проводящем состоянии работает в режиме насыщения. Применение диодов Шотки в элементах интегральной инжекционной и транзисторно-транзисторной логики позволяет в 2—3 раза повысить быстродействие.

14.15. МОП-ЛОГИКА

Полевые транзисторы с изолированным затвором — МОП-транзисторы — находят широкое применение в интегральных логических схемах. Применяются МОП-транзисторы как с p -, так и с n -каналом. В обоих случаях также применяются транзисторы как с индуцированным, так и со встроенным каналом.

На рис. 14.27, а показана одна из наиболее перспективных схем инверторов на МОП-транзисторах с каналом n -типа. Нижний транзи-

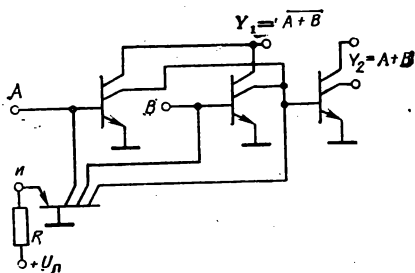


Рис. 14.26. И²Л-элемент 2ИЛИ/2ИЛИ-НЕ

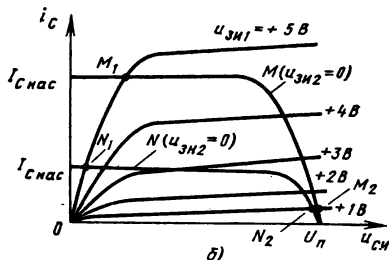
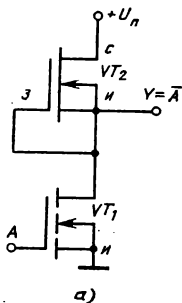


Рис. 14.27. Инвертор на МОП-транзисторах: а — схема; б — стоковые характеристики транзисторов

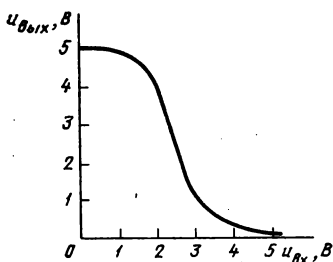


Рис. 14.28. Передаточная характеристика инвертора на МОП-транзисторах

стор VT_1 является управляющим, его обычно называют активным. Верхний транзистор является нагрузочным. Он выполняет роль резистора, имеющего нелинейное сопротивление. У него встроенный канал. Его напряжение затвор—исток равно нулю. Нижний транзистор имеет индуцированный канал.

На рис. 14.27, б представлены стоковые характеристики. Характеристики, веерообразно выходящие из нуля, — семейство стоковых характеристик транзистора VT_1 . Из анализа характеристик

следует, что транзистор VT_1 имеет пороговое напряжение $U_{зи\text{пор}} \approx +1$ В. Транзистор VT_2 имеет неизменное напряжение затвор—исток $u_{зи} = 0$. Поэтому он представлен только одной характеристикой M . Кривая N — это тоже характеристика транзистора VT_2 при $u_{зи} = 0$, но имеющего другую «геометрию». Как известно, характеристики полевого транзистора зависят от соотношения длины проводящего канала к площади его поперечного сечения. У транзистора с характеристикой N это отношение значительно больше, чем у транзистора с характеристикой M .

Характеристики M и N выходят из точки с координатами $u_{си} = U_{п}$ и $i_c = 0$. Они идут вверх и влево. Точки пересечения M_1 и N_1 с характеристикой транзистора VT_1 при $u_{зи} = 5$ В соответствуют максимально открытому транзистору VT_1 , т. е. $A = 1$. Абсциссы этих точек дают $U_{вых}^0$. Видно, что $U_{вых}^0$ меньше для характеристики N , чем для характеристики M . Отсюда следует, что транзистор VT_2 должен иметь возможно большее отношение длины проводящего канала к площади его поперечного сечения.

Точки M_2 и N_2 имеют примерно одинаковые абсциссы. Они являются точками пересечения характеристик M и N с характеристикой активного транзистора VT_1 при напряжении на входе $u_{зи1} = 1$ В. Так как $U_{вх}^0$ значительно меньше 1 В, то при $A = 0$ $U_{вых}^1 \approx U_{п}$.

Передаточная характеристика инвертора при $U_{п} = +5$ В показана на рис. 14.28. Точную характеристику можно получить, имея реальные характеристики транзисторов VT_1 и VT_2 .

Подключая параллельно транзистору VT_1 несколько таких же транзисторов, можно получить логический элемент ИЛИ-НЕ. Соединяя транзисторы последовательно, получают логический элемент И-НЕ.

14.16. КОМПЛЕМЕНТАРНАЯ МОП-ЛОГИКА (КМОП-ЛОГИКА)

На рис. 14.29 показана схема инвертора на комплементарных МОП-транзисторах. Верхний транзистор VT_2 является МОП-транзистором с каналом p -типа. Нижний транзистор имеет канал n -типа. Инвертор работает следующим образом. Когда $A = 0$, нижний тран-

зистор закрыт, а верхний — открыт, так как напряжение затвор—исток равно $0 - U_{\text{п}}$. Выходное напряжение при этом близко к $U_{\text{п}}$, что соответствует $Y = \bar{A} = 1$. При $U_{\text{вх}} \approx U_{\text{п}}$ нижний транзистор открыт, а верхний — закрыт. При этом $U_{\text{вых}} \approx 0$, что соответствует $Y = \bar{A} = 0$.

Из описания работы следует, что верхний транзистор является не только нагрузочным, но и активным. Поэтому оба транзистора могут иметь одинаковую геометрию и близкие характеристики с той лишь разницей, что один из них имеет канал p -типа, а другой — канал n -типа.

Передаточная характеристика инвертора подобна характеристике, показанной на рис. 14.28, но она имеет примерно в два раза более крутой средний участок, так как верхний транзистор работает так же активно, как нижний. Это повышает помехоустойчивость инвертора.

Особенностью элемента КМОП-логики является то, что схема потребляет энергию во время переключения, когда работают оба транзистора и перезаряжают выходную емкость. В стационарных положениях 0 и 1 один из транзисторов открыт, а другой — закрыт. Транзисторы включены последовательно, и цепь тока питания разорвана, если не учитывать ничтожно малого тока запертого транзистора.

14.17. СУММАТОРЫ

Сложение. Одной из основных арифметических операций, выполняемых в ЭВМ, является сложение двоичных чисел. В качестве примера рассмотрим сложение двух четырехразрядных двоичных чисел: 0111 и 0101. В десятичной системе это числа 7 и 5. При сложении имеем

$$\begin{array}{r} 0111 \\ + 0101 \\ \hline 1100 \end{array}$$

Как и для десятичных чисел, сложение начинают с меньшего разряда. Сложение двух единиц низшего разряда дает $2_{(10)}$, но в двоичной системе получаются 0 в низшем разряде и перенос единицы во второй разряд. Таким образом, «сумма по модулю 2» в низшем разряде обозначается $S_0 = 0$ и «перенос» $P_0 = 1$. Аналогично во втором столбце сложения, отсчитываемом справа налево, имеем $S_1 = 0$ и $P_1 = 1$. В третьем столбце $S_2 = 1$ и $P_2 = 1$; в четвертом — $S_3 = 1$ и $P_3 = 0$. В результате получаем число $12_{(10)}$, записанное в двоичной системе как четырехразрядное число 1100.

Любое четырехразрядное число в двоичной системе записывается как сумма следующих членов: $C_3 2^3 + C_2 2^2 + C_1 2^1 + C_0 2^0$, где коэффициенты C_i могут принимать значения 0 и 1. В рассматриваемом случае для двоичного числа, соответствующего полученной сумме 1100, имеем: $C_3 = 1$, $C_2 = 1$; $C_1 = 0$ и $C_0 = 0$. В результате $1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 8 + 4 = 12$.

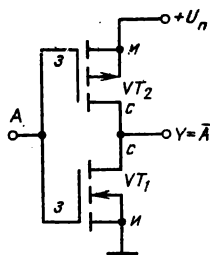


Рис. 14.29. Инвертор на комплементарных МОП-транзисторах

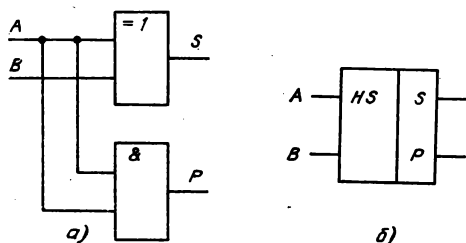


Рис. 14.30. Полусумматор:
а — структурная схема; б — условное обозначение

на входы логических элементов «исключающее ИЛИ и И». На выходе элемента «исключающее ИЛИ» получается «сумма по модулю 2» — S , равная нулю, когда $A = B = 0$, а также когда $A = B = 1$. При $A = 1$ и $B = 0$ или $A = 0$ и $B = 1$ $S = 1$. Выход элемента И называется «переносом» и обозначается буквой P . При $A = B = 0$; $A = 1$ и $B = 0$; $A = 0$ и $B = 1$ перенос $P = 0$. При $A = B = 1$ перенос $P = 1$, что соответствует переносу единицы в следующий разряд. Нетрудно убедиться, что сумма по модулю 2 $S = A \oplus B = \bar{A}B + A\bar{B}$, а перенос $P = AB$.

Полный сумматор. При сложении двух многоразрядных двоичных чисел только в младшем разряде складываются два числа. В остальных разрядах складываются три числа: два слагаемых и перенос из суммы чисел предыдущего разряда.

На рис. 14.31, а приведена структурная схема полного сумматора, составленная из двух полусумматоров и элемента ИЛИ. На рис. 14.31, б приведено условное обозначение полного сумматора.

Четырехразрядный сумматор. Четырехразрядный сумматор показан на рис. 14.32. Он позволяет складывать 2 четырехразрядных двоичных числа.

Вычитание. Арифметическую операцию вычитания двух чисел можно свести к операции сложения. Действительно, $A - B = (A - C) + (C - B)$. Поэтому в ЭВМ часто применяют следующий порядок вычислений. Сначала вычитаемое число B , записанное в прямом двоичном коде, переводят в число, записанное в обратном коде, заменяя единицы нулями, а нули единицами. Например, число 5, записанное четырьмя знаками прямого двоичного кода: 0101. Обратный код этого числа 1010. Добавлением единицы это число переводят в запись до-

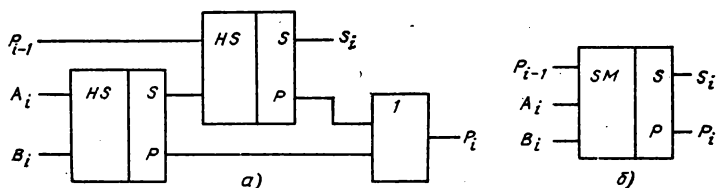


Рис. 14.31. Полный одноразрядный сумматор:
а — структурная схема; б — условное обозначение

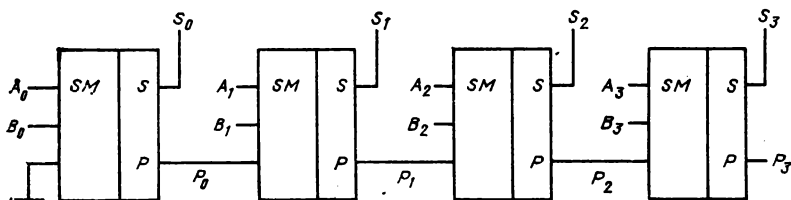


Рис. 14.32. Четырехразрядный сумматор

полнительным кодом. В результате дополнительным кодом числа 5 становится число 1011. Прибавление преобразованного таким образом в дополнительный код вычитаемого числа B к уменьшаемому числу A , записанному в прямом двоичном коде, эквивалентно операции вычитания $A - B$. Например, $7 - 5 = 0111 + 1011 = (1)0010$. Отбрасывая пятый (высший) разряд числа, заключенный в скобки, получаем число $0010 = 2_{(10)}$.

14.18. ШИФРАТОР И ДЕШИФРАТОР

Во многих электронных устройствах, в том числе в ЭВМ, используются кодированные сигналы, или коды. Кодом называется система электрических сигналов, используемая для передачи сообщений. В ЭВМ используются двоичные и двоично-десятичные коды, причем сигналы передаются в виде логических 0 и 1.

Устройства, преобразующие одну разновидность кода в другую, называются *преобразователями кодов*. Например, существуют устройства, преобразующие прямой двоичный код в обратный и дополнительный коды. К преобразователям также относятся шифраторы и дешифраторы, осуществляющие кодирование и декодирование сигналов.

Дешифратором или *декодером* называется устройство, позволяющее «узнавать» одну вполне определенную кодовую комбинацию из некоторого множества кодовых комбинаций. Например, используя схему, показанную на рис. 14.33, а, можно из восьми трехразрядных двоичных чисел выделить число 101. Аналогичным образом можно построить схемы, выделяющие другие числа.

Дешифратор 1 из 8 (рис. 14.33, б) способен дешифровать трехразрядные двоичные числа СВА, соответствующие десятичным числам 0—7.

В ЭВМ наряду с двоичными кодами используется двоично-десятичный код, в котором каждая цифра десятичного числа представляется четырехразрядным двоичным числом. Например, число 983 в двоично-десятичном коде является числом 1001 1000 0011. Устройства, аналогичные показанному на рис. 14.33, применяются для распознавания десятичных цифр от 0 до 9, записанных четырехразрядным двоичным кодом.

В устройствах визуальной индикации десятичных цифр применяются семи-сегментные индикаторы (рис. 14.34), использующие индикаторы на жидких кристаллах и светодиоды. Для работы индикатора необходим дешифратор, преоб-

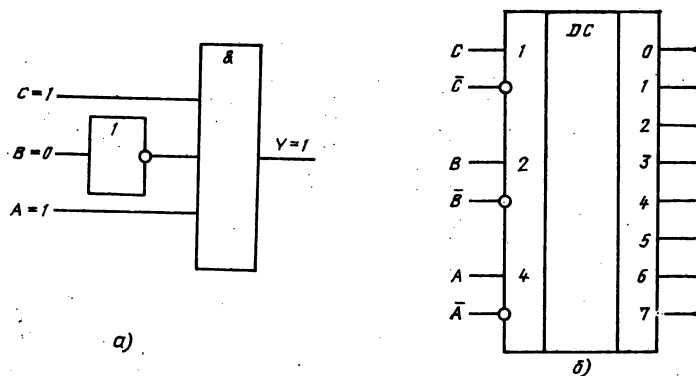


Рис. 14.33. Дешифратор:

а — реагирующий на кодовую комбинацию 101; б — условное обозначение дешифратора 1 из 8

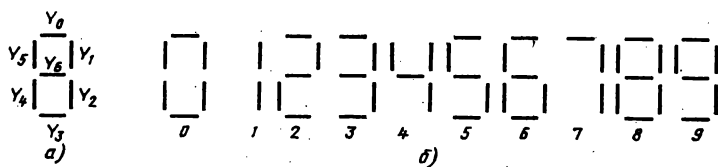


Рис. 14.34. Семисегментный индикатор:

а — индикатор; б — десятичные цифры на индикаторе

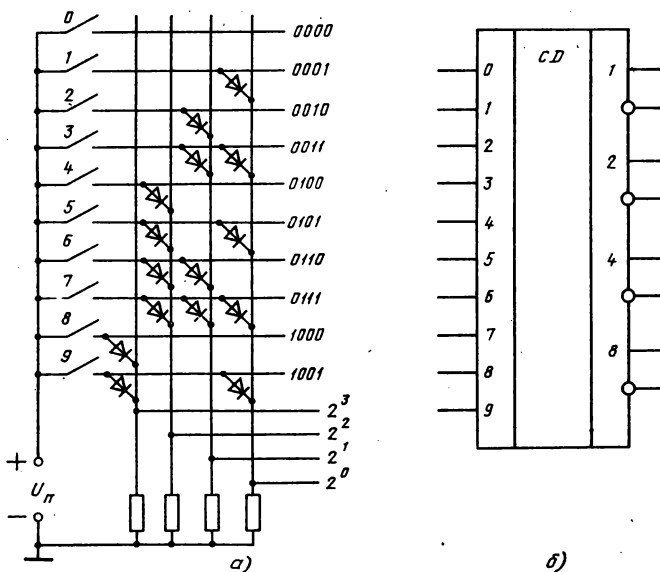


Рис. 14.35. Шифратор (кодер):

а — схема; б — условное обозначение

разующий двоично-десятичный код в семисегментный. Светящиеся сегменты индикатора подключаются к дешифратору так, что $Y_i = 0$ соответствует свечению i -го сегмента.

Шифратор, называемый также **кодером** и **кодирующим устройством**, осуществляет кодирование. На рис. 14.35, а показан матричный шифратор, позволяющий закодировать десятичные цифры от 0 до 9 в соответствующие им четырехразрядные двоичные числа. Шифрация осуществляется нажатием цифровой клавиши. Например, при нажатии клавиши 5 подается напряжение на горизонтальную шину 0101, к которой присоединены два диода. Через левый диод подается напряжение на вертикальную шину 2^2 , а через правый диод — на вертикальную шину 2^0 . Очевидно, что сумма 2^2 и 2^0 дает число 5. На рис. 14.35, б приведено условное обозначение шифратора.

14.19. МУЛЬТИПЛЕКСОР И ДЕМУЛЬТИПЛЕКСОР

В ЭВМ часто бывает необходимо подключиться к одной из нескольких входных линий, передающих информацию в двоичных кодах. Такое подключение осуществляется с помощью устройства, называемого **мультиплексором**. Мультиплексор подключает одну из входных линий к единственной выходной линии с помощью цифровой команды, называемой **адресом**.

Схема мультиплексора на 4 входа показана на рис. 14.36. Входные информационные линии обозначены буквами X_0 — X_3 . Управление переключением — выбор информационной входной линии — осуществляется подачей на адресные линии A и B адресного кода. При $B = A = 0$ двоичная информация на выходную линию Y поступает с информационной линии X_0 , а при $B = 0$ и $A = 1$ — с линии X_1 и т. д.

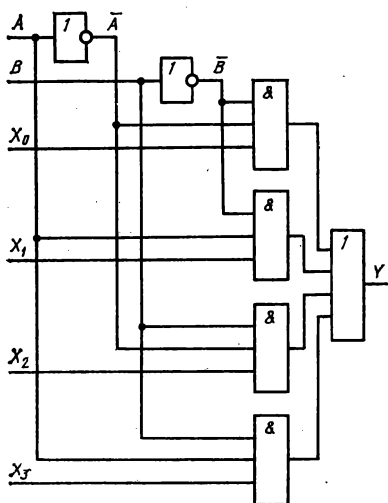


Рис. 14.36. Мультиплексор на четыре входа

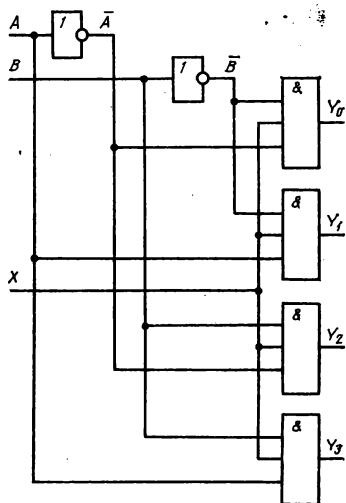


Рис. 14.37. Демultipлексор на четыре выхода

Обратная задача решается с помощью *демультиплексора*, подключающего единственную входную информационную линию к одной из нескольких выходных информационных линий. Схема демультиплексора на 4 выхода показана на рис. 14.37. С помощью адресного кода, передаваемого по адресным линиям AB , единственная входная линия X подключается к одной из четырех выходных линий $Y_0 \dots Y_3$.

14.20. ТРИГГЕРЫ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

Логические элементы и функциональные устройства из логических элементов, рассмотренные в предыдущих параграфах, относятся к классу комбинационных схем.

Комбинационными называют схемы, не обладающие памятью. Логическое состояние выходов комбинационных схем однозначно определяется комбинацией логических сигналов на их входах в данный момент времени и не зависит от логических сигналов, которые подавались ранее.

Другой класс схем — схемы с памятью. Такие схемы относятся к классу *последовательностных* схем. Логическое состояние последовательностных схем зависит не только от комбинации входных сигналов в заданный момент времени, но и от комбинации сигналов в предшествующие моменты времени. Например, рассмотренный в § 14.4 простейший триггер — бистабильная ячейка — обладает памятью и относится к классу последовательностных схем.

Рассмотрим ряд триггеров, образованных из логических элементов. Напомним, что триггером называется устройство, имеющее два устойчивых состояния и сохраняющее любое из них сколь угодно долго после снятия внешнего напряжения, вызвавшего переход триггера из одного состояния в другое. Поэтому говорят, что триггер обладает памятью. Он способен хранить 1 бит информации: 0 или 1.

Асинхронный RS-триггер. На рис. 14.38, а показана схема RS-триггера на логических элементах ИЛИ—НЕ. Название триггера происходит от английских слов *reset* — сброс, *set* — установка. RS-триггер имеет два сигнальных входа R и S и два сигнальных выхода Q и $\bar{Q}$.

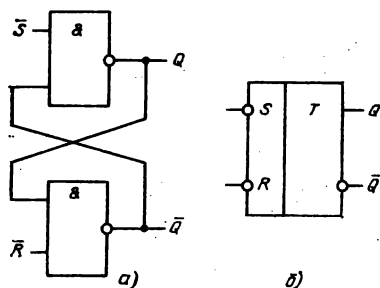


Рис. 14.38. Асинхронный RS-триггер на элементах ИЛИ—НЕ:

а — схема; б — условное обозначение

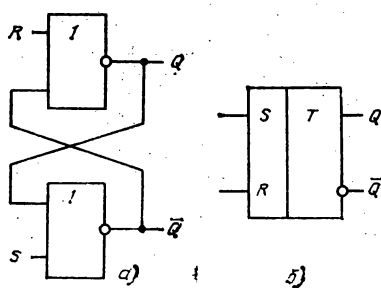


Рис. 14.39. Асинхронный RS-триггер на элементах И—НЕ:

а — схема; б — условное обозначение

Если на сигнальных входах R и S имеется сигнал 0, т. е. $R = S = 0$, то в этом случае схема может находиться сколь угодно долго в одном из двух устойчивых состояний: 1) $Q = 1$ ($\bar{Q} = 0$) или 2) $Q = 0$ ($\bar{Q} = 1$).

Предположим, что схема находится в нулевом состоянии ($Q = 0$). Чтобы перевести схему из второго устойчивого состояния в первое, необходимо задать $S = 1$ и $R = 0$. При этом Q станет равным 1. Вход S называется установочным, так как подача на него 1 устанавливает Q равным 1.

Чтобы перевести схему из первого состояния во второе, нужно задать $S = 0$ и $R = 1$. Вход R называют входом сброса, так как при $S = 0$, $R = 1$ Q станет равным 0. Поддачи сигнала 1 на оба входа избегают и считают ее запрещенной, так как при этом схема находится в неопределенном состоянии.

В соответствии с изложенным табл. 14.2, а является таблицей состояний RS -триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ. RS -триггер можно построить и на логических элементах И-НЕ (рис. 14.39, а). В отличие от триггера на элементах ИЛИ-НЕ, триггер на элементах И-НЕ находится в любом из устойчивых состояний, когда на сигнальных входах $\bar{R}$ и $\bar{S}$ одновременно равны не 0, а 1. Поэтому изменено условное обозначение триггера (рис. 14.39, б).

Таблица 14.2, б является таблицей состояний RS -триггера на элементах И-НЕ.

Синхронный RS -триггер. Рассмотренный RS -триггер имеет асинхронные входы. На рис. 14.40, а показана схема синхронного RS -триггера. На вход C подаются тактовые импульсы. Вследствие двойной инверсии на двух последовательно включенных логических элементах И-НЕ синхронный RS -триггер подобен RS -триггеру на элементах ИЛИ-НЕ с той лишь разницей, что он активен лишь тогда, когда имеются тактовые импульсы.

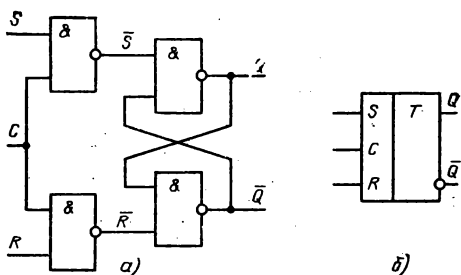


Рис. 14.40. Синхронный RS -триггер:
а — схема; б — условное обозначение

Таблица 14.2, а

R	S	Q
0	0	Не изменяется
0	1	1
1	0	0
1	1	Не допускается

Таблица 14.2, б

$\bar{R}$	$\bar{S}$	Q
0	0	Не допускается
0	1	0
1	0	1
1	1	Не изменяется

Таблица 14.2, в

R_n	S_n	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	1
1	0	0
1	1	Не допускается

Таблицей состояний синхронного RS -триггера, называемого также тактируемым, является табл. 14.2, в. В ней через R_n и S_n обозначены входные величины R и S , действующие во время прихода n -го тактового импульса, причем предполагается, что тактовый импульс является коротким и за время действия импульса величины R и S не изменяются. Через Q_n обозначено состояние схемы до прихода тактового n -го импульса, а через Q_{n+1} — состояние схемы сразу после окончания n -го импульса, сохраняющееся до прихода $(n+1)$ -го тактового импульса.

Хотя таблицы состояний полностью характеризуют действие триггеров, на рис. 14.41 приведены для наглядности временные диаграммы. Временные диаграммы на рис. 14.41, а соответствуют RS -триггеру на элементах ИЛИ-НЕ. Сигналы S и R на диаграммах принимают в различные моменты времени значения 0 и 1, но никогда одновременно не равны 1, так как это не допускается.

До момента t_1 $S = 0$, $R = 1$, и в соответствии с табл. 14.2, а триггер находится в нулевом состоянии, т. е. $Q = 0$, $\bar{Q} = 1$. На диаграммах изменение $\bar{Q}$ не показано, так как $\bar{Q}$ всегда противоположно Q . В момент t_1 изменяется R . В соответствии с таблицей состояний значение сигнала на выходе триггера при этом не изменяется. Состояние триггера изменится в момент t_2 . В момент t_3 также не происходит изменения состояния схемы, запоминающей единичное состояние до прихода в момент t_4 сбрасывающего сигнала $R = 1$. После его окончания в момент t_5 схема запоминает нулевое состояние до прихода в момент t_6 установочного сигнала. В момент t_7 не происходит изменения состояния, так как схема помнит свое состояние, а в момент t_8 не происходит

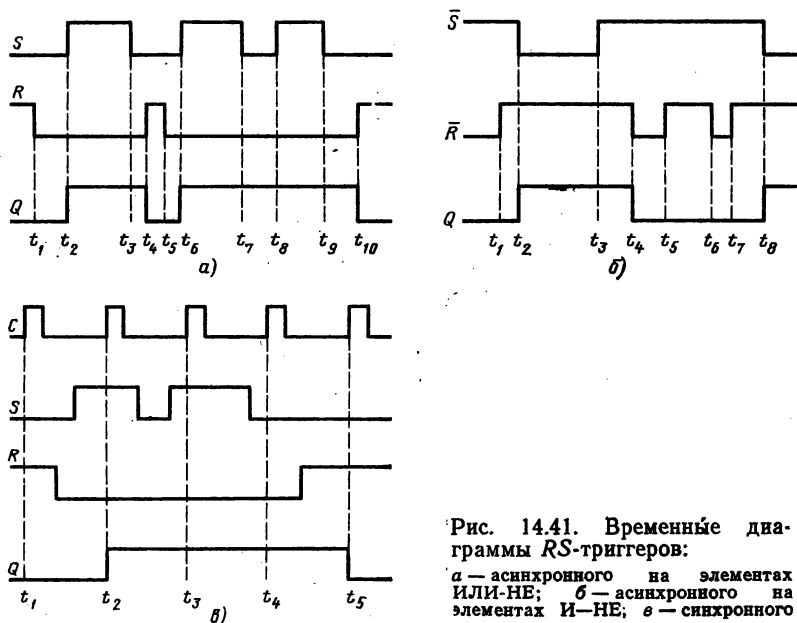


Рис. 14.41. Временные диаграммы RS -триггеров:
 а — асинхронного на элементах ИЛИ-НЕ; б — асинхронного на элементах И-НЕ; в — синхронного

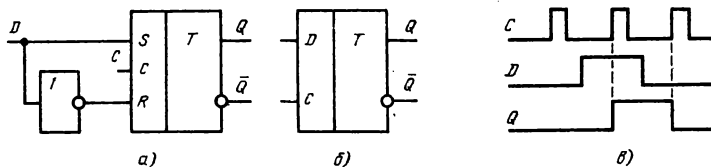


Рис. 14.42. D -триггер:

а — структурная схема; б — условное обозначение; в — временные диаграммы

изменения состояния, так как соотношение входных сигналов соответствует состоянию, в котором схема уже находится.

Диаграммы на рис. 14.41, б соответствуют триггеру на элементах И-НЕ. Здесь сигналы $\bar{S}$ и $\bar{R}$ никогда одновременно не равны 0. Из диаграммы видно, что переход схемы из состояния $Q = 0$ в $Q = 1$ происходит при отрицательных перепадах $\bar{S}$ от 1 к 0, а переход из $Q = 1$ в $Q = 0$ происходит при перепадах $\bar{R}$ от 1 к 0, т. е. соответственно в моменты t_2 , t_4 и t_6 . В моменты t_1 , t_3 , t_5 и t_7 , когда $\bar{S} = \bar{R} = 1$, схема сохраняет предыдущие состояния. В момент t_6 схема не переключается в нулевое состояние, так как она уже находится в нем.

На временных диаграммах синхронного триггера (рис. 14.41, в) достаточно рассмотреть моменты, когда имеются тактовые импульсы. В момент прихода t_1 схема уже находится в нулевом состоянии, которое и остается. Переключение в единичное состояние происходит в момент t_2 . В момент t_3 схема не переключается в единичное состояние, так как она уже в нем находится, а в момент t_4 $S = R = 0$ и схема остается в предыдущем состоянии. Переключение происходит лишь в момент t_5 , когда приходит тактовый импульс. Обычно взаимодействие отдельных элементов цифровых устройств согласуется по времени с помощью тактовых импульсов. Синхронный RS-триггер позволяет осуществлять такое согласование.

D -триггер. Схема D -триггера показана на рис. 14.42, а. Он состоит из синхронного RS-триггера и инвертора. Триггер управляется единственным сигналом D , подаваемым на единственный информационный вход D . Благодаря инвертору невозможно запрещенное соотношение сигналов на входах S и R . Условное обозначение D -триггера показано на рис. 14.42, б. Из временных диаграмм (рис. 14.42, в) видно, что D -триггер осуществляет задержку установки Q на время, отделяющее момент изменения сигнала D от начала очередного тактового импульса, причем выходной сигнал Q сохраняется до прихода очередного тактового импульса. В название триггера входит начальная буква английского слова delay, означающего задержку.

Двухтактный RS-триггер. Для многих применений необходимо, чтобы триггер изменял свое состояние не во время действия тактового импульса, а только после его окончания. Иначе говоря, необходимо, чтобы информация на выходе появилась только после того, как входы триггера окажутся запертыми. Одной из таких схем является двухтактный RS-триггер, состоящий из двух триггеров: главного и вспомо-

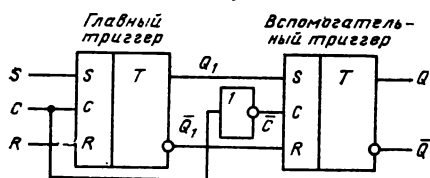


Рис. 14.43. Двухтактный RS-триггер, состоящий из главного и вспомогательного триггеров

гательного (рис. 14.43). Главный триггер называют ведущим, а вспомогательный — ведомым. Триггеры работают поочередно, вследствие того что тактовые импульсы на вспомогательный триггер подаются через инвертор.

Вспомогательный триггер переписывает информацию с выхода главного триггера по окончании очередного тактового импульса. Очень важно, чтобы триггеры действительно работали поочередно и вспомогательный триггер не отпирался до полного записывания главного триггера. С этой целью вводят дополнительное запирающее смещение в цепь подачи синхронных импульсов вспомогательного триггера.

JK-триггер. В таком триггере устранена неопределенность, возникающая в RS-триггере, когда $S = R = 1$. JK-триггер можно получить из RS-триггера, состоящего из главного и вспомогательного RS-триггеров. Для этого на входе главного триггера нужно иметь два S и два R входа и связать дополнительные входы крест-накрест с выходными зажимами вспомогательного триггера (рис. 14.44, а).

Убедимся, что при подаче на входы J и K сигналов, разрешенных для RS-триггера, на выходе JK-триггера получаются такие же сигналы. Например, пусть на выходе $Q = 1$; $\bar{Q} = 0$, а на вход подаются сигналы $J = 0$; $K = 1$. В этом случае при действии тактового импульса на главном триггере получим $Q_1 = 0$; $\bar{Q}_1 = 1$ и вспомогательный триггер перепишет это состояние по окончании действия тактового импульса. Аналогично убеждаемся, что и другие сигналы, разрешенные для RS-триггера, дают такой же результат в JK-триггере.

Остается убедиться в том, что комбинация $J = K = 1$ не приводит к неопределенности. Предположим, что до прихода сигналов J и K триггер находился в единичном состоянии, т. е. $Q_1 = 1$; $\bar{Q} = 0$. В этом случае на входах S главного триггера сигналы S не совпадают, что эквивалентно $S = 0$, а на входах R совпадают, что эквивалентно

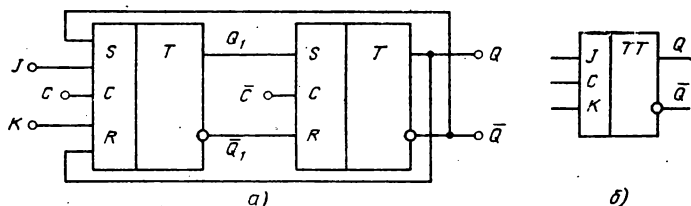


Рис. 14.44. Двухтактный JK-триггер:

а — структурная схема; б — условное обозначение

Таблица 14.3, а

J_n	K_n	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$

Таблица 14.3, б

D_n	Q_{n+1}
0	0
1	1

Таблица 14.3, в

T_n	Q_{n+1}
0	Q_n
1	$\bar{Q}_n$

$R = 1$. Следовательно $Q_1 = 0$; $\bar{Q}_1 = 1$, что и переписывает вспомогательный триггер на выход. Итак, подача $J = K = 1$ при единичном состоянии JK -триггера переводит его в противоположное состояние.

Теперь предположим, что J и K также равны 1, но $Q = 0$; $\bar{Q} = 1$. Нетрудно убедиться, что и в данном случае триггер переходит в противоположное состояние. Следовательно, сигналы $J = K = 1$ переводят триггер в противоположное состояние каждый раз после окончания тактового импульса. Условное обозначение JK -триггера показано на рис. 14.44, б, они выпускаются в виде микросхем. Триггеры обычно имеют несколько входов J и K . Соединяя параллельно все входы одного типа, получают обычный JK -триггер.

Предустановка и очистка. В JK -триггерах имеются также дополнительные входы: предустановки и очистки. Они позволяют устанавливать триггер в нужное начальное состояние. Триггер устанавливается в единичное состояние подачей логической 1 в виде импульсного сигнала на вход предустановки и остается в этом состоянии после снятия импульса предустановки. Аналогично триггер устанавливается в состояние логического 0 временной подачей логической 1 на вход очистки.

В соответствии с описанной выше работой JK -триггера его таблицей состояний является табл. 14.3, а: Q_{n+1} означает состояние триггера после прихода n -го тактового импульса, сохраняющееся, пока не придет и не закончится $(n + 1)$ -й тактовый импульс.

D -триггер на базе JK -триггера. D -триггер можно осуществить не только на базе RS -триггера, но и на базе двухтактного JK -триггера. Работа такого триггера аналогична ранее рассмотренной с той лишь разницей, что изменение выходного напряжения происходит не в момент прихода тактового импульса, а лишь в момент его окончания. Таблицей состояний D -триггера является табл. 14.3, б.

T -триггер на базе JK -триггера. T -триггером, или триггером со счетным входом, называют триггер, переходящий от действия каждого очередного импульса в противоположное состояние. Схема T -триггера на базе JK -триггера показана на рис. 14.45, а. Из схемы следует, что сигнал T подается на входы J и K , соединенные вместе. Следовательно, T -триггер имеет только один информационный вход. Условное обозначение T -триггера показано на рис. 14.45, б. Его таблицей состояний является табл. 14.3, в.

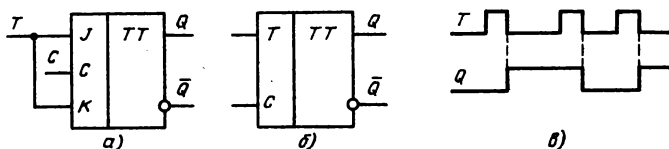


Рис. 14.45. Т-триггер на базе JK -триггера:

а — структурная схема; б — условное обозначение; в — временные диаграммы при $C=1$

Временные диаграммы (рис. 14.45, в) поясняют работу синхронного Т-триггера, когда $C = 1$. Когда входы T и C взаимозаменяемы, сигнал подают на вход C , а на входы J и K , соединенные вместе, подается единичное постоянное напряжение.

Из временных диаграмм видно, что вход триггера изменяет свое состояние на противоположное в момент окончания каждого импульса. Это вытекает из принципа работы JK -триггера, состоящего из главного и вспомогательного RS -триггеров. Именно в момент окончания импульса активизируется вспомогательный триггер и происходит передача информации от главного к вспомогательному триггеру.

14.21. РЕГИСТРЫ

Элементарной ячейкой электронной памяти является триггер, способный сохранять 1 бит записанной в нем информации. Регистром называется устройство из триггеров, предназначенное для записи, хранения и выдачи информации. Каждый разряд двоичного числа записывается в своем триггере, поэтому число триггеров в регистре определяет разрядность записываемого числа.

Наиболее распространенным видом регистров являются регистры сдвига. *Регистром сдвига* называют цифровую схему, состоящую из последовательно включенных триггеров, содержимое которых можно сдвигать на один разряд влево или вправо подачей тактовых импульсов.

На рис. 14.46 приведена структурная схема регистра сдвига на синхронных JK -триггерах. Рассмотрим действие регистра при записи в него числа 0011, начиная с правого — младшего — разряда.

До записи числа все триггеры устанавливают в нулевое состояние. Затем на вход схемы подается серия импульсов, соответствующая

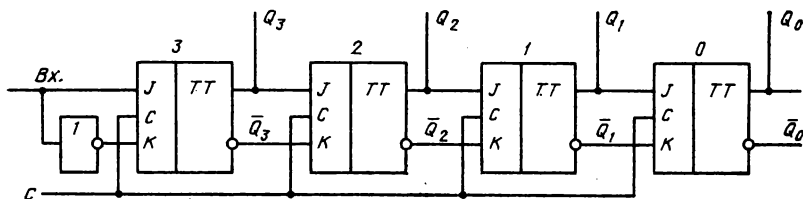


Рис. 14.46. Регистр сдвига на JK -триггерах

записываемому числу, а на вход C подаются тактовые импульсы. Сначала на вход поступает импульс, соответствующий первому из записываемых разрядов. В конце тактового импульса он дает $Q_3 = 1$ на выходе левого триггера. В конце следующего тактового импульса информационный импульс продвигается на выход следующего триггера и т. д. Одновременно продвигаются вправо и другие цифры записываемого числа. После прихода четырех тактовых импульсов все число оказывается записанным в четырех триггерах, причем старший разряд числа записи в левом триггере, а младший — в правом. Чтобы записанная информация сохранилась, дальнейший сдвиг прекращается. Это осуществляется прекращением подачи тактовых импульсов.

Описанный регистр называется регистром сдвига с последовательным приемом информации. Выдача информации у него может быть как параллельной, так и последовательной. При параллельной выдаче информация снимается одновременно с выходов всех триггеров. Последовательная выдача осуществляется с выхода Q_0 при последующих тактовых импульсах.

Параллельный прием информации может быть осуществлен подачей ее на выводы предустановки.

Мы рассмотрели работу простейшего регистра, осуществляющего сдвиг в одну сторону. Существуют реверсивные регистры сдвига, переключаемые на сдвиг вправо и влево. Если 0 и 1 в регистре трактовать как двоичную запись числа, то сдвиг в одну сторону соответствует делению на 2, а в другую — умножению на 2.

Как известно, умножение двух десятичных чисел «столбиком» соответствует сложению частных произведений, сдвинутых поразрядно влево. Аналогично столбиком перемножаются и двоичные числа, но эта операция выполняется проще, так как частные произведения получаются умножением единиц и нулей умножаемого числа на единицы и нули множителя. Следовательно, умножение сводится к операции сложения сдвинутых поразрядно двоичных чисел. Аналогично осуществляется и деление двоичных чисел.

14.22. СЧЕТЧИКИ

Действие четырехразрядного двоичного счетчика на JK -триггерах (рис. 14.47, а) поясняют временные диаграммы (рис. 14.47, б), из которых следует, что до прихода первого импульса все триггеры находились в нулевом состоянии. Срез первого импульса переключает нулевой триггер в единичное состояние. Затем срез второго импульса переключает его в нулевое состояние и т. д. Триггер под номером 1 переключается срезом импульса с выхода триггера 0 и т. д. Из временных диаграмм видно, что частота следования импульсов каждым триггером делится на 2.

После прихода шестнадцати импульсов все четыре триггера находятся в таком же состоянии, как и до прихода первого импульса. Наблюдая состояние выходов Q_0 , Q_1 , Q_2 и Q_3 , можно судить о том, сколько пришло импульсов. Например, при нуле импульсов $Q_0 = Q_1 = Q_2 = Q_3 = 0$. После прихода шестнадцати импульсов $Q_0 = Q_1 = Q_2 =$

$= Q_3 = 1$. В первом случае это соответствует записи числа 0 в виде 0 0 0 0, а во втором — записи числа 15 в виде 1 1 1 1. После прихода восьми импульсов $Q_0 = Q_1 = Q_2 = 0$ и $Q_3 = 1$. Следовательно, числа записываются в обратном порядке — последний разряд является высшим. В интегральном исполнении выпускаются 4-, 8- и 12-разрядные счетчики. Счетчики одновременно являются и делителями частоты в 2^n раз, где n — число разрядов.

Описанный выше счетчик называется асинхронным или последовательным. В нем каждый последующий каскад считает после предыдущего.

Десятичный счетчик. Десятичный счетчик состоит из декадных счетчиков, причем число декадных счетчиков равно максимальному разряду десятичных чисел, которые счетчик может считать. Каждый декадный счетчик является двоично-десятичным. Он считает в двоично-десятичном коде от 0 до 10. При поступлении на вход декадного счетчика десятого импульса все его выходы устанавливаются в нулевое состояние.

Схема декадного счетчика [20] показана на рис. 14.48, а, а временные диаграммы — на рис. 14.48, б. Благодаря обратной связи инвертирующего выхода третьего триггера со входом первого триггера на входе первого триггера $J = \bar{Q}_3 = 1$, пока не пришел и не закончился восьмой импульс.

После окончания восьмого импульса $\bar{Q}_3 = 0$. В соответствии с таблицей состояний JK -триггера (табл. 14.3, а) выход первого триггера (на рис. 14.48, а второй справа) $Q_1 = 0$, так как для него $J = \bar{Q}_3 = 0$; $K = 1$. Второй триггер (на рис. 14.48, а третий справа) является T -триггером, так как у него $J = K = 1 = \text{const}$, и управляется он срезом импульса Q_1 . В соответствии с временными диаграммами (рис. 14.48, б) его переключение произойдет лишь после 14-го импульса. Третий триггер имеет $J = J_1 = J_2 = 0$; $K = K_1 = K_2 = 1$.

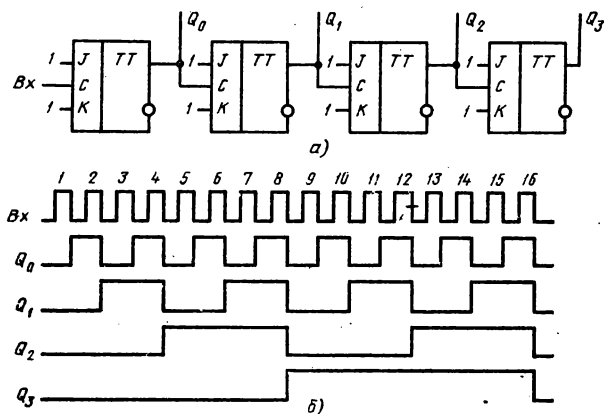


Рис. 14.47. Двоичный счетчик:

а — структурная схема; б — временные диаграммы

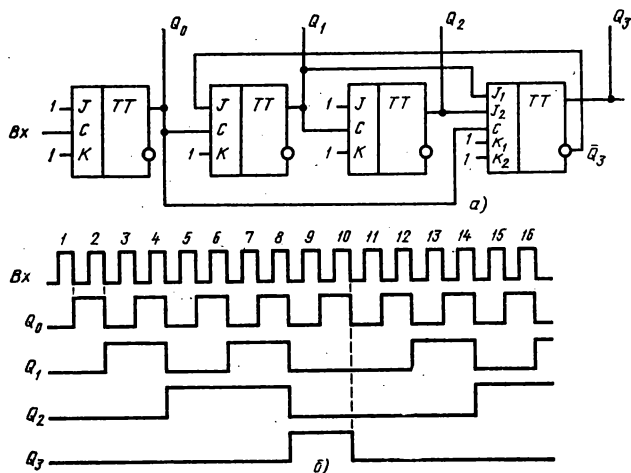


Рис. 14.48. Декадный двоичный счетчик:
а — структурная схема; б — временные диаграммы

В соответствии с табл. 14.3, а по окончании десятого импульса он переключается в нулевое состояние срезом импульса Q_0 .

Из временных диаграмм видно, что после десятого импульса выходы всех триггеров находятся в нулевом состоянии. Если выход Q_3 подать на вход C нулевого триггера следующего декадного счетчика, то на выходе этого триггера Q_0 становится равным 1 по окончании импульса Q_3 первого декадного счетчика. Очевидно, что первый декадный счетчик считает единицы, а второй — десятки.

Цифровой частотомер. Одним из важных применений десятичного счетчика является цифровой частотомер. Он работает следующим образом. Обычное гармоническое колебание, частота которого измеряется, превращается в колебание в виде прямоугольной волны. Для этого гармоническое колебание усиливается и ограничивается. Прямоугольная волна подается на десятичный счетчик, считающий в течение 1 с или другого отрезка времени, кратного 1 с. Число прямоугольных импульсов, сосчитанных счетчиком за 1 с, равно измеряемой частоте.

Точность частотомера зависит от точности временного интервала, в течение которого ведется счет прямоугольных импульсов. Поэтому в качестве временного интервала используется полупериод колебания, полученного в результате деления частоты генератора, стабилизированного кварцем.

14.23. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В ЭВМ используется запоминание цифровой информации. Например, на перфолентах и перфокартах информация записывается пробиванием отверстий — перфорацией. Широко применяются устройства с магнитной памятью на магнитной ленте, магнитных дисках и бараба-

нах. В данном разделе рассматриваются только все более широко применяемые полупроводниковые запоминающие устройства, использующие в качестве ячеек памяти диоды, а также биполярные и униполярные транзисторы.

По времени хранения информации запоминающие устройства делятся на постоянные (ПЗУ) и оперативные (ОЗУ). В ПЗУ информация хранится длительное время и сохраняется при выключении источников питания. В ОЗУ информация записывается и сохраняется лишь во время работы ЭВМ. Выключение питания разрушает записанную в ОЗУ информацию.

Постоянные запоминающие устройства. На рис 14.49 показано запоминающее устройство с диодной матрицей, имеющей восемь строк и четыре столбца. Подача адресного слова SBA на вход дешифратора адреса создает единичное напряжение на одном из его выходов. Например, при подаче адресного слова 000 создается напряжение на выходе X_0 .

Все ячейки диодной матрицы содержат диоды, но некоторые диоды отключены, например, пережиганием плавких вставок при записи информации в ПЗУ.

При подаче адресного слова, например 001, возникает напряжение на горизонтальном проводе X_1 и через диоды VD_{13} , VD_{11} и VD_{10} появляется напряжение на выходах Y_3 , Y_1 и Y_0 , что соответствует записанному четырехразрядному слову 1011, появляющемуся на вертикальных выходных проводниках.

Вместо диодных запоминающих ячеек в матрицах памяти обычно применяются ячейки на полевых транзисторах: p -МОП, n -МОП и КМОП. При использовании МОП-транзисторов к горизонтальным проводам X_0 — X_7 подключаются затворы транзисторов. Истоки всех транзисторов подключаются к земле. Стоки транзисторов подключаются к вертикальным проводам матрицы Y_0 — Y_3 . Нижний провод, соединяющий все резисторы, в случае применения транзисторов подключается не к земле, а к источнику питания.

На рис. 14.50 приведена схема матрицы ПЗУ, в котором адресное слово разбито на две части и подается как на горизонтальные, так и на вертикальные провода матрицы. Такая организация памяти более выгодна при очень большом числе адресов. В качестве ячеек памяти можно использовать схемы И-НЕ с двумя входами, подключаемыми к проводам X и Y в точках их пересечения. Выходы всех схем И-НЕ подключаются параллельно. В качестве параллельно подключенных логических схем И-НЕ можно использовать схемы со свободным коллектором, образующие логическую функцию монтажное ИЛИ. При этом логические схемы, на которые не подан разрешающий импульс, имеют бесконечное выходное сопротивление.

Запись в ячейку памяти осуществляют различными способами, например пережиганием эмиттерных выводов на входе схемы И-НЕ или неподключением эмиттеров к проводам X и Y в точке пересечения.

Устройство работает следующим образом. В результате дешифрации адреса появляются напряжения на одном горизонтальном и на одном вертикальном проводах матрицы. Это приводит к тому, что на об-

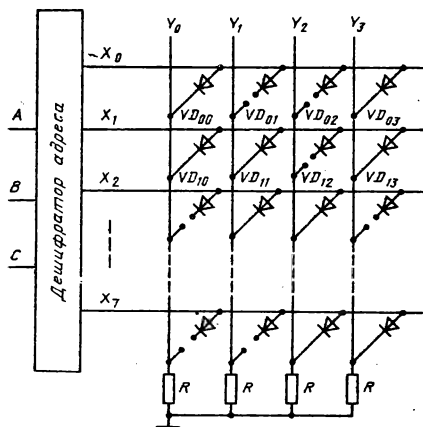


Рис. 14.49. Схема ПЗУ с трехразрядным адресом, передаваемым на горизонтальные проводки матрицы

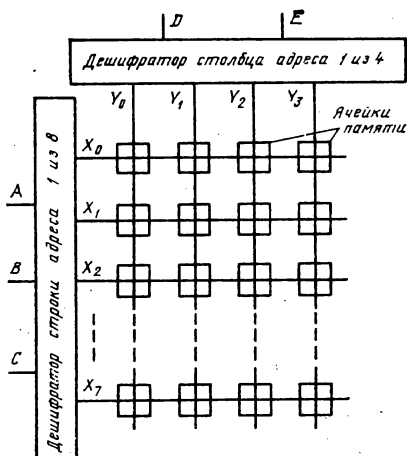


Рис. 14.50. Схема матрицы ПЗУ с пятиразрядным адресом, передаваемым на горизонтальные и вертикальные проводки матрицы

щем выходе схем И-НЕ появляется 0 или 1 в зависимости от того, подключены или не подключены эмиттерные входы в точке пересечения. Очевидно, что одна матрица способна сохранять один разряд информации для каждого адреса и требуется n матриц для записи n -разрядных слов в памяти. Общее число n -разрядных слов, хранящихся в ПЗУ данного типа, равно $2^k \cdot 2^l = 2^{(k+l)}$, где k и l — число входов дешифраторов горизонтальных и вертикальных проводов; 2^k и 2^l — число горизонтальных и вертикальных проводов. Для рис. 14.50 $k = 3$; $l = 2$. Следовательно, $2^k \cdot 2^l = 2^3 \cdot 2^2 = 32$. Применяемые в микро-ЭВМ ПЗУ обычно имеют значительно большую память. Например, при $k = 7$, $l = 4$ и $n = 8$ ПЗУ хранит 2048 восьмизрядных слов. При этом число входных адресных линий $k + l = 11$, число горизонтальных проводов в матрице $2^7 = 128$, число вертикальных проводов $2^4 = 16$, а число матриц 8. При $k = 6$, $l = 5$ и $n = 8$ ПЗУ также хранит 2048 восьмизрядных слов, имеет одинаковое число выводов $k + l = 11$ и занимает такую же площадь.

Программируемые ПЗУ. Описанные выше ПЗУ обычно программируются изготовителем. В них изготавливаются все ячейки памяти, диодные или транзисторные, а необходимые подключения (или неподключения) выполняются на завершающей стадии изготовления в процессе металлизации с помощью металлизационных масок.

Выпускаются также ПЗУ, программирование которых осуществляет не изготовитель, а потребитель, например, пережиганием соответствующих переключек в ячейках памяти. ПЗУ, программируемые потребителем, называются программируемыми.

Репрограммируемые или перепрограммируемые ПЗУ. Существуют ПЗУ, которые потребитель может перепрограммировать несколько

раз, например ПЗУ с ячейками памяти на МОП-транзисторах с изолированным затвором, конструктивно выполненным внутри изолирующего материала. Электрический заряд, создаваемый на таком затворе при программировании ПЗУ, может сохраняться годами.

Перед новым программированием заряды снимаются ультрафиолетовым или рентгеновским облучением. Выпускаются также «электрически» репрограммируемые ПЗУ, не требующие облучения.

Оперативные запоминающие устройства. В ОЗУ обычно используют адресную матрицу, аналогичную показанной на рис. 14.50. Отличие заключается в том, что в качестве ячеек памяти используются простейшие триггеры — бистабильные ячейки, способные сохранять 1 бит информации: 0 или 1.

В ОЗУ при расшифровке адреса появляются напряжения на проводах матрицы X_i и Y_i , соответствующие логической 1. Эти напряжения вместе с логической схемой переключения запись-считывание подключают бистабильную ячейку на запись в ней 1 бита информации или на считывание 1 бита информации, хранящейся в ячейке.

Как указывалось ранее, при выключении источника питания информация в ОЗУ разрушается и должна вновь записываться при включении питания.

14.24. МИКРО-ЭВМ И МИКРОПРОЦЕССОР

Любая цифровая ЭВМ состоит из нескольких функциональных устройств: устройства ввода-вывода, центрального процессора, ОЗУ и ПЗУ. В микро-ЭВМ (рис. 14.51) роль центрального процессора выполняют одна или несколько БИС, называемые *микропроцессором*. Объясним кратко назначение основных функциональных устройств микро-ЭВМ.

Устройства ввода-вывода преобразуют входные сигналы в сигналы, записанные в двоичной форме, а выходные двоичные сигналы преобразуют в сигналы в форме, удобной для дальнейшего использования, например, отпечатанные на бумаге или светящиеся на дисплее. Для снятия информации с нескольких входных датчиков информации используются мультиплексоры, а для подачи информации на несколько выходных устройств — демультиплексоры.

В ПЗУ обычно записывается программа вычислений, которую автоматически должна выполнять микро-ЭВМ, а также постоянные данные,

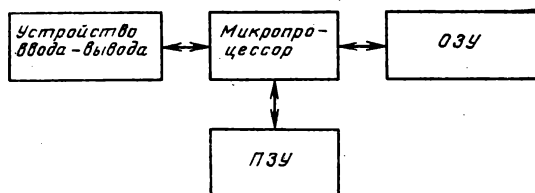


Рис. 14.51. Упрощенная структурная схема микро-ЭВМ.

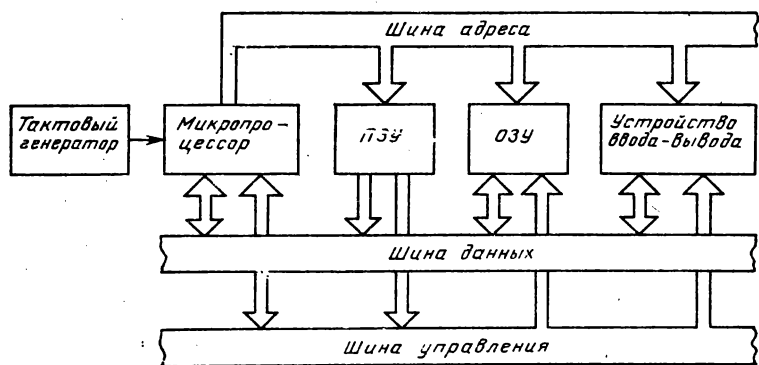


Рис. 14.52. Структурная схема микро-ЭВМ

необходимые для вычислений. В ОЗУ записываются промежуточные результаты вычислений.

Центральный процессор микро-ЭВМ выполняет вычисления и координирует работу основных функциональных устройств ЭВМ.

Взаимосвязь отдельных функциональных узлов микро-ЭВМ поясняет структурная схема на рис. 14.52. На ней показаны соединительные шины. *Шинами* называются совокупности из нескольких соединительных линий. Например, для одновременной передачи восьмиразрядных чисел применяется шина из восьми линий. Многие шины являются двунаправленными, т. е. информация по ним передается в двух направлениях.

Структурная схема микропроцессора показана на рис. 14.53. Входящее в него устройство управления синхронизируется импульсами, поступающими от тактового генератора, и в свою очередь синхронизирует работу всех устройств, входящих в микропроцессор. К ним относятся счетчик команд, регистры общего назначения и регистр, называемый аккумулятором.

В ЭВМ обрабатываются командные и информационные слова. Счетчик команд является регистром, в котором записывается адрес ячейки памяти, где хранится очередная выполняемая команда.

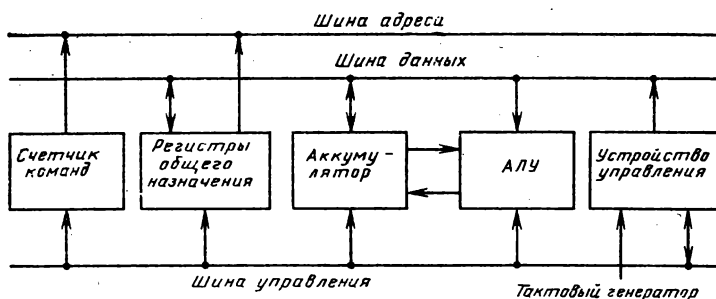


Рис. 14.53. Структурная схема микропроцессора

Главным регистром микропроцессора является аккумулятор. При выполнении арифметических и логических операций он служит источником одного из операндов (слова данных) и местом запоминания результата выполнения операции. Например, при операции сложения в аккумуляторе сначала записывается первое слагаемое, а затем — сумма. В некоторых микропроцессорах имеется несколько аккумуляторов.

Арифметические и логические операции над числами и адресами производятся в арифметико-логическом устройстве (АЛУ), управляемом импульсами, поступающими из устройства управления.

Регистры общего назначения — это ряд регистров, входящих в микропроцессор. Они используются для временного хранения промежуточных результатов, адресов и команд, образуя сверхоперативную память.

Кроме регистров, показанных на рис. 14.53, микропроцессор содержит еще несколько регистров. Важнейшим из них является набор регистров, называемых стеком. Устройство стека подобно устройству металлического пружинного портмоне для хранения монет. В таком портмоне монеты располагаются одна над другой. Причем последняя заложенная в портмоне монета вынимается из него первой. Стек, состоящий из набора регистров, также заполняется и освобождается данными или адресами по принципу: «последним вошел — первым вышел». Например, при записи первое поступившее слово записывается в первый регистр стека. При поступлении второго слова оно занимает место первого, а первое слово поступает в следующий регистр стека и т. д. Такая организация памяти стека позволяет быстро извлекать из него в определенном порядке адреса или данные, не обращаясь к ПЗУ или ОЗУ.

Более подробное описание всех блоков микропроцессора дается в [21—28].

Для грамотного использования микропроцессоров необходимо владеть программированием. С основами использования микропроцессоров можно познакомиться в указанной выше литературе.

14.25. ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Обычно датчики температуры, давления и других физических величин создают напряжение в аналоговой форме, пропорциональное физической величине или отклонениям физической величины от некоторого установленного уровня.

Для работы ЭВМ, а также при некоторых видах передачи информации требуется преобразование величины из аналоговой формы в цифровую, записываемую числом в двоичной форме.

В свою очередь для работы многих исполнительных устройств, таких как регуляторы, стрелочные приборы, громкоговорители и другие, требуется обратное преобразование сигнала из цифровой формы в аналоговую.

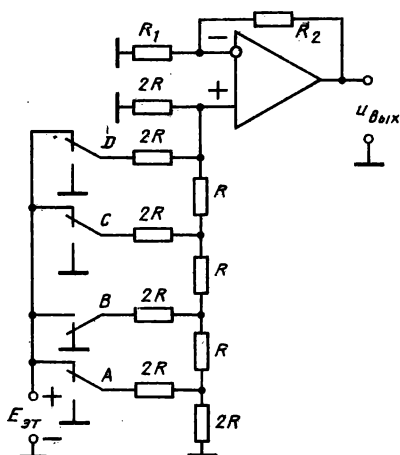


Рис. 14.54. Цифро-аналоговый преобразователь

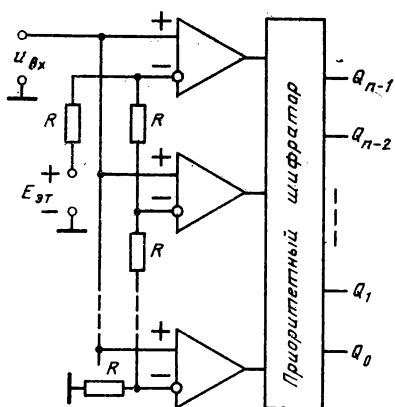


Рис. 14.55. Аналого-цифровой преобразователь параллельного кодирования

Цифро-аналоговый преобразователь. Существует много способов цифро-аналогового преобразования. На рис. 14.54 показана схема цифро-аналогового преобразователя, использующего лестничный делитель типа $R-2R$ и операционный усилитель. Ключи ДСВА подключают левые концы резисторов $2R$ к источнику эталонного напряжения, когда соответствующий разряд двоичного числа равен 1, или к земле, когда он равен 0. Положение ключей на схеме соответствует числу 1101.

Если ключ D замкнут на источник напряжения, а остальные замкнуты на землю, то напряжение, создаваемое на неинвертирующем входе, равно $E_{эт}/3$. Замыкание на источник ключа C создает вдвое меньшее напряжение, а замыкание ключей B и A — в 4 и 8 раз меньше.

Аналого-цифровые преобразователи. Существует также много способов аналогично-цифрового преобразования. На рис. 14.55 показана схема аналого-цифрового преобразователя параллельного кодирования, осуществляющего преобразование аналогового напряжения в n -разрядное двоичное число. С помощью цепочки из 2^n резисторов эталонное напряжение делится на 2^n градаций и подается на инвертирующие входы $2^n - 1$ операционных усилителей. На все неинвертирующие входы, соединенные вместе, подается преобразуемое аналоговое напряжение. Эталонное напряжение выбирается равным максимально возможному аналоговому напряжению.

На инвертирующем входе верхнего усилителя напряжение равно $[(2^n - 1)/2^n] E_{эт}$. Например, при $n = 7$, $2^7 = 128$, число операционных усилителей равно 127 и на вход верхнего усилителя подается напряжение, равное $(127/128) E_{эт}$. Операционные усилители выполняют роль компараторов. Они сравнивают аналоговое напряжение с частью эталонного напряжения, подаваемого на инвертирующий вход усилителя. Если аналоговое напряжение превышает напряжение на инвертирующем входе операционного усилителя, то на его выходе появляет-

ся положительное напряжение, соответствующее логической 1. В противном случае на выходе операционного усилителя появляется отрицательное напряжение, соответствующее логическому 0. Например, при $u_{вх} > (127/128) E_{эт}$ на выходе всех операционных усилителей появляется логическая 1. На выходе шифратора в этом случае появляется семь единиц. Если $u_{вх}$ меньше $(127/128) E_{эт}$, но больше $(126/128) E_{эт}$, то выход верхнего компаратора соответствует логическому 0, а выходы всех остальных компараторов соответствуют логической 1. В этом случае все выходы шифратора, за исключением Q_0 , равны 1, а $Q_0 = 0$.

Приоритетный шифратор является комбинационной схемой, вырабатывающей двоичное число на выходе по старшему входу, имеющему 1. В данном случае самым старшим является верхний вход шифратора, затем второй сверху и т. д.

Недостатком описанной схемы является ее сложность. При $n = 7$ схема содержит 127 операционных усилителей. Однако большим преимуществом схемы является быстрота преобразования, так как аналоговый сигнал появляется одновременно на входах всех операционных усилителей. Время преобразования определяется переходными процессами в усилителях и шифраторе и может составлять 10—20 нс. Такая быстрота преобразования важна при передаче быстроизменяющихся сигналов например, при импульсно-кодовой модуляции, так как при этом число отсчетов сигнала может быть большим. Например, можно взять до 10^8 отсчет/с, если время преобразования 10 нс.

Когда не требуется быстрое преобразование, например в цифровых вольтметрах, применяется аналого-цифровой преобразователь с двухтактным интегрированием, преобразующий напряжение в интервал времени (рис. 14.56).

Преобразование осуществляется следующим образом. Вначале ключ S_1 разомкнут, а ключ S_2 замкнут. Ключи управляются схемой управления. Затем в момент времени t_0 ключ S_1 подключает к схеме преобразуемое напряжение $u_{вх}$, а ключ S_2 размыкает зажимы конденсатора C . С этого момента начинается процесс интегрирования входного напряжения, которое предполагается положительным постоянным напряжением. пилообразное отрицательное напряжение на выходе первого операционного усилителя, являющегося интегратором, показано на рис. 14.57.

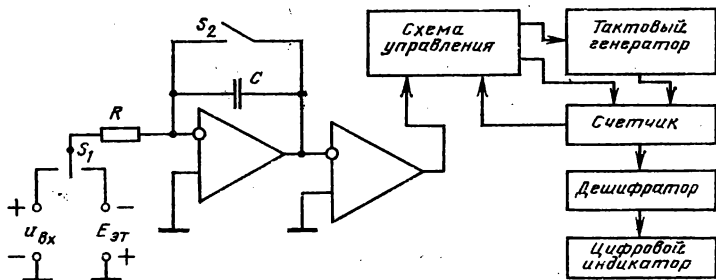
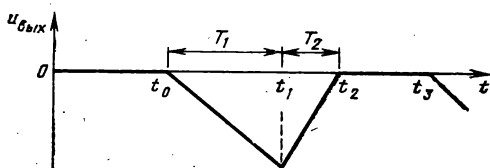


Рис. 14.56. Аналого-цифровой преобразователь с двухтактным интегрированием

Рис. 14.57. Временная диаграмма напряжения на выходе интегратора АЦП



В момент t_1 ключ S_1 подключает к интегратору эталонное напряжение $E_{э\tau}$. Так как последнее по абсолютной величине больше $u_{вх}$ и имеет отрицательную полярность, то напряжение на выходе интегратора имеет положительный наклон в интервале времени $T_2 = t_2 - t_1$ с крутизной, большей, чем в интервале времени $T_1 = t_1 - t_0$.

В момент t_2 , когда напряжение на выходе первого операционного усилителя достигает нуля, изменяется полярность выходного напряжения второго ОУ, являющегося компаратором. Это напряжение подается на схему управления, которая возвращает ключи S_1 и S_2 в первоначальное состояние (S_1 разомкнут, S_2 замкнут).

В момент t_3 описанный выше процесс повторяется. Из описания работы схемы следует, что

$$u_{вых}(t_1) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^{t_1} u_{вх} dt;$$

$$u_{вых}(t_2) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^{t_1} u_{вх} dt + \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} E_{э\tau} dt = 0.$$

Так как $U_{вх}$ и $E_{э\tau}$ — величины постоянные, то интегрирование дает следующее равенство:

$$-u_{вх} T_2 + E_{э\tau} T_2 = 0,$$

отсюда

$$u_{вх} = (T_2/T_1) E_{э\tau}.$$

Последнее равенство позволяет, зная T_2 , T_1 и $E_{э\tau}$, определять $u_{вх}$. Сделав T_1 и $E_{э\tau}$ постоянными, можно судить о величине $u_{вх}$ по значению T_2 .

Именно значение T_2 , пропорциональное $u_{вх}$, и показывает цифровой индикатор, подключенный через дешифратор к счетчику. С этой целью схема управления не только переключает ключи S_1 и S_2 , но и управляет тактовым генератором и счетчиком таким образом, что последний за время T_1 завершает полный цикл счета тактовых импульсов N_1 , например $N_1 = 100$. Таким образом, счетчик из первоначального нулевого состояния в момент t_0 снова возвращается в то же состояние в момент t_1 . На выходе счетчика в момент t_2 имеется число N_2 , пропорциональное временному интервалу T_2 . Для уменьшения ошибки преобразования можно взять N_1 равным не 100, а 1000.

Если в процессе интегрирования входное напряжение не постоянно, а немного изменяется, то в результате интегрирования его АЦП даст

среднее значение входного напряжения. Это позволяет уменьшить влияние быстро изменяющихся переменных напряжений, попадающих на вход схемы вместе с постоянным преобразуемым напряжением. Переменные напряжения в виде наводок и пульсаций переменного тока можно полностью устранить, сделав временной интервал T_1 кратным целому числу периодов мешающего напряжения, при условии, что пульсации в эталонном напряжении отсутствуют.

Глава 15

МОДУЛЯЦИЯ

15.1. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Модуляцией колебаний называется медленное по сравнению с периодом колебаний изменение амплитуды, фазы или частоты колебаний по определенному закону.

Такое изменение осуществляется для того, чтобы с помощью радиочастотного колебания передавать сообщения: речь, музыку, изображение, телеметрические показания датчиков, кодированные сигналы управления.

Радиочастотное колебание характеризуется амплитудой, частотой и фазой. Соответственно различают три основных вида модуляции: амплитудную, частотную и фазовую.

При амплитудной модуляции изменяется только амплитуда колебания, а фаза и частота остаются неизменными. Однако отметим, что в некоторых случаях при амплитудной модуляции возникает также и нежелательная паразитная частотная или фазовая модуляция. При амплитудной модуляции косинусоидальным сигналом модулированное колебание $e(t)$ имеет вид

$$e(t) = E_{m0} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (15.1)$$

где E_{m0} — амплитуда несущего колебания; m — коэффициент модуляции; Ω — частота модулирующего колебания; ω_0 — частота несущего колебания.

Амплитудно-модулированное радиочастотное колебание показано на рис. 15.1.

Максимальное и минимальное значения амплитуды:

$$E_{m \max} = E_{m0} (1 + m); \quad (15.2)$$

$$E_{m \min} = E_{m0} (1 - m). \quad (15.3)$$

Коэффициент амплитудной модуляции есть отношение разности между максимальной и минимальной амплитудами к их сумме:

$$m = (E_{m \max} - E_{m \min}) / (E_{m \max} + E_{m \min}). \quad (15.4)$$

Этой формулой пользуются для определения коэффициента модуляции и в том случае, когда модуляция производится не гармоническим колебанием, а колебаниями сложной формы, например когда модуляция «вверх» и модуляция «вниз» неодинаковы:

$$E_{m \max} - E_{m0} \neq E_{m0} - E_{m \min}.$$

При модуляции гармоническим колебанием результирующее радиочастотное модулированное колебание можно представить в виде суммы колебаний:

$$e(t) = E_{m0} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = E_{m0} \cos \omega_0 t + 0,5mE_{m0} \cos (\omega_0 - \Omega) t + 0,5mE_{m0} \cos (\omega_0 + \Omega) t.$$

Таким образом, спектр радиочастотного колебания при амплитудной модуляции гармоническим колебанием состоит из трех составляющих: нижней боковой, несущей и верхней боковой.

Различают максимальную, минимальную и среднюю мощность модулированного колебания.

При гармоническом модулирующем сигнале максимальная мощность

$$P_{\max} = (1 + m)^2 P_{\text{нес}}, \quad (15.5)$$

где $P_{\text{нес}} = E_{m0}^2/2R$ — мощность несущего колебания, выделяющаяся на некотором сопротивлении R .

При $m = 1$

$$P_{\max} = 4P_{\text{нес}}. \quad (15.6)$$

Минимальная мощность

$$P_{\min} = (1 - m)^2 P_{\text{нес}}. \quad (15.7)$$

При $m = 1$

$$P_{\min} = 0. \quad (15.8)$$

Средняя мощность равна сумме мощностей всех составляющих спектра. При модуляции гармоническим колебанием

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{2} \frac{E_{m0}^2}{R} + 2 \frac{1}{2} \frac{m^2 E_{m0}^2}{4R} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) P_{\text{нес}}. \quad (15.9)$$

При $m = 1$

$$P_{\text{ср}} = 1,5P_{\text{нес}}. \quad (15.10)$$

15.2. МЕТОДЫ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Из выражения (15.1) видно, что для осуществления амплитудной модуляции необходимо перемножение несущего и модулирующего колебаний. Это можно сделать с помощью как линейных, так и нелинейных преобразований.

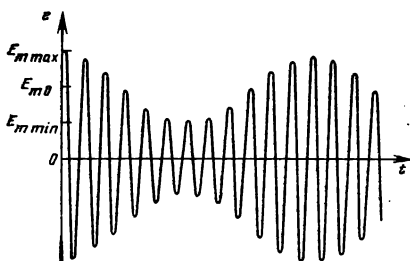


Рис. 15.1. Амплитудно-модулированное колебание

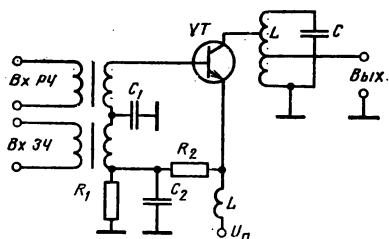


Рис. 15.2. Схема транзисторного генератора с внешним возбуждением, в котором осуществляется базовая модуляция

Базовая модуляция. На рис. 15.2 показана схема, в которой осуществлена базовая модуляция. Из схемы следует, что напряжение на базе является суммой модулируемого колебания и модулирующего колебания. Рисунок 15.3 объясняет принцип базовой модуляции с помощью идеализированной входной характеристики транзистора.

Эмиттерная модуляция. На рис 15.4 приведена схема эмиттерного модулятора. Дифференциальный усилитель на транзисторах VT_1 и VT_2 включен по схеме фазоинвертора. Генератор стабильного тока создает стабильный ток, значение которого пропорционально входному низкочастотному напряжению. При малых входных высокочастотных и низкочастотных напряжениях амплитуда выходного напряжения

$$U_{m \text{ вых}}(t) = k_1 U_{m0} [1 + k_2 F(t)], \quad (15.11)$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты пропорциональности; U_{m0} — амплитуда входного высокочастотного напряжения; $F(t)$ — функция, характеризующая временную зависимость модулирующего напряжения.

Как базовая, так и эмиттерная модуляции осуществляются в предварительных каскадах передающих устройств. В последующих каска-

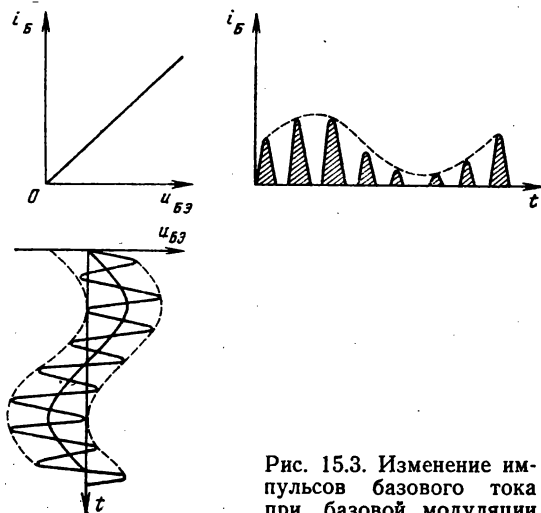


Рис. 15.3. Изменение импульсов базового тока при базовой модуляции

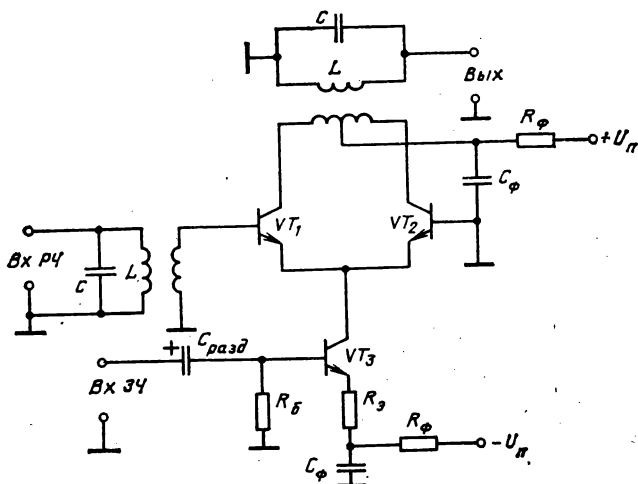


Рис. 15.4. Эмиттерный модулятор

дах, являющихся генераторами с внешним возбуждением, модулированные колебания усиливаются. Эти каскады работают в режиме В или С (угол отсечки меньше 90°).

15.3. БАЛАНСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Балансно-модулированным колебанием называется амплитудно-модулированное колебание, в котором отсутствует колебание несущей частоты.

При модуляции гармоническим колебанием балансно-модулированное колебание определяется уравнением

$$e(t) = E_{m0} m \cos \Omega t \cos \omega_0 t = 0,5 m E_{m0} \cos (\omega_0 - \Omega) t + 0,5 m E_{m0} \cos (\omega_0 + \Omega) t. \quad (15.12)$$

Для осуществления балансной модуляции применяется балансный модулятор, простейшая схема которого показана на рис. 15.5.

Балансным модулятором принято называть само устройство, в котором осуществляется модуляция, тогда как при обычной амплитудной модуляции модулятором называют усилитель звуковой частоты, применяемый для амплитудной модуляции.

В балансном модуляторе можно осуществить либо режим линейной модуляции, либо режим коммутации (переключений). На рис. 15.6 показаны временные диаграммы напряжений на выходе модулятора для этих режимов.

Режим коммутации легко осуществить, применяя в балансном модуляторе диоды (рис. 15.7).

Во многих устройствах, например в широко распространенных радиокompасах [29], балансная модуляция или коммутация производится вспомогательным модулирующим напряжением с постоянной частотой.

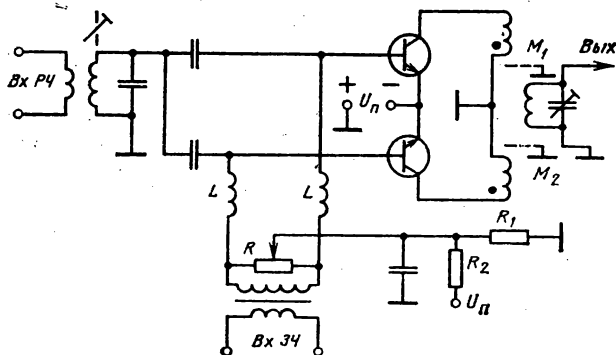


Рис. 15.5. Схема балансного модулятора.

Балансировка на высокой частоте осуществляется изменением взаимной индуктивности M_2 . Балансировка в режиме модуляции осуществляется потенциометром R

В этом случае модуляцию можно осуществить в двухтактном автогенераторе модулирующего напряжения.

В некоторых радиотехнических устройствах, например в радиоконпасах, несущее и балансно-модулированное колебания усиливаются в отдельных каналах, а затем складываются. При сложении таких колебаний следует учитывать возможность неодинакового фазового сдвига и усиления в каналах при их настройке.

На рис. 15.8 показана структурная схема устройства, позволяющего выделить одну боковую составляющую. На вход 2 подается радиочастотное, а на вход 1 — модулирующее колебания.

На выходе балансного модулятора 1 напряжение

$$e_1 = E_{m0} m \cos \Omega t \cos \omega_0 t = 0,5 m E_{m0} \cos (\omega_0 - \Omega) t + \\ + 0,5 m + E_{m0} \cos (\omega_0 + \Omega) t.$$

На выходе балансного модулятора

$$e_2 = E_{m0} m \sin \Omega t \sin \omega_0 t = -0,5 m E_{m0} \cos (\omega_0 - \Omega) t + \\ + 0,5 m E_{m0} \cos (\omega_0 + \Omega) t.$$

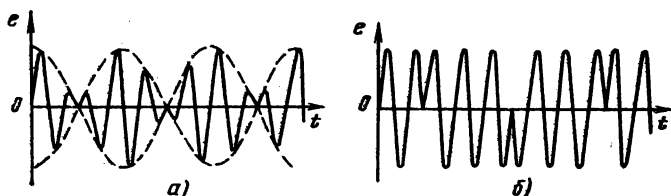


Рис. 15.6. Напряжение на выходе балансного модулятора: а — линейная модуляция; б — коммутация

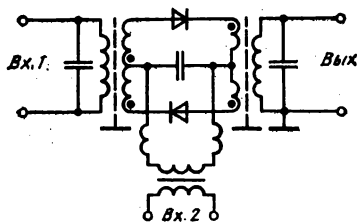


Рис. 15.7. Диодный балансный модулятор

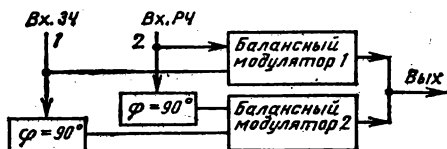


Рис. 15.8. Структурная схема устройства для получения колебания с одной боковой частотой

Сложение напряжений от двух модуляторов дает результирующее напряжение

$$e = e_1 + e_2 = mE_{m0} \cos(\omega_0 + \Omega)t. \quad (15.13)$$

Аналогично можно осуществить выделение колебания разностной частоты.

15.4. ФАЗОВАЯ И ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Пусть модулирующее напряжение изменяется по косинусоидальному закону

$$u_m = U_m \cos \Omega t. \quad (15.14)$$

Если это напряжение использовать для изменения начальной фазы радиочастотного колебания по закону

$$\varphi_n = \varphi_0 + \varphi_m \cos \Omega t \quad (15.15)$$

и сделать так, чтобы амплитуда отклонения фазы была пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения, то модуляция в этом случае называется фазовой.

Фазомодулированное колебание (ФМ колебание) имеет постоянную амплитуду

$$e(t) = E_{m0} \cos(\omega_0 t + \varphi_m \cos \Omega t + \varphi_0). \quad (15.16)$$

Полная фаза или мгновенное значение фазового угла ФМ колебания определяется уравнением

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi_m \cos \Omega t + \varphi_0. \quad (15.17)$$

Мгновенная частота ФМ колебания

$$\omega(t) = \varphi'(t) = \omega_0 - \varphi_m \Omega \sin \Omega t. \quad (15.18)$$

Отсюда следует, что при фазовой модуляции имеет место и модуляция частоты, так как мгновенная частота радиочастотного колебания изменяется при этом в такт с модулирующим сигналом.

Тем не менее следует различать частотную и фазовую модуляции. Частотно-модулированным колебанием (ЧМ колебанием) называется колебание, мгновенная частота которого изменяется по такому же закону, что и модулирующий сигнал. В данном случае модулирующий

сигнал изменяется по косинусоиде, поэтому мгновенная частота при частотной модуляции равна

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_m \cos \Omega t, \quad (15.19)$$

где амплитуда отклонения частоты $\Delta\omega_m = 2\pi\Delta f_m$ в принципе пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала.

Мгновенная фаза ЧМ колебания

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0.$$

В соответствии с этим ЧМ колебание определяется выражением

$$e(t) = E_{m0} \cos \left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 \right). \quad (15.20)$$

Величина $\Delta\omega_m/\Omega = \Delta f_m/F$ характеризует степень частотной модуляции и носит название *индекса частотной модуляции*:

$$\psi_m = \Delta\omega_m/\Omega = \Delta f_m/F. \quad (15.21)$$

Амплитуду отклонения частоты Δf_m называют *девиацией частоты колебаний*.

Если индекс частотной модуляции $\psi_m < 1$, частотную модуляцию называют *узкополосной*.

Если индекс частотной модуляции удовлетворяет неравенству $\psi_m \geq 3 - 5$ для самой высокой частоты модулирующего сигнала, то модуляцию называют *широкополосной*.

Как при узкополосной, так и при широкополосной модуляции амплитуда отклонения частоты обычно много меньше несущей частоты, т. е. $\Delta f_m \ll f_0$.

Пример. Пусть $f_0 = 60$ МГц; $\Delta f_m = 50$ кГц; $F = 5$ кГц. Индекс модуляции в этом случае $\psi_m = 10$.

Индекс частотной модуляции является амплитудой отклонения фазы, измеренной в радианах. Следовательно, $\psi_m = \varphi_m$.

Частотно-модулированное колебание является в то же время и фазомодулированным. Иногда оба вида модуляции называют *угловой модуляцией*. Однако при частотной модуляции изменение частоты, а не фазы совпадает с законом изменения модулирующего колебания. Кроме того, при частотной модуляции индекс модуляции обратно пропорционален модулирующей частоте, тогда как при фазовой модуляции он от частоты модуляции не зависит.

Когда колебание модулировано гармоническим сигналом, отличить частотную от фазовой можно, только сравнив изменения мгновенной фазы модулированного колебания с законом изменения модулирующего напряжения. Очевидно, что спектры высокочастотного колебания при модуляции одним тоном одинаковы при частотной и фазовой модуляции, если одинаковы индексы модуляции. Поэтому при модуляции гармоническим колебанием достаточно рассмотреть спектр какого-либо одного из ЧМ и ФМ колебаний.

Спектр ФМ колебания при малом индексе модуляции. Покажем, что, в отличие от амплитудной модуляции, когда ширина полосы

спектра равна удвоенной частоте модулирующего сигнала и спектр содержит только одну пару боковых составляющих, при частотной и фазовой модуляции спектр колебания содержит не одну, а бесконечное число пар боковых составляющих, однако, начиная с некоторой частоты, составляющие спектра быстро убывают и ими можно пренебречь.

Если индекс модуляции очень мал, т. е. $\psi_m \ll 1$, то число пар боковых частот можно считать равным единице, т. е. спектр ЧМ колебания при малом индексе модуляции, как и спектр АМ колебания, содержит одну пару боковых частот и его ширина равна $\Delta f = 2F$. В самом деле, пусть имеется ФМ колебание

$$e(t) = E_{m0} \cos(\omega_0 t + \varphi_m \cos \Omega t).$$

Применяя формулу для косинуса суммы двух углов, получаем

$$e(t) = E_{m0} \cos(\omega_0 t) \cos(\varphi_m \cos \Omega t) - E_{m0} \sin(\omega_0 t) \sin(\varphi_m \cos \Omega t). \quad (15.22)$$

Так как $\varphi_m \ll 1$, $\cos(\varphi_m \cos \Omega t) \approx 1$; $\sin(\varphi_m \cos \Omega t) \approx \varphi_m \cos \Omega t$, откуда

$$\begin{aligned} e(t) &= E_{m0} \cos \omega_0 t - E_{m0} \varphi_m \cos \Omega t \cos(\omega_0 t - \pi/2) = \\ &= E_{m0} \cos \omega_0 t + 0,5 \varphi_m E_{m0} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \pi/2] + \\ &\quad + 0,5 \varphi_m E_{m0} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \pi/2]. \end{aligned} \quad (15.23)$$

Отличие данного спектра от спектра АМ колебания заключается в том, что боковые составляющие, как это видно из (15.23), сдвинуты по фазе на 90° .

Сложение несущего колебания и боковых составляющих при амплитудной и фазовой модуляции с индексом ψ_m , много меньшим единицы, показано на векторной диаграмме (рис. 15.9).

Спектр ФМ колебания при большом индексе модуляции. Фазомодулированное колебание определяется выражением (15.22). Известно, что

$$\begin{aligned} \cos(\psi_m \cos \Omega t) &= J_0(\psi_m) + 2J_2(\psi_m) \cos 2\Omega t + \dots; \\ \sin(\psi_m \cos \Omega t) &= 2J_1(\psi_m) \sin \Omega t + 2J_3(\psi_m) \sin 3\Omega t + \dots, \end{aligned}$$

где $J_k(\psi_m)$ — функция Бесселя первого рода k -го порядка.

Подставляя это в (15.22), получаем

$$\begin{aligned} e(t) &= E_{m0} \{ \cos \omega_0 t [J_0(\psi_m) + 2J_2(\psi_m) \cos 2\Omega t + \dots] - \\ &\quad - \sin \omega_0 t [2J_1(\psi_m) \cos \Omega t + 2J_3(\psi_m) \cos 3\Omega t + \dots] \}, \end{aligned}$$

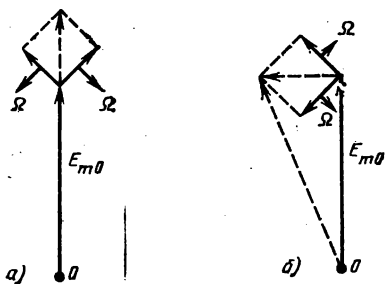


Рис. 15.9. Векторные диаграммы колебаний несущей и боковых частот: а — для амплитудной модуляции; б — для фазовой модуляции с малым индексом модуляции

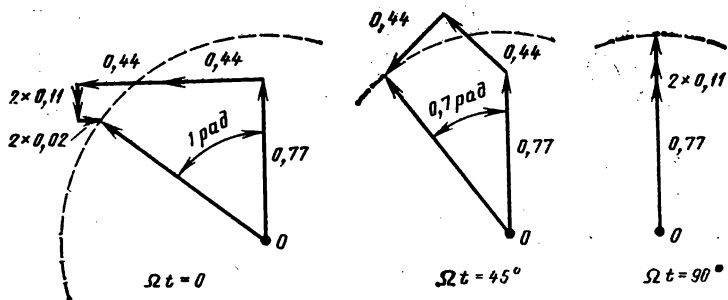


Рис. 15.10. Результирующий вектор фазомодулированного колебания в различные моменты времени при индексе модуляции $\psi_m = 1$:

$J_0(1)=0.77$; $J_1(1)=0.44$; $J_2(1)=0.11$ и $J_3(1)=0.02$

или в свернутом виде

$$e(t) = E_{m0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\psi_m) \cos[(\omega_0 + n\Omega)t + n\pi/2]. \quad (15.24)$$

Построения на векторных диаграммах, показанных на рис. 15.10, позволяют видеть, как образуется вектор, соответствующий ФМ колебанию с индексом, равным единице, в результате сложения несущей и боковых составляющих в различные моменты времени.

На рис. 15.11 показаны функции Бесселя нулевого и первого порядков. По мере возрастания индекса модуляции функции Бесселя малых порядков медленно затухают, поэтому составляющие спектра — несущая частота и ближайшие к ней боковые частоты — постепенно уменьшаются.

При больших индексах модуляции все больше проявляются составляющие дальних боковых частот, как это видно, например, из графика (рис. 15.12) для функции Бесселя восьмого порядка. Физически это объясняется тем, что при гармоническом изменении мгновенная частота колебания большую часть периода модулирующего сигнала находится вблизи крайних значений и меньшую часть — вблизи средних.

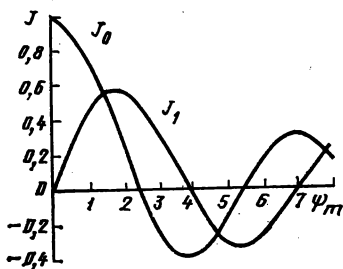


Рис. 15.11. Функция Бесселя нулевого и первого порядков

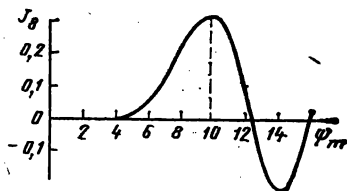


Рис. 15.12. Функция Бесселя восьмого порядка

При очень большом индексе модуляции ширина спектра модулированного колебания равна удвоенной амплитуде девиации частоты. Действительно, если $\psi_m \gg 1$, то при ограниченном значении Δf_m из определения индекса модуляции $\psi_m = \Delta f_m / F$ следует, что модулирующая частота очень мала. Это эквивалентно тому, что генератор высокочастотных колебаний очень медленно перестраивается в полосе частот

$$\Delta f = 2\Delta f_m. \quad (15.25)$$

Физически ясно, что при медленной перестройке генератора в пределах этой полосы не удастся обнаружить каких-либо колебаний за пределами этой полосы. Отсюда следует, что при очень большом индексе модуляции спектр ЧМ колебания имеет полосу, равную $2\Delta f_m$.

На практике чаще всего имеют место не предельные $\psi_m \ll 1$ или $\psi_m \gg 1$, а средние значения индекса модуляции. Было показано [30], что при индексе модуляции ψ_m , лежащем в пределах от 0 до 25, ширину спектра ЧМ колебания при модуляции гармоническим колебанием можно найти по формуле

$$\Delta f \approx 2F(1 + \psi_m + \sqrt{\psi_m}), \quad (15.26)$$

которая учитывает составляющие спектра с амплитудой не менее 1% от амплитуды немодулированной несущей.

Выражение, заключенное в (15.26) в скобки, равно числу пар боковых частот

$$n \approx 1 + \psi_m + \sqrt{\psi_m}.$$

Пример. Пусть $\Delta f_m = 50$ кГц; $F = 5$ кГц; $\psi_m = 10$. Тогда $n \approx 1 + 10 + 3 = 14$. По таблицам функций Бесселя (см., например: Е. Янке, Ф. Эмде, Ф. Лёш. Специальные функции. — М.: Наука, 1964, с. 212) находим: $J_{11}(10) = 0,12$; $J_{12}(10) = 0,06$; $J_{13}(10) = 0,02$; $J_{14}(10) = 0,012$; $J_{15}(10) = 0,004$.

Пример показывает, что формула (15.26) дает правильный результат, а предельное выражение (15.25) для данного индекса модуляции является очень грубым приближением.

При частотной манипуляции, т. е. частотной модуляции прямоугольным колебанием, ширина спектра [30]

$$\Delta f = 2F \sqrt{\frac{200}{\pi} \psi_m + \psi_m^2}. \quad (15.27)$$

Как и в формуле (15.26), удвоенная частота модуляции здесь умножается на число пар боковых составляющих с амплитудами более 1% от амплитуды немодулированной несущей.

Формулы (15.26) и (15.27) позволяют определить ширину спектра ЧМ колебания при гармоническом и прямоугольном модулирующих сигналах.

Частотно-модулированное колебание, проходя усилители радио- и промежуточной частот, претерпевает изменения своих составляющих как по амплитуде, так и по фазе. В результате изменяется как амплитуда результирующего колебания, так и мгновенная частота результирующего колебания. При детектировании ЧМ колебания применяется амплитудное ограничение (см. § 16.15), поэтому лишь искажения изме-

нения частоты результирующего колебания приводят к искажениям закона модуляции, а следовательно, искажениям на выходе идеального частотного детектора.

Исследованиям искажений модуляции при прохождении ЧМ колебаний через колебательные системы посвящено очень много работ. Одной из ранних работ является [30], где приводятся следующие формулы, позволяющие определить необходимую ширину полосы усилителя промежуточной частоты по заданному коэффициенту гармоник:

$$\Delta f = \gamma \Delta f_m \sqrt[3]{2n/\psi_m K_r},$$

где

$$\gamma = \sqrt{2^{2/n} - 1};$$

n — число резонансных контуров в усилителе с одиночными контурами; ψ_m — индекс модуляции; K_r — коэффициент гармоник;

$$\Delta f = \beta \Delta f_m \sqrt[3]{n/\psi_m K_r},$$

где

$$\beta = \sqrt[4]{2^{2(n+1)/n} - 4};$$

n — число пар контуров в усилителе при критической связи между контурами.

В литературе приводятся также формулы, показывающие, что полоса может быть примерно на 20% меньше, но при этом не учитываются динамические искажения, так как при выводе таких формул учитывалась лишь нелинейность фазовой характеристики, по которой «медленно» изменяется частота.

15.5. МЕТОДЫ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Частотную модуляцию можно осуществить двумя способами:

непосредственным воздействием на частоту задающего генератора передатчика изменением индуктивности или емкости контура автогенератора;

изменением амплитуды или фазы двух колебаний одной и той же частоты, при этом частота автогенератора не изменяется.

Непосредственное воздействие на частоту генерируемых колебаний можно осуществить с помощью полупроводниковых диодов — варикапов, емкость которых зависит от приложенного запирающего напряжения.

На рис. 15.13 приведена схема автогенератора, частота которого зависит от емкости варикапа В, подключенного параллельно емкости колебательного контура. Начальная емкость варикапа определяется запирающим напряжением, которое задается делителем $R_4 R_3$. Запирающее напряжение изменяется за счет подачи модулирующего напряжения на «вх ЗЧ» и изменяет емкость варикапа. Несмотря на нелинейное изменение емкости варикапа при линейном изменении напряжения и нелинейную зависимость частоты от емкости, можно получить измене-

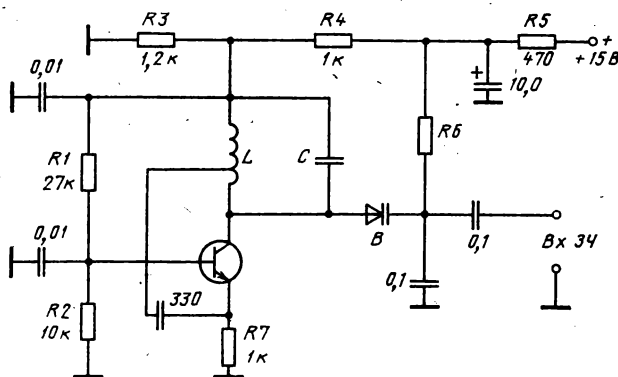


Рис. 15.13. Автогенератор с частотной модуляцией с помощью варикапа

ние частоты, близкое к линейному при малых изменениях емкости варикапа.

Методы преобразования амплитудной модуляции в фазовую. Фазовую модуляцию можно осуществить, сложив два колебания, постоянной частоты под некоторым углом, лучше всего под углом, близким к 90° . Если одно или оба колебания модулированы по амплитуде, то результирующее колебание является фазомодулированным.

На рис. 15.14, а изображено сложение двух векторов: A и B . Если вектор B модулирован по амплитуде, то результирующий вектор C соответствует колебанию, модулированному по амплитуде и фазе. Устранить паразитную амплитудную модуляцию результирующего колебания можно с помощью амплитудной модуляции векторов A и B в противофазе. При этом можно добиться, чтобы суммарный вектор практически не изменял своей длины (рис. 15.14, б).

Метод Армстронга. Для осуществления фазовой модуляции Армстронг предложил использовать сложение под углом 90° незатухающего и балансно-модулированного колебаний (рис. 15.14, в). В этом случае результирующий вектор будет модулирован по фазе. Чтобы изменение

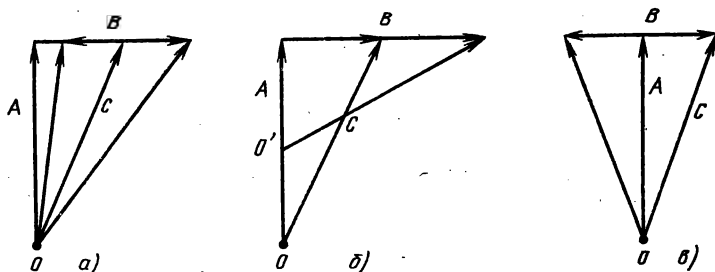


Рис. 15.14. Осуществление фазовой модуляции сложением двух перпендикулярных векторов:

а — при амплитудной модуляции одного из векторов; б — при амплитудной модуляции двух векторов в разные стороны; в — при балансной модуляции одного из векторов

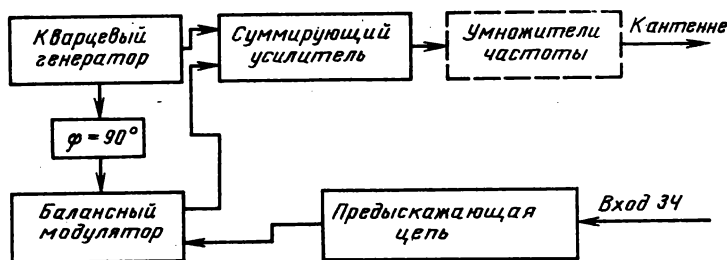


Рис. 15.15. Структурная схема передатчиков с частотной модуляцией по методу Армстронга

угла было пропорционально модулирующему напряжению, индекс модуляции должен быть малым (не более 0,5). Последующим многократным умножением частоты можно довести индекс модуляции до требуемого значения. На рис. 15.15 показана структурная схема передатчика, в котором фазовая модуляция по методу Армстронга эквивалентна частотной модуляции благодаря применению предсказывающей цепи.

Предсказывающая цепь преобразует спектр модулирующего колебания таким образом, что напряжение на выходе цепи обратно пропорционально частоте входного сигнала в некотором диапазоне частот. Если к входу такой цепи приложить модулирующее напряжение $u_{вх} = U_m \cos \Omega t$, то на выходе получим $u_{вых} \approx (U_m / \Omega) \sin \Omega t$.

Фазовый угол модулированного колебания пропорционален напряжению $u_{вых}$ и равен

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi_m \sin \Omega t,$$

где $\varphi_m = k (U_m / \Omega)$. Очевидно, что

$$\omega(t) = \varphi'(t) = \omega_0 + k U_m \cos \Omega t.$$

Таким образом, изменение мгновенной частоты совпадает с модулирующим напряжением, что эквивалентно частотной модуляции.

Обычно в передатчике, работающем с использованием метода Армстронга, применяется предсказывающая цепь, обладающая свойствами интегрирующей цепи только для частот ниже некоторой граничной частоты $F_{гр}$ (например, 2 кГц) и пропускающая сигналы с частотами

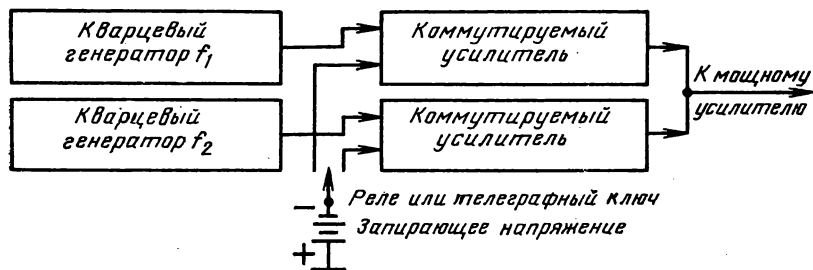


Рис. 15.16. Структурная схема устройства для частотной манипуляции при кварцевой стабилизации частоты

выше граничной без искажений. В результате высокочастотное колебание оказывается промодулированным по частоте сигналами с частотами ниже граничной и по фазе — сигналами с частотами выше граничной. В гл. 20 будет показано, что такой способ обеспечивает улучшение отношения сигнал-помеха при приеме.

Частотная манипуляция. Для передачи телеграфных и других кодированных сигналов применяется частотная манипуляция, заключающаяся в попеременной передаче колебаний то одной, то другой частоты. Если разность передаваемых частот мала, то уход частоты передатчика вследствие нестабильности может превышать полезную девиацию частоты. Для устранения этого недостатка можно осуществить поочередную коммутацию двух непрерывно работающих кварцевых задающих генераторов (рис. 15.16).

Глава 16

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

16.1. ДИОДНЫЙ ДЕТЕКТОР

Детектированием называется процесс выделения модулирующего сигнала из модулированного высокочастотного колебания.

Схемы, с помощью которых осуществляется детектирование, применяются и в случаях, когда высокочастотные колебания не являются модулированными. Поэтому часто под детектированием понимают процесс выделения тех или иных параметров высокочастотного колебания.

Используя принцип детектирования, можно определить амплитуду, частоту, фазу, длительность отрезка высокочастотного колебания или время его прихода, а также выявить изменения этих величин, если они происходят.

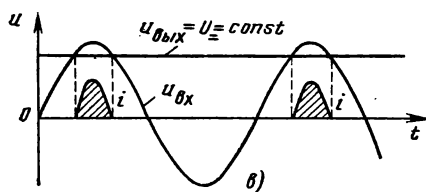
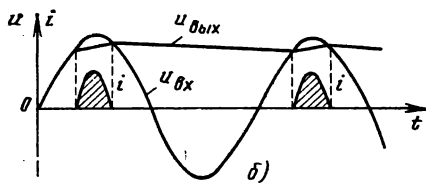
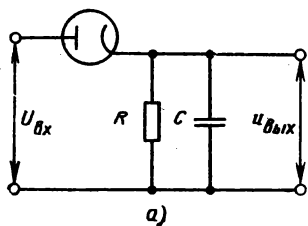


Рис. 16.1. Диодный детектор:

а — схема диодного детектора; б, в — детектирование (в — выходное напряжение предполагается постоянным)

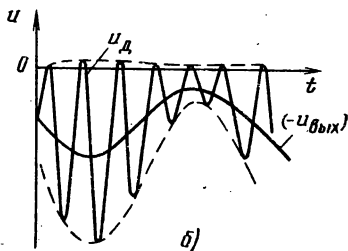
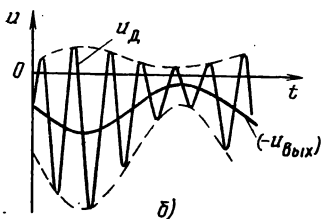
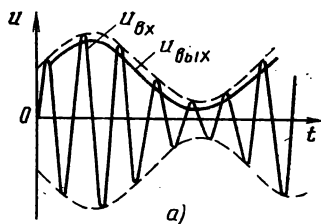
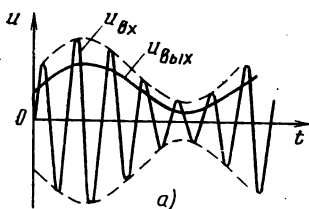


Рис. 16.2. Детектирование диодным детектором:
а — напряжения на входе и выходе детектора; б — напряжение на диоде

Рис. 16.3. Тот же процесс, что и на рис. 16.2, но при меньшем угле отсечки, получающемся при увеличении сопротивления нагрузки детектора

Наиболее широко применяется диодный детектор. Схема диодного детектора и процесс детектирования показаны на рис. 16.1. При наличии на входе детектора немодулированного колебания на выходе появляется постоянное напряжение с небольшими пульсациями.

Следует обратить внимание на различие постоянных времени заряда и разряда конденсатора. Постоянная времени заряда конденсатор; $T_{зар} = r_d C$, где r_d — сопротивление диода в прямом направлении; C — емкость, шунтирующая сопротивление нагрузки детектора R . Постоянная времени разряда конденсатора $T_{разр} = RC$.

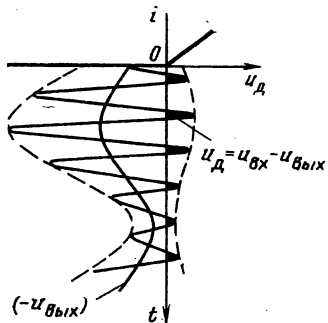


Рис. 16.4. Вольт-амперная характеристика диода и напряжение на диоде при детектировании

Как правило, эти постоянные времени сильно различаются, так как обычно $R \gg r_d$. Например, сопротивление лампового диода в прямом направлении r_d порядка 200—500 Ом, в то время как в приемниках импульсных и телевизионных сигналов R — порядка 2—3 кОм, а в радиовещательных приемниках — порядка 200—300 кОм.

Процесс детектирования модулированного напряжения диодным детектором иллюстрируется временными диаграммами, показанными на рис. 16.2.

Если увеличить сопротивление нагрузки R , то угол отсечки уменьшится и постоянная составляющая выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ приблизится к амплитуде входного напряжения U_m , что хорошо видно из сопоставления рис. 16.2 и 16.3.

Иногда временные диаграммы удобно изображать в непосредственной связи с вольт-амперной характеристикой диода, как это сделано, например, на рис. 16.4.

16.2. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ МАЛЫХ НАПЯЖЕНИЙ

Пусть детектируемое напряжение малой амплитуды подведено к диоду (рис. 16.5). Напряжение можно считать малым, если его амплитуда сравнима с длиной участка, в пределах которого характеристика диода нелинейна (Δu на рис. 16.6). Ток диода равен

$$i = f(u_0 + u_{\text{вх}}) = f(u_0) + f'(u_0) u_{\text{вх}} + 0,5f''(u_0) u_{\text{вх}}^2 + \dots$$

Пусть, начиная с некоторого момента времени, на вход детектора подается напряжение $u_{\text{вх}} = U_m \cos \omega t$. Включение входного напряжения вызывает приращение постоянной составляющей тока, проходящего в цепи диода:

$$\Delta I = 0,25f''(u_0) U_m^2. \quad (16.1)$$

Если на вход подать модулированное напряжение с амплитудой $U_m = U_{m0} (1 + m \cos \Omega t)$, то приращение постоянной составляющей будет содержать слагаемые с частотами Ω и 2Ω :

$$\Delta I = 0,25f''(u_0) U_{m0}^2 (1 + 2m \cos \Omega t + m^2 \cos^2 \Omega t).$$

Амплитуда тока частоты Ω равна

$$I_{m\Omega} = 0,5f''(u_0) U_{m0}^2 m,$$

а амплитуда тока второй гармоники, т. е. составляющей с частотой 2Ω ,

$$I_{m2\Omega} = \frac{1}{8} f''(u_0) U_{m0}^2 m^2.$$

Таким образом, коэффициент гармоник

$$K_r = I_{m2\Omega} / I_{m\Omega} = m/4. \quad (16.2)$$

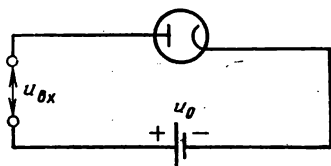


Рис. 16.5. Схема диода, к которому приложены постоянное положительное и переменное напряжения

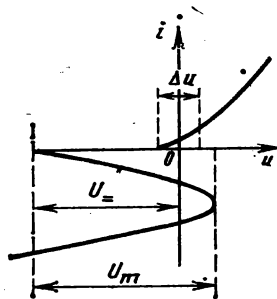


Рис. 16.6. Нелинейный участок характеристики диода и его сравнение с амплитудой входного напряжения

Детектирование малых напряжений нежелательно по двум причинам: нелинейные искажения могут достигать 25% (при $m = 1$), коэффициент передачи детектора мал, так как при малых входных сигналах амплитуда низкочастотного тока пропорциональна квадрату амплитуды входного напряжения.

Например, с помощью электронного вольтметра нельзя измерять переменные напряжения меньше 0,1 В без предварительного усиления до детектора. По этой причине в приемниках обычно применяют усиление до детектора, чтобы избежать малоэффективного детектирования слабых сигналов, а в милливольтметрах — широкополосные усилители, имеющие диапазон усиливаемых частот от 0 до 30 МГц.

16.3. ДЕТЕКТОР НА ПОЛУПРОВОДНИКОВОМ ДИОДЕ

Схема детектора на полупроводниковом диоде показана на рис. 16.7. Особенностью полупроводникового диода является наличие заметного обратного тока при отрицательном напряжении на диоде, в отличие от лампового. Учитывая это обстоятельство, можно представить схему с полупроводниковым диодом эквивалентной схемой с ламповым диодом, как это показано на рис. 16.8.

Характеристику реального полупроводникового диода можно представить в виде суммы двух характеристик: характеристики лампового диода, показанной на рис. 16.9 (штриховой линией), лежащей ниже правой ветви реальной характеристики полупроводникового диода, и характеристики, выражающей зависимость тока в сопротивлении $R_{обр}$ от приложенного к нему напряжения.

Конечное значение сопротивления $R_{обр}$ приходится учитывать при рассмотрении нагружающего действия детектора на источник сигнала, а также при определении угла отсечки, при котором работает диод в схеме детектора.

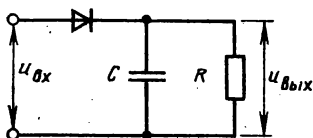


Рис. 16.7. Детектор на полупроводниковом диоде

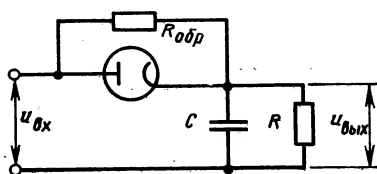


Рис. 16.8. Схема лампового диодного детектора, эквивалентного полупроводниковому диодному детектору

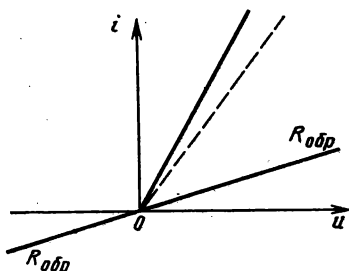


Рис. 16.9. Представление характеристики точечного полупроводникового диода в виде суммы вольт-амперных характеристик идеального диода и постоянного сопротивления

Следует заметить, что при детектировании как амплитудном, так и частотном (см. § 16.13) применяются только точечные диоды. Плоскостные диоды не применяются из-за большой входной емкости.

16.4. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ПРИ ИДЕАЛЬНОМ ДИОДЕ

Идеальным называется диод, имеющий вольт-амперную характеристику, показанную на рис. 16.10. Зависимость тока i через диод от напряжения u на диоде выражается равенством

$$i = \begin{cases} Su & \text{при } u \geq 0; \\ 0 & \text{при } u < 0, \end{cases} \quad (16.3)$$

где S — крутизна характеристики диода.

Пусть к идеальному диоду подведены два напряжения (рис. 16.11): $u = u_{вх} - U_{\pm}$. При амплитуде входного напряжения, большей постоянного напряжения, запирающего диод, т. е. при $U_m > U_{\pm}$, через диод проходит ток, имеющий вид последовательности косинусоидальных импульсов с углом отсечки θ (рис. 16.12):

$$i = \begin{cases} 0 & \text{при } u < 0; \\ S(U_m \cos \omega t - U_{\pm}) & \text{при } u > 0. \end{cases} \quad (16.4)$$

Угол отсечки θ можно найти из соотношения $\cos \theta = U_{\pm}/U_m$.

В идеальном диоде в отсутствие входного напряжения тока нет, поэтому приращение постоянной составляющей тока через диод

$$\Delta I = I = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} S(U_m \cos \omega t - U_{\pm}) d\omega t = \frac{S}{\pi} (U_m \sin \theta - U_{\pm} \theta)$$

или

$$I = \frac{SU_m}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (16.5)$$

Обычно на диод специально не подают постоянное напряжение $U_{\pm}$. Оно получается в результате прохождения постоянной составляющей

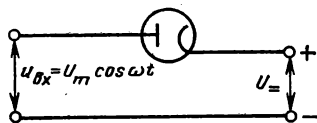


Рис. 16.11. Схема диода, к которому приложены переменное и постоянное напряжения

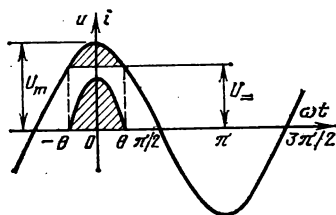


Рис. 16.12. Напряжения, приложенные к диоду, и импульс тока, проходящего через диод

тока через резистор R , шунтированный конденсатором C . Поэтому $U_- = I_- R$.

Умножая обе части равенства (16.5) на R и деля на U_m , получаем

$$\cos \theta = \frac{U_-}{U_m} = \frac{I_- R}{U_m} = \frac{SR}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta),$$

или

$$\cos \theta = \frac{R/r_d}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta),$$

где $r_d = 1/S$.

Таким образом, угол отсечки θ является решением трансцендентного уравнения

$$\pi \cos \theta / (\sin \theta - \theta \cos \theta) = R/r_d. \quad (16.6)$$

Мы видим, что угол θ является функцией отношения сопротивления нагрузки R к сопротивлению открытого диода r_d .

При больших сопротивлениях нагрузки, когда $R \gg r_d$, угол отсечки θ мал и $\cos \theta = U_-/U_m \approx 1$.

Полагая θ малым, можно разложить $\sin \theta$ и $\cos \theta$ в ряд и переписать равенство (16.6) в следующем виде:

$$\frac{\pi \left(1 - \frac{1}{2} \theta^2 + \dots \right)}{\theta - \frac{1}{6} \theta^3 + \dots - \theta \left(1 - \frac{1}{2} \theta^2 + \dots \right)} \approx \frac{R}{r_d}$$

или

$$3\pi/\theta^3 \approx R/r_d$$

и

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi}{R/r_d}}. \quad (16.7)$$

Пример. Пусть $R = 20$ кОм; $r_d = 40$ Ом. Тогда $R/r_d = 500$ и угол отсечки $\theta \approx \sqrt[3]{3\pi/500} = 0,26$; $\cos \theta = U_-/U_m \approx 1 - 0,5\theta^2 \approx 0,96$.

16.5. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА

Когда входной сигнал диодного детектора снимается с колебательного контура, детектор шунтирует этот контур. Шунтирующее действие детектора характеризуется его входным сопротивлением. Под входным сопротивлением детектора понимается отношение амплитуды напряжения, приложенного к детектору, к амплитуде первой гармоники тока через детектор:

$$R_{вх} = U_m / I_{m1}. \quad (16.8)$$

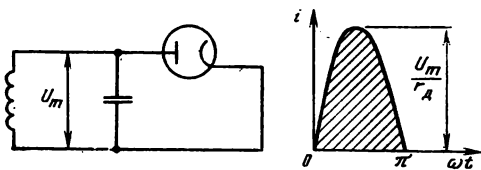


Рис. 16.13. Схема детектора и импульс тока через диод при сопротивлении нагрузки $R=0$

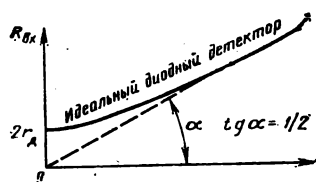


Рис. 16.14. Зависимость входного сопротивления идеального диодного детектора от сопротивления нагрузки

Используя (16.4), найдем первую гармонику тока через детектор:

$$I_{m1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} i \cos \omega t d\omega t = \frac{S U_m}{\pi} (\theta - \cos \theta \sin \theta),$$

откуда

$$R_{вх} = \frac{U_m}{I_{m1}} = \frac{\pi r_d}{\theta - \cos \theta \sin \theta}. \quad (16.9)$$

Если $\theta = \pi/2$, то $R_{вх} = 2r_d$. Действительно, угол отсечки $\theta = \pi/2$ получается при $R = 0$. В этом случае диод подключен параллельно колебательному контуру (рис. 16.13) и ток через диод протекает в течение половины периода, так что эквивалентное шунтирующее сопротивление вдвое больше внутреннего сопротивления диода.

Если угол отсечки $\theta \ll 1$, то знаменатель в (16.9)

$$\theta - \cos \theta \sin \theta \approx \theta - (1 - \theta^2/2)(\theta - \theta^3/6) \approx 2\theta^3/3.$$

Мы ранее нашли, что $\theta^2 \approx 3\pi (r_d/R)$, поэтому

$$R_{вх} = \frac{\pi r_d}{\theta - \cos \theta \sin \theta} \approx \frac{\pi r_d}{2\pi (r_d/R)} = \frac{R}{2}.$$

Следовательно, при $R \gg r_d$

$$R_{вх} = R/2. \quad (16.10)$$

Зависимость входного сопротивления от сопротивления нагрузки показана на рис. 16.14.

Входное сопротивление детектора при параллельном включении диода. На рис. 16.15 показана схема детектора, в котором диод включен параллельно сопротивлению нагрузки. Такая схема включения диода оказывается единственно возможной, если катод диода должен быть заземлен или шунтирован большой емкостью на землю.

Рис. 16.15. Диодный детектор с параллельным включением диода:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема

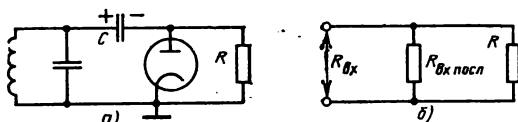


Схема с параллельным включением диода с точки зрения ее работы мало отличается от схемы с последовательным включением, рассмотренной ранее. В самом деле, когда диод проводит, постоянная времени заряда конденсатора C равна $T_{\text{зар}} \approx r_d C$. Когда диод не проводит, конденсатор C разряжается с постоянной времени $T_{\text{разр}} = RC$.

Напряжение на диоде в обеих схемах $u = u_{\text{вх}} - U_C$. Различие заключается лишь в том, что в параллельной схеме выходное напряжение снимается не с конденсатора C , как это делается в последовательной схеме, а с резистора и диода, соединенных параллельно. Это требует дополнительного отфильтровывания высокочастотных составляющих напряжения на выходе детектора.

Поскольку высокочастотное напряжение на диоде в обеих схемах одинаково и одинаковы процессы заряда и разряда конденсатора, то одинаковы и зарядные токи через диод, а также их первые гармоники. Следовательно, одинаковым должно быть и шунтирующее действие импульсов тока, заряжающих конденсатор через диод. При этом следует учесть, что через конденсатор C , представляющий малое сопротивление для токов высокой частоты, подключена нагрузка R , постоянно шунтирующая колебательный контур. Поэтому для определения входного сопротивления схемы с параллельным включением диода можно воспользоваться эквивалентной схемой (рис. 16.15, б), состоящей из входного сопротивления последовательного детектора и сопротивления нагрузки, включенных параллельно. Отсюда следует, что при параллельной схеме включения входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вх.посл}} \parallel R = R/3. \quad (16.11)$$

Входное сопротивление полупроводникового диодного детектора. Согласно § 16.3 конечное обратное сопротивление полупроводникового диода $R_{\text{обр}}$ можно учесть, представив полупроводниковый диод в виде параллельного соединения идеального лампового диода и сопротивления $R_{\text{обр}}$. Но в соответствии с только что приведенными рассуждениями наличие сопротивления $R_{\text{обр}}$, включенного параллельно диоду, эквивалентно с точки зрения входного сопротивления детектора включению сопротивления $R_{\text{обр}}/3$ между входными зажимами детектора.

Вследствие этого входное сопротивление полупроводникового диодного детектора при последовательном включении диодов

$$R'_{\text{вх}} = \frac{R}{2} \parallel \frac{R_{\text{обр}}}{3}, \quad (16.12)$$

а при параллельном включении диода

$$R'_{\text{вх}} = \frac{R}{3} \parallel \frac{R_{\text{обр}}}{3}. \quad (16.13)$$

Определение входного сопротивления детектора из энергетических соображений. Существует другой способ определения входного сопротивления, опирающийся на энергетические соображения.

Мощность $P_{\text{вх}}$ высокочастотных колебаний, потребляемая детектором, рассеивается в сопротивлении диода и в сопротивлении нагрузки: $P_{\text{вх}} = P_d + P_n$, где P_d — мощность, рассеиваемая в диоде; P_n — мощность, рассеиваемая в нагрузке.

Мощности $P_{вх}$, P_d и P_n можно следующим образом выразить через постоянную составляющую I_+ и первую гармонику I_{m1} тока, текущего через диод, а также через среднеквадратическое значение этого тока $\bar{i}^2$:

$$P_{вх} = 0,5 U_m I_{m1}; \quad P_d = \bar{i}^2 r_d = r_d \frac{1}{\pi} \int_0^\theta i^2 d\varphi;$$

$$P_n = I_+^2 R = R \left(\frac{1}{\pi} \int_0^\theta i d\varphi \right)^2.$$

Если $r_d \ll R$, то $P_d \ll P_n$. Поэтому можно считать, что $P_{вх} \approx P_n$ или $0,5 U_m I_{m1} \approx U_+ I_+$. Таким образом,

$$I_{m1} \approx 2U_+ = I_+/U_m$$

и

$$R_{вх} = U_m / I_{m1} \approx U_m^2 / 2U_+ = I_+.$$

Если $R \gg r_d$, то $U_m \approx U_+$, поэтому $R_{вх} = U_+^2 / 2I_+ = U_+ = U_+ / 2I_+ = R/2$.

Полученное выражение совпадает с выражением (16.10).

16.6. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ДЕТЕКТОРА

Детектор можно рассматривать как нелинейный четырехполюсник (рис. 16.16).

Нелинейный четырехполюсник может быть описан семейством характеристик выпрямления

$$I_+ = f(U_m, U_+). \quad (16.14)$$

Пример такого семейства характеристик приведен на рис. 16.17.

По характеристике выпрямления определяются следующие параметры детектора: крутизна, внутреннее сопротивление, внутренний коэффициент усиления, а также коэффициенты передачи детектора по постоянному и переменному току.

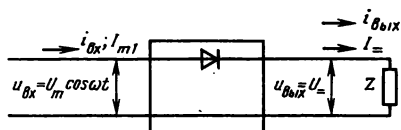


Рис. 16.16. Детектор как нелинейный четырехполюсник

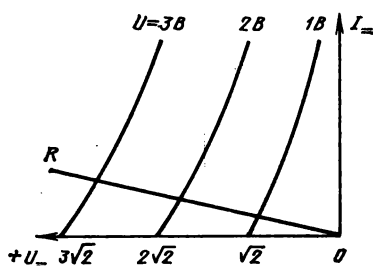


Рис. 16.17. Семейство характеристик выпрямления

Коэффициент передачи детектора по постоянному току $K_{д\sim}$ равен отношению постоянного напряжения на выходе детектора к амплитуде переменного напряжения на его входе:

$$K_{д\sim} = U_{\sim} / U_m. \quad (16.15)$$

Из рис. 16.17 видно, что этот коэффициент тем выше, чем выше сопротивление нагрузки R , и для диодного детектора при $R \rightarrow \infty K_{д\sim} \rightarrow 1$.

Коэффициент передачи детектора по переменному току можно определить как отношение

$$K_{д\sim} = \Delta U_{\sim} / \Delta U_m,$$

или как предел этого отношения при малых приращениях

$$K_{д\sim} = dU_{\sim} / dU_m. \quad (16.16)$$

Коэффициент передачи по переменному току также зависит от сопротивления нагрузки, и для диодного детектора при $R \rightarrow \infty K_{д\sim} \rightarrow 1$.

16.7. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ВСЛЕДСТВИЕ ИНЕРЦИОННОСТИ ДЕТЕКТОРА

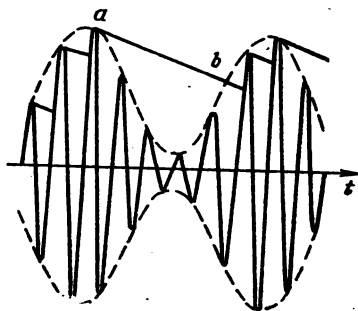
На рис. 16.18 показаны нелинейные искажения, возникающие в детекторе вследствие его инерционности.

При большой постоянной времени разряда диод может оказаться запертым, когда амплитуда высокочастотного напряжения U_m уменьшается быстрее, чем $U_{\sim}$. На участке ab , когда диод заперт, форма выходного напряжения не соответствует изменению амплитуды входного напряжения.

Сопоставляя скорость изменения огибающей и скорость изменения постоянного напряжения на конденсаторе при разряде, можно вывести условие отсутствия нелинейных искажений. Нелинейные искажения, возникающие вследствие инерционности, отсутствуют, если

$$\omega_b CR \leq \sqrt{1 - m^2} / m, \quad (16.17)$$

где ω_b — верхняя частота модулирующего сигнала; m — коэффициент модуляции для частоты ω_b .



Пример. Пусть $f_b = 5$ кГц; $m = 0,8$; $R = 250$ кОм.

Из формулы (16.17) находим, что допустимая емкость должна удовлетворять неравенству $C \leq 100$ пФ.

Рис. 16.18. Нелинейные искажения вследствие инерционности детектора

16.8. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ВСЛЕДСТВИЕ НЕРАВЕНСТВА СОПРОТИВЛЕНИЙ НАГРУЗКИ ДЕТЕКТОРА ПОСТОЯННОМУ И ПЕРЕМЕННОМУ ТОКАМ

На рис. 16.19 изображена схема диодного детектора с параллельным включением диода. Из схемы видно, что напряжение звуковой частоты снимается с части сопротивления нагрузки, которая с целью фильтрации высокочастотных составляющих напряжения разбита на два сопротивления: R_1 и R_2 . Для осуществления фильтрации параллельно резистору R_1 включен конденсатор C_1 . Кроме того, с нагрузки детектора через фильтрующую цепь $R_\Phi C_\Phi$ снимается напряжение смещения для автоматической регулировки усиления (АРУ).

Емкости конденсаторов C_Φ и $C_{разд}$ должны быть такими, чтобы их сопротивления были пренебрежимо малы по сравнению с сопротивлениями R_Φ и R_2 соответственно даже для самой низкой частоты модулирующего сигнала.

Сопротивление нагрузки для постоянного тока равно сумме сопротивлений: $R_+ = R_1 + R_2$.

Сопротивление нагрузки по переменному току для любой частоты модулирующего сигнала можно определить по схеме, изображенной на рис. 16.20. Следует также учесть входное сопротивление транзистора VT , шунтирующее сопротивление R_2 .

Видим, что сопротивление нагрузки переменному току меньше сопротивления нагрузки постоянному току: $R_- < R_+$.

Неравенство сопротивлений нагрузки постоянному и переменному току вызывает нелинейные искажения, как это видно из построений и временных диаграмм, приведенных на рис. 16.21, где представлены характеристики выпрямления для различных амплитуд колебания на входе детектора. Амплитуда несущего колебания взята равной 3 В. Модуляция предполагается 100%-ной.

Выпрямленное напряжение U_+ при любой частоте модулирующего сигнала изменяется в соответствии с нагрузочной линией по переменному току (R_-). Поэтому в нижней части напряжение U_+ и ток I_+ ограничены. Напряжение U_+ не опускается ниже 1 В, а ток I_+ достигает нуля.

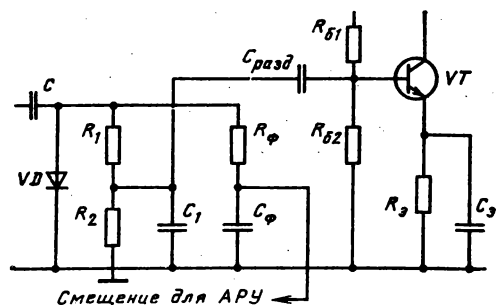


Рис. 16.19. Схема диодного детектора с параллельным включением диода

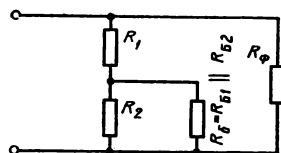


Рис. 16.20. Схема для определения сопротивления нагрузки детектора для переменного тока

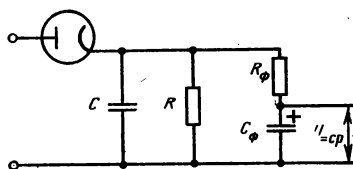
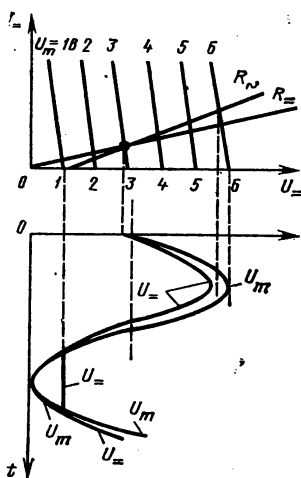


Рис. 16.22. Схема диодного детектора с подключенным к нему фильтром

Рис. 16.21. Нелинейные искажения в детекторе вследствие неравенства сопротивлений нагрузки детектора постоянному и переменному токам

Отсечка постоянной составляющей тока происходит вследствие за-пираания диода. Это явление можно проиллюстрировать, рассмотрев схему детектора с последовательным включением диода, показанную на рис. 16.22.

Пусть в этой схеме $R = 1 \text{ МОм}$; $R_{\phi} = 2 \text{ МОм}$. Будем считать, что при $U_{m0} = 3 \text{ В}$ $U_{\text{ср}}$ также равно 3 В. До такого напряжения, неиз-менного в пределах периода модулирующего сигнала, заряжен конден-сатор фильтра. Наименьшее постоянное напряжение на нагрузке по-лучается за счет деления напряжения $U_{\text{ср}}$ между сопротивлениями R_{ϕ} и R :

$$U_{\text{min}} = [R/(R + R_{\phi})] U_{\text{ср}} = [1/(1 + 2)] \cdot 3 = 1 \text{ В}.$$

Следовательно, при $U_m < 1 \text{ В}$ диод запирается.

Для уменьшения искажений нужно уменьшить коэффициент деле-ния напряжения $U_{\text{ср}}$, обеспечив выполнение неравенства

$$[R/(R + R_{\phi})] \ll 1.$$

Обычно сопротивления R и R_{ϕ} выбираются такими, что

$$R/(R + R_{\phi}) \leq 1 - m_{\text{max}}. \quad (16.18)$$

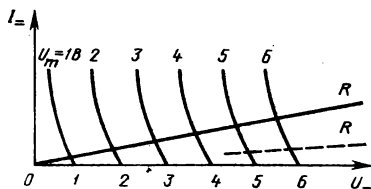
Например, если $m_{\text{max}} = 0,9$, то $R/(R + R_{\phi}) < 0,1$. Другими сло-вами, если R_{ϕ} в 10 раз больше, чем R , то искажений не будет, если $m_{\text{max}} < 0,9$.

Искажения из-за неравенства сопротивлений более опасны, нежели искажения вследствие инерционности нагрузки, так как они возмож-ны на всех частотах модулирующего сигнала, тогда как искажения вследствие инерционности возможны лишь на высоких частотах моду-лирующего сигнала.

16.9. ИСКАЖЕНИЯ ВСЛЕДСТВИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИОДА

Для уменьшения влияния нелинейности характеристики диода на детектор подают напряжение большой амплитуды и используют большие сопротивления нагрузки. Из рис. 16.23 видно, что при больших сопротивлениях нагрузки нелинейность характеристик выпрямления

Рис. 16.23. Характеристики выпрямления и линия нагрузки



несущественна. В самом деле, линия нагрузки пересекает характеристики выпрямления вблизи оси абсцисс в точках, для которых выпрямленные напряжения близки к значениям амплитуды входного напряжения.

16.10. ОДНОВРЕМЕННОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ДВУХ НАПРЯЖЕНИЙ С РАЗЛИЧНЫМИ НЕСУЩИМИ ЧАСТОТАМИ

Часто напряжение на входе детектора является суммой двух напряжений с различными несущими частотами:

$$u_{вх} = U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t,$$

где одно из слагаемых — полезный сигнал, а второе — сигнал мешающей станции. Детектор может считаться безынерционным, если для частоты биений $(\omega_2 - \omega_1)$ выполняется условие $1/|(\omega_2 - \omega_1)| \gg RC$. Тогда напряжение на выходе детектора зависит от мгновенного значения амплитуды суммарного колебания на входе детектора:

$$U_m = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1}U_{m2} \cos(\omega_2 - \omega_1)t}.$$

При линейном безынерционном детектировании напряжение на выходе совпадает с огибающей колебания на входе.

Результирующая кривая биений всегда асимметрична (рис. 16.24). Это легко видно из векторной диаграммы для суммарного колебания, построенной для $U_{m1} > U_{m2}$.

На диаграмме вектор U_{m2} вращается вокруг точки O_1 с постоянной угловой скоростью, равной $\omega_2 - \omega_1$, причем суммарный вектор U_m больше U_{m1} , когда конец результирующего вектора движется по дуге ABC , и меньше U_{m1} , когда его конец проходит дугу CDA . Ввиду того что дуга ABC больше дуги CDA , а скорость вра-

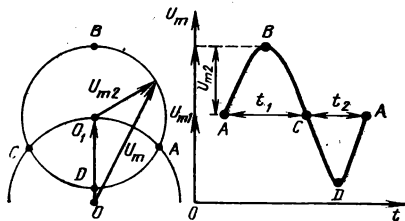


Рис. 16.24. Биения двух гармонических колебаний

щения постоянна, суммарный вектор U_m превышает U_{m1} по длине в течение большей части t_1 периода биений и меньше U_{m1} в течение меньшей части периода t_2 .

Если бы кривая биений была симметрична ($t_1 = t_2$), то среднее значение результирующей амплитуды за период биений не отличалось бы от амплитуды большего из колебаний и наличие второго колебания с меньшей амплитудой не вызвало бы никакого приращения постоянной составляющей выпрямленного напряжения.

Однако из-за асимметрии биений среднее значение результирующей амплитуды несколько превышает большую амплитуду U_{m1} , но это превышение значительно меньше амплитуды U_{m2} , причем относительное приращение выпрямленного напряжения $\Delta U_-/U_{m2}$ тем меньше, чем меньше отношение $h = U_{m2}/U_{m1}$.

Если напряжение с амплитудой U_{m1} является помехой, а напряжение с амплитудой U_{m2} — полезным сигналом, то наличие помехи приводит к уменьшению сигнала на выходе детектора. Другими словами, при детектировании имеет место подавление сигнала помехой, тем большее, чем меньше отношение сигнал-помеха на входе. Подавление сигнала помехой при детектировании не является свойством детектора. Детектор лишь выявляет это.

Рассмотрим количественно детектирование двух высокочастотных колебаний при произвольной форме детекторной характеристики, когда одно из колебаний много меньше другого [31—33].

Пусть детектор безынерционен и его характеристика, которая может быть линейной, квадратичной, экспоненциальной и т. д., имеет вид $U_- = f(U_m)$. Пусть также

$$\begin{aligned} U_m &= U_{m1} \sqrt{1 + 2(U_{m2}/U_{m1}) \cos \omega_0 t + (U_{m2}/U_{m1})^2} = \\ &= U_{m1} \sqrt{1 + 2h \cos \omega_0 t + h^2}, \end{aligned}$$

где $h = U_{m2}/U_{m1}$ — отношение слабого сигнала к сильному (отношение слабого сигнала к сильной помехе).

Если $h \ll 1$, то

$$\begin{aligned} U_m &= U_{m1} \left[1 + h \cos \omega_0 t + \frac{h^2}{2} - \frac{1}{8} (4h^2 \cos^2 \omega_0 t + 4h^3 \cos \omega_0 t + h^4) \right] \approx \\ &\approx U_{m1} \left(1 + h \cos \omega_0 t + \frac{h^2}{4} - \frac{h^2}{4} \cos 2\omega_0 t \right). \end{aligned}$$

Введем обозначение

$$U_m = U_{m1} + \Delta U_m,$$

где

$$\Delta U_m = U_{m1} \left(h \cos \omega_0 t + \frac{h^2}{4} - \frac{h^2}{4} \cos 2\omega_0 t \right).$$

Тогда

$$\begin{aligned} U_- = f(U_m) &= f(U_{m1} + \Delta U_m) \approx f(U_{m1}) + \\ &+ f'(U_{m1}) \Delta U_m + \frac{1}{2} f''(U_{m1}) \Delta U_m^2, \end{aligned} \quad (16.19)$$

или

$$U_{-} = f(U_{m1}) + f'(U_{m1}) U_{m1} \left(h \cos \omega_6 t + \frac{h^2}{4} - \frac{h^2}{4} \cos 2\omega_6 t \right) + \\ + \frac{1}{2} f''(U_{m1}) U_{m1}^2 \left(h \cos \omega_6 t + \frac{h^2}{4} - \frac{h^2}{4} \cos 2\omega_6 t \right)^2.$$

Таким образом, при произвольной характеристике на выходе безынерционного детектора действует напряжение с частотой биений

$$u_6 \approx f'(U_{m1}) U_{m2} \cos \omega_6 t. \quad (16.20)$$

При линейном детектировании напряжение на выходе равно

$U_{-} = K_d U_m$. При $K_d = 1$ $U_{-} = U_m$ и $f'(U_m) = 1$. Следовательно в этом случае напряжение с частотой биений

$$u_6 = U_{m2} \cos \omega_6 t. \quad (16.21)$$

При квадратичном детектировании $U_{-} = k U_m^2$. При $k = 1$ $U_{-} = U_m^2$ и $f'(U_{m1}) = 2 U_{m1}$.

Напряжение с частотой биений

$$u_6 = 2 U_{m1} U_{m2} \cos \omega_6 t. \quad (16.22)$$

Исключая биения из постоянной составляющей выходного напряжения, получаем

$$U_{-} = f(U_{m1}) + f'(U_{m1}) U_{m1} \frac{h^2}{4} + \frac{1}{2} f''(U_{m1}) U_{m1}^2 \frac{h^2}{2} = f(U_{m1}) + \\ + \frac{1}{4} [f'(U_{m1}) U_{m1} + f''(U_{m1}) U_{m1}^2] \left(\frac{U_{m2}}{U_{m1}} \right)^2.$$

Пусть:

$$U_{m1} = U_{m10}; \quad U_{m2} = U_{m20} (1 + m_2 \cos \Omega_2 t); \quad m_2 \ll 1.$$

В этом случае:

$$U_{-} = f(U_{m10}) + \frac{1}{4} [f'(U_{m10}) U_{m10} + f''(U_{m10}) U_{m10}^2] \times \\ \times \frac{U_{m20}^2 (1 + 2m_2 \cos \Omega_2 t + m_2^2 \cos^2 \Omega_2 t)}{U_{m10}^2}; \\ u_{\Omega 2} = \frac{1}{2} \left[f'(U_{m10}) \frac{1}{U_{m10}} + f''(U_{m10}) \right] U_{m20}^2 m_2 \cos \Omega_2 t. \quad (16.23)$$

Из (16.23) видно, что любой безынерционный детектор является квадратичным по отношению к сигналу, слабому по сравнению с помехой.

Пример. Пусть имеется линейный детектор с коэффициентом передачи $K_d = 1$.

В этом случае:

$$U_{-} = f(U_m) = U_m; \quad f'(U_m) = 1; \quad f''(U_m) = 0;$$

$$U_{m\Omega 2} = \frac{1}{2} \frac{m_2}{U_{m10}} U_{m20}^2 = \frac{1}{2} h m_2 U_{m20}.$$

Следовательно, в линейном детекторе имеют место квадратичная зависимость выходного напряжения от амплитуды сигнала и подавление сигнала помехой.

Пример. Пусть имеется квадратичный детектор с характеристикой

$$U = U_m^2.$$

В этом случае:

$$f'(U_{m10}) = 2U_{m10}; \quad f''(U_{m10}) = 2;$$

$$u_{\Omega 2} = 2U_{m20}^2 m_2 \cos \Omega_2 t.$$

Следовательно, при квадратичном детектировании, так же как и при линейном, зависимость выходного напряжения от амплитуды сигнала является квадратичной. Однако в данном случае подавления сигнала помехой нет, так как амплитуда сигнала на выходе не зависит от амплитуды помехи на входе.

16.11. ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ-ПОМЕХА НА ВЫХОДЕ ДЕТЕКТОРА

Покажем, что при слабом сигнале отношение сигнал-помеха на выходе детектора $h_{\text{вых}}$ пропорционально квадрату отношения сигнал-помеха на входе $h_{\text{вх}}$. И это имеет место как при линейном, так и при квадратичном детектировании.

Согласно (16.19) для линейного детектора низкочастотная составляющая помехи равна

$$U_{m\Omega 1} = m_1 U_{m10}.$$

В случае квадратичного детектирования

$$U_{m\Omega 1} = 2m_1 U_{m10}^2.$$

Отсюда следует, что отношение сигнал-помеха на выходе детектора при малом отношении на входе для линейного детектора

$$\frac{U_{m\Omega 2}}{U_{m\Omega 1}} = \frac{1}{2} \frac{m_2}{m_1} \frac{U_{m20}^2}{U_{m10}^2} \quad (16.24)$$

или

$$h_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \frac{m_2}{m_1} h_{\text{вх}}^2. \quad (16.25)$$

для квадратичного детектора

$$\frac{U_{m\Omega 2}}{U_{m\Omega 1}} = \frac{m_2}{m_1} \frac{U_{m20}^2}{U_{m10}^2} \quad (16.26)$$

или

$$h_{\text{вых}} = \frac{m_2}{m_1} h_{\text{вх}}^2. \quad (16.27)$$

Следовательно, хотя $h_{\text{вых}}$ при квадратичном детектировании в два раза больше, чем при линейном, однако в обоих случаях при слабом сигнале $h_{\text{вых}}$ значительно меньше, чем $h_{\text{вх}}$.

До сих пор предполагалось, что амплитуды обоих детектируемых напряжений сильно различаются. При этом получается большое подавление слабого сигнала сильным.

На практике в ряде случаев детектируемые напряжения могут быть соизмеримыми. Для произвольного отношения амплитуд сигнала и помехи на входе линейного детектора справедливо следующее соотношение между сигналами и помехами на входе и выходе [31, 33]:

$$h_{\text{вых}} = \frac{m_2}{m_1} \frac{h_{\text{вх}}^2}{\sqrt{1+h_{\text{вх}}^2}} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{1}{1+h_{\text{вх}}^2} + \frac{3}{4} \frac{h_{\text{вх}}^2}{(1+h_{\text{вх}}^2)^2} \right).$$

16.12. АМПЛИТУДНОЕ ОГРАНИЧЕНИЕ

Мы рассмотрели детектирование АМ колебаний. Прежде чем приступить к изучению детектирования ЧМ колебаний, необходимо рассмотреть принципы амплитудного ограничения, используемого при детектировании ЧМ колебаний, а также применяемого во многих радиоэлектронных устройствах.

Частотный детектор должен реагировать только на изменение мгновенной частоты. Поэтому подавление амплитудной модуляции и изменение амплитуды вследствие действия помех должны осуществляться либо в нем самом, либо с помощью амплитудного ограничителя, включаемого перед ним.

Амплитудная модуляция может возникать в результате:

а) возникновения паразитной амплитудной модуляции в передатчике;

б) прохождения колебания через каскады резонансных усилителей в передатчике и приемнике, усиление которых в пределах полосы пропускания всегда неравномерно.

На рис. 16.25 показана амплитудная модуляция, возникающая при прохождении ЧМ колебаний через колебательные цепи, с неравномерностью усиления в пределах полосы пропускания 3 дБ. Видно, что частота амплитудной модуляции в два раза выше, чем вызывающая ее модулирующая частота ЧМ сигнала.

Диодное ограничение. Применяют два вида диодного ограничения: последовательное и параллельное. Принцип одностороннего последовательного ограничения иллюстрируется рис. 16.26, а параллельного — рис. 16.27.

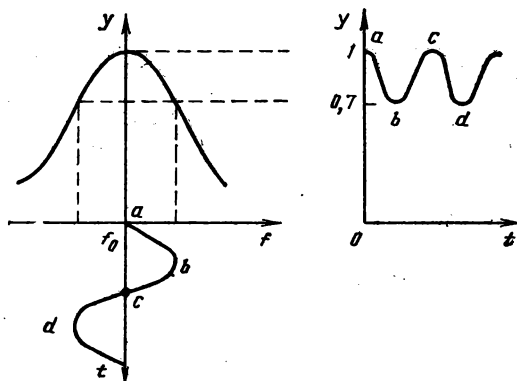


Рис. 16.25. Амплитудная модуляция, возникающая при прохождении ЧМ колебания через резонансные цепи

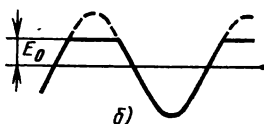
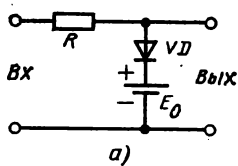


Рис. 16.26. Последовательное диодное ограничение:

а — схема ограничителя;
б — переменное напряжение на выходе

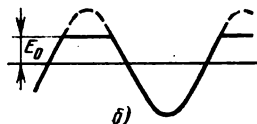
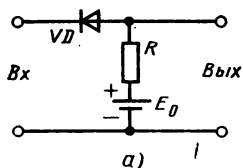


Рис. 16.27. Параллельное диодное ограничение:

а — схема ограничителя;
б — переменное напряжение на выходе

Двустороннее ограничение можно осуществить с помощью кремниевых диодов в схеме параллельного ограничения (рис. 16.28).

Уровни ограничения в этой схеме равны пороговым напряжениям диодов (0,5—0,6 В). Для увеличения уровня ограничения вдвое можно включить последовательно по два диода в каждом плече. Двустороннее ограничение с порогом ограничения в несколько вольт можно осуществить, включая навстречу два стабилитрона, как показано на рис. 16.29, а. Уровни ограничения в данной схеме равны напряжению зернового пробоя — напряжению стабилизации каждого из диодов.

Динамическое ограничение. Еще один тип ограничителя показан на рис. 16.30. Это схема динамического ограничения.

Принцип действия схемы состоит в том, что вследствие инерционности последовательного диодного детектора, подключенного парал-

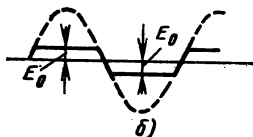
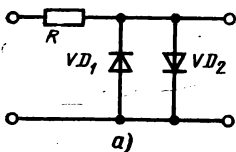


Рис. 16.28. Двусторонний диодный ограничитель:

а — схема ограничителя;
б — напряжения на выходе

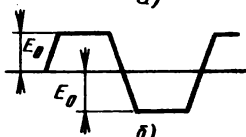
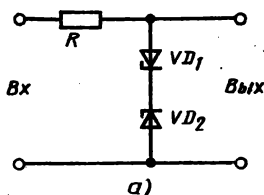
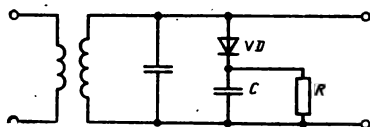


Рис. 16.29. Двусторонний диодный ограничитель с двумя стабилитронами, включенными навстречу

Рис. 16.30. Схема динамического амплитудного ограничителя



тельно к колебательному контуру, входное сопротивление детектора изменяется с изменением амплитуды напряжения на контуре, увеличивая затухание контура при увеличении амплитуды и обеспечивая возрастание добротности контура в противном случае. Среднее значение входного сопротивления детектора должно быть сравнимо с эквивалентным сопротивлением контура. Напряжение на нагрузке инерционного детектора не успевает следить за быстрыми изменениями амплитуды. Поэтому быстрые изменения амплитуды в сторону увеличения подавляются из-за увеличения угла отсечки тока диода (при этом входное сопротивление детектора уменьшается). При быстрых изменениях амплитуды в сторону ее уменьшения диод запирается и входное сопротивление детектора становится равным бесконечности (при этом детектор совсем не шунтирует колебательный контур).

Ограничитель должен «срезать» не только амплитудную паразитную модуляцию, но и выбросы, вызываемые шумами и импульсными помехами. Длительность импульсов помех $\tau \geq 1 / \Delta f$, где Δf — полоса усилителя промежуточной частоты. При обычной полосе пропускания усилителя промежуточной частоты приемника ЧМ сигнала $\Delta f = 200—250$ кГц длительность импульсов помех 4—5 мкс.

Помеха создает с сигналом биения и может вызвать как увеличение, так и уменьшение амплитуды результирующих колебаний. Поэтому необходимо, чтобы ограничение наступало уже при достаточно малых амплитудах сигнала (рис. 16.31, а).

На рис. 16.31, б приведены амплитудные характеристики ограничителя. Наилучшей из них является характеристика 2. Амплитуда входного сигнала в отсутствие помех и искажений U_{m0} должна располагаться правее порога ограничения с достаточным запасом для эффективного ограничения как при увеличении, так и при уменьшении амплитуды. Характеристики ограничителей, приведенные на рис. 16.31, б, являются статическими.

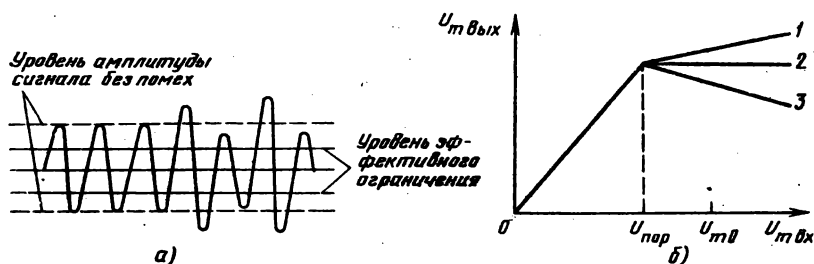


Рис. 16.31. Амплитудное ограничение:

а — выбор уровня ограничения; б — статические амплитудные характеристики ограничителя

Оба типа ограничения можно осуществить не только с помощью диодов, но с помощью транзисторов. Для ограничения снизу следует выбирать режим при малом токе начального смещения, а для ограничения сверху — при малом коллекторном напряжении.

16.13. ЧАСТОТНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Частотное детектирование применяется для получения на выходе детектора постоянного или изменяющегося напряжения, величина которого определяется мгновенной частотой входного колебания.

Частотное детектирование применяется для детектирования ЧМ колебаний, в системах автоматической подстройки частоты генераторов и т. п.

Для осуществления частотного детектирования используется зависимость амплитуды или фазы напряжения на колебательном контуре от частоты колебаний.

Частотные детекторы, использующие зависимость амплитуды от частоты. Предположим, что ЧМ колебание подано на вход резонансного усилителя, контур которого расстроен относительно средней частоты подаваемого колебания так, что для средней частоты напряжение на выходе примерно в два раза меньше напряжения при резонансе. Пусть добротность контура такова, что спектр ЧМ колебания не выходит за пределы линейного участка склона резонансной характеристики. В этом случае выходное напряжение усилителя окажется промодулированным по амплитуде (рис. 16.32). Подав это напряжение на амплитудный детектор, получим на его выходе напряжение с частотой модулирующего сигнала.

Недостатком такого простейшего частотного детектора с одним колебательным контуром является наличие нелинейных искажений вслед-



Рис. 16.32

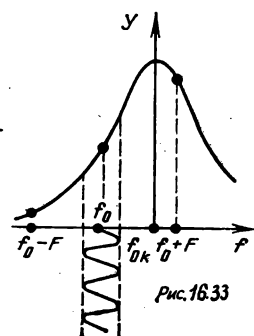
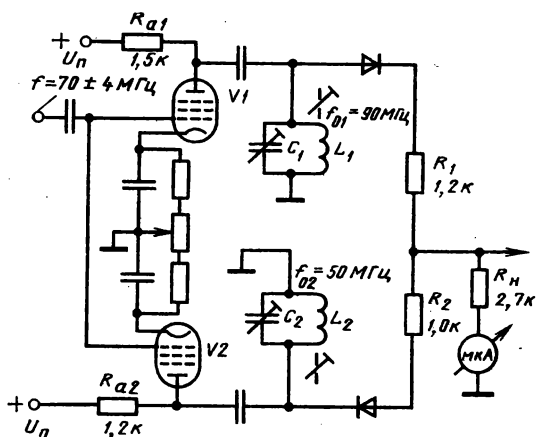


Рис. 16.33

Рис. 16.32. Использование расстроенного колебательного контура для преобразования ЧМ колебания в АМ колебание

Рис. 16.33. Расположение составляющих спектра несущей и боковых частот относительно резонансной кривой расстроенного колебательного контура при малом индексе модуляции, но высокой модулирующей частоте

Рис. 16.34. Частотный дискриминатор с расстроенными контурами



ствие нелинейности резонансной характеристики колебательного контура. Кроме того, выходное напряжение успевает следить за изменениями сопротивления колебательного контура лишь при медленном изменении частоты. При быстром изменении частоты возникают переходные процессы, также вызывающие искажения, которые можно проиллюстрировать следующим примером.

Пусть ЧМ колебание имеет малый индекс модуляции и изменение частоты не выходит за пределы линейного участка склона резонансной кривой, как показано на рис. 16.33, но частота модулирующего сигнала велика. Тогда спектр ЧМ колебания, состоящий из несущей и двух боковых составляющих, не укладывается в пределы линейного участка характеристики.

В этом случае на выходе усилителя с резонансной кривой (см. рис. 16.33) фактически имеются только составляющие несущей и верхней боковой частот, а составляющая нижней боковой частоты практически отсутствует. Очевидно, что огибающая несущей и верхней боковой частот является огибающей биений. Биения, как было показано в § 16.10, по форме отличаются от синусоиды. Для отсутствия искажений необходимо, чтобы в пределах линейного участка склона резонансной кривой лежали не только изменения частоты, но и все существенные по амплитуде составляющие спектра ЧМ колебания.

Дискриминатор с расстроенными контурами. На рис. 16.34 показана схема частотного дискриминатора с расстроенными контурами, применяемого в радиорелейных линиях.

Напряжение на выходе дискриминатора является разностью напряжений на колебательных контурах L_1C_1 и L_2C_2 :

$$|U_1| - |U_2| = |Z_1| |I_{a1}| - |Z_2| |I_{a2}|.$$

Частотная характеристика дискриминатора может быть получена вычитанием резонансных кривых, сдвинутых относительно друг друга (рис. 16.35).

Частотные детекторы, использующие зависимость фазового сдвига от частоты. Фазочастотный дискриминатор. Схема фазочастотного

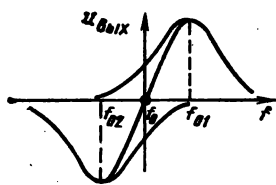


Рис. 16.35. Зависимость выходного напряжения от частоты в дискриминаторе с расстроенными контурами

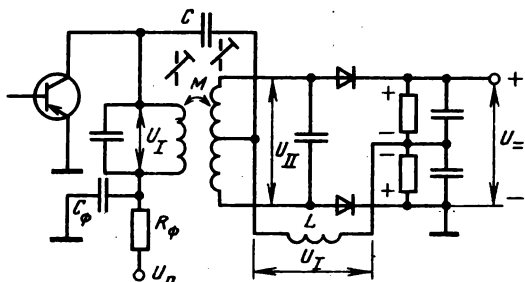


Рис. 16.36. Схема фазочастотного дискриминатора

дискриминатора показана на рис. 16.36. Напряжение высокой частоты на каждом из диодов равно векторной сумме напряжения на первом контуре и напряжения на соответствующей половине катушки второго контура. На векторной диаграмме, приведенной на рис. 16.37, показано сложение этих напряжений при резонансной частоте.

Докажем, что при резонансной частоте напряжение на втором контуре U_{II} сдвинуто на 90° относительно напряжения на первом контуре U_I .

Ток в индуктивности первого контура I_{L1} отстает на 90° по отношению к U_I (рис. 16.38). ЭДС E_{II} , наводимая этим током во втором контуре, отстает на 90° от тока I_{L1} , а напряжение на втором контуре U_{II} , возникающее в результате протекания тока во втором контуре I_{II} , сдвинуто относительно этого тока еще на 90° .

При отклонении частоты от резонансной ЭДС E_{II} создает ток I_{II} , сдвинутый по фазе относительно E_{II} , в результате чего угол между U_I и U_{II} становится отличным от 90° в ту или другую сторону. Например, при уменьшении частоты ток I_{II} опережает E_I и векторная диаграмма напряжений и токов имеет вид, показанный на рис. 16.39.

Результат сложения напряжений U_I с половинами напряжения U_{II} при уменьшении частоты показан на рис. 16.40, а, при увеличении — на рис. 16.40, б.

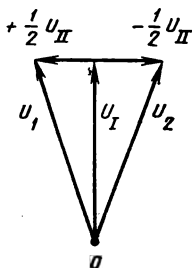


Рис. 16.37. Векторная диаграмма суммарного и разностного напряжений, подаваемых на диоды дискриминатора при резонансе

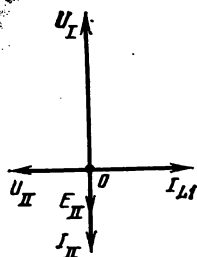


Рис. 16.38. Векторные диаграммы напряжений и токов в контурах дискриминатора при резонансе

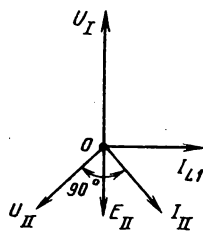


Рис. 16.39. Векторная диаграмма напряжений и токов в контурах дискриминатора при частоте колебаний ниже резонансной

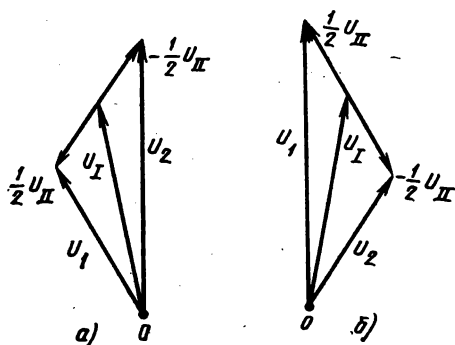


Рис. 16.40. Векторные диаграммы суммарного и разностного напряжений:

а — при частоте ниже резонансной; б — при частоте выше резонансной

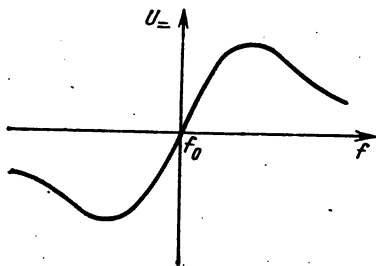


Рис. 16.41. Характеристика дискриминатора — зависимость постоянного выходного напряжения от частоты на входе

Выходное напряжение дискриминатора

$$U_{св} = |U_1| - |U_2| \quad (16.28)$$

изменяется с частотой так, как показано на рис. 16.41.

Максимальная линейность среднего участка характеристики получается при одинаковой добротности обоих контуров (с учетом шунтирующего влияния диодов) и коэффициенте связи между контурами порядка

$$k_{св} \approx 2,5 k_{св.кр} = 2,5 \delta. \quad (16.29)$$

Реальная схема фазочастотного дискриминатора обычно не содержит высокочастотного дросселя, и вместо двух конденсаторов, шунтирующих нагрузки детекторов, включается один. Типичной является схема частотного дискриминатора на рис. 16.42.

Детектор отношений. В приемниках ЧМ колебаний наряду с фазочастотным дискриминатором широко применяется детектор отношений (рис. 16.43). Контуры I и II настроены в резонанс. Коэффициент связи между этими контурами в детекторе отношений меньше $k_{св.кр}$. Обычно берут

$$k_{св} \approx 0,5 k_{св.кр}. \quad (16.30)$$

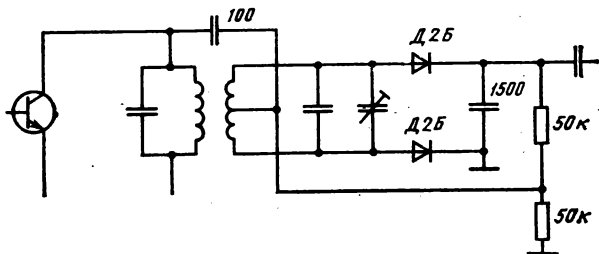


Рис. 16.42. Схема частотного дискриминатора

С катушкой контура *I* связана катушка *III*, не являющаяся составной частью колебательного контура *II*, настроенного в резонанс с контуром *I*. Связь между катушками *I* и *III* очень сильная. Обычно витки катушки *I* наматываются вместе с витками катушки *III*. Напряжение на катушке *III* совпадает с напряжением на контуре *I*.

Собственная добротность второго контура выше, чем у первого контура, примерно в полтора раза. Диоды, подключенные к второму контуру, шунтируют его своими входными сопротивлениями, обеспечивая динамическое амплитудное ограничение высокочастотного колебания (см. § 16.12).

При изменении частоты напряжения U_1 и U_2 на диодах изменяются так же, как и в фазочастотном дискриминаторе, с той лишь разницей, что выпрямленное суммарное напряжение $|U_1| + |U_2|$ не может меняться быстро из-за наличия конденсатора большой емкости C ($C = 2-10$ мкФ), включенного параллельно сопротивлениям нагрузки R_1 и R_2 . При изменении частоты может изменяться только отношение напряжений $|U_1|$ и $|U_2|$. На рис. 16.44 схематически показаны напряжения на емкостях C_1 и C_2 , суммарное и выходное напряжения детектора отношений.

Сопротивления R'_1 и R'_2 включены для улучшения амплитудного ограничения.

Напряжение на выходе детектора отношений равно

$$U_{\text{вых}} = |U_2| - \frac{|U_1| + |U_2|}{2} = \frac{|U_2| - |U_1|}{2}. \quad (16.31)$$

Это напряжение в два раза меньше выходного напряжения фазочастотного дискриминатора. Однако поскольку в дискриминаторе не устраняется амплитудная модуляция, то перед ним приходится помещать каскад ограничения, тогда как детектор отношений в предварительном ограничении не нуждается. Так как каскад амплитудного ограничения имеет коэффициент передачи, значительно меньший, чем каскад усиления, общий коэффициент усиления схемы с детектором отношений выше.

Квадратурный детектор. Структурная схема квадратурного детектора показана на рис. 16.45. Если емкость C взять очень малой (обычно $C = 6,8$ пФ), то можно выполнить условия $X_c \gg Z$, где Z — сопротивление колебательного контура, равное при резонансе эквива-

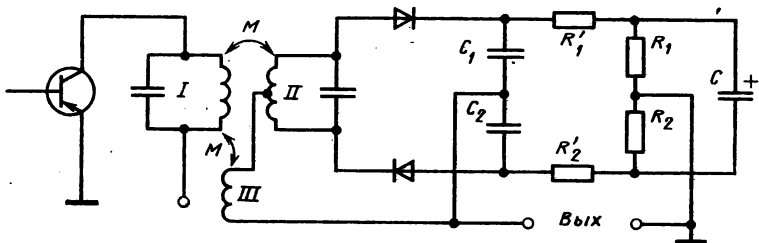


Рис. 16.43. Схема детектора отношений

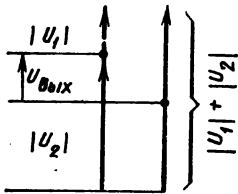


Рис. 16.44. Диаграмма напряжений в детекторе отношений

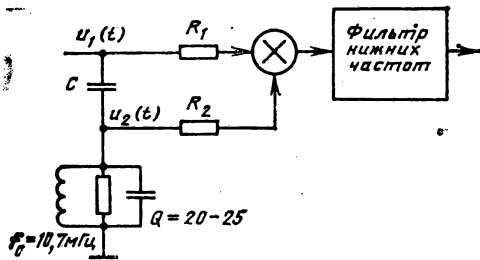


Рис. 16.45. Схема квадратурного детектора

лентному сопротивлению контура $R_{\text{эк}}$. В этом случае ток через емкость C сдвинут на 90° , т. е. находится в квадратуре к напряжению $u_1(t)$. Очевидно, что при резонансе $u_2(t)$ также сдвинуто на 90° относительно $u_1(t)$.

Отклонение частоты от резонансной на величину $\Delta_1 f$ приводит к тому, что напряжение $u_2(t)$ получает дополнительный фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi(t) = \arctg [2Q\Delta_1 f(t)/f_0].$$

При выполнении условия $Q \ll f_0/2\Delta_1 f(t)$

$$\Delta\varphi(t) \approx 2Q\Delta_1 f(t)/f_0. \quad (16.32)$$

Для частотной модуляции

$$\Delta_1 f(t) = \Delta f_m F(t), \quad (16.33)$$

где Δf_m — девиация частоты; $F(t)$ — нормированная функция времени, соответствующая передаваемому сигналу, например $\cos \Omega t$.

Считаем, что $u_1(t) = \cos \varphi(t)$; $u_2(t) = \sin [\varphi(t) + \Delta\varphi(t)]$. Произведение напряжений

$$\begin{aligned} u_1(t) u_2(t) &= \cos \varphi(t) [\sin \varphi(t) \cos \Delta\varphi(t) + \\ &+ \cos \varphi(t) \sin \Delta\varphi(t)] \approx 0,5 \sin 2\varphi(t) + \\ &+ 0,5 \sin \Delta\varphi(t) \cos 2\varphi(t) + 0,5 \sin \Delta\varphi(t). \end{aligned} \quad (16.34)$$

Первые два члена отсеивает фильтр нижних частот. В последнем члене из-за малости $\Delta\varphi(t)$ можем считать синус равным углу. Согласно (16.32) и (16.33) последний член характеризует модулирующее напряжение, что соответствует частотному детектированию.

Квадратурное детектирование широко применяется в современных радиоприемниках. Выпускается много интегральных микросхем для квадратурного детектирования, к которым подключается внешний колебательный контур. В качестве перемножителя используется дифференциальный усилитель. При достаточно больших амплитудах он работает в ключевом режиме. В результате одновременно осуществляется и амплитудное ограничение.

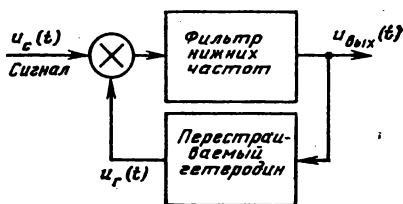


Рис. 16.46. Структурная схема ФАПЧ

ние равно нулю. Отклонение частоты сигнала от частоты гетеродина создает между ними фазовый сдвиг и на выходе появляется напряжение, пропорциональное этому сдвигу. Это было показано при объяснении работы квадратурного детектора.

Напряжение на выходе фильтра нижних частот, управляющее частотой перестраиваемого гетеродина, используется в качестве выходного сигнала — результата частотного детектирования.

16.14. ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР

Фазовым детектором называется устройство, напряжение на выходе которого зависит от разности фаз двух сравниваемых напряжений одной частоты или очень близких частот.

Фазовые детекторы применяются в широком диапазоне частот от нескольких десятков герц до десятков мегагерц. Схема фазового детектора показана на рис. 16.47.

Напряжение на диоде VD_1 равно $U_1 = U_I + U_{II}$, а на диоде VD_2 $U_2 = U_I - U_{II}$.

Напряжение на выходе детектора пропорционально (приблизительно равно) разности модулей напряжений U_1 и U_2 :

$$U_{\text{вых}} \approx |U_1| - |U_2|.$$

Выходное напряжение зависит от разности фаз напряжений U_I и U_{II} . На рис. 16.48, а показана диаграмма напряжений, когда фазовый сдвиг между U_I и U_{II} равен нулю.

Векторная диаграмма напряжений U_1 и U_2 при фазовом сдвиге между U_I и U_{II} , равном 90° , показана на рис. 16.48, б. В этом случае выходное напряжение равно нулю.

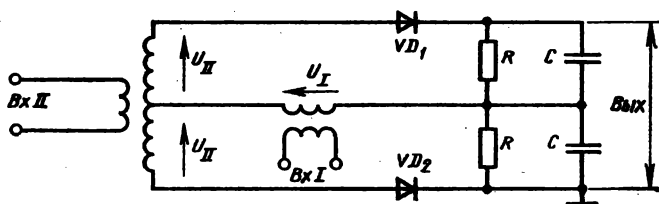


Рис. 16.47. Схема фазового детектора

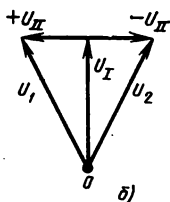
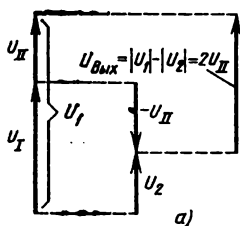


Рис. 16.48. Векторная диаграмма напряжений в фазовом детекторе:

а — при фазовом сдвиге между сравниваемыми напряжениями, равном нулю; б — при фазовом сдвиге, равном 90°

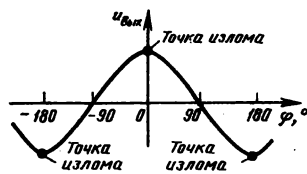


Рис. 16.49. Зависимость выходного напряжения фазового детектора от фазового сдвига между входными напряжениями

Зависимость выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ от фазового сдвига φ между сигнальным и «опорным» напряжениями показана на рис. 16.49. Эта зависимость имеет вид

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= \sqrt{U_I^2 + U_{II}^2 + 2U_I U_{II} \cos \varphi} - \sqrt{U_I^2 + U_{II}^2 - 2U_I U_{II} \cos \varphi} = \\ &= \sqrt{U_I^2 + U_{II}^2} \left(\sqrt{1 + \frac{2U_I U_{II}}{U_I^2 + U_{II}^2} \cos \varphi} - \sqrt{1 - \frac{2U_I U_{II}}{U_I^2 + U_{II}^2} \cos \varphi} \right). \end{aligned} \quad (16.35)$$

Если $U_I = U_{II} = U$, то

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= \sqrt{2} U (\sqrt{1 + \cos \varphi} - \sqrt{1 - \cos \varphi}) = \\ &= 2U \left(\left| \cos \frac{\varphi}{2} \right| - \left| \sin \frac{\varphi}{2} \right| \right). \end{aligned} \quad (16.36)$$

Пусть одно из напряжений U_I , U_{II} меньше другого в несколько раз. Тогда, обозначая меньшее из двух напряжений через U , из (16.35) получаем

$$u_{\text{вых}} \approx 2 U \cos \varphi. \quad (16.37)$$

Фазовый детектор находит многочисленные применения в различных автоматических устройствах.

В качестве фазового детектора можно использовать схему дифференциального усилителя (см. § 10.3), в котором опорное напряжение подается на базу или затвор транзистора, являющегося генератором стабильного тока. Напряжение, фаза которого сравнивается с опорным напряжением, подается на один из дифференциальных входов, а второй дифференциальный вход заземляется либо сравниваемое напряжение подается на оба дифференциальных входа в противофазе.

В § 10.3 было показано, что согласно (10.10) приращение коллекторного тока одного плеча дифференциального усилителя

$$\Delta i_{K1} = (I_0/2) \tanh(u_{\pi}/2U_T),$$

где I_0 — ток генератора стабильного тока; u_d — напряжение на дифференциальном входе относительно земли или разность напряжений на двух дифференциальных входах; U_T — тепловой потенциал транзистора, равный при комнатной температуре примерно 25 мВ.

При $u_d < U_T$:

$$\Delta i_{K1} = (I_0/4) (u_d/U_T); \quad \Delta i_{K2} = -\Delta i_{K1}.$$

Пусть

$$u_d = U_{mд} \cos(\omega t + \varphi); \quad I_0 = I_0 + I_{m0} \cos \omega t.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \Delta i_{K1} &= (1/4 U_T) (I_0 + I_{m0} \cos \omega t) U_{mд} \cos(\omega t + \varphi) = \\ &= (1/4 U_T) (I_0 + I_{m0} \cos \omega t) U_{mд} (\cos \omega t \cos \varphi - \sin \omega t \sin \varphi). \end{aligned}$$

Приращение постоянной составляющей коллекторного тока

$$\Delta i_{K=} = (1/8 U_T) I_{m0} U_{mд} \cos \varphi.$$

Следовательно, дифференциальный усилитель в этом случае выполняет роль фазового детектора. Приращение постоянной составляющей коллекторного тока создает приращение постоянной составляющей коллекторного напряжения, пропорциональное амплитуде сигнала на дифференциальных входах и косинусу сдвига фаз между напряжением сигнала и опорным напряжением, приложенным к входу генератора стабильного тока.

Разность напряжений между коллекторами пропорциональна разности приращения коллекторных токов:

$$\Delta i_{K1} - \Delta i_{K2} = 2\Delta i_{K1} = (1/4 U_T) I_{m0} U_{mд} \cos \varphi.$$

Чтобы убрать высокочастотные составляющие, на выходе применяют фильтр нижних частот. С этой целью достаточно включить конденсатор между коллекторами дифференциального усилителя.

Одновременное фазовое детектирование двух напряжений (сигнала и помехи), теоретическое и экспериментальное, описано в [33]. Рассмотрен случай, когда помеха действует в обоих каналах и в одном из каналов фазового детектора. В последнем случае для улучшения отношения сигнал-шум желательно значительно повышать напряжение канала фазового детектора, где помеха отсутствует, по отношению к напряжению канала с помехой.

16.15. СИНХРОННОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Синхронным детектированием называется амплитудное детектирование высокочастотных (или низкочастотных) колебаний при одновременной подаче на детектор напряжения сигнала и опорного напряжения, совпадающих по частоте и фазе.

В § 16.10 рассматривалось одновременное детектирование двух напряжений. Было показано, что сильная помеха подавляет слабый сигнал. Применение синхронного детектирования позволяет добиться того, чтобы подавления сигнала помехой не было. При синхронном

детектировании не сигнал, а помеха является меньшим напряжением, амплитуда которого равна амплитуде биений. Так как при синхронном детектировании амплитуда помехи на выходе равна амплитуде помехи на входе, а полезная модуляция сигнала не подавляется, отношение сигнал-помеха на выходе синхронного детектора равно отношению сигнал-помеха на его входе.

При синхронном детектировании выделение сигнала из помехи производится в основном после детектора. Выделяются постоянное напряжение или посылки постоянного тока, имеющие большую длительность, либо переменное напряжение с частотой модулирующего сигнала. В любом из этих случаев на выходе детектора помещается узкополосный фильтр или, что то же самое, производится длительное накопление сигнала после детектирования.

Без синхронного детектора такое накопление при сильной помехе неэффективно. Можно показать, что при синхронном детектировании (или при сильном сигнале) отношение сигнал-помеха по напряжению на выходе приемника в результате накопления увеличивается в число раз, пропорциональное величине $\sqrt{\Delta f / \Delta F}$, где Δf — полоса до детектора; ΔF — полоса после детектора. При приеме слабого сигнала без синхронного детектирования улучшение пропорционально величине

$\sqrt[4]{\Delta f / \Delta F}$. Например, при $\Delta f = 10^5$ и $\Delta F = 10^{-1}$ в первом случае увеличение отношения сигнал-помеха равно 10^3 , а во втором — 30. Следовательно, в данном случае синхронное детектирование позволяет увеличить отношение сигнал-помеха по напряжению на выходе в 30 раз.

Главная трудность при синхронном детектировании заключается в получении синхронного с сигналом опорного напряжения. Обычно точное значение частоты сигнала неизвестно и напряжение, синхронное с сигналом, выделяется с помощью ФАПЧ.

Система ФАПЧ также подвержена влиянию помех, но применение синхронного детектора с такой системой все же обеспечивает выигрыш в отношении сигнал-помеха, поскольку систему ФАПЧ можно сделать значительно более узкополосной, чем канал приема полезной информации.

Синхронное детектирование в принципе можно осуществить, используя обычный амплитудный детектор, но лучше применять фазовый детектор или одну из его модификаций, так как в отсутствие сигнала на входе напряжение на выходе фазового детектора также отсутствует. Наиболее часто применяют фазовый детектор с дифференциальным усилителем, описанный в предыдущем параграфе.

При синхронном детектировании всегда выполняется условие $u_{\pi} \ll U_T$, поэтому с высокой степенью точности

$$\Delta i_{K1} = (I_0/4) (u_{\pi}/U_T).$$

Синхронное детектирование можно осуществлять при двух режимах изменения тока в генераторе стабильного тока: гармоническом и коммутационном. Конечно, в обоих случаях синхронное опорное напряжение в каждом плече дифференциального усилителя во много раз должно превышать напряжения сигнала и помехи.

В синхронном детекторе напряжения сигнала и помехи до детектирования умножаются на синхронное напряжение синусоидальной или прямоугольной формы. На выходе синхронного детектора всегда ставится фильтр нижних частот, отсеивающий все высокочастотные колебания.

Глава 17

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

17.1. ПРИНЦИП ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ

Модулированное (или немодулированное) колебание можно преобразовать в колебание другой частоты переносом его спектра таким образом, что амплитудные и фазовые соотношения между составляющими спектра сохраняются.

Для преобразования частоты требуется вспомогательное напряжение, для получения которого используют маломощный генератор гармонических колебаний, называемый гетеродином.

Операция переноса спектра реализуется перемножением преобразуемого и гетеродинного колебаний различными способами. В частности, можно осуществить преобразование частоты следующими способами:

1) создать биения двух напряжений и подать их на нелинейный элемент — диод, триод или любое другое устройство с нелинейной характеристикой для того, чтобы выделить из выходного напряжения составляющие суммарной или разностной частоты;

2) подать преобразуемое сигнальное колебание на элемент, коэффициент передачи которого изменяется под воздействием гетеродинного напряжения, и выделить из выходного колебания составляющие суммарной или разностной частоты.

Второй способ преобразования можно осуществить, подавая например, сигнальное и гетеродинное напряжения на разные сетки лампы или затворы полевого транзистора с двумя затворами. Преобразование частоты можно также реализовать, подавая сигнальное напряжение на входы дифференциального усилителя, а гетеродинное — на вход генератора стабильного тока. В этом случае крутизна транзистора изменяется под действием гетеродинного напряжения.

Впрочем, эти способы трудно четко разграничить. В самом деле, в то время, как подача сигнального и гетеродинного напряжений на один и тот же электрод соответствует первому способу, процесс преобразования можно рассматривать как реализацию второго способа, поскольку в этом случае под действием гетеродинного напряжения меняется коэффициент передачи.

Покажем, что, изменяя коэффициент передачи или крутизну с частотой гетеродинного напряжения, можно осуществить преобразование

частоты. Пусть крутизна является функцией времени и изменяется с частотой гетеродинного напряжения

$$S(t) = S_0 + S_{m1} \cos \omega_1 t. \quad (17.1)$$

В данном выражении нет членов, являющихся гармониками гетеродинного напряжения. Это намеренно допускаемая идеализация, хотя на практике трудно получить чисто синусоидальное изменение крутизны даже при строго синусоидальном напряжении гетеродина.

При подаче напряжения сигнала

$$u_c = U_{mc} \cos \omega_c t$$

переменная составляющая выходного тока

$$i_{\text{вых}} = S(t) u_c = (S_0 + S_{m1} \cos \omega_r t) U_{mc} \cos \omega_c t.$$

Последнее выражение можно представить в следующем виде:

$$i_{\text{вых}} = S_0 U_{mc} \cos \omega_c t + 0,5 S_{m1} U_{mc} \times \\ \times \cos (\omega_r - \omega_c) t + 0,5 S_{m1} U_{mc} \cos (\omega_r + \omega_c) t. \quad (17.2)$$

Пусть колебательный контур, включенный на выходе преобразователя, настроен, например, на разностную частоту f_{Π} , называемую промежуточной:

$$f_{\Pi} = f_s - f_c, \quad (17.3)$$

или

$$f_{\Pi} = f_c - f_r. \quad (17.4)$$

Тогда напряжение на этом контуре будет пропорционально слагаемому разностной частоты в (17.2).

Преобразуемое колебание может состоять из нескольких составляющих. Например, кроме несущего колебания частоты f_{c0} оно может содержать верхнюю и нижнюю боковые составляющие с частотами $f_{c,v}$ и $f_{c,n}$ соответственно. Тогда после преобразования получим простое смещение всех трех составляющих вдоль оси частот, если частота гетеродина ниже частоты сигнала. Если частота гетеродина выше частоты сигнала, то кроме смещения спектра происходит его обращение относительно частоты несущей, потому что более высокой частоте сигнала соответствует более низкая разностная частота. Во многих случаях это не имеет какого-либо значения. Однако если используется только одна из боковых полос, например в телевидении, то с обращением спектра приходится считаться.

При преобразовании частоты крутизна транзистора может не только изменяться по синусоидальному закону, но и содержать более высокие гармоники гетеродинного напряжения:

$$S(t) = S_0 + S_{m1} \cos \omega_r t + S_{m2} \cos 2\omega_r t + \dots \quad (17.5)$$

Для преобразования частоты можно использовать в принципе любую гармонику гетеродинного напряжения. Если для преобразования используется составляющая основной частоты, то наличие гармоник, вообще говоря, нежелательно, так как при этом возрастает влияние по-

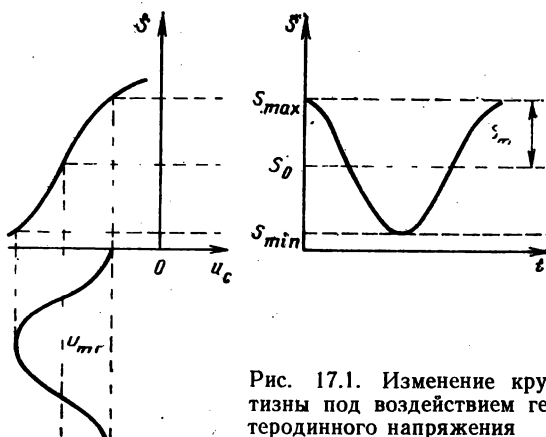


Рис. 17.1. Изменение крутизны под воздействием гетеродинного напряжения

мех вследствие их преобразования на гармониках. Гармоники крутизны появляются при увеличении напряжения гетеродина. Однако одновременно с этим обычно возрастает крутизна преобразования, а главное, она меньше зависит от изменения амплитуды гетеродинного напряжения. Поэтому часто большое напряжение гетеродина предпочитают малому. Например, при подаче на диод вместе с напряжением сигнала достаточно большого гетеродинного напряжения изменение крутизны от 0 до $S_{\max}$ носит характер переключений.

Любой преобразователь может работать либо в режиме, характеризуемом синусоидальным изменением крутизны, либо в режиме переключения крутизны от 0 до $S_{\max}$, либо в режиме, промежуточном между названными.

Отношение амплитуды тока промежуточной частоты на выходе преобразователя к амплитуде напряжения сигнала, приложенного ко входу, называется крутизной преобразования:

$$S_{\text{пр}} = I_{\text{мп}} / U_{\text{мс}}. \quad (17.6)$$

Из выражения (17.2) видно, что

$$S_{\text{пр}} = S_{m1}/2. \quad (17.7)$$

Как следует из рис. 17.1, где приведена зависимость крутизны лампы от напряжения на сетке, на которую подается гетеродинное напряжение, при синусоидальном изменении крутизны значение S_{m1} может быть порядка S_0 , при этом $S_0 \approx S_{\max}/2$, а максимальная крутизна преобразования

$$S_{\text{пр}} = S_{m1}/2 \approx S_{\max}/4. \quad (17.8)$$

При прямоугольном изменении крутизны от 0 до $S_{\max}$

$$S_{\text{пр}} = \frac{1}{2} S_{m1} = \frac{1}{2} \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} S_{\max} \cos \omega_r t d\omega_r t = \frac{1}{\pi} S_{\max}. \quad (17.9)$$

Следовательно, в любом режиме преобразования максимальная крутизна преобразования имеет порядок

$$S_{\text{пр max}} \approx (1/4 \dots 1/\pi) S_{\text{max}} \quad (17.10)$$

и не превышает примерно $S_{\text{max}}/3$.

17.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ТРАНЗИСТОРЕ

Из схемы преобразователя частоты на транзисторе (рис. 17.2) видно, что функции преобразования частоты и генерирования вспомогательного напряжения совмещены в одном транзисторе, в базовую цепь которого вводится преобразуемое напряжение сигнала, а в цепь коллектора

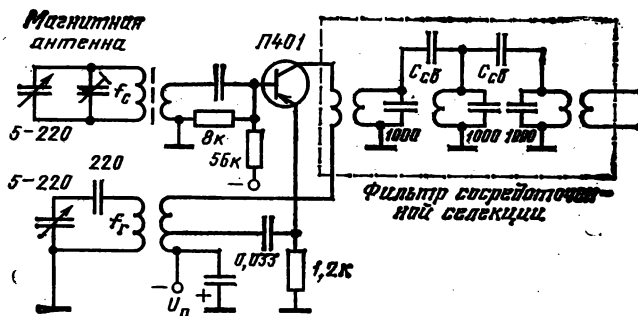


Рис. 17.2. Схема транзисторного преобразователя частоты

включен контур промежуточной частоты. Чтобы такой гетеродин-преобразователь не излучал колебаний гетеродина через антенну приемника и не создавал тем самым помех другим приемникам, иногда с целью развязки между антенной и преобразователем включается резонансный или аперiodический усилитель радиочастоты.

17.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ДВУМЯ ЗАТВОРАМИ

В преобразователе частоты на полевом транзисторе с двумя изолированными затворами, схема которого приведена на рис. 17.3, в отличие от схемы на рис. 17.2, гетеродинное напряжение подается от отдельного гетеродина, т. е. генерируется другим активным прибором.

В литературе преобразователи частоты с отдельным гетеродином часто называют смесителями, понимая под преобразователями лишь преобразователи без отдельного гетеродина, например преобразователь, показанный на рис. 17.2. Конечно, такое различие чисто условно и мало оправданно.

В преобразователе на полевом транзисторе (рис. 17.3) сигнальное напряжение подается на первый, а гетеродинное — на второй затворы. Преимуществом такой схемы является меньшая емкостная связь между контурами сигнала и гетеродина. Эта связь нежелательна: во-первых, она затрудняет настройку контуров; во-вторых, может привести к за-

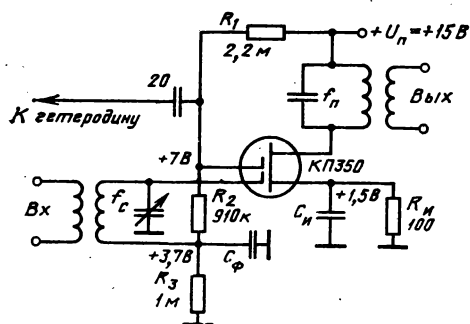


Рис. 17.3. Преобразователь частоты на полевом транзисторе с двумя изолированными затворами

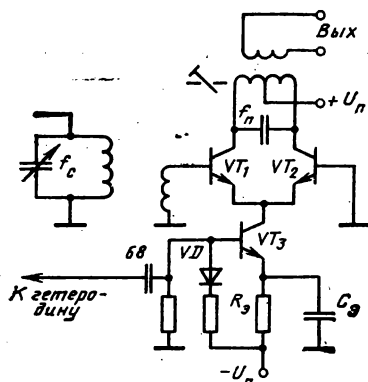
частота настройки гетеродинного контура; $U_{мс}$ — амплитуда напряжения сигнала, создаваемого на контуре гетеродина; $U_{мг}$ — амплитуда генерируемого гетеродином напряжения на контуре. Для отсутствия захвата частоты гетеродина сигналом необходимо выполнить условие

$$\Delta f/f_r = U_{mc}/U_{mr} < f_{mp}/f_r. \quad (17.12)$$

Очевидно, что это условие тем труднее выполнить, чем выше частота сигнала, а следовательно, и гетеродина, а также чем ниже промежуточная частота.

17.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Для преобразования частоты необходимо перемножение напряжений сигнала и гетеродина. Удобным перемножителем двух напряжений является дифференциальный усилитель по схеме фазоинвертора. На его вход (рис. 17.4) подается напряжение сигнала. Напряжение гетеродина подается на базу транзистора-генератора стабильного тока. Точки



подключений напряжений сигнала и гетеродина можно поменять местами.

Преобразователи на дифференциальном усилителе выпускаются в виде микросхем, например микросхема 219ПС1 (А, Б) является преобразователем (смесителем) частоты.

Рис. 17.4. Преобразователь частоты на дифференциальном усилителе

17.5. КРИСТАЛЛИЧЕСКИЕ СМЕСИТЕЛИ

В радиолокационных станциях, работающих в сантиметровом диапазоне, используют кристаллические смесители (рис. 17.5), имеющие по сравнению с ламповыми смесителями меньший уровень шума.

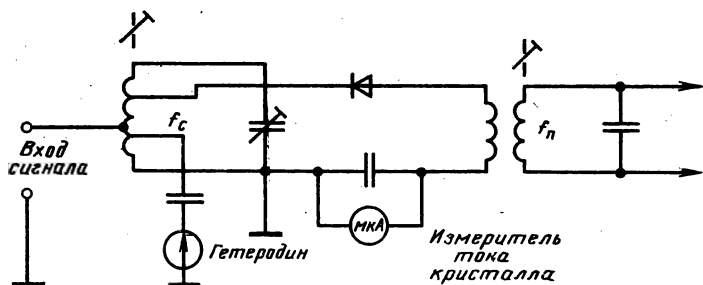


Рис. 17.5. Схема кристаллического смесителя частоты

Для того чтобы уменьшить влияние шумов, часто применяют балансную схему кристаллического смесителя (рис. 17.6).

В обычной схеме смесителя шумы гетеродина, проходя через нелинейный элемент (кристаллический диод), преобразуются в промежуточную частоту. В балансной схеме также происходит преобразование шу-

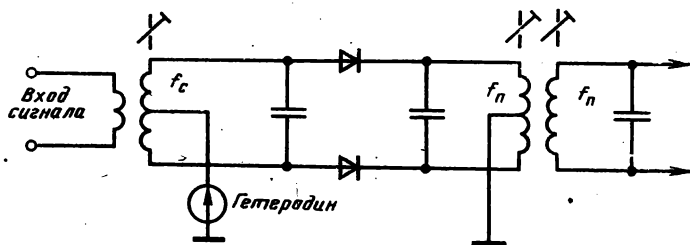


Рис. 17.6. Схема балансного кристаллического смесителя частоты

мов в промежуточную частоту, но вследствие симметрии схемы они вычитаются на выходе смесителя. Что касается составляющих сигнала на промежуточной частоте, то нетрудно убедиться, что они складываются в двух плечах балансной схемы.

17.6. НЕКОТОРЫЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ О ПРЕОБРАЗОВАНИИ ЧАСТОТЫ

Прежде всего следует отметить, что преобразователь частоты сохраняет все соотношения между составляющими. Поэтому преобразователь можно считать внешне линейной системой. К такой системе применим принцип суперпозиции. Свойством внешней линейности преобразователь обладает благодаря тому, что напряжение гетеродина значительно превышает преобразуемые напряжения.

Между детектированием, модуляцией и преобразованием частоты много общего. Каждый из этих процессов можно осуществить, используя, например, дифференциальный усилитель (см. § 10.3, 15.2, 16.15, 17.4).

В иностранной литературе преобразователь частоты часто называют первым детектором, а детектор — вторым детектором.

Преобразование частоты применяется не только в радиоприемных устройствах, но и во многих устройствах для физических исследований. Одним из примеров применения принципа преобразования частоты является генератор колебаний звуковых частот на биениях, описанный в гл. 13.

17.7. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ С ПОМОЩЬЮ НЕЛИНЕЙНОЙ ЕМКОСТИ [34]

Преобразование частоты можно осуществить также изменением реактивного параметра электрической цепи, например емкости. Такие преобразователи называются *параметрическими*. Подавая гетеродинное напряжение на нелинейную емкость, можно добиться того, чтобы она изменялась в такт с частотой гетеродинного напряжения:

$$C(t) = C_0 + C_{m1} \cos \omega_r t, \quad (17.13)$$

где C_0 — среднее значение нелинейной емкости. Как и ранее, гармоники с частотами, кратными частоте гетеродина, учитывать не будем.

По аналогии с (17.7) обозначим

$$C_{\text{нр}} = C_{m1}/2. \quad (17.14)$$

При наличии на нелинейной емкости кроме гетеродинного напряжения еще и напряжения сигнала, равного $u_c = U_{mc} \cos \omega_c t$ и настолько малого, что можно считать емкость не зависящей от сигнального напряжения, заряд на емкости равен

$$q(t) = C(t) U_{mc} \cos \omega_c t = C_0 U_{m0} \cos \omega_c t + C_{\text{нр}} U_{mc} \cos (\omega_r - \omega_c) t + C_{\text{нр}} U_{mc} \cos (\omega_r + \omega_c) t, \quad (17.15)$$

а ток через емкость

$$i(t) = dq/dt = -\omega_c C_0 U_{mc} \sin \omega_c t - (\omega_r - \omega_c) C_{\text{нр}} \sin (\omega_r - \omega_c) t - (\omega_r + \omega_c) C_{\text{нр}} U_{mc} \sin (\omega_r + \omega_c) t.$$

Таким образом, в цепи нелинейной емкости, изменяющейся с частотой гетеродинного напряжения, имеются токи разностной и суммарной частот. Включив последовательно с нелинейной емкостью колебательный контур, настроенный на одну из этих частот, можно выделить напряжение желаемой частоты.

На рис. 17.7 показана схема двухконтурного параметрического смесителя частоты. Входной контур настроен на частоту сигнала. При этом выполняется условие резонанса

$$\omega_c L_c = 1/\omega_c (C_c + C_0). \quad (17.16)$$

Гетеродин в параметрических преобразователях и усилителях называют также генератором накачки.

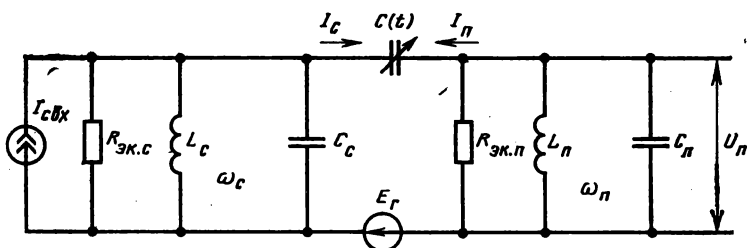


Рис. 17.7. Схема двухконтурного параметрического смесителя

Выходной контур смесителя настраивается либо на суммарную, либо на разностную частоту $\omega_n = |\omega_r \pm \omega_c|$. При этом выполняется условие резонанса

$$\omega_n L_n = 1/\omega_n (C_n + C_0). \quad (17.17)$$

Из (17.16) и (17.17) следует, что среднее значение нелинейной емкости одновременно присутствует в качестве составной части общей емкости во входном и выходном контурах и должно учитываться при настройке этих контуров.

Обычно частоты настройки контуров; ω_c и ω_n сильно отличаются, поэтому все напряжение сигнала, имеющееся на первом контуре, полностью окажется приложенным к нелинейной емкости.

Точно так же и все напряжение промежуточной частоты действует на нелинейной емкости. В силу этого нелинейная емкость осуществляет как прямое преобразование сигнала с частотой ω_c в составляющую тока с частотой ω_n , так и обратное преобразование сигнала с частотой ω_n в составляющую тока с частотой ω_c . Поэтому при настройке выходного контура на частоту $\omega_n = \omega_r + \omega_c$ должны выполняться следующие равенства для комплексных составляющих входного и выходного токов с частотами ω_c и ω_r , проходящих через нелинейную емкость:

$$\begin{aligned} I_c &= j\omega_c C_0 U_c - j\omega_c C_{пр} U_n; \\ I_n &= -j\omega_n C_{пр} U_c + j\omega_n C_0 U_n. \end{aligned} \quad (17.18)$$

Для схемы, приведенной на рис. 17.7,

$$\begin{aligned} I_c &= I_{c.вх} - U_c (1/R_{эк.с} + 1/j\omega_c L_c + j\omega_c C_c); \\ I_n &= -U_n (1/R_{эк.п} + 1/j\omega_n L_n + j\omega_n C_n). \end{aligned}$$

Используя (17.18), получаем:

$$\begin{aligned} j\omega_c C_0 U_c - j\omega_c C_{пр} U_n &= I_{c.вх} - U_c (1/R_{эк.с} + 1/j\omega_c L_c + j\omega_c C_c); \\ -j\omega_n C_{пр} U_c - j\omega_n C_0 U_n &= -U_n (1/R_{эк.п} + 1/j\omega_n L_n + j\omega_n C_n). \end{aligned}$$

Используя условия резонанса входного и выходного контуров (17.16) (17.17), имеем:

$$\begin{aligned} -j\omega_c C_{пр} U_n &= I_{c.вх} - U_c/R_{эк.с}; \\ j\omega_n C_{пр} U_c &= U_n/R_{эк.п}. \end{aligned}$$

Таким образом,

$$U_{\Pi} = j \omega_{\Pi} C_{\text{пр}} I_{\text{с.вх}} / (1/R_{\text{ЭК.П}} R_{\text{ЭК.С}} + \omega_{\Pi} \omega_{\text{С}} C_{\text{пр}}^2).$$

Коэффициент усиления мощности, равный

$$\begin{aligned} K_P &= \frac{|U_{\Pi}|^2 / R_{\text{ЭК.П}}}{|I_{\text{с.вх}}|^2 R_{\text{ЭК.С}} / 4} = \frac{4}{R_{\text{ЭК.П}} R_{\text{ЭК.С}}} \frac{|U_{\Pi}|^2}{|I_{\text{с.вх}}|^2} = \\ &= \frac{4 \omega_{\Pi}^2 C_{\text{пр}}^2}{R_{\text{ЭК.П}} R_{\text{ЭК.С}} (1/R_{\text{ЭК.П}} R_{\text{ЭК.С}} + \omega_{\Pi} \omega_{\text{С}} C_{\text{пр}}^2)^2}, \end{aligned} \quad (17.19)$$

имеет наибольшее значение при

$$R_{\text{ЭК.П}} R_{\text{ЭК.С}} = 1 / \omega_{\Pi} \omega_{\text{С}} C_{\text{пр}}^2 \quad (17.20)$$

и равен при этом

$$K_{P \text{ max}} = \omega_{\Pi} / \omega_{\text{С}}. \quad (17.21)$$

Следовательно, имеет смысл выбирать промежуточную частоту ω_{Π} выше частоты сигнала $\omega_{\text{С}}$, так как при $\omega_{\Pi} > \omega_{\text{С}}$ преобразование сопровождается усилением мощности.

Глава 18

СИГНАЛЫ И ИХ СПЕКТРЫ

18.1. СПЕКТРЫ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Радиоэлектроника имеет дело с сигналами, которые являются функциями времени — электрическими колебаниями различной формы. Работу основных радиотехнических устройств легче понять на примере простых сигналов. Такие простейшие колебания, как синусоида и скачок напряжения, рассматривались ранее. В связи с изучением модуляции было показано, что частотная модуляция одного гармонического колебания другим приводит к возникновению колебания с довольно сложным спектром.

Цель данной главы углубить и расширить спектральный подход применительно к задаче прохождения сигналов через радиотехнические цепи.

Спектральный подход по существу заключается в том, что любое колебание сложной формы заменяется суммой конечного или бесконечного числа синусоидальных колебаний с соответствующими амплитудами, частотами и фазами. Функция времени заменяется как бы функцией частоты, что во многих случаях является желательным, поскольку хорошо известны частотные характеристики радиоэлектронных устройств.

Сигналы можно классифицировать по различным признакам. Одним из таких признаков является периодичность.

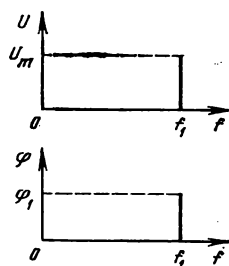


Рис. 18.1. Спектр гармонического колебания

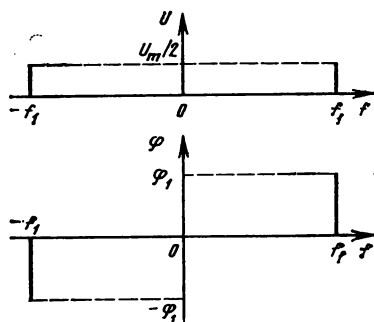


Рис. 18.2. Двусторонний спектр гармонического колебания

Периодическим называется сигнал, удовлетворяющий тождеству

$$u(t) = u(t + T),$$

где T — постоянный промежуток времени, называемый периодом.

Гармоническое колебание. Спектр гармонического колебания

$$u(t) = U_m \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (18.1)$$

состоит из одной спектральной линии (рис. 18.1).

Часто бывает удобно представить гармонический сигнал (18.1) в комплексной форме

$$u(t) = 0,5 U_m e^{j(\omega_1 t + \varphi_1)} + 0,5 U_m e^{j(-\omega_1 t - \varphi_1)}. \quad (18.2)$$

При такой записи допускаются не только положительные, но и отрицательные значения частоты. Хотя колебаний с отрицательной частотой физически не существует, тем не менее ей можно придать определенный смысл. Действительно, колебание (18.1) можно рассматривать как проекцию на вещественную ось вектора с амплитудой U_m и начальной фазой φ_1 , вращающегося против часовой стрелки с угловой частотой $\omega_1 = 2\pi f_1$. То же самое колебание согласно (18.2) может рассматриваться как сумма двух векторов с положительной амплитудой, вращающихся с одинаковой частотой, но в противоположные стороны. Двусторонний спектр колебания (18.2) показан на рис. 18.2.

Ряд Фурье. Периодический сигнал, заданный на интервале значений t от $-\infty$ до ∞ и удовлетворяющий условиям Дирихле, можно представить в виде суммы гармонических колебаний, описываемой рядом Фурье:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_1 t}, \quad (18.3)$$

где коэффициент

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) e^{-jn\omega_1 t} dt \quad (18.4)$$

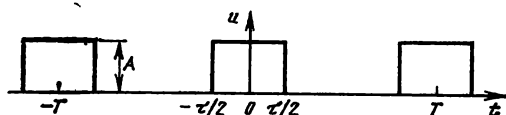


Рис. 18.3. Периодические прямоугольные импульсы

является комплексной величиной, определяющей амплитуду и фазу n -й гармоники основной частоты $f_1 = \omega_1/2\pi = 1/T$.

Постоянная составляющая периодического сигнала

$$u_0 = C_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) dt. \quad (18.5)$$

Амплитуда n -й гармоники при одностороннем представлении спектра

$$U_{mn} = |2C_n|. \quad (18.6)$$

Среднеквадратическое значение n -й гармоники

$$U_n = U_{mn}/\sqrt{2} = |\sqrt{2} C_n|. \quad (18.7)$$

Мощность, выделяемая сигналом на сопротивлении нагрузки в 1 Ом,

$$P = C_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} |4C_n C_{-n}|. \quad (18.8)$$

Прямоугольные периодические импульсы. В радиоэлектронике часто применяются прямоугольные периодические импульсы напряжения. На рис. 18.3 показан отрезок последовательности прямоугольных импульсов длительностью τ с периодом следования T . Такие импульсы применяются, например, в радиолокации и телевидении. Длительность импульсов τ может измеряться микросекундами или долями микросекунды, а иногда и долями наносекунды. Что касается периода следования импульсов T , то он может в сотни и тысячи раз превышать длительность импульсов. Отношение T/τ называется *скважностью*.

Для периодической последовательности прямоугольных импульсов напряжения комплексные амплитуды гармоник

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A e^{-jn\Omega_1 t} dt = \frac{A\tau}{T} \frac{\sin \pi n F_1 \tau}{\pi n F_1 \tau}, \quad (18.9)$$

где $F_1 = \Omega_1/2\pi = 1/T$.

Следовательно,

$$u(t) = \frac{A\tau}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \pi n F_1 \tau}{\pi n F_1 \tau} e^{jn\Omega_1 t}. \quad (18.10)$$

Амплитудный спектр такой последовательности показан на рис. 18.4. В частном случае при $\tau = T/2$ $\pi n F_1 \tau = \pi n/2$, поэтому

$$u(t) = A \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\cos \Omega_1 t + \frac{1}{3} \cos 3\Omega_1 t + \dots \right) \right]. \quad (18.11)$$

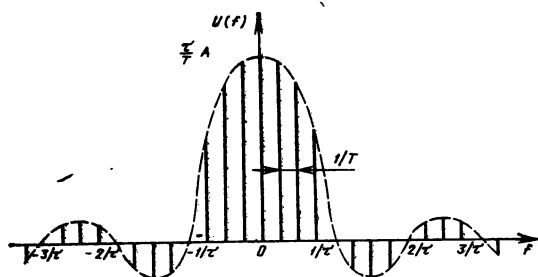


Рис. 18.4. Спектр периодических прямоугольных импульсов

Это колебание состоит из постоянной составляющей $A/2$ и прямоугольной волны с амплитудой $A/2$.

Высокочастотные периодические импульсы. Пусть имеется высокочастотное косинусоидальное колебание $e(t)$, для которого колебание $u(t)$, показанное на рис. 18.3, является огибающей:

$$e(t) = u(t) \cos \omega_0 t.$$

Используя соотношение (18.10), получаем

$$\begin{aligned} e(t) &= \frac{A\tau}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \pi n F_1 t}{\pi n F_1 t} e^{jn\Omega_1 t} \cos \omega_0 t = \\ &= \frac{A\tau}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \pi n F_1 t}{\pi n F_1 t} \cos (\omega_0 + n\Omega_1) t. \end{aligned} \quad (18.12)$$

Следовательно, спектр высокочастотного гармонического колебания, модулированного прямоугольными импульсами, совпадает со спектром, показанным на рис. 18.4, но смещен вправо по оси частот на величину несущей частоты f_0 . Такое модулированное колебание не является периодическим, если несущая частота f_0 и частота повторения модулирующих импульсов F_1 не находятся в кратном соотношении.

18.2. СПЕКТРЫ НЕПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Интеграл Фурье. Если периодическую функцию можно представить рядом Фурье в виде суммы гармонических составляющих, то непериодическую функцию при выполнении определенных условий можно представить интегралом Фурье.

Не строгим, но наглядным является представление об интеграле Фурье как о предельной форме ряда Фурье при стремлении периода функции T к бесконечности. Действительно, при увеличении периода T расстояние вдоль оси частот между гармониками ряда, равное $1/T$, сокращается и линейчатый спектр в пределе становится непрерывным.

Достаточным, но не необходимым условием существования преобразования Фурье является абсолютная интегрируемость функции, т. е. конечность интеграла

$$\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)| dt.$$

Нельзя непосредственно применять преобразование Фурье к скачку напряжения или к другой функции, не убывающей или медленно убывающей на бесконечности. Однако можно ограничить продолжительность функции любым достаточно большим отрезком времени или умножить такую функцию на медленно затухающую экспоненту, удовлетворив тем самым условие абсолютной интегрируемости.

В случае абсолютной интегрируемости функции времени $u(t)$ ее *спектральную функцию* $U(f)$, называемую также *комплексным спектром*, можно определить с помощью прямого преобразования Фурье

$$U(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (18.13)$$

причем первоначальную функцию времени можно с помощью обратного преобразования Фурье представить в виде

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) e^{j\omega t} df. \quad (18.14)$$

Формула обратного преобразования Фурье (18.14) позволяет восстановить сигнал по его спектру или, например, найти, сигнал на выходе четырехполюсника. В самом деле, если на входе четырехполюсника с передаточной функцией $H(f)$ действует напряжение $u_1(t)$, имеющее спектр $U_1(f)$, то спектр на его выходе

$$U_2(f) = H(f) U_1(f).$$

Подставляя это соотношение в (18.14), получаем

$$u_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) U_1(f) e^{j\omega t} df. \quad (18.15)$$

Заслуживает упоминания физическая наглядность рассуждения, согласно которому соотношение (18.14) означает, что сигнал является бесконечной суммой гармонических функций с комплексными амплитудами $U_1(f) df$ вдоль всей оси частот от $-\infty$ до ∞ или, что то же самое, суммой гармонических колебаний с комплексными амплитудами $2U_1(f) df$ вдоль интервала частот от 0 до ∞ .

Скачок напряжения. Скачком напряжения, или единичной функцией, называется функция, определяемая равенством

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (18.16)$$

Найдем спектр такой функции. Непосредственно сделать этого нельзя, так как единичный скачок не удовлетворяет условию интегрируемости. Можно, однако, несколько видоизменить задачу. Умножим функцию (18.16) на затухающую экспоненту и будем искать спектр для функции

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ e^{-\alpha t} & \text{при } t \geq 0. \end{cases}$$

Спектр данной функции

$$U(f) = \int_0^{\infty} e^{-(\alpha + j\omega)t} dt = \frac{1}{\alpha + j\omega}.$$

Переходя к пределу при $\alpha \rightarrow 0$, получаем спектр скачка напряжения

$$U(f) = \frac{1}{2} \delta(f) + \frac{1}{j 2\pi f}, \quad (18.17)$$

где $\delta(f)$ — дельта-функция от частоты f .

Дельта-функция. Дельта-функция некоторой переменной определяется следующими равенствами:

$$\begin{aligned} \delta(x - x_0) &= 0 \text{ при } x \neq x_0; \\ \int_{-\infty}^{\infty} \delta(x - x_0) dx &= 1. \end{aligned} \quad (18.18)$$

При $x = x_0$ дельта-функция имеет бесконечное значение.

Когда она является функцией времени, ее называют еще единичным временным импульсом. Единичный импульс можно рассматривать как предел, к которому стремится импульс единичной площади, имеющий форму прямоугольника, треугольника, колокола и т. д., при стремлении длительности импульса τ к нулю.

Согласно (18.18)

$$\int_{-\infty}^{\infty} u(t) \delta(t - t_0) dt = u(t_0). \quad (18.19)$$

Единичный импульс напряжения $u(t) = \delta(t)$ имеет спектр

$$U(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = 1. \quad (18.20)$$

Единичный импульс имеет равномерный спектр, его спектральная функция для любой частоты равна единице.

Прямоугольный импульс. Рассмотрим случай, когда сигнал представляет собой одиночный прямоугольный импульс, расположенный симметрично относительно начала отсчета времени. Если амплитуда

импульса равна A , а длительность τ , то такой импульс является следующей функцией времени:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } |t| > \tau/2; \\ A & \text{при } -\tau/2 \leq t \leq \tau/2. \end{cases} \quad (18.21)$$

Спектр прямоугольного импульса

$$U(f) = \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A e^{-j\omega t} dt = A\tau \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau}. \quad (18.22)$$

Функция $\sin \pi f \tau / \pi f \tau$, определяющая спектр прямоугольного импульса, показана на рис. 18.5.

Колоколообразный импульс. Функция

$$u(t) = A e^{-\beta^2 t^2} \quad (18.23)$$

называется колоколообразным или гауссовским импульсом.

Спектр такого импульса

$$U(f) = \int_{-\infty}^{\infty} A e^{-(\beta^2 t^2 + j\omega t)} dt = A e^{-\omega^2 / 4\beta^2} \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(\beta^2 t + j\omega/2\beta)^2} dt = \frac{2A}{\beta} e^{-\omega^2 / 4\beta^2} \int_0^{\infty} e^{-x^2} dx.$$

Учитывая, что интеграл в правой части равен $\sqrt{\pi}/2$, получаем

$$U(f) = A \frac{\sqrt{\pi}}{\beta} e^{-\pi^2 f^2 / \beta^2}. \quad (18.24)$$

Замечательным свойством колоколообразного импульса является то, что его спектр также имеет колоколообразную форму. Кроме того, такой импульс имеет производные любого порядка. Его недостатком является расплывчатость во времени. Теоретически импульс существует в течение всего времени. Несмотря на это, импульс обладает высокой сосредоточенностью во времени

при заданной сосредоточенности по частоте [35]. Другими словами, произведение длительности импульса на некотором относительном уровне на полосу спектра на том же уровне у колоколообразного импульса мало.

Поясним этот факт несколько подробнее. Подставим в качестве β в (18.12) величину.

$$\beta = 2/\tau. \quad (18.25)$$

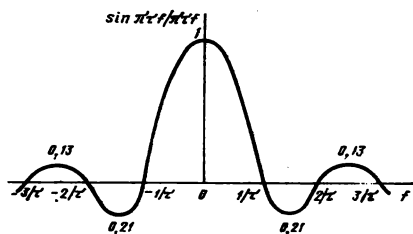


Рис. 18.5. Спектр одиночного прямоугольного импульса

Величину τ можно назвать длительностью импульса на уровне $1/e$, так как при $t = \tau/2$ высота импульса падает в e раз. В этом случае выражение (18.24) для спектра примет вид

$$U(f) = \frac{1}{2} A\tau \sqrt{\pi} e^{-(\pi\tau/2)^2 f^2}, \quad (18.26)$$

откуда следует, что ширина спектра на уровне $1/e$ при одностороннем отсчете равна

$$\Delta f = 2/\pi\tau. \quad (18.27)$$

При отсчете на уровне $1/e$ произведение длительности импульса на ширину спектра

$$\tau\Delta f = 2/\pi. \quad (18.28)$$

Часто длительность и полосу отсчитывают на уровне

$$y_{\text{отсч}} = 1/\sqrt{2} \approx 0,7.$$

В этом случае согласно (18.23) и (18.24) получаем:

$$e^{-\beta^2 (\tau_{0,7/2})^2} = 2^{-1/2}; \quad e^{-(\pi/\beta)^2 (\Delta f_{0,7})^2} = 2^{-1/2}.$$

Логарифмируя и перемножая эти равенства, получаем

$$\tau_{0,7} \Delta f_{0,7} = \frac{1}{\pi} \ln 2 \approx 0,22. \quad (18.29)$$

Это произведение для колоколообразного импульса значительно меньше, чем для прямоугольного, треугольного или косинусоидального. Например, для прямоугольного импульса произведение длительности импульса на ширину спектра вдвое больше.

18.3. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЙ ФУРЬЕ

Формулы прямого и обратного преобразования Фурье устанавливают однозначное соответствие между сигналом $u(t)$ и его спектром $U(f)$. Основные свойства преобразований Фурье, приводимые ниже, позволяют получить более полное представление об этом соответствии и облегчают использование спектральных преобразований при решении практических задач.

Сдвиг сигнала во времени. Пусть $u_2(t)$ — результат сдвига по времени сигнала $u_1(t)$ на величину t_0 в сторону запаздывания:

$$u_2(t) = u_1(t - t_0).$$

Спектральная плотность этого сигнала

$$U_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u_2(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t - t_0) e^{-j\omega t} dt.$$

Вводя новую переменную $\tau = t - t_0$, получаем

$$U_2(f) = e^{-j\omega t_0} \int_{-\infty}^{\infty} u_1(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau = e^{-j\omega t_0} U_1(f). \quad (18.30)$$

Таким образом, сдвиг сигнала по времени на t_0 эквивалентен изменению фазового сдвига составляющих спектра на величину $\varphi(f) = -\omega t_0$.

Справедливо и обратное утверждение: дополнительный сдвиг всех составляющих спектра на величину $\varphi(f) = -\omega t_0$ эквивалентен запаздыванию сигнала на время t_0 .

Пример. На рис. 18.6, а показан прямоугольный импульс, симметричный относительно момента $t = 0$. Импульс, изображенный на рис. 18.6, б, запаздывает на $t_0 = \tau/2$ по отношению к импульсу, указанному на рис. 18.6, а. Спектр второго импульса $U_2(f) = U_1(f) e^{-j\omega\tau/2}$. Соответствующее изменение фазового спектра видно из рисунка.

Изменение масштаба времени. Рассмотрим сигнал

$$u_2(t) = u_1(at).$$

Умножение времени t на постоянный коэффициент a эквивалентно изменению масштаба времени.

Следовательно, функция $u_2(t)$ принимает те же значения, что и функция $u_1(t)$, но в более ранние или более поздние моменты времени.

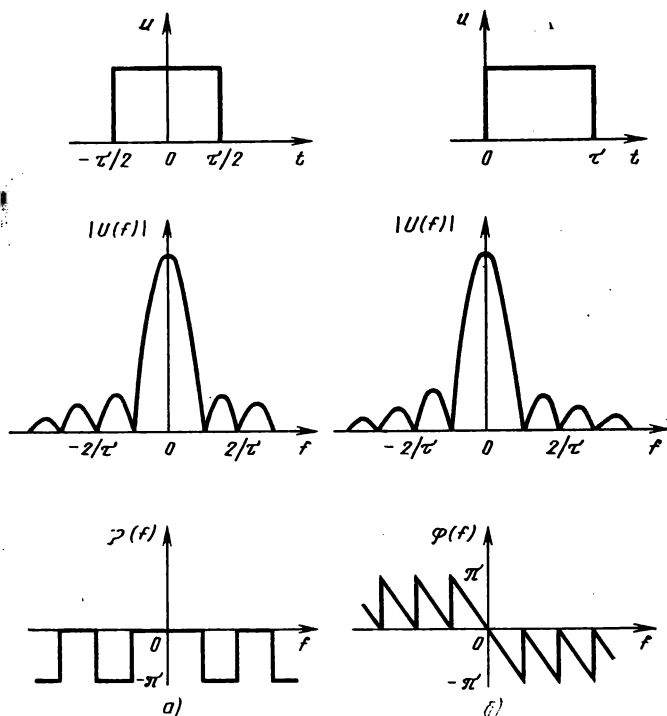
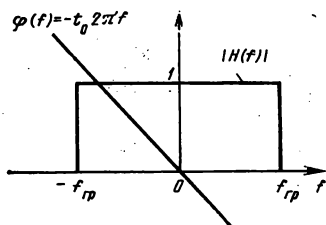


Рис. 18.6. Изменение фазового спектра запаздывающего прямоугольного импульса:

а — прямоугольный импульс и его спектр; б — запаздывающий прямоугольный импульс и его спектр

Рис. 18.7. Амплитудно- и фазочастотная характеристики идеального прямоугольного фильтра нижних частот



Спектральная функция такого сигнала

$$U_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u_2(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(at) e^{-j\omega t} dt.$$

Вводя новую переменную $\tau = at$, получаем

$$U_2(f) = \frac{1}{a} \int_{-\infty}^{\infty} u_1(\tau) e^{-j\omega\tau/a} d\tau,$$

откуда

$$U_2(f) = \frac{1}{a} U_1\left(\frac{f}{a}\right). \quad (18.31)$$

Таким образом, уменьшение длительности импульса любой формы в a раз сопровождается расширением его спектра во столько же раз, и наоборот.

Взаимная обратимость частоты и времени. Обращаясь к формулам прямого и обратного преобразования Фурье (18.13) и (18.14), замечаем их почти полное подобие. Например, заменяя f на t , а t на f в (18.13), получаем

$$U(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(f) e^{-j\omega t} df,$$

что эквивалентно (18.14), за исключением знака в показателе экспоненты.

На этом основании приходим к следующему выводу: если сигнал $u(t)$ имеет спектр $U(f)$, то спектр сигнала $U(t) - u(-f)$.

Отсюда следует, в частности, что прямоугольной форме частотного спектра:

$$\begin{aligned} U(f) &= e^{-j t_0 \omega}; & -f_{гр} < f < f_{гр}; \\ U(f) &= 0; & |f| > f_{гр} \end{aligned}$$

соответствует сигнал

$$h(t) = u(t) = 2f_{гр} \frac{\sin 2\pi f_{гр} (t - t_0)}{2\pi f_{гр} (t - t_0)}. \quad (18.32)$$

Нетрудно показать, что это выражение совпадает с импульсной характеристикой $h(t)$ идеального фильтра нижних частот, амплитудно- и фазочастотная характеристики которого показаны на рис. 18.7.

Отклик идеального фильтра на единичный импульс по времени начинается раньше поступления сигнала на его вход. Отсюда следует, что идеальный фильтр физически нереализуем, но тем не менее является полезной теоретической моделью.

Сложение сигналов и спектров. Из линейности прямого и обратного преобразований Фурье следует, что сигнал $u(t) = a_1 u_1(t) + a_2 u_2(t) + \dots$, являющийся суммой сигналов, имеет спектр

$$U(f) = a_1 U_1(f) + a_2 U_2(f) + \dots \quad (18.33)$$

Умножение сигналов и спектров. Рассмотрим сначала сигнал, являющийся сверткой двух сигналов:

$$u(t) = u_1(t) * u_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(\tau) u_2(t - \tau) d\tau.$$

Найдем спектр такого сигнала

$$U(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} u_1(\tau) u_2(t - \tau) d\tau \right] e^{-j\omega t} dt.$$

Изменив порядок интегрирования, получим

$$\begin{aligned} U(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} u_1(\tau) \left[\int_{-\infty}^{\infty} u_2(t - \tau) e^{-j\omega t} dt \right] d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} u_1(\tau) U_2(f) e^{-j\omega \tau} d\tau = U_1(f) U_2(f). \end{aligned} \quad (18.34)$$

Следовательно, спектр свертки двух сигналов равен произведению их спектров.

Вследствие взаимной обратимости частоты и времени спектр сигнала, равный произведению двух сигналов

$$u(t) = u_1(t) u_2(t),$$

должен представлять собой свертку их спектров

$$U(f) = U_1(f) * U_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U_1(x) U_2(f - x) dx. \quad (18.35)$$

В качестве примера рассмотрим прохождение сигнала через фильтр с известной частотной характеристикой. Пусть сигнал на входе фильтра $u_1(t)$ имеет спектр $U_1(f)$, тогда сигнал на выходе $u_2(t)$ имеет спектр $U_2(f) = H(f) U_1(f)$, где $H(f)$ — передаточная функция фильтра.

Используя обратное преобразование Фурье, можно по выходному спектру найти выходной сигнал. Но передаточная функция $H(f)$ есть спектр сигнала, появляющегося на выходе фильтра при подаче на его вход дельта-функции $\delta(t)$. Следовательно, $H(f)$ есть спектр импульсной функции $h(t)$.

Ввиду того что

$$U_2(f) = U_1(f) H(f). \quad (18.36)$$

имеем

$$u_2(t) = u_1(t) * h(t), \quad (18.37)$$

или

$$u_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(\tau) h(t-\tau) d\tau. \quad (18.38)$$

Если входной сигнал равен нулю до момента $t = 0$, то напряжение на выходе физически реализуемого фильтра не может возникнуть раньше этого момента времени. Поэтому нижний предел интегрирования в (18.38) можно заменить нулем:

$$u_2(t) = \int_0^{\infty} u_1(\tau) h(t-\tau) d\tau. \quad (18.39)$$

Это выражение называется интегралом Дюамеля, записанным в импульсной форме. Физически оно означает, что входное напряжение представляется в виде суммы дельта-функций, соответствующих различным моментам времени, с амплитудами, равными мгновенным значениям сигнала в эти моменты, а выходное напряжение — в виде суммы откликов фильтра на эти дельта-функции.

Выражения (18.36) и (18.37) имеют большое значение, так как позволяют находить не только $u_2(t)$ по заданным $u_1(t)$ и $h(t)$, но и $h(t)$ по заданным $u_1(t)$ и $u_2(t)$.

Дифференцирование и интегрирование. Пусть $u_2(t) = du_1(t)/dt$, тогда

$$\begin{aligned} u_2(t) = du_1(t)/dt &= \frac{d}{dt} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(f) e^{j\omega t} df = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} U_1(f) \frac{d}{dt} e^{j\omega t} df = \int_{-\infty}^{\infty} U_1(f) j\omega e^{j\omega t} df, \end{aligned}$$

откуда

$$U_2(f) = j\omega U_1(f). \quad (18.40)$$

Таким образом, дифференцирование сигнала эквивалентно умножению его спектра на величину $j\omega$. При дифференцировании подчеркиваются (увеличиваются) высокочастотные составляющие спектра.

Из равенства (18.40) имеем

$$U_1(f) = \frac{1}{j\omega} U_2(f).$$

Следовательно, интегрирование сигнала эквивалентно делению его спектра на величину $j\omega$. Поэтому если сигнал

$$u_2(t) = \int_{-\infty}^t u_1(\tau) d\tau,$$

то его спектр

$$U_2(f) = \frac{1}{j\omega} U_1(f). \quad (18.41)$$

При интегрировании высокочастотные составляющие спектра ослабляются в большей степени, чем низкочастотные.

18.4. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ СПЕКТР И СПЕКТР МОЩНОСТИ

Представление об энергетическом спектре связано с энергией E , выделяющейся в сопротивлении 1 Ом, на котором действует напряжение сигнала $u(t)$.

Энергия сигнала

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt. \quad (18.42)$$

Этот интеграл конечен, в частности, для сигналов, ограниченных во времени. Для сигналов, не обращающихся в нуль на бесконечности, интеграл расходится. Поэтому применительно к сигналам говорят не об энергии, а о мощности, равной энергии, рассеиваемой в единицу времени.

Используя прямое и обратное преобразования Фурье (18.13) и (18.14), энергию сигнала можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} E &= \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \left[\int_{-\infty}^{\infty} U(f) e^{j\omega t} df \right] dt = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) \left[\int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{j\omega t} dt \right] df = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} U(f) U(-f) df = \int_{-\infty}^{\infty} |U(f)|^2 df. \end{aligned} \quad (18.43)$$

Соотношение (18.43) называется равенством Парсеваля. Оно утверждает, что энергия, заключенная в сигнале $u(t)$, равна сумме энергий всех составляющих его спектра. Равенство Парсеваля характеризует важное свойство сигналов. Если некоторая избирательная система пропускает только часть спектра сигнала, ослабляя другие его составляющие, то это означает, что часть энергии сигнала теряется. Например, приблизительно 90% энергии прямоугольного импульса длительностью τ содержится в полосе частот от 0 до $F = 1/\tau$.

Подынтегральная величина в (18.43) называется энергетическим спектром сигнала конечной длительности:

$$E(f) = |U(f)|^2. \quad (18.44)$$

Ее значение в точке f равно энергии сигнала, приходящейся на полосу в 1 Гц вблизи частоты f . Равенство (18.43) можно переписать в виде

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} E(f) df. \quad (18.45)$$

Следовательно, энергия сигнала есть результат интегрирования энергетического спектра сигнала по всему диапазону частот от $-\infty$ до ∞ . Иначе говоря, энергия равна площади, заключенной между кривой, изображающей энергетический спектр сигнала, и осью абсцисс.

Соотношение, аналогичное (18.45), справедливо и для мощности сигнала P :

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} P(f) df = 2 \int_0^{\infty} P(f) df, \quad (18.46)$$

где $P(f)$ — спектр мощности.

Мощность сигнала, не удовлетворяющего условию абсолютной интегрируемости, можно определить как

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u^2(t) dt.$$

Интеграл под знаком предела представляет собой энергию E_T отрезка сигнала длительностью T , поэтому

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E_T}{T}.$$

Используя (18.43), получаем

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |U_T(f)|^2 df,$$

где $U_T(f)$ — спектр отрезка сигнала длительностью T .

Переходя к пределу под знаком интеграла, получаем

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|U_T(f)|^2}{T} \right] df.$$

Сравнивая это выражение с (18.46), имеем

$$P(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |U_T(f)|^2. \quad (18.47)$$

В таком виде представление о спектре мощности можно использовать не только для детерминированных сигналов, но и для случайных сигналов и флуктуационных шумов. Спектр мощности $P(f)$ сигнала $u(t)$ равен мощности составляющих его колебаний в полосе шириной 1 Гц вблизи частоты f .

Для сигналов с линейчатым спектром спектр мощности отличен от нуля лишь на некоторых частотах, на которых он равен бесконечности.

Такой спектр представляется с помощью набора дельта-функций. Например, для косинусоидального напряжения

$$u(t) = U_m \cos 2\pi f_0(t) = 0,5 U_m \times \\ \times \cos 2\pi (-f_0)t + 0,5 U_m \cos 2\pi f_0 t$$

мощность равна $0,5 U_m^2$. Следовательно, спектр мощности

$$P(f) = 0,25 U_m^2 \delta(f + f_0) + 0,25 U_m^2 \delta(f - f_0). \quad (18.48)$$

18.5. КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ФУНКЦИИ

Одним из важных понятий, расширяющих представления о сигналах и их свойствах, является понятие корреляционной и взаимно-корреляционной функций.

Корреляционная функция сигнала $u(t)$ по определению равна

$$\psi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t - \tau) dt, \quad (18.49)$$

где τ — временной сдвиг.

При нулевом сдвиге ($\tau = 0$) имеем

$$\psi(0) = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt = E, \quad (18.50)$$

где E — энергия сигнала. Следовательно, при нулевом временном сдвиге ($\tau = 0$) корреляционная функция равна энергии сигнала.

Отметим основные свойства корреляционной функции.

1. При $\tau = 0$ корреляционная функция положительна и имеет наибольшее значение. При некоторых других значениях τ функция может иметь наибольшее значение, но не может его превышать:

$$\psi(0) \geq |\psi(\tau)|. \quad (18.51)$$

2. Корреляционная функция является четной функцией сдвига τ :

$$\psi(-\tau) = \psi(\tau). \quad (18.52)$$

Поэтому знак минус перед τ в выражении (18.49) можно изменить на плюс, записав

$$\psi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t + \tau) dt. \quad (18.53)$$

На рис. 18.8 показаны прямоугольный импульс и его корреляционная функция. Корреляционная функция не дает представления о времени прихода сигнала.

Энергия периодического сигнала равна бесконечности, поэтому его энергетические свойства характеризуются мощностью, т. е. отношением энергии за некоторый промежуток времени к длительности этого

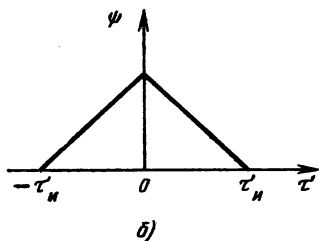
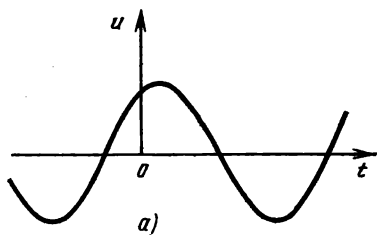
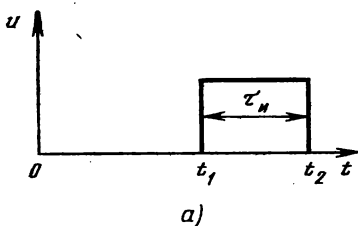


Рис. 18.8. Прямоугольный импульс (а) и его корреляционная функция (б)

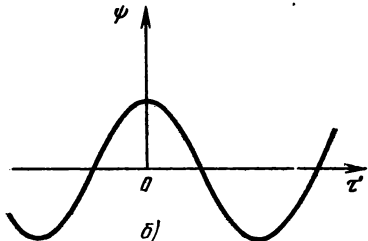


Рис. 18.9. Гармоническое колебание (а) и его корреляционная функция (б)

промежутка. Аналогично определяется корреляционная функция периодического сигнала:

$$\Psi_{\text{пер}}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) u(t-\tau) dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) u(t+\tau) dt, \quad (18.54)$$

где T — период функции $u(t)$.

Пример. Найдем корреляционную функцию гармонического колебания $u(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi_0)$:

$$\Psi_{\text{пер}}(\tau) = \frac{U_m^2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \cos(\omega t + \varphi_0) \cos(\omega t + \varphi_0 + \omega \tau) dt = 0,5 U_m^2 \cos \omega \tau. \quad (18.55)$$

Как и следовало ожидать, корреляционная функция гармонического колебания, имеющая размерность мощности, не зависит от начальной фазы φ_0 . Корреляционные функции синусоиды и косинусоиды одинаковы, поэтому на рис. 18.9 корреляционная функция не зависит от начальной фазы гармонического колебания.

Важную роль играет связь между энергетическим спектром $E(f)$ и корреляционной функцией $\Psi(\tau)$.

Подставляя в (18.53) сигнал $u(t + \tau)$ в виде обратного преобразования Фурье, получаем

$$\begin{aligned} \Psi(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \left[\int_{-\infty}^{\infty} U(f) e^{j\omega(t+\tau)} df \right] dt = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) e^{j\omega \tau} \times \\ &\times \left[\int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{j\omega t} dt \right] df = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) e^{j\omega \tau} U(-f) df. \end{aligned}$$

Согласно (18.44)

$$U(f) U(-f) = |U(f)|^2 = E(f),$$

поэтому

$$\psi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} E(f) e^{j\omega\tau} df. \quad (18.56)$$

Следовательно, корреляционная функция $\psi(\tau)$ является обратным преобразованием Фурье от энергетического спектра $E(f)$. Прямое преобразование Фурье от корреляционной функции

$$E(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (18.57)$$

Выражения (18.56) и (18.57), устанавливающие связь между корреляционной функцией сигнала и его энергетическим спектром, называются соотношениями Винера — Хинчина.

Кроме корреляционной функции можно определить также *взаимно-корреляционную функцию*

$$\psi_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t) u_2(t-\tau) dt = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t+\tau) u_2(t) dt, \quad (18.58)$$

которая характеризует взаимную связь между значениями двух сигналов.

Когда $u_1(t)$ и $u_2(t)$ — один и тот же сигнал $u(t)$, то взаимно-корреляционная и корреляционная функции совпадают.

Максимум взаимно-корреляционной функции двух одинаковых сигналов имеет место при $\tau = 0$. Для различных сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$ максимум функции может достигаться не при $\tau = 0$. Например, максимум взаимно-корреляционной функции синусоиды и косинусоиды имеет место при $\tau = T/4$. Взаимно-корреляционная функция может не обладать свойством четности или нечетности относительно τ .

Пример. Найдем взаимно-корреляционную функцию двух гармонических колебаний одинаковой частоты. Пусть $u_1(t) = U_{m1} \cos(\omega_1 t - \varphi_1)$ и $u_2(t) = U_{m2} \times \cos(\omega_1 t - \varphi_2)$.

Учитывая периодичность функций, получаем

$$\begin{aligned} \psi_{12}(\tau) &= \frac{U_{m1} U_{m2}}{T_1} \int_{-T/2}^{T/2} \cos[(\omega_1 t - \varphi_2) + \omega_1 \tau - (\varphi_1 - \varphi_2)] \cos(\omega_1 t - \varphi_2) dt = \\ &= \frac{U_{m1} U_{m2}}{2} \cos[\omega_1 \tau - (\varphi_1 - \varphi_2)]. \end{aligned} \quad (18.59)$$

При $\varphi_2 = \varphi_1$ и $U_{m2} = U_{m1}$ приходим к равенству (18.55).

При различных частотах ω_1 и ω_2 , в том числе при частотах, находящихся в кратном отношении, взаимно-корреляционная функция двух гармонических сигналов равна нулю. Следовательно, гармонические сигналы с неодинаковыми частотами не коррелированы.

18.6. СИГНАЛЫ НА ВЫХОДЕ ИДЕАЛЬНОГО ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА

Пусть имеется идеальный фильтр, амплитудно-и фазочастотная характеристики которого показаны на рис. 18.7.

Передаточная функция идеального фильтра

$$H(f) = \begin{cases} e^{-j2\pi f t_0}, & |f| < f_{\text{гп}}; \\ 0, & |f| > f_{\text{гп}}. \end{cases}$$

Рассмотрим случай, когда на входе фильтра имеется напряжение в виде прямоугольного импульса с амплитудой A , действующее в пределах интервала времени от $t = 0$ до $t = \tau$.

Согласно выражению (18.19) спектр импульса

$$U_1(f) = A\tau \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} e^{-j\omega \tau/2}.$$

Спектр сигнала на выходе фильтра

$$U_2(f) = U_1(f) H(f) = \begin{cases} A\tau \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} e^{-j\omega (t_0 + \tau/2)}, & |f| < f_{\text{гп}}; \\ 0, & |f| > f_{\text{гп}}. \end{cases}$$

В соответствии с (18.15) имеем

$$\begin{aligned} u_2(t) &= A\tau \int_{-f_{\text{гп}}}^{f_{\text{гп}}} \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} e^{j\omega [t - (t_0 + \tau/2)]} df = 2A\tau \int_0^{f_{\text{гп}}} \frac{\sin \pi \tau f}{\pi \tau f} \times \\ &\times \cos \{\omega [t - (t_0 + \tau/2)]\} df = A\tau \left[\int_0^{f_{\text{гп}}} \frac{\sin 2\pi f (t - t_0)}{\pi \tau f} df - \right. \\ &\left. - \int_0^{f_{\text{гп}}} \frac{\sin 2\pi f (t - t_0 - \tau)}{\pi \tau f} df \right]. \end{aligned}$$

Введем обозначения:

$$x = 2\pi f (t - t_0); \quad y = 2\pi f (t - t_0 - \tau).$$

Тогда

$$u_2(t) = \frac{A}{\pi} \left[\int_0^{\omega_{\text{гп}} (t - t_0)} \frac{\sin x}{x} dx - \int_0^{\omega_{\text{гп}} (t - t_0 - \tau)} \frac{\sin y}{y} dy \right].$$

Таким образом,

$$u_2(t) = \frac{A}{\pi} \{\text{Si} [\omega_{\text{гп}} (t - t_0)] - \text{Si} [\omega_{\text{гп}} (t - t_0 - \tau)]\}. \quad (18.60)$$

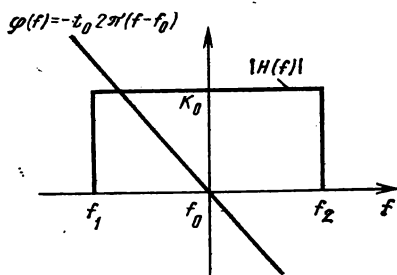


Рис. 18.10. Амплитудно- и фазочастотная характеристики идеального полосового фильтра

Связь между полосой пропускания идеального полосового фильтра и временем установления сигнала. Рассмотрим случай, когда на вход идеального полосового фильтра с амплитудно-частотной характеристикой, показанной на рис. 18.10, подается высокочастотное колебание, огибающая которого имеет вид прямоугольного импульса. Пусть также несущая частота f_0 высокочастотного колебания совпадает со средней частотой фильтра.

Легко показать, что огибающая высокочастотного колебания на выходе фильтра совпадает с напряжением на выходе фильтра нижних частот, имеющего граничную частоту $\omega_{rp} = (\omega_2 - \omega_1)/2$. Поэтому амплитуда высокочастотного напряжения на выходе фильтра

$$U_{m \text{ вых}} = \frac{K_0 U_m}{\pi} \left\{ \text{Si} \left[\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} (t - t_0) \right] - \text{Si} \left[\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} (t - t_0 - \tau) \right] \right\}. \quad (18.61)$$

Огибающую прямоугольного импульса можно рассматривать как сумму двух огибающих (рис. 18.11). Положив в (18.61) $\tau = \infty$, получим

$$U_{m \text{ вых}} = K_0 U_m \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \text{Si} \left[\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} (t - t_0) \right] \right\}.$$

Обозначая $t' = t - t_0$, имеем

$$U_{m \text{ вых}} = K_0 U_m \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \text{Si} \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} t' \right) \right]. \quad (18.62)$$

Изменение огибающей высокочастотного напряжения на выходе идеального полосового фильтра при включении высокочастотного напряжения на его входе показано на рис. 18.12.

Представляет интерес знать время нарастания амплитуды от уровня 0,1 до 0,9 стационарного значения $K_0 U_m$. Как показано на рис. 18.12,

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} t_{\Pi} = 2,7,$$

откуда следует, что время нарастания

$$t_{\Pi} = \frac{5,4}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{5,4}{2\pi (f_2 - f_1)} = \frac{0,86}{\Delta f}. \quad (18.63)$$

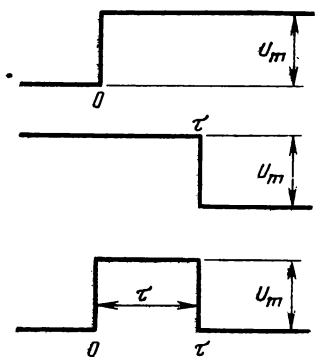


Рис. 18.11. Огибающие входного прямоугольного импульса

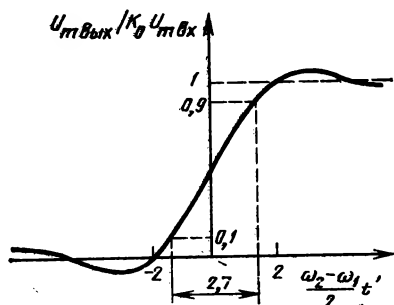


Рис. 18.12. Огибающая напряжения на выходе идеального полосового фильтра

Связь между полосой пропускания идеального полосового фильтра и максимальной амплитудой выходного импульса. Выражение (18.61) для амплитуды высокочастотного напряжения на выходе идеального полосового фильтра можно переписать в следующем виде:

$$U_{m \text{ вых}} = \frac{1}{\pi} K_0 U_m \Phi(z, x), \quad (18.64)$$

где $\Phi(z, x) = \text{Si } z - \text{Si } (z - x)$; $z = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} t'$; $x = \frac{\Delta\omega}{2} t'$.

Для определения максимального значения амплитуды выходного напряжения $U_{m \text{ вых}}$ необходимо найти значение z , при котором $d\Phi/dz = 0$.

Дифференцируя $\Phi(z, x)$ по z и решая относительно z уравнение

$$\frac{\sin z}{z} - \frac{\sin(z-x)}{z-x} = 0,$$

находим $z = x/2$.

Подставляя это значение в (18.64), получаем

$$U_{m \text{ вых max}} = \frac{2}{\pi} K_0 U_m \text{Si } \frac{x}{2} = \frac{2}{\pi} K_0 U_m \text{Si } \frac{\Delta\omega\tau}{4}. \quad (18.65)$$

При малом $x/2$ можно считать, что

$$\text{Si } x/2 \approx x/2. \quad (18.66)$$

Следовательно, при очень узкой полосе пропускания идеального фильтра амплитуда высокочастотного напряжения на его выходе пропорциональна его полосе пропускания.

18.7. ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА

Функция времени с ограниченным спектром полностью определяется своими значениями (отсчетами), взятыми через интервал времени $\Delta t = 1/2f_{rp}$:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \frac{\sin \omega_{rp}(t - k\Delta t)}{\omega_{rp}(t - k\Delta t)}, \quad (18.67)$$

где $\omega_{rp} = 2\pi f_{rp}$ — граничная частота спектра передаваемой функции.

Доказательство теоремы. Пусть непрерывная функция времени $u(t)$ имеет спектр, ограниченный частотой f_{rp} .

Используя обратное преобразование Фурье, представим эту функцию в виде

$$u(t) = \int_{-f_{rp}}^{f_{rp}} U(f) e^{j\omega t} df. \quad (18.68)$$

Спектр $U(f)$ продолжим периодически на всю ось частот с периодом $2f_{rp}$. Тогда для частоты f , лежащей в пределах от $-f_{rp}$ до f_{rp} , функцию $U(f)$ можно представить в виде ряда Фурье:

$$U(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j2\pi k f / 2f_{rp}} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j2\pi k \Delta t f},$$

причем

$$C_k = \frac{1}{2f_{rp}} \int_{-f_{rp}}^{f_{rp}} U(f) e^{-j2\pi k f / 2f_{rp}} df = \Delta t \int_{-f_{rp}}^{f_{rp}} U(f) e^{-j2\pi k \Delta t f} df.$$

Используя (18.68), убеждаемся, что

$$C_k = \Delta t u(-k\Delta t),$$

поэтому

$$U(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \Delta t u(-k\Delta t) e^{jk\Delta t \omega} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \Delta t u(k\Delta t) e^{-jk\Delta t \omega}.$$

Подставляя это соотношение в (18.68), получаем

$$u(t) = \Delta t \int_{-f_{rp}}^{f_{rp}} \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) e^{-jk\Delta t \omega} \right] e^{j\omega t} df.$$

Изменяя порядок выполнения операций интегрирования и суммирования, имеем

$$u(t) = \frac{1}{2f_{rp}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \int_{-f_{rp}}^{f_{rp}} e^{j\omega(t - k\Delta t)} df,$$

откуда и следует (18.67).

Формула Котельникова дает точную сумму для любой функции $u(t)$, если в ее спектре нет составляющих с частотами выше $f_{гр}$.

Физическая интерпретация теоремы Котельникова. Покажем, что в соответствии с теоремой Котельникова непрерывную функцию времени $u(t)$, спектр которой ограничен частотой $f_{гр}$, можно представить в виде суммы единичных импульсов (дельта-функций), соответствующих моментам времени $k \Delta t$ и умноженных на значения функции $u(t)$ в эти моменты и пропущенных через идеальный фильтр нижних частот с граничной частотой $f_{гр}$.

Согласно (18.32) отклик идеального фильтра нижних частот

$$h(t) = 2f_{гр} \frac{\sin \omega_{гр} (t - t_0)}{\omega_{гр} (t - t_0)}.$$

С точностью до постоянного множителя $2f_{гр}$ функция $\sin \omega_{гр} \times (t - t_0) / \omega_{гр} (t - t_0)$ является реакцией фильтра нижних частот на единичный импульс $\delta(t - t_0)$.

Представим себе, что сигнал $u_1(t)$ передается в виде последовательности прямоугольных импульсов длительностью τ с интервалом между импульсами $\Delta t = 1/2f_{гр}$, причем площадь каждого импульса равна $u_1(k\Delta t)\tau$ (рис. 18.13).

При прохождении этой последовательности через идеальный фильтр нижних частот напряжение на выходе от k -го импульса

$$u_{2k}(t) = u_1(k\Delta t) \tau 2f_{гр} \frac{\sin \omega_{гр} (t - k\Delta t)}{\omega_{гр} (t - k\Delta t)}.$$

Напряжение на выходе от всех импульсов

$$u_2(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tau 2f_{гр} u_1(k\Delta t) \frac{\sin \omega_{гр} (t - k\Delta t)}{\omega_{гр} (t - k\Delta t)}.$$

Сравнивая данное выражение с формулой Котельникова, видим, что напряжение на выходе фильтра нижних частот $u_2(t)$ отличается от первоначального напряжения $u_1(t)$ лишь постоянным множителем $\tau 2f_{гр}$. Следовательно,

$$u_1(t) = \frac{1}{\tau 2f_{гр}} u_2(t) = \frac{\Delta t}{\tau} u_2(t).$$

Отсюда делаем заключение, что первоначальный сигнал $u(t)$, передаваемый в виде указанной последовательности прямоугольных импульсов, можно восстановить на приемном конце линии связи, пропуская эту последовательность через фильтр нижних частот с граничной частотой $f_{гр}$ и усиливая в $K = \Delta t / \tau = 1/2 f_{гр} \tau$ раз.

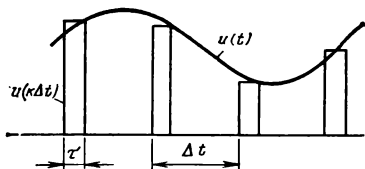


Рис. 18.13. Передача непрерывного сигнала прямоугольными импульсами

Такая схема передачи показана рис. 18.14. Реальные сигналы не имеют строго ограниченного частотного спектра и, следовательно, могут быть переданы по такой линии связи лишь с известной погрешностью.

Практические ограничения и их преодоление. Теорема Котельникова предполагает ограниченность спектра частотой $f_{гр}$. При восстановлении сигнала по отсчетам предполагалось применение идеального фильтра, имеющего строго ограниченную полосу пропускания.

На практике не существует сигналов с ограниченным спектром, так как все сигналы, ограниченные во времени, имеют бесконечную ширину спектра. Не существует также идеальных фильтров, имеющих строго ограниченную полосу пропускания.

Рассмотрим влияние этих практических ограничений и способы уменьшения их влияния. Для этого рассмотрим, как изменяется функция $u(t)$, когда берутся ее отсчеты.

В результате взятия отсчетов получаем из функции $u(t)$ новую функцию.

$$u_s(t) = u(t) s(t), \quad (18.69)$$

где $s(t)$ — периодическая последовательность прямоугольных импульсов единичной амплитуды, имеющих длительность τ и период повторения $\Delta t = 1/f_s$, где f_s — частота отсчетов.

Периодическую функцию $s(t)$ можно представить рядом Фурье

$$s(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2C_n \cos n\omega_s t, \quad (18.70)$$

где

$$C_n = \frac{\tau}{\Delta t} \frac{\sin \pi n f_s \tau}{\pi n f_s \tau}. \quad (18.71)$$

Подставляя (18.70) в (18.69), имеем

$$u_s(t) = C_0 u(t) + 2C_1 u(t) \cos \omega_s t + 2C_2 u(t) \cos 2\omega_s t + \dots$$

Если спектром $u(t)$ является $U(f)$, то спектр $u_s(t)$

$$U_s(f) = C_0 U(f) + C_1 [U(f - f_s) + U(f + f_s)] + C_2 [U(f - 2f_s) + U(f + 2f_s)] + \dots \quad (18.72)$$

На рис. 18.55 показаны спектры $U(f)$ и $U_s(f)$. Согласно (18.71) коэффициенты C_n убывают с увеличением n . Следовательно, $C_1 < C_0$, поэтому левый и правый спектры на рис. 18.15 должны быть меньше центрального. Однако при малой длительности отсчета τ и $f_s \tau \ll 1$ C_1

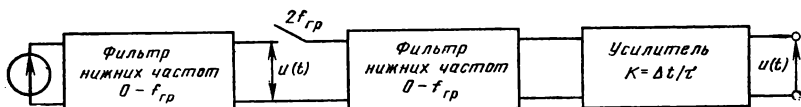


Рис. 18.14. Схема получения импульсных отсчетов сигнала и восстановления непрерывного сигнала по его отсчетам

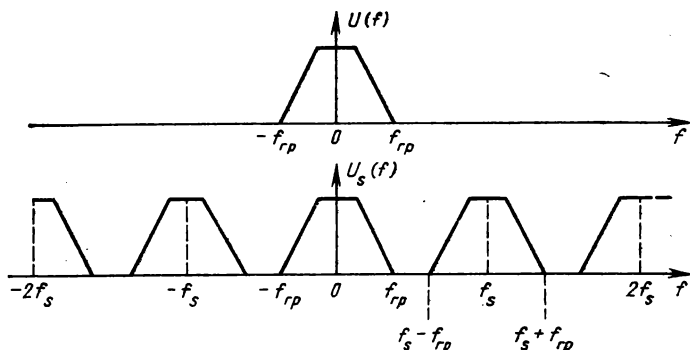


Рис. 18.15. Спектры сигнала $u(t)$ и отсчетов сигнала $u_s(t)$

очень мало отличается от C_0 . Поэтому на рис. 18.15 амплитуды спектров показаны одинаковыми.

Нетрудно заметить, что при $f_s < 2f_{rp}$ спектры перекрываются. Очевидно, что сигнал $u(t)$ можно восстановить по спектру $U_s(f)$ с помощью фильтра нижних частот, если спектры не перекрываются, т. е. только при $f_s \geq 2f_{rp}$.

Минимальная частота отсчетов $f_s = 2f_{rp}$ называется скоростью Найквиста. Так как реальные сигналы не имеют строго ограниченной частоты f_{rp} , за пределами которой спектральная плотность равна нулю, то всегда имеет место перекрытие спектров. Уменьшить влияние перекрытия спектров можно, увеличив частоту отсчетов f_s по сравнению с $2f_{rp}$ (f_{rp} отсчитывается на достаточно малом уровне).

Влияние неидеальности фильтра нижних частот, применяемого для восстановления сигнала по его отсчетам, проявляется в том, что фильтр пропустит не только центральную часть спектра $U_s(f)$ (см. рис. 18.15), но и частично сигналы соседних спектров, даже когда они не перекрываются. Очевидно, что и в этом случае повышение частоты отсчетов позволяет лучше разнести спектры и уменьшить нежелательное проникновение составляющих частот соседних спектров. Очевидно также, что чем ближе к идеальным характеристики фильтра нижних частот в схеме рис. 18.14, тем меньше влияние рассмотренных выше практических ограничений.

Физическая реализуемость фильтров. Судить о том, осуществим или неосуществим тот или иной фильтр, можно по его частотной характеристике. Согласно критерию Пели — Винера необходимым, но не достаточным условием физической реализуемости фильтра является конечность интеграла

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\ln H(f)|}{1+f^2} df < \infty. \quad (18.73)$$

Например, фильтр с прямоугольной характеристикой физически нереализуем, так как $|\ln H(f)|$ за пределами полосы пропускания равен бесконечности. Нереализуем также и фильтр с колоколообразной

характеристикой, так как, хотя отношение числителя и знаменателя стремится к конечному пределу, интеграл равен бесконечности.

Однако это не означает, что нельзя реализовать фильтр с частотными характеристиками, близкими к идеальным. Например, амплитудно-частотную характеристику, близкую к прямоугольной, можно получить при достаточно большом числе звеньев фильтров Баттерворта и Чебышева. Было также показано, что большое число резонансных контуров имеет частотную характеристику, близкую к гауссовской.

Подробнее сигналы и их спектры описаны в [35—38].

Глава 19

ШУМЫ

19.1. ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШУМА

В этой главе рассматриваются флуктуационные помехи, обычно называемые шумами и проявляющиеся в виде электрических колебаний, представляющих собой случайный процесс.

Вначале рассматриваются статистические характеристики шумов, затем дается оценка их влияния на работу радиотехнических устройств [39—41].

Случайные процессы разделяются на *стационарные* и *нестационарные*. *Стационарными* называются процессы, статистические характеристики которых не изменяются во времени. В качестве нестационарного процесса можно назвать акустический шум удаляющегося автомобиля или электрический шум удаляющегося источника помехи. В этих случаях интенсивность шума изменяется во времени.

Стационарные процессы, в свою очередь, можно разделить на *эргодические* и *неэргодические*. *Эргодическими* называются такие процессы, вероятностные характеристики которых можно определить по одной реализации, производя усреднение по достаточно длинному интервалу времени; результат усреднения по времени будет совпадать с результатом усреднения по ансамблю реализаций. Большинство случайных процессов обладает свойством эргодичности.

Случайные процессы описываются всевозможными многомерными распределениями вероятностей мгновенных значений. В частности, одномерное распределение во многих случаях можно задать плотностью распределения $p(u)$. Вероятность того, что мгновенное значение напряжения шума окажется в интервале $(u, u + du)$, в этом случае равна $p(u) du$.

Очень часто плотность распределения вероятностей описывается нормальным законом

$$p(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-u^2/2\sigma^2}, \quad (19.1)$$

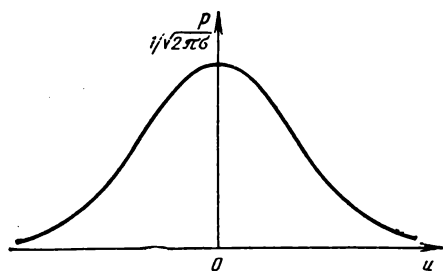


Рис. 19.1. Гауссовское или нормальное распределение вероятностей мгновенного значения напряжения флуктуационной помехи

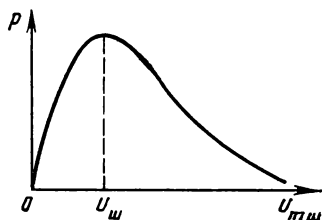


Рис. 19.2. Рэлеевский закон распределения вероятностей амплитуд шумового напряжения

где σ^2 — дисперсия; $\sigma = U_{ш}$ — среднеквадратическое значение шумового напряжения. Нормальное распределение показано на рис. 19.1. Шум, имеющий такую плотность распределения, называется гауссовским.

Шумовое напряжение на выходе узкополосного фильтра при прохождении через него гауссовского шума имеет вид синусоидального колебания с частотой, равной резонансной частоте фильтра, причем амплитуда и фаза колебания меняются случайно. Распределение вероятностей для случайной амплитуды такого напряжения $U_{mш} \geq 0$ носит название рэлеевского (рис. 19.2):

$$p(U_{mш}) = \frac{U_{mш}}{U_{ш}^2} e^{-U_{mш}^2/2U_{ш}^2}, \quad (19.2)$$

где $U_{ш}$ — среднеквадратическое значение шумового напряжения на входе фильтра.

Фаза флуктуационного колебания на выходе узкополосного фильтра имеет равномерное распределение от 0 до 2π .

Знание законов распределения шумового напряжения позволяет рассчитать многие величины, характеризующие влияние шумов на работу радиотехнических устройств.

Найдем, например, шумовое напряжение электрической цепи, состоящей из узкополосного фильтра и идеального линейного детектора. Напряжение на выходе идеального линейного детектора с коэффициентом передачи, равным единице, равно амплитуде входного напряжения:

$$U_{д.вых} = U_{mш}$$

Отсюда следует, что средневыврямленное значение напряжения на выходе детектора (постоянная составляющая напряжения на выходе детектора, возникающего в результате прохождения шума через детектор)

$$U_{=ш.вых} = \int_0^{\infty} U_{mш} p(U_{mш}) dU_{mш}.$$

Подставляя в это выражение $p(U_{\text{мш}})$ из (19.2) и переходя к новой переменной интегрирования

$$x = U_{\text{мш}}/U_{\text{ш}},$$

имеем

$$U_{\text{ш. вых}} = U_{\text{ш}} \int_0^{\infty} x^2 e^{-x^2/2} dx.$$

Учитывая, что

$$\int_0^{\infty} x^2 e^{-x^2/2} dx = \sqrt{\pi/2},$$

получаем

$$U_{\text{ш. вых}} = \sqrt{\pi/2} U_{\text{ш}}. \quad (19.3)$$

Найдем теперь среднеквадратическое значение шумового напряжения на выходе детектора. Для этого сначала вычислим дисперсию выходного напряжения.

Известно, что дисперсия случайной величины x

$$\sigma^2 = \overline{x^2} - (\bar{x})^2, \quad (19.4)$$

где $\overline{x^2}$ — среднее значение квадрата величины x ; $(\bar{x})^2$ — квадрат среднего значения x .

Для идеального линейного детектора величина $U_{\text{ш. вых}}$, эквивалентная $\bar{x}$ согласно (19.3) равна $\sqrt{\pi/2} U_{\text{ш}}$. Найдем $\overline{U_{\text{мш. вых}}^2}$, эквивалентную $\overline{x^2}$:

$$\overline{U_{\text{мш. вых}}^2} = \int_0^{\infty} U_{\text{мш}}^2 p(U_{\text{мш}}) dU_{\text{мш}} = U_{\text{ш}}^2 \int_0^{\infty} x^3 e^{-x^2/2} dx = 2U_{\text{ш}}^2. \quad (19.5)$$

Таким образом, дисперсия шума на выходе детектора

$$U_{\text{ш. вых}}^2 = \frac{4 - \pi}{2} U_{\text{ш}}^2. \quad (19.6)$$

Среднеквадратическое значение переменной составляющей шумового напряжения на выходе детектора

$$U_{\text{ш. вых}} = \sqrt{\frac{4 - \pi}{2}} U_{\text{ш}} \approx 0,665 U_{\text{ш}}. \quad (19.7)$$

Напомним, что $U_{\text{ш}}$ в (19.3) и (19.7) — это среднеквадратическое значение гауссовского шума на выходе узкополосного фильтра перед детектором.

Если на входе фильтра помимо шума имеется сигнал в виде немодулированного синусоидального колебания с амплитудой $U_{\text{мс}}$ и частотой, равной резонансной частоте фильтра, то между сигналом и шумом образуются биения. При достаточно большой амплитуде сигнала можно считать справедливым неравенство $U_{\text{мс}} \gg U_{\text{ш}}$. В этом случае можно

рассматривать лишь биения между сигналом и шумом и считать шум на выходе детектора приближенно равным шуму на его входе:

$$U_{\text{ш.вых}} \approx U_{\text{ш.}} \quad (19.8)$$

Следовательно, при одновременном детектировании достаточно большого сигнала и слабого шума флуктуации напряжения на выходе идеального детектора больше среднеквадратического напряжения шума в отсутствие сигнала в $1/0,665 \approx 1,5$ раза.

19.2. КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ И СПЕКТР ШУМА

Найдем корреляционную функцию эргодического шума

$$\psi(\tau) = \overline{u(t)u(t+\tau)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t)u(t+\tau) dt. \quad (19.9)$$

При $\tau = 0$ корреляционная функция $\psi(0)$ равна полной средней мощности шума на сопротивлении 1 Ом:

$$\psi(0) = \overline{u^2(t)} = U_{\text{ш}}^2 + \overline{(u(t))^2}, \quad (19.10)$$

где $\overline{u^2(t)}$ — среднее значение квадрата шумового напряжения; $U_{\text{ш}}^2$ — дисперсия напряжения шума; $\overline{u(t)}$ — среднее значение шумового напряжения.

Понятие спектральной плотности мощности, введенное в предыдущей главе для детерминированных сигналов [см. (18.47)], можно распространить и на случайные процессы. Спектральная плотность шума определяется равенством

$$P(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |U_T(f)|^2, \quad (19.11)$$

из которого видно, что она равна средней мощности шума, приходящейся на полосу частот шириной 1 Гц.

В соответствии с соотношениями Винера — Хинчина, приведенными в предыдущей главе [см. (18.56) и (18.57)], корреляционная функция и спектральная плотность мощности шума связаны между собой преобразованиями Фурье:

$$P(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau; \quad (19.12)$$

$$\psi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} P(f) e^{j\omega\tau} df. \quad (19.13)$$

Белый шум. Белым шумом называют шум, имеющий равномерную спектральную плотность мощности шума для всех частот от $-\infty$ до ∞ .

Пусть спектральная плотность

$$P(f) = N_0/2 = \text{const}, \quad (19.14)$$

где N_0 — мощность шума, приходящаяся на единицу полосы частот при одностороннем отсчете частот от 0 до ∞ .

В этом случае согласно (19.13) корреляционная функция шума

$$\psi(\tau) = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} df = \frac{N_0}{2} \delta(\tau). \quad (19.15)$$

Следовательно, в белом шуме некоррелированными являются значения шума в любые два несовпадающие момента времени. Из (19.14) следует, что мощность белого шума бесконечно велика:

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} P(f) df = \infty.$$

Ясно, что ни один источник шума не может иметь бесконечную мощность. Следовательно, в любом реальном источнике шума спектральная плотность по мере увеличения частоты должна стремиться к нулю, чтобы суммарная мощность шума была конечной.

Фильтрованный белый шум. Рассмотрим белый шум, прошедший через фильтры с различными характеристиками. Спектральная плотность мощности шума на выходе фильтра

$$P_2(f) = |H(f)|^2 P_1(f), \quad (19.16)$$

где $|H(f)|^2$ — квадрат модуля передаточной характеристики фильтра; $P_1(f)$ — спектральная плотность мощности шума на входе фильтра, постоянная и равная по предположению $N_0/2$.

Идеальный фильтр. Найдем корреляционную функцию для белого шума, прошедшего через идеальный фильтр с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой и полосой пропускания от f_1 до f_2 . Фильтрованный шум уже не является «белым» (иногда такой шум называют «цветным» или «окрашенным»).

Согласно (19.13) корреляционная функция такого шума

$$\begin{aligned} \psi(\tau) &= \int_{-f_2}^{-f_1} \frac{N_0}{2} e^{j\omega\tau} df + \int_{f_1}^{f_2} \frac{N_0}{2} e^{j\omega\tau} df = \\ &= \int_{f_1}^{f_2} N_0 \cos \omega\tau df = \frac{N_0}{2\pi\tau} (\sin \omega_2 \tau - \sin \omega_1 \tau). \end{aligned}$$

Введя обозначения: $\Delta f = f_2 - f_1$; $\Delta \omega = \omega_2 - \omega_1$; $\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2)/2$, получим

$$\psi(\tau) = U_{\text{ш}}^2 \frac{\sin \pi \Delta f \tau}{\pi \Delta f \tau} \cos \omega_0 \tau, \quad (19.17)$$

где $U_{\text{ш}}^2 = N_0 \Delta f$ — дисперсия шума.

Для идеального фильтра нижних частот имеем: $f_1 = -F_{\text{гп}}$; $f_2 = F_{\text{гп}}$; $\omega_1 = -\Omega_{\text{гп}}$; $\omega_2 = \Omega_{\text{гп}}$; $\Delta \omega = \omega_2 - \omega_1 = 2\Omega_{\text{гп}}$, где $F_{\text{гп}} = \Omega_{\text{гп}}/2\pi$ — граничная частота.

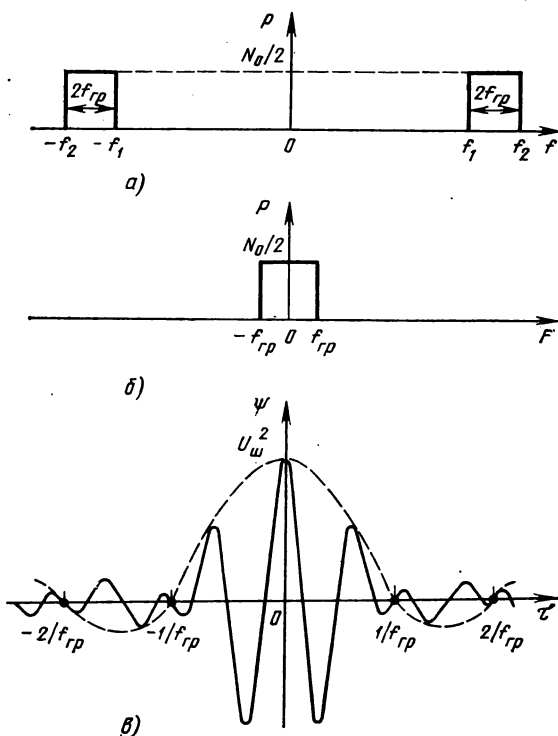


Рис. 19.3. Спектральные плотности и корреляционные функции белого шума, прошедшего через идеальные фильтры:

a — спектральная плотность на выходе полосового фильтра; *б* — то же на выходе фильтра нижних частот; *в* — корреляционные функции (штриховая линия — фильтр нижних частот, сплошная — полосовой фильтр)

Корреляционная функция шума, прошедшего идеальный фильтр нижних частот согласно (19.17) равна

$$\psi(\tau) = U_{\text{ш}}^2 \frac{\sin \Omega_{\text{гп}} \tau}{\Omega_{\text{гп}} \tau}. \quad (19.18)$$

На рис. 19.3, *a* и *б* изображены спектральные плотности белого шума, прошедшего идеальные фильтры полосовой и нижних частот, а на рис. 19.3, *в* изображены корреляционные функции шума, прошедшего полосовой идеальный фильтр (сплошная линия), и шума, прошедшего идеальный фильтр нижних частот (штриховая линия).

Фильтр с колоколообразной характеристикой. При прохождении белого шума через фильтр с колоколообразной амплитудно-частотной характеристикой, для которого

$$|H(f)|^2 = e^{-\frac{\pi}{(\Delta f_{\text{эф}})^2} (f - f_0)^2}$$

получаем спектральную плотность шума на выходе фильтра

$$P(f) = \frac{N_0}{2} e^{-\frac{\pi}{(\Delta f_{\text{эф}})^2} (f-f_0)^2}.$$

Подставляя это выражение в (19.13), найдем корреляционную функцию шума на выходе такого фильтра

$$\psi(\tau) = U_{\text{ш}}^2 e^{-(\Delta f_{\text{эф}})^2 \tau^2} \cos \omega_0 \tau. \quad (19.19)$$

Резонансный контур. При прохождении белого шума через резонансный усилитель с амплитудно-частотной характеристикой

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + [(f-f_0)/\delta f_0]^2}$$

корреляционная функция шума на выходе резонансного усилителя имеет вид

$$\psi(\tau) = U_{\text{ш}}^2 e^{-2\Delta f_{\text{эф}} |\tau|} \cos \omega_0 \tau, \quad (19.20)$$

где $\Delta f_{\text{эф}} = \frac{2}{\pi} \Delta f_{0.7}$.

Сравнивая выражения (19.17), (19.19) и (19.30), замечаем, что корреляционная функция шума на выходе полосовых фильтров с различными симметричными по средней частоте амплитудно-частотными характеристиками всегда имеет вид косинусоиды $\cos \omega_0 \tau$ с частотой ω_0 , равной центральной частоте полосы пропускания фильтра ω_0 , амплитуда которой убывает с ростом $|\tau|$. Характер убывания определяется видом амплитудно-частотной характеристики фильтра. Для идеального фильтра огибающая косинусоиды имеет вид $\sin x/x$, для фильтра с колоколообразной характеристикой — вид колокола, для одиночного резонансного контура огибающая стремится к нулю по экспоненте. Во всех случаях убывание корреляционной функции происходит тем быстрее, чем шире полоса пропускания фильтра. Следовательно, интервал корреляции обратно пропорционален полосе фильтра.

Узкополосный шум. Идеальный полосовой фильтр можно считать узкополосным, если выполняется условие

$$\Delta f = f_2 - f_1 \ll f_0 = (f_2 + f_1)/2.$$

Задаваясь полосой пропускания на некотором уровне, можно надлежащим образом сформулировать условия узкополосности и для других фильтров.

Если выполняются неравенства $|\Delta f \tau| \ll 1$ или $|\tau| \ll 1/\Delta f$, то огибающая в выражениях (19.17), (19.19) и (19.20) приблизительно равна единице и корреляционная функция шума на выходе фильтра

$$\psi(\tau) = U_{\text{ш}}^2 \cos \omega_0 \tau \quad (19.21)$$

совпадает по форме с корреляционной функцией детерминированного синусоидального колебания с произвольной фазой. Отсюда следует, что шум на выходе любого узкополосного фильтра в пределах промежутка времени, малого по сравнению с $1/\Delta f$, должен в большой степени быть

похожим на синусоидальное колебание с некоторой начальной фазой и постоянной амплитудой. Однако с течением времени амплитуда и фаза шумового колебания меняются постепенно случайным образом. В соответствии с этим шумовое напряжение можно записать в виде синусоидального колебания со случайной огибающей $U_m(t)$ и фазой $\varphi(t)$:

$$u(t) = U_m(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)]. \quad (19.22)$$

Именно такое представление о шумовом напряжении на выходе узкополосного фильтра было использовано в § 19.1.

19.3. ЭФФЕКТИВНАЯ ПОЛОСА

Идеальный фильтр вырезает из белого шума только те спектральные составляющие, которые попадают в его полосу пропускания. Фильтры и резонансные системы, не имеющие резко очерченной амплитудно-частотной характеристики, не только пропускают шумы за пределами так или иначе определенной полосы пропускания, но и изменяют спектральную плотность шума в пределах полосы пропускания.

О характере преобразования шума реальным фильтром судят прежде всего по так называемой эффективной полосе фильтра, которая по определению равна полосе пропускания идеального фильтра, мощность шума на выходе которого равна мощности шума на выходе реального фильтра; при этом коэффициент передачи идеального фильтра в пределах полосы пропускания предполагается равным максимальному значению коэффициента передачи $|H(f)|_{\max}$ рассматриваемого реального фильтра. В соответствии со сказанным эффективную полосу $\Delta f_{\text{эф}}$ можно найти из равенства

$$N_0 |H(f)|_{\max}^2 \Delta f_{\text{эф}} = \int_0^{\infty} N_0 |H(f)|^2 df,$$

откуда

$$\Delta f_{\text{эф}} = \frac{\int_0^{\infty} |H(f)|^2 df}{|H(f)|_{\max}^2}. \quad (19.23)$$

Когда речь идет о прохождении шума через резонансный усилитель, эффективную полосу $\Delta f_{\text{эф}}$ можно определить по обобщенной резонансной кривой усилителя, если все ее абсциссы возвести в квадрат и заменить прямоугольником (рис. 19.4), площадь которого равна площади под резонансной кривой в квадрате. Следовательно, в этом случае эффективная полоса

$$\Delta f_{\text{эф}} = \int_{-\infty}^{\infty} |y(\Delta_1 f)|^2 df, \quad (19.24)$$

где $\Delta_1 f$ (в данном выражении и на рис. 19.4) равна отклонению частоты f от центральной частоты f_0 .

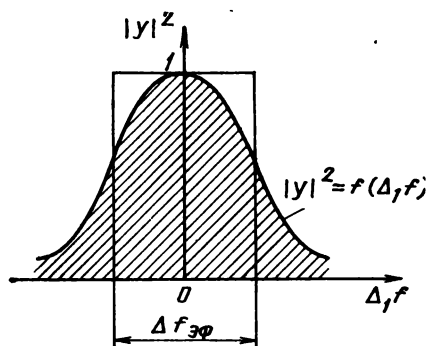


Рис. 19.4. Резонансная кривая, возведенная в квадрат, и прямоугольник равной площади. Основание прямоугольника равно эффективной полосе $\Delta f_{\text{эф}}$

Для одиночного колебательного контура

$$|y|^2 = [1 + (2Q\Delta_1 f/f_0)^2]^{-1},$$

откуда

$$\begin{aligned} \Delta f_{\text{эф}} &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{df}{1 + (2Q/f_0)^2 f^2} = (f_0/2Q) \arctg (2Q/f_0) f \Big|_{-\infty}^{\infty} = \frac{\pi}{2} \frac{f_0}{Q} = \\ &= 1,57 \Delta f_{0,7}. \end{aligned} \quad (19.25)$$

Данные, приведенные в табл. 19.1, показывают, во сколько раз эффективная полоса шире полосы пропускания усилителя, отсчитанной на уровне 0,7. Эти коэффициенты предложены и вычислены А. А. Колосовым.

Таблица 19.1

Тип усилителя	Число каскадов				
	1	2	3	4	∞
Резонансный	1,57	1,22	1,16	1,13	1,065
Голосовой с двумя связанными контурами в каждом каскаде при критической связи	1,11	1,04	1,02	1,01	1,0

Эффективная полоса радиотехнических устройств во многих случаях определяется инерционностью выходных устройств. Например, в радиоконках она определяется эффективной полосой выходного индикатора, имеющего $\Delta f_{\text{эф}} \approx 1-2$ Гц.

19.4. ТЕПЛОВОЙ ШУМ

Вследствие хаотического теплового движения электронов в проводниках возникает тепловой шум. В 1928 г. Найквист показал, что дисперсия ЭДС эквивалентного шумового генератора

$$\overline{E_{\text{ш}}^2} = 4RkT\Delta f_{\text{эф}}, \quad (19.26)$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град; R — сопротивление цепи Ом; T — абсолютная температура сопротивления; $\Delta f_{\text{эф}}$ — эффективная полоса.

Таким образом, реальному сопротивлению R эквивалентен генератор шума с ЭДС, определяемой формулой Найквиста (19.26), последовательно с которым включено идеализированное нешумящее сопротивление R . Очевидно, что от схемы с источником ЭДС можно перейти к схеме с эквивалентным генератором шумового тока, дисперсия которого

$$\overline{I_{\text{ш}}^2} = 4 \frac{1}{R} kT\Delta f_{\text{эф}}, \quad (19.27)$$

причем идеализированное нешумящее сопротивление R должно быть включено параллельно генератору тока.

При последовательном включении реальных сопротивлений складываются не ЭДС отдельных генераторов, а их квадраты, при параллельном же включении реальных сопротивлений складываются квадраты токов. Действительно, ЭДС отдельных генераторов имеют случайные частоты и фазы, поэтому речь может идти лишь о сложении мощностей.

Генератор ЭДС шума, как и всякий генератор, отдает максимальную мощность в нагрузку, равную сопротивлению генератора, т. е. в том случае, когда сопротивление нешумящей нагрузки равно шумящему сопротивлению. При наличии такого согласования шумовое напряжение на нагрузке в два раза (а квадрат напряжения в четыре раза) меньше ЭДС генератора. Отсюда следует, что максимальная мощность шума, которая может быть в принципе отдана в нешумящую нагрузку,

$$P_{\text{ш}} = \overline{E_{\text{ш}}^2} / 4R = kT\Delta f_{\text{эф}}. \quad (19.28)$$

Из (19.28) следует, что мощность шума, получающаяся при согласовании, не зависит от сопротивления источника шума, а определяется его температурой и эффективной полосой.

Среднеквадратическое значение ЭДС теплового шума при комнатной температуре удобно находить по формуле

$$E_{\text{ш}} = \sqrt{\overline{E_{\text{ш}}^2}} = \frac{1}{8} \sqrt{\Delta f_{\text{эф}}}, \quad (19.29)$$

где R должно выражаться в килоомах; $\Delta f_{\text{эф}}$ — в килогерцах и тогда $E_{\text{ш}}$ будет выражено в микровольтах.

19.5. ШУМЫ В ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

При термоэлектронной эмиссии наблюдается дробовой эффект, исследованный в 1918 г. Шотки.

Электроны излучаются катодом хаотически и с неодинаковыми скоростями. В результате электронный ток в лампе подобен дождю, состоящему из отдельных капель или дробиннок-электронов. Число электронов, достигающих в единицу времени анода, не остается постоянным. Отклонение от среднего значения тока создает его флуктуации, называемые дробовым шумом. Ламповый диод, работающий в режиме насыщения, создает шумовой ток, дисперсия которого

$$\overline{I_{\text{ш}}^2} = 2qI\Delta f_{\text{эф}}, \quad (19.30)$$

где $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; I — средний ток эмиссии.

Шум на выходе электронной лампы можно описать, представив лампу в виде эквивалентного генератора шумового тока, включенного параллельно выходу лампы (рис. 19.5).

Этот шум обусловлен дробовым эффектом. Если триод работает в режиме насыщения, но без сеточных токов, то средний квадрат шумового тока триода также определяется формулой (19.30). Для практических расчетов удобно вместо генератора шумового тока на выходе ввести эквивалентный генератор напряжения на входе в соответствии с равенством

$$\overline{I_{\text{ш}}^2} = S^2 \overline{E_{\text{ш}}^2}, \quad (19.31)$$

где S — крутизна лампы; $\overline{I_{\text{ш}}^2}$ — средний квадрат шумового тока на выходе; $\overline{E_{\text{ш}}^2}$ — средний квадрат эквивалентного шумового напряжения на входе лампы.

В свою очередь, удобно считать, что эквивалентное шумовое напряжение на входе создается некоторым фиктивным шумящим сопротивлением $R_{\text{ш}}$, включенным во входной цепи лампы. Тогда средний квадрат шумового тока на выходе

$$\overline{I_{\text{ш}}^2} = S^2 4kTR_{\text{ш}} \Delta f_{\text{эф}}. \quad (19.32)$$

Приравнявая (19.30) к (19.32), получаем, что шум лампы эквивалентен тепловому шуму сопротивления $R_{\text{ш}}$, включенного на входе, причем эквивалентное шумовое сопротивление лампы

$$R_{\text{ш}} = \frac{q}{2kT} \frac{I}{S^2}. \quad (19.33)$$

При комнатной температуре $R_{\text{ш}} \approx 20I/S^2$.

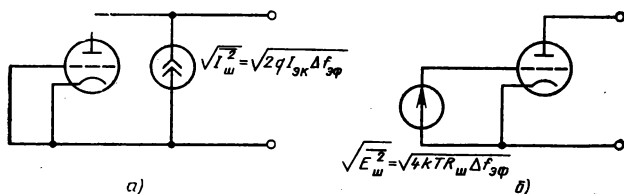


Рис. 19.5. Эквивалентные шумовые схемы электронной лампы

Эквивалентное шумовое сопротивление пропорционально анодному току I и обратно пропорционально квадрату крутизны S , поэтому лампы с большой крутизной меньше шумят. При определении совокупного действия всех источников шума тепловое сопротивление лампы $R_{\text{ш}}$ включается последовательно с другими шумящими сопротивлениями, например последовательно с эквивалентным сопротивлением контура $R_{\text{эк}}$, включенного между сеткой и катодом. Подчеркнем еще раз фиктивный характер эквивалентного шумового сопротивления $R_{\text{ш}}$. В частности, при расчетах следует считать, что возможные сеточные токи не создают падения напряжения на этом сопротивлении.

На практике измерительные шумовые диоды работают в режиме насыщения. Обычно диоды и триоды работают в режиме ограничения тока пространственным зарядом. Поэтому шумы в диодах и триодах меньше по сравнению с теми, которые определяются выражениями (19.32) и (19.33). Для правильной оценки шума правые части этих выражений следует умножить на коэффициент сглаживания флуктуаций электронного тока пространственным зарядом, называемый коэффициентом подавления дробового шума:

$$\Gamma^2 = 0,644 \cdot 2 k T_{\text{к}} S / q I, \quad (19.34)$$

где $T_{\text{к}}$ — абсолютная температура катода; I — анодный ток лампы
При температуре катода $T_{\text{к}} = 1000 \text{ К}$

$$\Gamma^2 \approx 0,11 S / I. \quad (19.35)$$

С учетом этого шумовое сопротивление диода, работающего в режиме пространственного заряда,

$$R_{\text{ш}} \approx 2,5 R_{\text{д}}, \quad (19.36)$$

где $R_{\text{д}}$ — внутреннее сопротивление диода, равное $1/S$,

Шумовое сопротивление триода с учетом коэффициента подавления

$$R_{\text{ш}} \approx 2,5/S. \quad (19.37)$$

В тетрадах, пентодах и других многосеточных лампах шумы больше, чем в триоде, из-за перераспределения тока между электродами, вызывающего увеличение флуктуаций анодного тока. Это увеличение флуктуаций бывает весьма существенным. Например, в соответствии с (19.37) и экспериментальными данными шумовое сопротивление триода с крутизной $S \approx 10 \text{ мА/В}$ приблизительно равно 200 Ом . У пентода с такой же крутизной шумовое сопротивление на порядок больше.

Шумовое сопротивление электронной лампы с экранирующей сеткой можно определить по формуле

$$R_{\text{ш}} \approx 2,5/S + 20 I_{\text{с}}/S I_{\text{к}}, \quad (19.38)$$

где S — крутизна анодного тока по управляющей сетке; $I_{\text{с}}$ — ток экранной сетки; $I_{\text{к}}$ — катодный ток.

Особенно велики шумы преобразовательных ламп. Шумовое сопротивление ламп, используемых для преобразования частоты, измеряется сотнями килоом. Столь большое значение шумового сопротивления

этих ламп объясняется двумя причинами: во-первых, крутизна преобразования значительно ниже крутизны передачи; во-вторых, происходит преобразование шумов на побочных частотах.

19.6. ФЛИККЕР-ШУМ

Наряду с шумом, имеющим широкий равномерный частотный спектр, в электронных лампах и полупроводниковых приборах наблюдается шум, спектр мощности которого пропорционален $1/f$, т. е. обратно пропорционален частоте.

В электронных лампах шумы такого вида вызываются испарением атомов вещества катода, т. е. постоянным его разрушением, диффузией новых атомов из глубины катода к его поверхности и происходящими в связи с этим структурными изменениями излучающей поверхности катода. Такого рода шумы в электронных лампах называются шумами вследствие *фликкер-эффекта* (эффекта мерцания) катода.

Источником шума типа эффекта мерцания в полупроводниковых приборах являются непрерывные вероятностные изменения внутренней структуры — локальной перестройки проводящих каналов внутри полупроводника при прохождении через него тока. В результате этого происходит хаотическая модуляция сопротивления, приводящая к флуктуациям тока.

Экспериментально зависимость спектральной плотности мощности шума вида $1/f$ (или близких к ней) наблюдается от частоты около 10^{-4} до 10^2 — 10^4 Гц.

19.7. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА

Шумовые свойства усилителей и радиоприемников принято характеризовать коэффициентом шума, предполагая, что на входе и внутри усилителя шум является белым. Коэффициентом шума называют отношение мощностей сигнала и шума на входе $(P_c/P_{ш})_{вх}$, отнесенное к такому же отношению на выходе усилителя или на выходе линейной части приемника (на входе детектора).

Таким образом, по определению коэффициент шума

$$K_{ш} = (P_c/P_{ш})_{вх} / (P_c/P_{ш})_{вых}. \quad (19.39)$$

Если усилитель сам по себе не шумит, то входное и выходное отношения сигнал-шум равны и коэффициент шума $K_{ш} = 1$. При измерении коэффициента шума в децибелах в этом случае $K_{ш} = 0$.

Коэффициент шума показывает, во сколько раз шумы на выходе усилителя увеличиваются за счет шумов, возникающих в самом усилителе. Деля числитель и знаменатель в (19.39) на мощность сигнала на входе, получаем

$$K_{ш} = P_{ш.вых} / K_P P_{ш.вх}, \quad (19.40)$$

где $P_{ш.вх}$ и $P_{ш.вых}$ — соответственно мощности шумов на входе и выходе усилителя; K_P — коэффициент передачи мощности усилителем в предположении, что амплитудно-частотная характеристика равномерна в полосе частот, а шум является белым.

Коэффициент шума показывает также, во сколько раз отношение сигнал-шум на выходе идеального нешумящего усилителя выше, чем отношение сигнал-шум на выходе реального шумящего усилителя:

$$K_{ш} = \frac{(P_c/P_{ш})_{\text{вых. идеальн. ус}}}{(P_c/P_{ш})_{\text{вых. реальн. ус}}} \quad (19.41)$$

Шум на выходе многокаскадного усилителя можно представить в виде суммы шума, поступающего на вход усилителя вместе с сигналом, шума, добавляемого первым каскадом усилителя, и шумов, добавляемых последующими каскадами.

Шум, поступающий на вход вместе с сигналом, усиливается всеми каскадами. Мощность этой составляющей шума на выходе $P_{ш. вх} \times K_{P1} K_{P2} \dots K_{Pn}$. Здесь $P_{ш. вх} = kT\Delta f_{эф}$ — мощность тепловых шумов на входе любого из усилителей, обязанная лишь сопротивлению генератора на его входе, для приемника этим сопротивлением является сопротивление излучения антенны; K_{Pi} — коэффициент усиления мощности i -го каскада.

Первый каскад реального усилителя создает на выходе шум

$$P_{ш. вх} (K_{ш1} - 1) K_{P1} K_{P2} \dots K_{Pn},$$

где $K_{ш1}$ — коэффициент шума первого каскада. Второй каскад на выходе усилителя создает шум

$$P_{ш. вх} (K_{ш2} - 1) K_{P2} K_{P3} \dots K_{Pn},$$

где $K_{ш2}$ — коэффициент шума второго каскада, и т.д., наконец, n -й каскад создает шум

$$P_{ш. вх} (K_{шn} - 1) K_{Pn}.$$

Суммируя все мощности шумов и деля на мощность шумов идеального усилителя, получаем коэффициент шума всего усилителя, равный

$$K_{ш} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{P1}} + \frac{K_{ш3} - 1}{K_{P1} K_{P2}} + \dots + \frac{K_{шn} - 1}{K_{P1} K_{P2} \dots K_{P(n-1)}} \quad (19.42)$$

Выражение (19.42) показывает, что наибольший вклад в коэффициент шума усилителя или приемника вносят первый и второй каскады усиления. Включение в качестве первого каскада (до преобразователя частоты или смесителя) маломощного усилителя с большим коэффициентом усиления позволяет значительно уменьшить общий коэффициент шума усилителя или приемника.

Измерение коэффициента шума. Коэффициент шума усилителя можно измерить следующим образом. Измерим сначала шум на выходе усилителя, ко входу которого подключен резистор, имеющий сопротивление, равное сопротивлению источника сигнала. Резистор называется эквивалентом генератора (для приемника — эквивалентом антенны). Он находится при комнатной температуре $T = 293$ К. Затем подключим ко входу усилителя последовательно с сопротивлением эквивалента генератора регулируемый шумовой генератор. Изменяя мощность колебаний на выходе шумового генератора, добьемся удвоения выходной мощности шумов.

В первом случае мощность шумов на выходе

$$P_{\text{ш.вых1}} = K_{\text{ш}} kT\Delta f_{\text{эф}} K_P.$$

Во втором случае

$$P_{\text{ш.вых2}} = 2P_{\text{ш.вых1}} \approx K_{\text{ш}} kT\Delta f_{\text{эф}} K_P + P_{\text{ш.г}} K_P.$$

Таким образом,

$$2K_{\text{ш}} kT\Delta f_{\text{эф}} \approx K_{\text{ш}} kT\Delta f_{\text{эф}} + P_{\text{ш.г}},$$

откуда следует, что коэффициент шума исследуемого усилителя

$$K_{\text{ш}} = P_{\text{ш.г}} / kT\Delta f_{\text{эф}}. \quad (19.43)$$

где $P_{\text{ш.г}}$ — измеренное значение входной мощности шумового генератора, включенного на входе усилителя. В качестве генератора шумов часто применяют калиброванный шумовой диод, работающий в режиме насыщения тока эмиссии, по значению которого определяют уровень вводимых шумов. Когда шум не является белым, различают коэффициент шума на данной частоте $K_{\text{ш}}(f)$, называемый также узкополосным коэффициентом шума, и усредненный коэффициент шума

$$K_{\text{ш.ср}} = \int_0^{\infty} K_{\text{ш}}(f) |H(f)|^2 df \left/ \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df \right., \quad (19.44)$$

или

$$K_{\text{ш.ср}} = \int_0^{\infty} K_{\text{ш}}(f) |H(f)|^2 df / |H(f)|_{\text{max}}^2 \Delta f_{\text{эф}}. \quad (19.45)$$

Эффективная шумовая температура. Коэффициент шума малошумящих усилителей и приемников бывает близок к единице. Поэтому для характеристики шумовых свойств малошумящих усилителей и приемников используют так называемую *эффективную шумовую температуру*, которая вводится следующим образом.

Коэффициент шума приемника можно записать как отношение суммарной мощности шумов на выходе приемника, состоящей из мощности тепловых шумов эквивалента антенны и мощности шумов $\Delta P_{\text{ш.пр}}$, внесенных приемником, к мощности составляющей шумов на выходе, создаваемой эквивалентом антенны:

$$K_{\text{ш}} = \frac{kT\Delta f_{\text{эф}} K_P + \Delta P_{\text{ш.пр}}}{kT\Delta f_{\text{эф}} K_P} = 1 + \frac{\Delta P_{\text{ш.пр}}}{kT\Delta f_{\text{эф}} K_P}, \quad (19.46)$$

где T — температура эквивалента антенны. Появление на выходе шумов, дополнительных к усиленным шумам эквивалента антенны, можно трактовать как повышение температуры эквивалента антенны на величину эффективной температуры $T_{\text{эф}}$, т. е. считать дополнительную мощность шумов, вносимых приемником,

$$\Delta P_{\text{ш.пр}} = kT_{\text{эф}} \Delta f_{\text{эф}} K_P.$$

Тогда согласно (19.46) коэффициент шума $K_{ш} = 1 + T_{эф}/T$. Отсюда находим эффективную шумовую температуру приемника

$$T_{эф} = (K_{ш} - 1) T. \quad (19.47)$$

19.8. ШУМЫ В ТРАНЗИСТОРАХ

Шумы в биполярных транзисторах. Главным источником шума в биполярных транзисторах являются процессы генерации и рекомбинации пар электрон — дырка в базе. Шум этого вида называется *генерационно-рекомбинационным*. При этом происходят изменение плотности свободных носителей и флуктуации тока в $p - n$ -переходах. Такой шум по своей природе близок к дробовому.

Другой вид шума в биполярных транзисторах — *диффузионный шум*, который по своей природе является тепловым. Кроме того, тепловое движение носителей приводит к возникновению шумового напряжения на распределенном сопротивлении базы $r_{б1б}$. Основной составляющей шума в транзисторах является дробовой шум в $p - n$ -переходе, связанный с флуктуациями потока носителей, преодолевающих потенциальный барьер.

Кроме того, в полупроводниковых устройствах имеют место шумы, связанные с фликкер-эффектом (см. § 19.6).

Шумы в униполярных транзисторах. В униполярных транзисторах шум значительно меньше, так как ток транзистора создается носителями основного типа, концентрация которых мало зависит от температуры, и генерационно-рекомбинационные процессы не играют в них сколько-нибудь значительной роли.

Главными составляющими шума униполярного транзистора являются тепловые шумы, возникающие в проводящем канале, и дробовые шумы тока затвора.

Коэффициент шума транзистора. Шумы транзисторов оценивают коэффициентом шума, характеризующим увеличение мощности шума на выходе по сравнению с тепловыми шумами источника сигнала. Типичная идеализированная зависимость коэффициента шума от частоты для малошумящих биполярных и униполярных транзисторов показана на рис. 19.6.

При уходе из области средних частот в сторону уменьшения или увеличения частоты наблюдается рост коэффициента шума. При уменьшении частоты рост вызван возрастанием шумов, связанных с фликкер-эффектом. При увеличении частоты рост коэффициента шума происходит из-за уменьшения коэффициента усиления сигнала.

Коэффициент шума сильно зависит от сопротивления источника сигнала. Для усилителя с биполярным транзистором коэффициент шума минимален при сопротивлении источника сигнала $R_r = 0,5 - 1$ кОм.

У полевых транзисторов коэффициент шума уменьшается с увеличением сопротивления источника сигнала. Обычно этот коэффициент измеряют при сопротивлении генератора $R_r = 1 - 10$ Мом.

Зависимость коэффициента шума от сопротивления источника сигнала учитывается на стадии проектирования усилителя. При низкоомном источнике сигнала коэффициент шума усилителя меньше, когда в

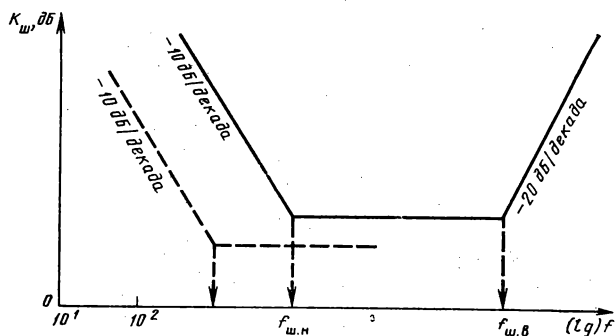


Рис. 19.6. Примерная зависимость коэффициента шума от частоты для униполярного (— — —) и биполярного (—————) транзисторов

первом каскаде усилителя работает малошумящий биполярный транзистор. При высокоомном источнике сигнала коэффициент шума меньше, когда в первом каскаде работает малошумящий полевой транзистор.

Шумы транзистора сильно зависят от режима его работы. Коэффициент шума малоомного биполярного транзистора минимален в схеме с ОЭ при токе коллектора 0,2—0,3 мА. Это значение коллекторного тока сравнимо с возможным изменением тока вследствие изменения температуры. Коэффициент шума также зависит от напряжения коллектор-эмиттер. Считают, что коэффициент шума пропорционален квадратному корню напряжения коллектор-эмиттер. Обычно в малошумящих каскадах напряжение коллектор-эмиттер устанавливают равным 0,8—2 В.

Коэффициент шума часто измеряют на некоторой заранее оговоренной частоте. Для низкочастотных транзисторов коэффициент шума чаще всего измеряется на частоте 1 кГц. На этой частоте лучшие биполярные транзисторы имеют коэффициент шума 1—2 дБ, а лучшие полевые транзисторы — 0,3 — 0,5 дБ.

Глава 20

МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА. ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ

20.1. СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР

Прием радиосигналов всегда сопровождается помехами. При уровне помех, близком к максимальному значению сигнала, трудно обнаружить даже присутствие сигнала. Например, в радиолокации важной задачей является обнаружение на фоне помех импульсного сигнала,

пришедшего от цели. На рис. 20.1, *а* показан импульсный сигнал, замаскированный непрерывной помехой.

Ясно, что указать правильное положение импульсного сигнала затруднительно, так как, во-первых, велика вероятность пересечения порога обнаружения помехой (так называемая ложная тревога), во-вторых, из-за сложения сигнала с помехой сигнал может оказаться ниже порога обнаружения (пропуск сигнала).

Возникает задача наилучшей (оптимальной) обработки смеси сигнала и помехи, при которой по возможности мало сказывалось бы влияние помех. Оценка влияния помех зависит от принятого критерия. Например, в рассматриваемом примере оптимальной фильтрацией обычно считают такую обработку, при которой вероятность ложных тревог фиксирована, а вероятность пропуска сигнала минимальна.

Простейшая обработка заключается в линейной фильтрации смеси детерминированного сигнала и помехи, т. е. в пропускании этой смеси через фильтр с характеристикой передачи $H(f)$. Изменяя эту характеристику, можно изменять соотношение между составляющими сигнала и помехи на выходе фильтра. На рис. 20.1, *б* показано выходное напряжение фильтра со специально подобранной характеристикой, на вход которого подается напряжение, соответствующее рис. 20.1, *а*. Из рисунка видно, что для фильтрованного сигнала уменьшается вероятность ложной тревоги и пропуска сигнала по сравнению с нефильтрованным.

Заметим, что смесь сигнала и помехи на выходе усилителя или приемника ту или иную фильтрацию уже прошла в антенных, входных и усилительных цепях приемника, имеющих конечную полосу пропускания. Поэтому вопрос о фильтрации заключается в выборе оптимальной формы амплитудно- и фазо-частотной характеристик всего усилителя или приемника, а также оптимальной ширины его полосы пропускания. Для простоты нефильтрованным называют сигнал, который прошел цепи с полосой пропускания, много большей ширины спектра сигнала.

Естественно возникает вопрос о критерии качества фильтрации. Если форма сигнала известна точно, то чаще всего в качестве критерия используют отношение пиковой мощности сигнала на выходе фильтра в некоторый момент времени к средней мощности шума на выходе фильтра. Фильтр, для которого это отношение максимально, называют *оптимальным*, или *согласованным*.

Исторически понятие согласованной фильтрации появилось раньше, чем была создана теория оптимальных методов приема. В этой теории

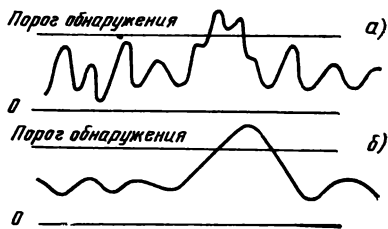


Рис. 20.1. Обнаружение импульсного сигнала на фоне непрерывной помехи. Сигнал и помеха прошли через фильтр:

а — полоса фильтра значительно превышает ширину спектра сигнала; *б* — фильтр согласован с сигналом

показывается, что согласованный фильтр является составной частью практически всех оптимальных приемников, когда форма сигнала известна. В частности, для рассмотренного выше примера оптимальный в смысле минимума вероятности пропуска сигнала приемник состоит из согласованного фильтра и порогового устройства, если точно известны огибающая принимаемого импульса и фаза радиочастотного заполнения. Если последняя неизвестна, то между согласованным фильтром и пороговым устройством помещается еще детектор огибающей.

Во многих случаях основную фильтрацию осуществляют усилители промежуточной частоты. Следовательно, вопрос об оптимальном фильтре есть вопрос об оптимальных амплитудно- и фазочастотных характеристиках усилителя промежуточной частоты [42—47].

Найдем передаточную характеристику согласованного фильтра, когда сигнал принимается на фоне белого шума, т. е. шума, имеющего постоянную спектральную мощность N_0 во всем диапазоне частот.

Предварительно необходимо выбрать момент t_0 , в который пиковая мощность сигнала на выходе фильтра должна быть максимальна. Если длительность сигнала конечна, а сам сигнал начинается в момент $t = 0$, то в качестве t_0 выбирают момент окончания сигнала, чтобы при фильтрации использовать весь сигнал. Если сигнал имеет бесконечную длительность, то момент t_0 оказывается также бесконечным, а соответствующий согласованный фильтр — физически нереализуемым. В дальнейшем рассматривается только сигнал конечной длительности.

Отношение пиковой мощности сигнала в момент t_0 к средней мощности шума (отношение сигнал-шум по мощности) на выходе фильтра с передаточной характеристикой $H(f)$ равно

$$\frac{|u(t_0)|^2}{P_{\text{ш}}} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} U(f) H(f) \exp(j\omega t_0) df \right|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df}, \quad (20.1)$$

где $|u(t_0)|$ — напряжение сигнала на выходе усилителя промежуточной частоты в момент t_0 ; $|u(t_0)|^2$ — пиковая мощность на сопротивлении 1 Ом; $P_{\text{ш}}$ — средняя мощность шума на сопротивлении 1 Ом на выходе фильтра; $U(f)$ — спектр сигнала на входе фильтра.

Введем функцию

$$K(f) = H(f) / \sqrt{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df}. \quad (20.2)$$

Тогда равенство (20.1) можно переписать в виде

$$\frac{|u(t_0)|^2}{P_{\text{ш}}} = \left| \int_{-\infty}^{\infty} U(f) \exp(j\omega t_0) K(f) df \right|^2. \quad (20.3)$$

Необходимо максимизировать правую часть (20.3) выбором функции $K(f)$. Для решения этой задачи используем неравенство Буняковского — Коши — Шварца

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} U(f) \exp(j\omega t_0) K(f) df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |U(f) \exp(j\omega t_0)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |K(f)|^2 df. \quad (20.4)$$

Знак равенства в (20.4), что соответствует максимуму правой части (20.3), достигается тогда и только тогда, когда

$$K(f) = cU^*(f) \exp(-j\omega t_0), \quad (20.5)$$

где c — некоторая константа.

Учитывая (20.2), получаем окончательно

$$H(f) = c_0 U^*(f) \exp(-j\omega t_0), \quad (20.6)$$

где c_0 — произвольная константа.

Подставляя выражение для характеристики согласованного фильтра (20.6) в (20.1), находим пиковое отношение сигнал-шум на его выходе

$$\frac{|u(t_0)|_{\max}^2}{P_{\text{ш}}} = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |U(f)|^2 df = \frac{2E}{N_0}. \quad (20.7)$$

Здесь E — энергия сигнала.

Согласованный фильтр обеспечивает максимум отношения пиковой мощности сигнала к средней мощности шума, причем из (20.7) видно, что это отношение зависит от энергии сигнала E и спектральной плотности мощности шума N_0 и не зависит от формы сигнала.

Выше была получена передаточная характеристика согласованного фильтра $H(f)$. Зная передаточную характеристику, можно найти также импульсную характеристику этого фильтра. Для этого достаточно найти преобразование Фурье передаточной характеристики (20.6). В результате получим следующее выражение для импульсной характеристики:

$$h(t) = c_0 u(t_0 - t), \quad (20.8)$$

где c_0 , как и в выражении (20.6), — произвольная константа.

Таким образом, импульсная характеристика согласованного фильтра совпадает по форме с принимаемым сигналом $u(t)$, зеркально обращенным по времени относительно момента $t = t_0$. На рис. 20.2 показаны для примера сигнал $u(t)$ и импульсная характеристика согласованного фильтра $h(t)$.

Как уже отмечалось, согласованные фильтры являются составной частью оптимальных по тому или иному критерию приемников. На рис. 20.3 приведена структурная схема оптимального приемника для случая, когда ставится задача обнаружения сигнала, форма которого известна с точностью до фазы радиочастотного заполнения (т. е. фаза неизвестна). Приемник состоит из согласованного фильтра, детектора

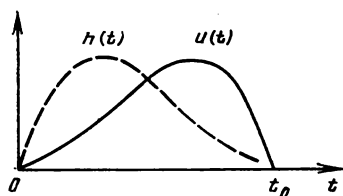


Рис. 20.2. Сигнал $u(t)$ и импульсная характеристика $h(t)$ фильтра, согласованного с сигналом

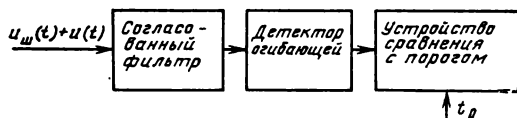


Рис. 20.3. Структурная схема приемника с согласованным фильтром

огibaющей и устройства сравнения с порогом, которое в момент времени t_0 сравнивает напряжение на выходе детектора с пороговым напряжением.

Практически ситуация, когда временное положение и форма сигнала известны точно и нужно лишь определить факт наличия сигнала, встречается редко. Чаще приходится решать комбинированные задачи, когда неизвестно временное положение сигнала (иногда и его форма), а требуется определить факт наличия сигнала и его положение на временной оси. Однако и в этом случае согласованный фильтр может быть составной частью приемника.

Чтобы убедиться в этом, изучим более детально напряжение на выходе согласованного фильтра. Известно, что при подаче напряжения $u(t)$ на вход линейной системы с импульсной характеристикой $h(t)$ напряжение на ее выходе

$$u_{\text{вых}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) h(t - \tau) d\tau.$$

Если эта система является согласованным фильтром, то ее импульсная характеристика

$$h(t) = u(t_0 - t),$$

откуда следует, что

$$h(t - \tau) = u(t_0 - t + \tau).$$

Поэтому напряжение на выходе согласованного фильтра

$$u_{\text{вых}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) u(t_0 - t + \tau) d\tau = \psi(t - t_0), \quad (20.9)$$

где $\psi(t - t_0)$ — корреляционная функция сигнала.

Таким образом, выходное напряжение согласованного фильтра совпадает по форме с корреляционной функцией сигнала $u(t)$, смещенной по оси времени на t_0 .

20.2. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИЕМ

Пусть входной сигнал $u_1(t)$ отличается от ожидаемого входного сигнала $u_2(t)$, тогда на выходе фильтра, согласованного с $u_2(t)$, получим напряжение

$$u_{\text{вых}2}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(\tau) u_2(t_0 - t + \tau) d\tau = \psi_{12}(t_0 - t), \quad (20.10)$$

совпадающее по форме с взаимно-корреляционной функцией сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$.

Свойство линейных фильтров «вычислять» взаимно-корреляционную функцию входного сигнала и импульсной характеристики лежит в основе ряда методов приема, объединенных под общим названием *корреляционного приема* [48].

В качестве примера рассмотрим случай, когда на вход фильтра, согласованного с сигналом, поступает сигнал $u(t - \tau_0)$ той же формы, но с неизвестным временем запаздывания τ_0 (такая ситуация обычна для радиолокации).

Подставляя в (20.10) вместо $u_1(\tau)$ величину $u(\tau - \tau_0)$, а вместо $u_2(t_0 - t + \tau)$ величину $u(t_0 - t + \tau)$, находим

$$u_{\text{вых}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau - \tau_0) u(t_0 - t + \tau) d\tau = \psi(t - t_0 - \tau_0). \quad (20.11)$$

Это соотношение напоминает по виду (20.9), однако здесь величина τ_0 неизвестна. Чтобы ее определить, надо найти максимум выходного напряжения, после чего этот максимум следует сравнить с порогом и вынести решение о наличии или отсутствии сигнала.

Структурная схема приемника для этого случая получается модификацией схемы на рис. 20.3. Между детектором и сравнивающим устройством надо включить блок отыскания максимума. Таким блоком может быть устройство поиска, которое выносит решение о наличии сигнала и определяет время его прихода.

Система согласованный фильтр — блок отыскания максимума эквивалентна системе, состоящей из бесконечного числа параллельных согласованных фильтров, каждый из которых согласован с сигналом $u(t - \tau_0)$ для всех возможных значений τ_0 .

Построенный по такой схеме приемник является оптимальным. Приемники, построенные по другим схемам, могут иметь те или иные преимущества, но не могут превосходить оптимальный по принятому критерию качества.

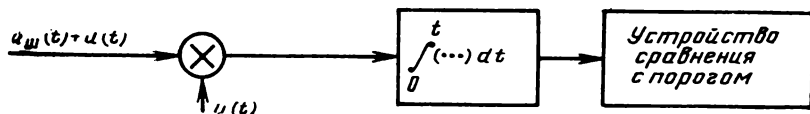


Рис. 20.4. Структурная схема корреляционного приемника

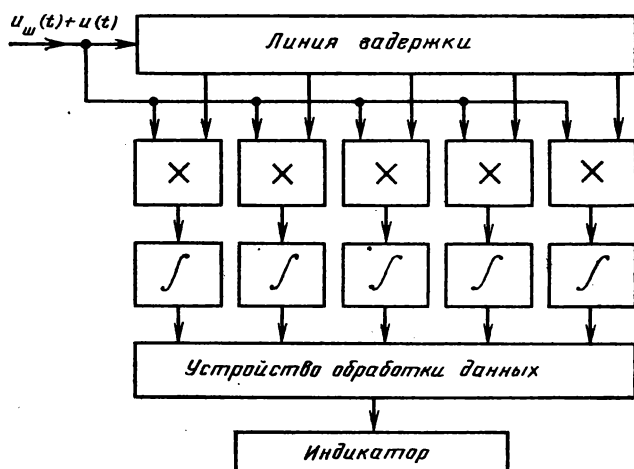


Рис. 20.5. Структурная схема автокорреляционного приемника

Корреляционный приемник. Структурная схема корреляционного приемника показана на рис. 20.4. Корреляционный приемник эквивалентен приемнику с согласованным фильтром, что вытекает из эквивалентности оптимальной фильтрации и вычисления взаимно-корреляционной функции, доказанной выше.

Автокорреляционный приемник. Ранее предполагалось что форма сигнала известна. В схеме на рис. 20.3 от формы сигнала зависит характеристика согласованного фильтра, а в схеме на рис. 20.4 — напряжение, подаваемое на перемножитель. На практике форма принимаемого сигнала часто неизвестна. Даже в радиолокации, где форма излучаемого сигнала может быть известной, отраженный сигнал может сильно отличаться от излучаемого, например, вследствие эффекта Доплера. Если форма сигнала неизвестна, то можно использовать так называемый автокорреляционный приемник (рис. 20.5), который не являясь оптимальным, имеет ухудшение отношения сигнал-шум по сравнению с оптимальными приемниками.

20.3. КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Как правило, осуществить на практике оптимальный приемник затруднительно. Поэтому часто применяют приемники с фильтрами, амплитудно-частотные характеристики которых отличаются по форме от огибающей спектра принимаемого сигнала. Например, часто при приеме радиопульсов с прямоугольной огибающей применяют многокаскадные резонансные усилители с характеристикой, близкой либо к колоколообразной, либо к прямоугольной.

Хотя амплитудно-частотная характеристика усилителя сильно отличается по форме от огибающей спектра импульса, можно выбрать такую ширину полосы пропускания усилителя, чтобы отношение сиг-

нал-шум было максимальным. Такие фильтры, не имеющие оптимальной формы амплитудно-частотной характеристики, но имеющие оптимальную ширину ее полосы, иногда называют квазиоптимальными.

Как показал В. И. Сифоров, оптимальная ширина полосы колоколообразной амплитудно-частотной характеристики на уровне 0,7

$$\Delta f_{\text{opt}} = 0,72/\tau, \quad (20.12)$$

где τ — длительность прямоугольного радиоимпульса. Такой фильтр ухудшает отношение сигнал-шум примерно на 1 дБ по сравнению с оптимальным фильтром [43].

Оптимальная ширина полосы фильтра усилителя с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой для радиоимпульса с прямоугольной огибающей, имеющего длительность τ , равна

$$\Delta f_{\text{opt}} = 1,37/\tau. \quad (20.13)$$

При этом проигрыш в отношении сигнал-шум по сравнению с оптимальным фильтром составляет 1,7 дБ [43].

На практике полосу пропускания радиоприемных устройств берут больше оптимальной, чтобы уменьшить влияние ухода частоты гетеродина приемника. Дополнительный проигрыш при этом может быть около 3 дБ.

Оптимальные полосы фильтров, определенные из других условий, должны отличаться от найденных значений. Например, оптимальная полоса полосового фильтра с прямоугольной характеристикой, определенная из условия максимальной точности фиксации момента отсчета,

$$\Delta f_{\text{opt}} \approx 1/\tau_{\Phi}, \quad (20.14)$$

где τ_{Φ} — длительность фронта радиоимпульса.

20.4. ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ ПРИ АМПЛИТУДНОЙ И ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Влияние помех при амплитудной и частотной модуляции рассматривается во многих работах [49—52]. Частотная модуляция является эффективным средством подавления помех при малых отношениях помехи к сигналу на входе детектора.

Сравним отношение сигнал-помеха на выходе детектора при амплитудной и частотной модуляции [53]. При амплитудной модуляции напряжение сигнала на входе детектора

$$u(t) = U_{m0} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t.$$

Мощность колебания несущей на входе детектора (на сопротивлении 1 Ом)

$$P_{\text{с0 вх}} = U_{m0}^2/2.$$

Мощность низкочастотного колебания на выходе идеального амплитудного детектора с коэффициентом передачи, равным единице,

$$P_{\text{с.вых}} = P_{\text{с0 вх}} m^2,$$

где m — коэффициент модуляции.

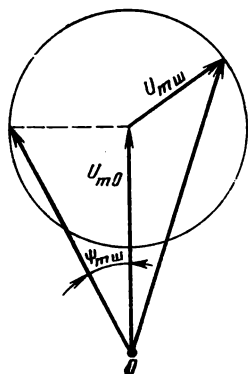


Рис. 20.6. Фазовая модуляция результирующего колебания элементарной составляющей помехи в полосе df

При $m = 1$

$$P_{с.вых} = P_{с0 вх}.$$

Если помимо сигнала на входе детектора действуют шумы с шириной полосы спектра, равной $\Delta f_{эф}$, и спектральной плотностью мощности N_0 , то мощность шумов на входе детектора

$$P_{ш.вх} = N_0 \Delta f_{эф} \ll P_{с0 вх}.$$

При малом уровне шумов их мощности на входе и выходе детектора равны

$$P_{ш.вых} = P_{ш.вх} = N_0 \Delta f_{эф}.$$

Таким образом, отношение мощностей сигнала и шумов на выходе детектора при амплитудной модуляции

$$(P_{с.вых}/P_{ш.вых})_{AM} = P_{с0 вх}/P_{ш.вх}. \quad (20.15)$$

Следовательно, при амплитудной модуляции и сильном сигнале отношение сигнал-помеха остается неизменным при прохождении смеси сигнала и шума через детектор.

При частотной модуляции мгновенная частота сигнала

$$f(t) = f_0 + \Delta f_m \cos \Omega t.$$

Мощность сигнала на выходе частотного детектора на сопротивлении 1 Ом пропорциональна квадрату девиации частоты:

$$P_{с.вых} = (\psi_m F_{max})^2/2,$$

где $\psi_m = \Delta f_m/F_{max}$ — индекс модуляции для максимальной частоты модулирующего сигнала. Шумовая помеха в узкой полосе df до детектора имеет мощность

$$dP_{ш.вх} = N_0 df.$$

Среднеквадратическое значение напряжения для составляющей помехи в полосе df (на сопротивлении 1 Ом)

$$U_{ш} = \sqrt{N_0 df},$$

а среднеквадратическая амплитуда напряжения шумов в полосе df (см. § 19.1) равна

$$U_{mш} = \sqrt{2N_0 df}.$$

Составляющая шума, имеющая характер гармонического колебания с медленно меняющимися амплитудой и фазой, производит модуляцию несущего колебания по фазе (рис. 20.6) с индексом модуляции, равным в среднем

$$\psi_{mш} = U_{mш}/U_{m0} = \sqrt{2N_0 df}/U_{m0}.$$

Мощность шума на выходе частотного детектора $dP_{\text{ш.вых}}$, вносимая элементарной составляющей помехи, пропорциональна квадрату отклонения частоты. Поэтому

$$dP_{\text{ш.вых}} = \frac{\psi_{m\text{ш}}^2 F_{6.\text{ш}}^2}{2} = \frac{2N_0 df F_{6.\text{ш}}}{2U_{m0}^2} = \frac{N_0 (f-f_0)^2 df}{U_{m0}^2}, \quad (20.16)$$

где $F_{6.\text{ш}}$ — частота биений шума и сигнала.

Чтобы найти мощность шумов на выходе, последнее выражение следует проинтегрировать в пределах полосы пропускания приемника $\Delta f_{\text{эф.}}$.

На выходе приемника сигналов с частотной модуляцией ставят фильтр, не пропускающий составляющие с частотами выше максимальной частоты модулирующего сигнала $F_{\text{мах}}$. Тогда мощность шумов на выходе частотного детектора есть результат интегрирования от f_0 — $F_{\text{мах}}$ до $f_0 + F_{\text{мах}}$:

$$P_{\text{ш.вых}} = \int_{f_0 - F_{\text{мах}}}^{f_0 + F_{\text{мах}}} \frac{N_0}{U_{m0}} (f - f_0) df = \frac{2N_0 F_{\text{мах}}^3}{3U_{m0}^2}. \quad (20.17)$$

Следовательно, отношение мощностей сигнала и шума на выходе детектора при частотной модуляции

$$\left(\frac{P_{\text{с.вых}}}{P_{\text{ш.вых}}} \right)_{\text{ЧМ}} = 3\psi_m^2 \frac{P_{\text{с.вх}}}{N_0 2F_{\text{мах}}} = 3\psi_m^2 \left(\frac{P_{\text{с.вых}}}{P_{\text{ш.вых}}} \right)_{\text{АМ}}. \quad (20.18)$$

Выигрыш в отношении сигнал-шум по мощности на выходе детектора при частотной модуляции по сравнению с амплитудной характеризуется коэффициентом улучшения отношения сигнал-шум по мощности

$$K_{\text{ул.мощ}} = 3\psi_m^2. \quad (20.19)$$

Выигрыш по напряжению характеризуется коэффициентом улучшения отношения сигнал-шум по напряжению

$$K_{\text{ул.напр}} = \sqrt{3}\psi_m. \quad (20.20)$$

Такое значение имеет выигрыш в предположении, что при амплитудной модуляции коэффициент модуляции $m = 1$. Увеличивая индекс модуляции, т. е. расширяя спектр передаваемого сигнала, можно улучшить отношение сигнал-шум на выходе при частотной модуляции так же, как и при увеличении коэффициента амплитудной модуляции. Только следует иметь в виду, что максимальный коэффициент амплитудной модуляции $m = 1$, тогда как индекс частотной модуляции ψ_m может во много раз превышать единицу. Выигрыш по напряжению пропорционален $\sqrt{3}$, потому что спектр помехи на выходе приемника ЧМ колебаний получается неравномерным. Как видно из рис. 20.7, составляющие спектра помехи на выходе растут с увеличением частоты.

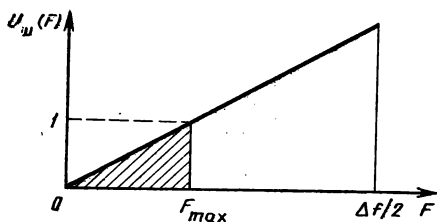


Рис. 20.7. Спектр шума на выходе приемника при ЧМ

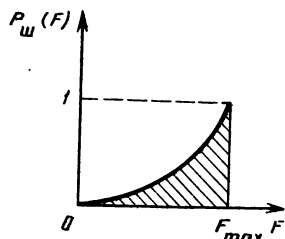


Рис. 20.8. Спектральная плотность мощности шума на выходе приемника при ЧМ

Амплитуда элементарной составляющей шума на выходе

$$U_{mш} = \psi_{mш} F_{б.ш} = \frac{\sqrt{2N_0 df}}{U_{m0}} F_{б.ш}$$

пропорциональна частоте биений $F_{б.ш}$.

Среднеквадратическое значение элементарной составляющей шума

$$U_{ш} = \frac{\sqrt{N_0 df}}{U_{m0}} F_{б.ш}$$

Спектральная плотность шумового напряжения на выходе

$$U_{ш}(F) = \frac{\sqrt{N_0}}{U_{m0}} F_{б.ш}$$

пропорциональна частоте шума, и спектр шумового напряжения имеет треугольную форму (см. рис. 20.7). Спектральная плотность мощности шума на выходе описывается квадратичной зависимостью (рис. 20.8). Нетрудно показать, что заштрихованная площадь на рис. 20.8 составляет одну треть от площади прямоугольника, что и дает выигрыш в три раза.

Согласно (20.19) и (20.20) выигрыш в отношении сигнал-шум не зависит от отношения сигнал-шум на входе, но это справедливо лишь для рассмотренного случая, когда шум на входе ограничителя перед частотным детектором много меньше сигнала.

Когда сигнал много меньше шума, сигнал на выходе частотного детектора оказывается очень малым, поскольку даже при большом индексе модуляции ψ_m угол отклонения результирующего колебания ψ мал (рис. 20.9).

Из рис. 20.10 следует, что отношение сигнал-шум на выходе частотного детектора резко падает при $(P_{ш}/P_c)_{вх} > 0,5$. Происходит это потому, что при отно-



Рис. 20.9. Результирующее колебание при малом отношении сигнал-шум

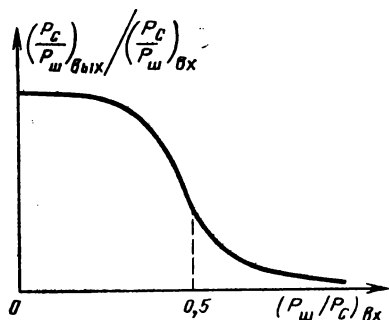


Рис. 20.10. Характер зависимости отношения сигнал-шум на выходе от отношения шум-сигнал на входе при ЧМ

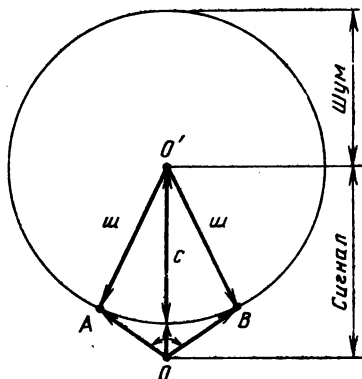


Рис. 20.11. Результирующее колебание при отношении помехи к сигналу, близком к единице

шения шум-сигнал на входе порядка 0,5 — 1 фаза суммарного вектора сигнала и помехи в отдельные моменты изменяется быстро, как это видно из векторной диаграммы на рис. 20.11. Поэтому становится большим напряжение помехи на выходе, пропорциональное скорости изменения фазы суммарного колебания (изменения, являющегося результатом добавления вращающегося вектора помехи к вектору сигнала). С увеличением помехи на выходе частотного детектора при неизменном полезном сигнале отношение сигнал-шум уменьшается.

20.5. ЧАСТОТНЫЕ ПРЕДЫСКАЖЕНИЯ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ И ПРИЕМЕ

При передаче некоторых сигналов, например речи в радиовещании, амплитуды высокочастотных составляющих спектра модулирующего сигнала малы по сравнению с составляющими низких и средних частот (рис. 20.12). Что касается шумов на входе детектора, то их спектральная плотность постоянна в пределах полосы пропускания приемника. В результате коэффициент модуляции и отношение сигнал-шум на выходе приемника для высоких частот модулирующего сигнала получаются малыми.

Для увеличения отношения сигнал-шум высокочастотные составляющие модулирующего сигнала при передаче подчеркиваются путем усиления высокочастотных составляющих в большее число раз по сравнению с составляющими низких и средних частот, а при приеме до или после детектора во столько же раз ослабляются. Искусственное подчеркивание верхних частот допустимо, пока оно не приводит к перемодуляции. Частотное предискажение при передаче с последующей частотной коррекцией при приеме можно применять как при амплитудной, так и при частотной модуляции.

Подчеркивание верхних частот модулирующего сигнала можно осуществить, например, с помощью цепи, показанной на рис. 20.13, под-

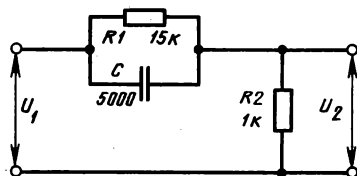
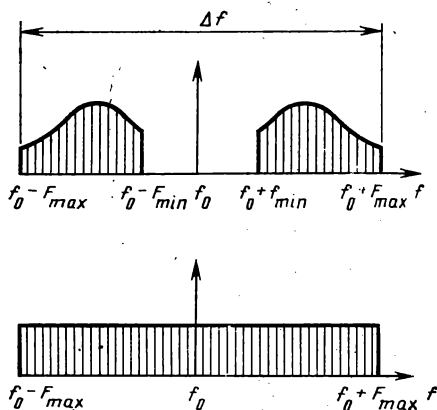


Рис. 20.13. Корректирующая цепь, осуществляющая подъем частот выше 2 кГц

Рис. 20.12. Спектры сигнала и помехи при амплитудной модуляции и прямоугольной резонансной кривой с полосой $\Delta f = 2 F_{\max}$

нимающей верхние частоты выше 2 кГц (поскольку $1/\Omega C \approx R_1$ при $F = 2$ кГц).

Для ослабления верхних частот при приеме можно применить интегрирующую RC-цепь (рис. 20.14), для которой квадрат модуля передаточной характеристики

$$|H(F)|^2 = 1/(1 + T^2\Omega^2),$$

где $T = RC$ — постоянная времени цепи.

Такая цепь должна быть включена после детектора.

Выигрыш, обеспечиваемый частотной коррекцией при амплитудной модуляции [53]. Мощность шума на выходе амплитудного детектора в отсутствие коррекции при приеме

$$P_{\text{ш.вых}} = \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} N_0 df = N_0 \Delta f.$$

При наличии частотной коррекции с помощью цепи, изображенной на рис. 20.14.

$$P_{\text{ш.вых.к}} = N_0 \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} \frac{df}{1 + (2\pi T f)^2} = \frac{N_0}{\pi T} \arctg \pi T \Delta f.$$

Выигрыш по мощности, который дает коррекция, характеризуется коэффициентом улучшения отношения сигнал-шум за счет коррекции

$$K_{\text{у.л.к}} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{ш.вых.к}}} = \frac{\pi T \Delta f}{\arctg \pi T \Delta f}. \quad (20.21)$$

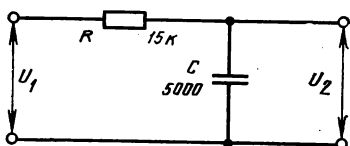


Рис. 20.14. Корректирующая цепь, осуществляющая завал частот выше 2 кГц

При $\pi T \Delta f \rightarrow 0$ $K_{\text{ул.к}} \rightarrow 1$, но при этом коррекция отсутствует. При $x \rightarrow \infty$ величина $\operatorname{arctg} x$ стремится к $\pi/2$, и поэтому при $\pi T \Delta f \gg 1$

$$K_{\text{ул.к}} = 2T \Delta f,$$

или, поскольку $\Delta f = 2F_{\text{max}}$,

$$K_{\text{ул.к}} = 4TF_{\text{max}}. \quad (20.22)$$

Следовательно, при амплитудной модуляции влияние помех за счет предвысказания и последующей частотной коррекции можно уменьшить, применяя корректирующую цепь с достаточно большой постоянной времени.

Пример. Пусть $R = 15$ кОм; $C = 5000$ пФ; $F_{\text{max}} = 15$ кГц. Тогда $T = 75$ мкс и $K_{\text{ул.к}} = 4 \cdot 75 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^3 = 4,5$.

Впрочем, при амплитудной модуляции редко используются столь высокие частоты модулирующего сигнала.

Пример. Пусть при тех же R и C , что в предыдущем примере, $F_{\text{max}} = 5$ кГц. Тогда $K_{\text{ул.к}} = 1,5$.

Таким образом, частотное предвысказание и последующая частотная коррекция при амплитудной модуляции дают малый эффект. Все же частотные предвысказания при передаче с амплитудной модуляцией желательны; при приеме практически всегда происходит ослабление верхних частот модулирующего сигнала в высокочастотных резонансных цепях приемника, и это ослабление играет роль частотной коррекции.

Выигрыш, обеспечиваемый частотной коррекцией при частотной модуляции [53]. В отсутствие коррекции при приеме мощность шумов на выходе частотного детектора

$$P_{\text{ш.вых}} = \frac{N_0}{U_{m0}^2} \int_{-F_{\text{max}}}^{F_{\text{max}}} f^2 df = \frac{2N_0 F_{\text{max}}^2}{3U_{m0}^2}.$$

При наличии частотной коррекции, осуществляемой цепью, изображенной на рис. 20.14, мощность шумов

$$\begin{aligned} P_{\text{ш.вых.к}} &= \frac{N_0}{U_{m0}^2} \int_{-F_{\text{max}}}^{F_{\text{max}}} \frac{f^2 df}{1 + (2\pi T f)^2} \\ &= \frac{N_0}{4\pi^2 T^2 U_{m0}^2} \left(2F_{\text{max}} - \frac{1}{\pi T} \operatorname{arctg} 2\pi T F_{\text{max}} \right). \end{aligned}$$

Коэффициент улучшения вследствие наличия коррекции при частотной модуляции

$$K_{\text{ул.к}} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{ш.вых.к}}} = \frac{8\pi^2 T^2 F_{\text{max}}^3}{3 \left(2F_{\text{max}} - \frac{1}{\pi T} \operatorname{arctg} 2\pi T F_{\text{max}} \right)}. \quad (20.23)$$

Если $2\pi T F_{\text{max}} \rightarrow 0$, то $\operatorname{arctg} x \approx x - x^3/3$, поэтому $K_{\text{ул.к}} \rightarrow 1$. Если $2\pi T F_{\text{max}} \gg 1$, то $\operatorname{arctg} 2\pi T F_{\text{max}} \approx \pi/2$. При этом вторым членом в знаменателе в (20.23) можно пренебречь. Тогда

$$K_{\text{ул.к}} = \frac{4\pi^2 T^2 F_{\text{max}}^3}{3}. \quad (20.24)$$

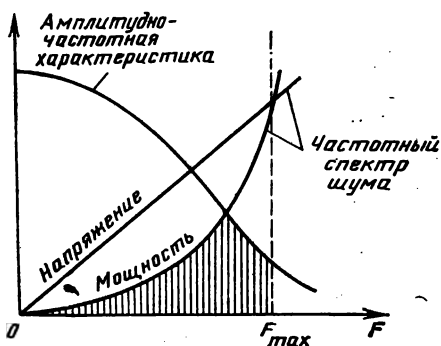


Рис. 20.15. Спектры шума и амплитудно-частотная характеристика корректирующей цепи при ЧМ

Пример. Пусть $T = 75$ мкс; $F_{\max} = 15$ кГц. Тогда $K_{\text{ул.к}} = 16,5$.

Выигрыш, обеспечиваемый коррекцией при частотной модуляции, получается большим благодаря тому, что частотная коррекция ослабляет высокочастотные составляющие спектра помехи, имеющие наибольшую амплитуду (рис. 20.15).

20.6. СРАВНЕНИЕ ЧАСТОТНОЙ И ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

В § 20.4 было показано, что частотная модуляция по сравнению с амплитудной дает выигрыш по мощности в отношении сигнал-помеха в $K_{\text{ул.мощ}}$ раз, причем $K_{\text{ул.мощ}} = 3\psi_m^2$.

Теперь сравним частотную модуляцию с фазовой. Если при частотной модуляции частота модуляции F не равна максимальной, то при постоянной девиации частоты Δf_m индекс модуляции возрастает во столько раз, во сколько уменьшается частота модуляции F . Однако выигрыш при этом не увеличивается, так как он пропорционален индексу при максимальной частоте модуляции.

В самом деле, полезный сигнал на выходе не увеличится, так как Δf_m остается прежней. Шумы на выходе также не изменятся: они по-прежнему действуют в полосе $2F_{\max}$. Можно увеличить выигрыш, если уменьшить частоту модуляции и соответственно сузить полосу шумов до $2F$. Однако это потребовало бы применения фильтра, перестраиваемого в соответствии с частотой модуляции. Посмотрим, что получится при фазовой модуляции, если частота модуляции уменьшится.

Если

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \psi_m \cos \Omega t,$$

то

$$\omega(t) = \omega_0 - \psi_m \Omega \sin \Omega t.$$

Следовательно,

$$\Delta f_m = \psi_m F.$$

Так как при фазовой модуляции $\psi_{m \max} = \text{const}$, то при уменьшении частоты модуляции F уменьшается Δf_m . Например, если F уменьшается от 15 кГц до 150 Гц, т. е. в 100 раз, уменьшится и Δf_m . Отсюда видно, что

ФМ в чистом виде применять невыгодно. Обычно применяют соединение ЧМ с ФМ. При частотах модуляции от $F_{\min}$ до $F \approx 1,5\text{--}2$ кГц применяют ЧМ, а при частотах от $F \approx 1,5\text{--}2$ кГц до $F_{\max} = 15$ кГц применяют ФМ. При этом амплитуда девиации частоты на всех частотах не превышает $\Delta f_{m\max} = 50$ кГц в соответствии с принятым в СССР стандартом, или $\Delta f_{m\max} = 75$ кГц в соответствии со стандартом США и ряда других стран.

Применение ФМ на высоких частотах модуляции дает такой же выигрыш, как и применение частотных предискажений и последующей частотной коррекции при ЧМ, так как выигрыш определяется выражением (20.24). Это вытекает из того факта, что при фазовой модуляции, начиная с частоты $F \approx 2$ кГц, как и при наличии предискажений, девиация частоты Δf_m пропорциональна F и компенсирует уменьшение индекса модуляции для высоких частот модуляции. Очевидно, что при фазовой модуляции передатчика, так же как и при частотных предискажениях, приемник после детектора должен иметь корректирующую цепь, показанную на рис. 20.14.

Итак, при радиовещании с частотной модуляцией вследствие применения частотных предискажений при передаче модуляция фактически является частотной для более низких и фазовой для более высоких частот.

20.7. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

В предыдущих параграфах мы рассмотрели амплитудную и частотную модуляцию, когда непрерывно передавалось радиочастотное колебание. Другой способ передачи состоит в модуляции последовательности радиоимпульсов. В этом случае передаваемый сигнал носит название импульсно-модулированного колебания.

Амплитудно-импульсная модуляция (АИМ). Этот вид модуляции заключается в том, что амплитуда радиоимпульсов изменяется в соответствии с передаваемым сообщением (рис. 20.16).

Частоту следования импульсов F_{Π} нужно выбрать в соответствии с теоремой Котельникова в два раза большей максимальной частоты модулирующего сигнала. Спектр одного импульса занимает полосу частот $\Delta f \approx 1/\tau$, где τ — длительность импульса, и такую ширину имеет спектр всего АИМ колебания, тогда как полоса частот, занимаемая обычным АМ колебанием с максимальной частотой модулирующего сигнала $F_{\max}$, равна $2F_{\max}$.

Следовательно, применение амплитудно-частотной модуляции требует расширения полосы в $1/2\tau F_{\max}$ раз по сравнению с обычной амплитудной модуляцией. Вследствие расширения полосы во столько же раз возрастает мощность шумов на входе детектора приемника. Однако одновременно с

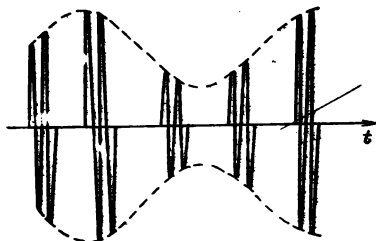


Рис. 20.16. Амплитудная импульсная модуляция (АИМ)

этим можно увеличить мощность сигнала в импульсе по сравнению со средней мощностью непрерывного АМ колебания, сохранив при этих двух видах модуляции одну и ту же среднюю мощность передатчика. Мощность в импульсе можно увеличить во столько раз, во сколько период повторения импульсов больше их длительности, т. е. в

$$T_{\text{ц}}/\tau = 1/F_{\text{ц}}\tau = 1/2 F_{\text{max}}\tau$$

раз. Поэтому отношение сигнал-помеха на входе детектора при АИМ остается таким же, как и при обычной АМ.

Однако вследствие нестабильности частот передатчика и гетеродина приемника полоса пропускания приемника должна быть значительно больше, чем $\Delta f = 2 F_{\text{max}}$. В этих условиях применение АМ дает проигрыш в отношении сигнал-помеха по сравнению с АИМ. Необходимость значительно большей полосы частот для передачи АИМ колебания является, вообще говоря, недостатком этого вида модуляции. Однако его можно компенсировать применением многоканальной передачи, помещая в промежутки между импульсами одного канала импульсы других каналов. Естественно, при этом должно быть обеспечено временное разделение каналов синхронной коммутацией при передаче и приеме.

Фазоимпульсная модуляция (ФИМ). Этот вид модуляции осуществляется изменением временного положения импульсов в соответствии с передаваемым колебанием. Такая модуляция носит также название времени-импульсной модуляции (ВИМ).

Из рис. 20.17 видно, что при фазоимпульсной модуляции не изменяется ни амплитуда, ни длительность импульсов; изменяется лишь временное смещение импульсов относительно моментов времени, задаваемых тактовой последовательностью.

При косинусоидальном модулирующем сигнале временное смещение

$$\Delta t = \Delta t_{\text{max}} \cos \Omega t.$$

Амплитуда временного смещения пропорциональна амплитуде передаваемого сигнала.

На рис. 20.18 показано, что при приеме можно устранить амплитудную модуляцию импульсов помехой и появление ложных импульсов, производя ограничение импульсов (до или после детектора) сверху и

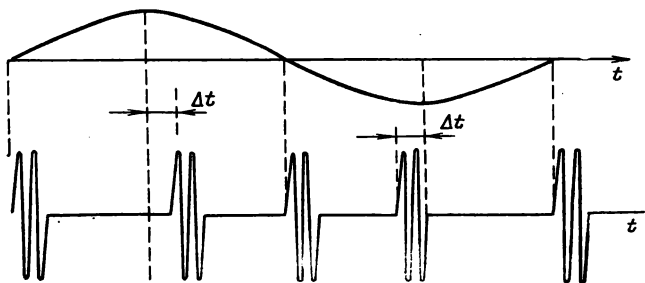


Рис. 20.17. Фазо-импульсная модуляция (ФИМ)

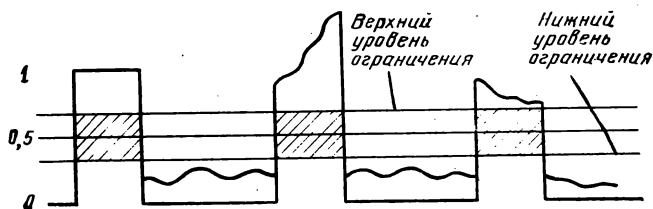


Рис. 20.18. Ограничение импульсов по максимуму и минимуму

снизу на уровнях, близких к половине средней амплитуды импульса. Для этого нужно, чтобы амплитуда помехи не превышала приблизительно половины амплитуды импульсов.

При ограничении мешающее действие шумов проявляется только во временном смещении фронтов импульсов.

Рассматривая влияние помехи на смещение фронтов импульсов колоколообразной формы, В. И. Сифоров показал, что оптимальная полоса приемника, при которой среднее квадратическое значение смещения минимально, равна

$$\Delta f_{\text{opt}} = \sqrt{3} \Delta f_{\text{и}},$$

где $\Delta f_{\text{и}}$ — полоса частот, занимаемая спектром колоколообразного импульса, отсчитанная на том же уровне, что и полоса фильтра с колоколообразной характеристикой.

Для трапецеидальных импульсов оптимальная полоса пропускания приемника

$$\Delta f_{\text{opt}} \approx 1/\tau_{\text{ф}},$$

где $\tau_{\text{ф}}$ — длительность фронта импульса.

Фазоимпульсная модуляция позволяет значительно улучшить отношение сигнал-помеха на выходе, когда на входе приемника отношение сигнал-помеха по напряжению больше двух, если применить во много раз большее временное смещение импульсов при модуляции (пропорциональное сигналу), чем смещение, вызываемое помехой.

Кроме рассмотренных видов импульсной модуляции применяются также следующие:

- 1) широтно-импульсная (ШИМ),
- 2) частотно-импульсная модуляция (ЧИМ);
- 3) модуляция частоты заполняющего колебания радиопульсов;
- 4) импульсно-кодовая модуляция (ИКМ).

Последний вид импульсной модуляции рассматривается в § 20.9.

20.8. КВАНТОВАНИЕ СИГНАЛА ПО УРОВНЮ

В соответствии с теоремой Котельникова сигнал с ограниченным спектром можно передавать по линии связи в виде последовательности импульсов, следующих через равные промежутки времени, с амплитудами, равными значениям сигнала в моменты передачи импульсов.

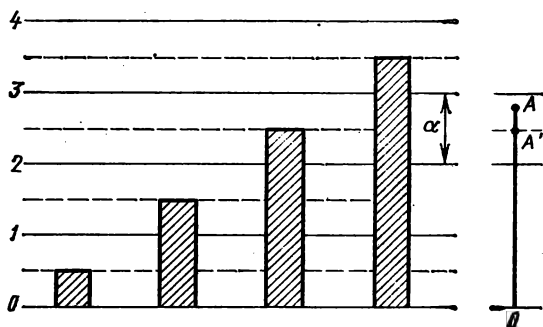


Рис. 20.19. Квантованные импульсы ($\overline{AA'}$ — ошибка квантования)

Обычно передаваемый сигнал имеет конечный диапазон амплитуд, но внутри этого диапазона значение амплитуды может быть произвольным. Точно передавать любое значение из этого множества нет необходимости. Например, весь диапазон громкостей, которые воспринимает ухо человека, укладывается в 130 дБ и при этом различаются уровни, отличающиеся по интенсивности не менее чем на 1 дБ. В этом случае достаточно передавать 130 уровней громкости.

Аналогично этому хорошее качество передачи изображения получается при числе уровней яркости порядка 30. Заметим, что в телевизионной испытательной таблице имеется всего 10 уровней яркости. Следовательно, в случае применения, например, АИМ вместо импульсов с непрерывным множеством значений амплитуд можно передавать импульсы с дискретными значениями амплитуды. Весь диапазон амплитуд разбивается на s уровней, и каждый раз передается ближайшее дискретное значение амплитуды. На рис. 20.19 в качестве примера показана передача сигнала при наличии четырех уровней ($s = 4$).

Дискретизация сигнала по амплитуде называется *квантованием по уровню*. Максимальная ошибка квантования не превышает половины шага квантования. Если амплитуда сигнала может с равной вероятностью принимать любые значения в пределах шага α , то, заменяя ее ближайшим дискретным значением, мы допускаем ошибку x , среднее значение которой равно нулю, а дисперсия

$$\sigma^2 = \overline{x^2} = \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} p(x) x^2 dx = \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} (1/\alpha) x^2 dx = \alpha^2/12,$$

где $p(x) = 1/\alpha$ — плотность распределения вероятностей для ошибки x в пределах шага шкалы квантования. Величину σ^2 можно трактовать как характеристику мощности шума квантования, добавление которого к сигналу вызывает такие же искажения, как те, которые возникают при квантовании сигнала по амплитуде.

Среднеквадратическая ошибка квантования

$$\sigma = \alpha/\sqrt{12} \approx 0,29\alpha.$$

Мощность шума квантования

$$P_{\text{ш.кв}} = \alpha^2/12. \quad (20.25)$$

Если сигнал имеет s градаций и принимает с равной вероятностью любое значение в промежутке от 0 до $s\alpha$, то его мощность $P_c = s^2\alpha^2/12$. Мощность первоначального сигнала $P_c = P_{\text{кв.с}} + P_{\text{ш.кв}}$.

Следовательно, мощность квантованного сигнала

$$P_{\text{кв.с}} = P_c - P_{\text{ш.кв}} = (s^2 - 1) \alpha^2/12.$$

Отношение мощности квантованного сигнала к мощности шума квантования

$$P_{\text{кв.с}}/P_{\text{ш.кв}} = s^2 - 1. \quad (20.26)$$

Для того чтобы шум квантования не вносил больших искажений, число s берет достаточно большим.

20.9. ИМПУЛЬСНО-КODOVAYA МОДУЛЯЦИЯ

При импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) значения квантованного сигнала передаются в виде кодовых комбинаций, каждая из которых состоит из n символов, причем число n должно быть связано с числом уровней s шкалы квантования соотношением $b^n \geq s$, где b — основание системы счисления, в которой передаваемое значение представляется n -разрядной кодовой комбинацией.

При двоичном представлении ($b = 2$) кодовая комбинация может выражать целое число, равное номеру соответствующего уровня шкалы квантования. Если число градаций $s = 128$, то для передачи всех чисел от 0 до 127 требуется кодовая комбинация из семи импульсов.

Для высококачественной передачи речи достаточно иметь 128 уровней шкалы квантования. Следовательно, речевые сигналы можно передавать с помощью 7-разрядных двоичных кодовых комбинаций. При передаче телеметрической информации и команд управления применяются коды с числом импульсов, равным нескольким десяткам.

20.10. ОБЪЕМ СООБЩЕНИЯ И ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА

Для передачи функции $u(t)$, имеющей спектр, ограниченный частотой $F_{\text{гр}}$, требуется передавать в единицу времени $2F_{\text{гр}}$ импульсов.

Если число уровней квантования для функции $u(t)$ равно s , то для передачи одного значения $u(t)$ необходимо, чтобы число разрядов n в двоичной кодовой комбинации удовлетворяло соотношению $n \geq \log_2 s$.

Полагая, что в последнем соотношении выполняется равенство, находим, что для передачи всего сообщения длительностью t необходимо $2F_{\text{гр}} t \log_2 s$ импульсов, каждый из которых является элементарной единицей сообщения. Число таких импульсов, необходимое для передачи сообщения с помощью двоичных кодовых комбинаций, называют *объемом сообщения* (дв. ед.):

$$V = 2 F_{\text{гр}} t \log_2 s.$$

Скорость передачи информации по определению равна $R = V/t$ (дв. ед/с). Следовательно, в рассматриваемом случае

$$R = 2F_{\text{гр}} \log_2 s. \quad (20.27)$$

Для уменьшения ошибок, связанных с квантованием, следует увеличивать s , т. е. увеличивать скорость передачи. Однако если в канале связи имеется шум, то передача с большой скоростью и малой вероятностью ошибки невозможна. Действительно, большой скорости передачи соответствуют большое число уровней квантования и малый интервал между соседними градациями. Следовательно, даже при сравнительно слабом шуме в приемнике различить соседние градации практически невозможно, что и приводит к большой вероятности ошибки. Как показал К. Шеннон, существует предельная скорость передачи, при которой еще возможна передача с произвольной малой вероятностью ошибки. Эта предельная скорость называется *пропускной способностью канала*.

Математически строгий вывод выражения для пропускной способности очень сложен и выходит за рамки данной книги. Ниже приводится эвристический вывод [54], позволяющий получить правильное выражение для пропускной способности канала с шириной полосы $F_{\text{гр}}$.

Представим, что по каналу передается квантованный сигнал мощности $P_{\text{кв.с}}$, к которому добавляется помеха типа шума квантования, имеющая максимальный уровень $\alpha/2$, и равномерную плотность вероятностей распределения амплитуд в промежутке от $-\alpha/2$ до $\alpha/2$, где α — интервал между градациями. Такую помеху всегда можно устранить в приемнике, так что вероятность ошибки при приеме равна нулю. Тогда, рассматривая эту помеху как фиктивный шум квантования, найдем отношение мощности сигнала к мощности помехи

$$P_{\text{кв.с}}/P_{\text{пом}} = s^2 - 1. \quad (20.28)$$

Отсюда определим допустимое число градаций

$$s^2 = \frac{P_{\text{кв.с}}}{P_{\text{пом}}} + 1$$

или

$$s = \left(1 + \frac{P_{\text{кв.с}}}{P_{\text{пом}}}\right)^{1/2}.$$

Следовательно, необходимое число разрядов для передачи одного значения функции $u(t)$

$$n = \log_2 s = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_{\text{кв.с}}}{P_{\text{пом}}}\right).$$

Поскольку в единицу времени требуется передавать $2F_{\text{гр}}$ отсчетов функции $u(t)$, то предельная скорость передачи $c = 2F_{\text{гр}} n$, так что пропускная способность канала

$$c = F_{\text{гр}} \log_2 (1 + P_{\text{кв.с}}/P_{\text{пом}}). \quad (20.29)$$

В 1948 г. К. Шеннон [55] вывел следующую формулу для пропускной способности канала:

$$c = F_{\text{гп}} \log_2 (1 + P_c/P_{\text{ш}}), \quad (20.30)$$

позволяющую определить максимально возможную скорость безошибочной передачи информации по каналу с белым шумом при условии, что для передачи и при приеме используются оптимальные методы модуляции (кодирования) и обработки сигнала.

Формула (20.30) справедлива только для белого шума, но она верна при любых отношениях сигнал-шум, а не только для использованных при выводе (20.29).

Формула Шеннона не дает возможности указать конкретные способы передачи сообщений. Однако она показывает возможность «обмена» отношения сигнал-шум на ширину полосы, что, например, и имеет место при замене амплитудной модуляции частотной.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной книге изложены лишь начальные сведения по радиоэлектронике. Многим вопросам, затронутым в ней, обычно посвящают отдельные курсы. Например, сигналы, шумы и методы передачи и приема, описанные в трех последних главах, изучаются в одном или нескольких специальных курсах, так как они являются основными для радиолокации, радионавигации и теории передачи сообщений.

Для развития радиоэлектроники большое значение имеют основополагающие работы А. Н. Колмогорова, В. А. Котельникова, В. И. Сифорова, Н. Винера, К. Е. Шеннона, а также обширные и плодотворные исследования по проблеме помехоустойчивости радиотехнических систем и устройств, выполняемые огромной армией специалистов, работающих в радиоэлектронике и смежных областях.

К другим важнейшим направлениям развития радиоэлектроники относится освоение новых диапазонов электромагнитных волн, включая оптический диапазон, создание новых электронных приборов и интегральных микросхем для новых поколений ЭВМ.

Все эти направления тесно связаны между собой. Дальнейший прогресс определяется уровнем развития фундаментальных и прикладных наук, а также уровнем техники и технологии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лютов С. А., Гусев Г. П. Подавление промышленных радиопомех. — М.: Связьиздат, 1960.
2. Князев А. Д., Пчелкин В. Ф. Проблемы обеспечения совместной работы радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Сов. радио, 1971.
3. Дёч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа: Пер. с нем. Г. А. Вольперта. — М.: Наука, 1965.
4. Конторович М. И. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях. — 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Сов. радио, 1975.
5. Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д. Полупроводниковые приборы. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Высшая школа, 1981.
6. Терехов В. А. Задачник по электронным приборам. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
7. СВЧ полупроводниковые приборы и их применение/Под ред. Г. Уотсона: Пер. с англ./Под ред. В. С. Эткина. — М.: Мир, 1972.
8. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Сов. радио, 1979.
9. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ./Под ред. М. В. Гальперина. — М.: Мир, 1982.
10. Гиллемин Э. А. Синтез пассивных цепей: Пер. с англ./Под ред. М. М. Айзинова. — М.: Связь, 1970.
11. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1983.
12. А. с. 457156. Бестрансформаторный усилитель/Е. И. Манаев. — Оpubл. в Б.И., 1975, № 2.
13. А. с. 769703. Бестрансформаторный усилитель мощности/Е. И. Манаев. — Оpubл. в Б. И., 1980, № 37.
14. Манаев Е. И. Параметры для расчета транзисторных резонансных усилителей. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1975, т. 18, № 1.
15. Чжоу В. Ф. Принципы построения схем на туннельных диодах: Пер. с англ. Н. З. Шварца. — М.: Мир, 1966.
16. Бруевич Н. А. Умножители частоты. — М.: Сов. радио, 1970.
17. Модель З. И. Радиопередающие устройства. — М.: Сов. радио, 1971.
18. Конторович М. И. Нелинейные колебания в радиотехнике (автоколебательные системы). — М.: Сов. радио, 1973.
19. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. — М.: Сов. радио, 1980.
20. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Пер. с нем./Под ред. А. Г. Алексенко. — М.: Мир, 1982.
21. Кузьмичев Д. А., Радкевич И. А., Смирнов А. Д. Автоматизация экспериментальных исследований. — М.: Наука, 1983.
22. Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., Катилов В. М. Микропроцессоры в радиотехнических системах/Под ред. Ю. М. Казаринова. — М.: Радио и связь, 1982.
23. Алексенко А. Г., Шагурин И. И. Микросхемотехника. — М.: Радио и связь, 1982.
24. Бедрековский М. А., Волга В. В., Кручинкин К. С. Микропроцессоры: — М.: Радио и связь, 1981.
25. Хилбурн Д., Джулич П. Микро-ЭВМ и микропроцессоры: Пер. с англ./Под ред. С. Д. Пашкеева. — М.: Мир, 1979.
26. Соучек Б. Микропроцессоры и микро-ЭВМ: Пер. с англ./Под ред. А. И. Петренко. — М.: Сов. радио, 1979.
27. Гивоме Д., Россер Р. Микропроцессоры и микрокомпьютеры: Вводный курс: Пер. с англ./Под ред. В. С. Штаркмана. — М.: Мир, 1983.

28. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. В 2-х т.: Пер. с англ./Под ред. М. В. Гальперина. — М.: Мир, 1983.
29. Кукес И. С., Старик М. Е. Основы радиопеленгации. — М.: Сов. радио, 1964.
30. Манаев Е. И. О ширине полосы при приеме частотно-модулированных сигналов, необходимой для отсутствия нелинейных искажений. — Радиотехника, 1948, т. 3, № 5.
31. Гуткин Л. С., Лебедев В. Л., Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. В 2-х ч. — М.: Сов. радио, 1961. — 1963.
32. Князев А. Д. Взаимодействие двух сигналов в экспоненциальном усилителе. — Электросвязь, 1959, № 1.
33. Манаев Е. И. Об одновременном детектировании сигнала и помехи амплитудным и фазовым детекторами. — Радиотехника, 1954, т. 9, № 3.
34. Ван-дер-Зил. Шум: Источники, описание, измерение. — М.: Сов. радио, 1973.
35. Харкевич А. А. Спектры и анализ. 3-е изд. — М.: ГИТТЛ, 1957.
36. Зиновьев А. Л., Филиппов Л. И. Введение в теорию сигналов и цепей. — М.: Высшая школа, 1968.
37. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Сов. радио, 1977.
38. Радиотехнические цепи и сигналы/Д. В. Васильев, М. Р. Витоль, Ю. Н. Горшенков и др.; Под ред. К. А. Самойло. — М.: Радио и связь, 1982.
39. Давенпорт В. Б., Рут В. Л. Введение в теорию случайных сигналов и шумов. — М.: ИЛ, 1960.
40. Горяинов В. Т., Журавлев А. Г., Тихонов В. И. Статистическая радиотехника: Примеры и задачи/Под ред. В. И. Тихонова. — М.: Сов. радио, 1980.
41. Electrical Noise: Fundamentals and Sources/Ed. by M. S. Gupta. — New York: IEEE Press, 1977.
42. Лезин Ю. С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. — М.: Сов. радио, 1969.
43. Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем: Пер. с англ./Под ред. К. Н. Трофимова. — М.: Мир, 1965.
44. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Сов. радио, 1981.
45. Радиотехнические системы/Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский, Ю. К. Пестов и др.; Под ред. Ю. М. Казаринова. — М.: Сов. радио, 1968.
46. Теоретические основы радиолокации/А. А. Коростелев, Н. Ф. Клюев, Ю. А. Мельник и др.; Под ред. В. Е. Дулевича. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Сов. радио, 1978.
47. Каневский З. М., Финкельштейн М. И. Флуктуационная помеха и обнаружение импульсных сигналов. — М.: Госэнергоиздат, 1963.
48. Ланге Ф. Корреляционная электроника: Пер. с нем./Под ред. В. И. Клячкина. — Л.: Судпромгиз, 1963.
49. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. — М.: Госэнергоиздат, 1956.
50. Радиоприемные устройства/И. Н. Амиантов, Ю. Н. Антонов-Антипов, Ю. Н. Васильев и др.; Под ред. В. И. Сифорова. — М.: Сов. радио, 1974.
51. Чистяков Н. И., Сидоров В. М. Радиоприемные устройства. — М.: Связь, 1974.
52. Финк Л. М. Сигналы, помехи, ошибки ... — М.: Связь, 1978.
53. Black H. S. Modulation Theory. — New York: D. Van Nostrand Co. Inc., 1953.
54. Mayer H. F. Principles of pulse code modulation. — In: Advances in electronics, v. 3. — New York: Academic Press Publishers, 1954.
55. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике: Пер. с англ./Под ред. Р. Л. Добрушина и О. Б. Лупанова. — М.: ИЛ, 1963.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1	
Основные методы и понятия радиоэлектроники	4
1.1. Вводные замечания	4
1.2. Структурные схемы радиопередающего и радиоприемного устройств	4
1.3. Виды усилителей	7
1.4. Принципы усиления	8
1.5. Помехи и борьба с ними	11
Глава 2	
Цепи с сосредоточенными параметрами	13
2.1. Элементы электрической цепи	13
2.2. Источники ЭДС и тока	14
2.3. Согласование источника с нагрузкой. Всегда ли оно необходимо?	15
2.4. Частотные характеристики	16
2.5. Дифференцирующие и интегрирующие цепи	16
2.6. Интеграл Дюамеля	20
2.7. Колебательный контур	25
2.8. Связанные контуры	31
2.9. Преобразование Лапласа	39
2.10. Полюсы и нули	45
2.11. Пропорционально-интегрирующая цепь	46
2.12. Логарифмические характеристики	48
Глава 3	
Длинные линии	49
3.1. Волновое уравнение длинной линии	49
3.2. Отражение волн на концах линии	52
3.3. Линия с потерями. Телеграфное уравнение	56
3.4. Стационарный процесс в линии при гармоническом возбуждении	57
3.5. Применение отрезков длинных линий в качестве колебательных контуров	63
Глава 4	
Четырехполюсники, фильтры и линии задержки	64
4.1. Четырехполюсники	64
4.2. Эквивалентные схемы четырехполюсников	65
4.3. Двойной Т-образный мост	66
4.4. Основы теории четырехполюсников	69
4.5. Каскадное соединение четырехполюсников	70
4.6. Фильтры	72
4.7. Фильтры типа k	73
4.8. Фильтры типа m	74
4.9. Применение согласующих полувольев	75
4.10. Линии задержки	76
Глава 5	
Биполярные транзисторы и их применение	77
5.1. Электронная и дырочная проводимости	77
5.2. Примесные полупроводники	79
5.3. Электронно-дырочный переход. Плоскостной полупроводниковый диод	81
5.4. Транзистор	88

5.5. Схема с общей базой	91
5.6. Схема с общим эмиттером	94
5.7. Выбор рабочей точки	97
5.8. Стабилизация рабочей точки	103
5.9. h -параметры	113
5.10. Гибридная П-образная эквивалентная схема транзистора	116
5.11. Зависимость h -параметров от режима	122
5.12. Основные параметры усилителя	122
5.13. Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель)	125
5.14. Влияние незашунтированного емкостью сопротивления в цепи эмиттера	127
5.15. Влияние сопротивления в цепи базы в схеме с общей базой	130
5.16. Увеличение входного сопротивления транзисторного усилителя	130
5.17. Многокаскадный усилитель	132
5.18. Амплитудно-частотная характеристика транзисторного усилителя	135
5.19. Интегральные микросхемы	138
Глава 6	
Полевые транзисторы и их применение	143
6.1. Полевой транзистор с управляющим p - n -переходом	143
6.2. Полевой транзистор с изолированным затвором	148
6.3. Эквивалентная схема	151
6.4. Свойства полевых транзисторов	152
6.5. Резисторный усилитель на полевом транзисторе	152
6.6. Стабилизация рабочей точки	156
6.7. Выбор основных элементов резисторного усилителя	157
6.8. Истоковый повторитель	163
Глава 7	
Электронные лампы и их применение	168
7.1. Термоэлектронная эмиссия. Диод	168
7.2. Триод	169
7.3. Эквивалентная схема триода	171
7.4. Многоэлектродные и комбинированные электронные лампы	173
Глава 8	
Обратная связь в усилительных устройствах	175
8.1. Структурная схема усилителя с обратной связью	175
8.2. Диаграмма Найквиста	176
8.3. Повышение стабильности усиления и расширение полосы	178
8.4. Уменьшение искажений	181
8.5. Типы обратной связи	182
8.6. Частотно-зависимая обратная связь	183
8.7. Последовательная обратная связь по напряжению	186
8.8. Последовательная обратная связь по току	188
8.9. Параллельная обратная связь по напряжению	191
8.10. Параллельная обратная связь по току	194
8.11. Применение обратной связи для стабилизации режима транзисторов по постоянному току	198
Глава 9	
Импульсные усилители	199
9.1. Переходные характеристики импульсных усилителей	199
9.2. Время нарастания фронта	201
9.3. Частотная коррекция резисторного усилителя в области верхних частот	201
9.4. Частотная коррекция резисторного усилителя в области нижних частот	207
9.5. Переходная и амплитудно-частотная характеристики n -каскадного резисторного усилителя	208
9.6. Усилители с распределенным усилением	210

Глава 10

Дифференциальные и операционные усилители	213
10.1. Непосредственная связь между каскадами	213
10.2. Дрейф нуля	214
10.3. Дифференциальный усилитель	216
10.4. Непосредственная связь дифференциальных усилителей	224
10.5. Элементы схемных решений	226
10.6. Операционные усилители	229
10.7. Принципиальные схемы операционных усилителей	231
10.8. Основные схемы включения операционных усилителей	234
10.9. Параметры операционных усилителей	240
10.10. Частотная коррекция операционных усилителей	242
10.11. Активные RC-фильтры	246

Глава 11

Усилители мощности	251
11.1. Усиление мощности в режиме А при идеализированных характеристиках транзистора	251
11.2. Усиление мощности в режиме А при реальных характеристиках транзистора	254
11.3. Эквивалентная схема трансформатора	256
11.4. Усиление мощности в режимах В и АВ	259
11.5. Бестрансформаторные усилители	263

Глава 12

Резонансные усилители	267
12.1. Схема резонансного усилителя	267
12.2. Колебательный контур в резонансном усилителе	269
12.3. Самовозбуждение и устойчивость резонансного усилителя	271
12.4. Коэффициент усиления транзисторного резонансного усилителя	275
12.5. Резонансные усилители на полевых транзисторах	277
12.6. Амплитудно-частотная характеристика многокаскадного резонансного усилителя	278
12.7. Фазочастотная характеристика многокаскадного резонансного усилителя	279
12.8. Полосовые усилители	279
12.9. Автоматическая регулировка усиления	282
12.10. Интегральные микросхемы	283
12.11. Туннельный диод	284
12.12. Принцип работы усилителя с отрицательным сопротивлением	286
12.13. Частотные характеристики туннельного диода	286
12.14. Устойчивость рабочей точки	287

Глава 13

Генераторы гармонических колебаний	288
13.1. Классификация генераторов	288
13.2. Автогенератор с индуктивной связью	289
13.3. Стационарная амплитуда колебаний в автогенераторе	292
13.4. Баланс амплитуд и фаз в автогенераторе	296
13.5. Колебательные характеристики	298
13.6. Автогенераторы на биполярных транзисторах	301
13.7. Автогенераторы с отрицательным сопротивлением	303
13.8. Генератор на туннельном диоде	304
13.9. Стабилизация частоты генераторов	304
13.10. Влияние гармоник на частоту генерируемых колебаний	306
13.11. Стабилизация частоты с помощью кварца	308
13.12. RC-генераторы	310
13.13. Генераторы с внешним возбуждением	314
13.14. Умножение частоты	316

Глава 14	
Элементы импульсной и цифровой техники	317
14.1. Транзистор в ключевом режиме	317
14.2. Переключатель тока	320
14.3. Помехоустойчивость ключей	322
14.4. Триггер — бистабильная ячейка	322
14.5. Триггер Шмитта	323
14.6. Мультивибраторы	323
14.7. Блокинг-генератор	331
14.8. Генераторы линейно-изменяющихся напряжения и тока	333
14.9. Логические функции и логические элементы	335
14.10. Основные правила алгебры логики	336
14.11. Параметры логических элементов	338
14.12. Транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ)	339
14.13. Эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ)	342
14.14. Интегральная инжекционная логика (И ² Л)	343
14.15. МОП-логика	345
14.16. Комплементарная МОП-логика (КМОП-логика)	346
14.17. Сумматоры	347
14.18. Шифратор и дешифратор	349
14.19. Мультиплексор и демультиплексор	351
14.20. Триггеры на логических элементах	352
14.21. Регистры	358
14.22. Счетчики	359
14.23. Запоминающие устройства	361
14.24. Микро-ЭВМ и микропроцессор	364
14.25. Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи	366

Глава 15	
Модуляция	370
15.1. Амплитудная модуляция	370
15.2. Методы осуществления амплитудной модуляции	371
15.3. Балансная модуляция	373
15.4. Фазовая и частотная модуляция	375
15.5. Методы осуществления частотной модуляции	380

Глава 16	
Детектирование	383
16.1. Диодный детектор	383
16.2. Детектирование малых напряжений	385
16.3. Детектор на полупроводниковом диоде	386
16.4. Детектирование при идеальном диоде	387
16.5. Входное сопротивление диодного детектора	388
16.6. Характеристики и параметры детектора	391
16.7. Нелинейные искажения вследствие инерционности детектора	392
16.8. Нелинейные искажения вследствие неравенства сопротивлений на- грузки детектора постоянному и переменному токам	393
16.9. Искажения вследствие нелинейности характеристики диода	395
16.10. Одновременное детектирование двух напряжений с различными не- сухими частотами	395
16.11. Отношение сигнал-помеха на выходе детектора	398
16.12. Амплитудное ограничение	399
16.13. Частотное детектирование	402
16.14. Фазовый детектор	408
16.15. Синхронное детектирование	410

Глава 17	
Преобразование частоты	412
17.1. Принцип преобразования частоты	412
17.2. Преобразователь частоты на транзисторе	415

17.3. Преобразователь частоты на полевом транзисторе с двумя за- творами	41
17.4. Преобразователь частоты на дифференциальном усилителе	41
17.5. Кристаллические смесители	41
17.6. Некоторые дополнительные замечания о преобразовании частоты	41
17.7. Преобразование частоты с помощью нелинейной емкости	41

Глава 18

Сигналы и их спектры	420
18.1. Спектры периодических сигналов	420
18.2. Спектры непериодических сигналов	423
18.3. Основные свойства преобразований Фурье	427
18.4. Энергетический спектр и спектр мощности	431
18.5. Корреляционные функции	434
18.6. Сигналы на выходе идеального полосового фильтра	437
18.7. Теорема Котельникова	440

Глава 19

Шумы	444
19.1. Вероятностные характеристики шума	444
19.2. Корреляционная функция и спектр шума	447
19.3. Эффективная полоса	451
19.4. Тепловой шум	453
19.5. Шумы в электронных лампах	454
19.6. Фликкер-шум	456
19.7. Коэффициент шума	456
19.8. Шумы в транзисторах	459

Глава 20

Методы передачи и приема. Влияние помех	460
20.1. Согласованный фильтр	460
20.2. Корреляционный прием	465
20.3. Квазиоптимальные фильтры	466
20.4. Влияние помех при амплитудной и частотной модуляции	467
20.5. Частотные предсказания при передаче и приеме	471
20.6. Сравнение частотной и фазовой модуляции	474
20.7. Импульсная модуляция	475
20.8. Квантование сигнала по уровню	477
20.9. Импульсно-кодовая модуляция	479
20.10. Объем сообщения и пропускная способность канала	479

Заключение	481
-----------------------------	------------

Список литературы	482
------------------------------------	------------