

Г. В. КОРОЛЕВ

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ
И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено
Министерством приборостроения СССР
в качестве учебного пособия
для средних специальных учебных заведений

SCANNED AND DJVUED BY ROMAN EFIMOV

ROMAN@FARLEP.NET
HTTP://ROMAN-EFIMOV.NAROD.RU
17 JULY 2003



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1991

ББК 32.965
К 68
УДК 681.527.7

Рецензент:
преподаватель Московского техникума электронных приборов
В. Б. Журавлев

К68 **Королев Г. В.**
Электронные устройства автоматики: Учеб. пособие. —
2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. шк. — 1991. — 256 с., ил.
ISBN 5-06-002034-7

В книге изложены теоретические основы, принципы действия и расчеты различных электронных устройств, применяемых в автоматике. Основной элементной базой описываемых устройств являются полупроводниковые интегральные схемы и транзисторы

Во втором издании (1-е — 1983 г.) расширен материал по операционным усилителям, методически переработан ряд разделов.

К 2402010000(4308000000)—159 197—91
001(01)—91

ББК 32.965

6Ф0.3

ISBN 5-06-002034-7

© Г. В. Королев, 1991, с изменениями

ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

Одним из главных факторов, обеспечивающих развитие всех отраслей народного хозяйства, является комплексная автоматизация производственных процессов на основе последних достижений электронной техники. К электронным устройствам автоматики предъявляются высокие требования, так как современная электронная аппаратура должна обеспечивать надежность работы сложнейших систем автоматического управления и контроля.

Современный этап развития радиоэлектронной аппаратуры характеризуется все более широким применением интегральных схем (ИС) высокой функциональной сложности. Это требует нового подхода к написанию современных учебников и учебных пособий радиоэлектронного направления.

Настоящее учебное пособие является переработанным и дополненным вторым изданием пособия, вышедшего в 1983 г. Как и в первом издании, теоретическая часть состоит из описания принципов действия электронных устройств и вывода основных расчетных соотношений. Для закрепления теории в конце некоторых глав даны вопросы и задачи для самопроверки. Для облегчения работы учащегося над курсовым проектом приведены примеры расчета некоторых схем. В приложении дан вспомогательный справочный материал.

По сравнению с предыдущим изданием в данной книге практически полностью переработан раздел «Усилители», в котором существенно расширен материал об операционных усилителях за счет сокращения материала, касающегося рассмотрения многокаскадных усилителей с трансформаторной и резистивно-емкостной связями, методически переработан материал по типовым усилительным каскадам, бестрансформаторным усилителям мощности. Переработаны также главы, в которых рассматриваются стабилизаторы напряжения, генераторы гармонических колебаний. Исключены устаревшие ламповые схемы генераторов.

ВВЕДЕНИЕ

Последние достижения в области физики и технологии полупроводников, математики, химии, радиотехники позволили перейти к новому этапу миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры — созданию и совершенствованию интегральных схем.

Интегральная микросхема (ИС) — микроэлектронное изделие, выполняющее функцию преобразования и обработки сигнала и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов или кристаллов, которое с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации — рассматривается как единое целое.

Различают следующие ИС: пленочные, все элементы и межэлементные соединения которых выполнены в виде пленок; бескорпусные гибридные, содержащие кроме пленочных элементов навесные компоненты (транзисторы, диоды, конденсаторы); полупроводниковые, все элементы и межэлементные соединения которых выполнены в объеме или на поверхности полупроводника.

Низкоомные пленочные резисторы гибридных микросхем (сопротивлением от 0,01 Ом до 10 кОм) получают из чистого хрома, тантала или нихрома, нанося эти материалы в виде тонких пленок на электрическую подложку. Для получения высокоомных пленочных резисторов используют оксидные пленки, например из оксида олова. Так как эти пленки обычно относятся к материалам с электропроводностью *n*-типа (из-за присутствия кислородных вакансий), то добавка сурьмы снижает, а добавка индия повышает удельное сопротивление.

Полупроводниковые ИС изготавливают по планарной технологии, широко применяемой в производстве дискретных транзисторов. Основой планарной технологии является последовательное создание методом диффузии слоев *p*- и *n*-типа в объеме кремниевой подложки.

Так как все элементы полупроводниковой ИС создаются в объеме полупроводникового монокристалла, то возникает проблема электрической изоляции компонентов друг от друга. Для решения этой проблемы используются два метода изоляции: 1) обратнорасположенным *p-n*-переходом; 2) диэлектриком. Наиболее распространенной является изоляция обратнорасположенным *p-n*-переходом, так как в этом случае существенно снижается стоимость ИС.

Транзисторы полупроводниковых ИС с изоляцией диэлектриком по параметрам близки к дискретным транзисторам, однако у интегральных транзисторов выводы всех электродов выполняются с одной стороны кристалла.

Биполярные транзисторы полупроводниковых ИМС с изоляцией *p-n*-переходом представляют собой четырехслойную структуру с тремя *p-n*-переходами, один из которых — изолирующий. Наличие этого перехода приводит к появлению паразитных элементов и ухудшает параметры интегральных транзисторов по сравнению с дискретными.

Полевые транзисторы с управляющим *p-n*-переходом выполняются совместно с биполярными на одном кристалле в едином технологическом цикле, составляя таким образом один тип ИС. Биполярные и МДП-транзисторы, как правило, совместно не изготавливаются, т. е. разрабатываются два типа ИС: на биполярных и полевых МДП-транзисторах.

В качестве диодов в полупроводниковых ИС обычно используют транзисторы в диодном включении. В зависимости от схемы включения транзистора изменяются параметры диода.

Резисторы полупроводниковых ИС получают, используя объем полупроводника, заключенный между двумя выводами. Сопротивление такого резистора определяется удельным сопротивлением полупроводника и геометрическими размерами.

Для полупроводниковых ИС объемные резисторы более технологичны, чем пленочные, так как создаются одновременно с остальными элементами микросхемы. Однако они характеризуются большим разбросом параметров, сильной температурной зависимостью сопротивления и существенными паразитными эффектами. Размеры полупроводниковых резисторов, даже при сопротивлении порядка нескольких килоом, значительно превышают размеры транзисторов. Так как сопротивление объемных резисторов не превышает нескольких десятков килоом, то при создании ИС с повышенной степенью интеграции стремятся уменьшить количество резисторов в схеме или совсем исключить их.

Роль конденсаторов полупроводниковой интегральной микросхемы выполняет емкость обратносмещенного *p-n*-перехода, максимальное значение которой составляет примерно 100—200 пФ. Большие значения емкостей трудно реализовать в ограниченном объеме кристалла, поэтому интегральные микросхемы разрабатывают с минимальным количеством конденсаторов. Индуктивные катушки и трансформаторы в микроэлектронных устройствах применяются только как навесные элементы гибридных микросхем, так как формирование индуктивной катушки в объеме ИС практически невозможно. Полупроводниковые ИС представляют собой законченные функциональные устройства, элементы которых выполняются в едином технологическом цикле. Поэтому параметры полупроводниковых интегральных микросхем имеют меньший разброс и темпера-

турную зависимость, чем параметры аналогичных функциональных устройств, выполненных на дискретных элементах. Однако полупроводниковые ИС требуют сложного оборудования и крупных начальных капиталовложений. Кроме того, недостатком полупроводниковых ИС является наличие паразитных связей между элементами и подложкой. Несмотря на это технология изготовления полупроводниковых ИС позволяет получать их надежнее и дешевле гибридных микросхем с навесными элементами. По количеству составных элементов интегральные микросхемы делят на схемы с малой степенью интеграции (до 100 элементов); средней (до 1000) и большой (свыше 1000).

При проектировании ИС с большой степенью интеграции (БИС) необходимо решить две проблемы. Первая — возможность уменьшения геометрических размеров элементов схемы. Эти размеры определяются заданными электрическими параметрами и разрешающей способностью технологического оборудования. При этом следует учесть, что для изготовления БИС требуется более трудоемкий технологический процесс, чем для изготовления ИС с малой степенью интеграции. Вторая проблема — обеспечение отвода теплоты. Увеличение плотности упаковки элементов в интегральной микросхеме обуславливают увеличение удельной мощности рассеяния. Работа элементов в условиях повышенной температуры приводит к уменьшению надежности элементов и микросхемы в целом. Поэтому БИС, как правило, имеют специальные конструкции корпусов.

В настоящее время уровень интеграции БИС достигает нескольких тысяч элементов на одном кристалле. Создание и серийный выпуск таких БИС позволили перейти к созданию микропроцессоров.

Микропроцессор — это функционально законченное и полностью автономное цифровое устройство, реализованное на одной или нескольких БИС и обеспечивающее обработку информации и управление по заданной программе. Микропроцессоры рассчитаны на совместную работу с устройствами памяти и ввода — вывода информации. Эти устройства поставляются в комплекте в виде семейства совместимых приборов, способных работать при тех же напряжениях питания, при которых работает микропроцессор.

Основным недостатком микропроцессоров является сравнительно низкое быстродействие устройств на микропроцессорах, что обусловлено принципиально последовательным характером выполнения программы. Повышение быстродействия микропроцессоров тесно связано с совершенствованием технологии изготовления БИС.

РАЗДЕЛ I

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ И РЕЛЕЙНЫЕ СХЕМЫ

ГЛАВА I

ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЕЙ

§ 1.1. Общие определения

Электронным усилителем называют устройство, преобразующее маломощный электрический сигнал на входе в сигнал большей мощности на выходе с минимальными искажениями формы.

Усиление мощности сигнала осуществляется за счет потребления усилителем энергии от дополнительного источника, называемого источником питания. Следовательно, усилитель представляет собой устройство, входной сигнал которого управляет преобразованием энергии источника питания в энергию выходного сигнала. Источниками входного сигнала являются микрофон, фотоэлемент, предшествующий усилитель, термопара, химический источник тока и т. д.

Диапазон мощностей, отдаваемых различными источниками входного сигнала на вход усилителя, широк. Например, напряжение, поступающее на вход усилителя от передающей телевизионной трубки, составляет всего 2—5 мВ при малой мощности. Однако такие источники, как предшествующий усилитель, могут создавать напряжение, достигающее сотен вольт при мощности около 1 Вт.

Выходной электрический сигнал усилителя поступает на устройство, называемое потребителем или нагрузкой. В качестве потребителей электрического сигнала используются телефон, громкоговоритель, гальванометр, осциллограф, реле, последующий усилитель, электродвигатель и т. д.

Значения потребляемой мощности для различных видов нагрузки лежат в широких пределах; например, мощность, потребляемая телефоном, составляет сотые доли ватт. В то же время мощность, потребляемая городской сетью проводного вещания, достигает сотен киловатт.

Связь усилителя с источником входного сигнала, нагрузкой и источником питания показана на рис. 1.1.

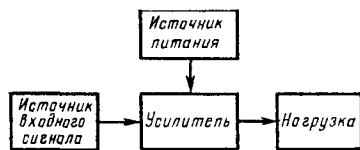


Рис 1 1

§ 1.2. Коэффициент усиления. Линейные и нелинейные искажения

Основным параметром электронного усилителя является коэффициент усиления K . Коэффициент усиления мощности (напряжения, тока) определяется отношением мощности (напряжения, тока) выходного сигнала к мощности (напряжению, току) входного и характеризует усилительные свойства схемы. Выходной и входной сигналы должны быть выражены в одних и тех же количественных единицах, поэтому коэффициент усиления является безразмерной величиной.

В отсутствие реактивных элементов в схеме, а также при определенных режимах ее работы, когда исключается их влияние, коэффициент усиления является действительной величиной, не зависящей от частоты. В этом случае выходной сигнал повторяет форму входного и отличается от него в K раз только амплитудой. В дальнейшем изложении материала речь пойдет о модуле коэффициента усиления, если нет особых оговорок.

В зависимости от требований, предъявляемых к выходным параметрам усилителя переменного сигнала, различают коэффициенты усиления:

а) по напряжению, определяемый как отношение амплитуды переменной составляющей выходного напряжения к амплитуде переменной составляющей входного, т. е.

$$K_u = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}; \quad (1.1)$$

б) по току, который определяется отношением амплитуды переменной составляющей выходного тока к амплитуде переменной составляющей входного:

$$K_i = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}; \quad (1.2)$$

в) по мощности

$$K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}.$$

Так как $P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} I_{\text{вых}} \cos \varphi$ и $P_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} U_{\text{вх}} \cos \varphi$, то коэффициент усиления по мощности можно определить следующим образом:

$$K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{вых}} U_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}} U_{\text{вх}}} = K_i K_u. \quad (1.3)$$

При наличии реактивных элементов в схеме (конденсаторов, индуктивностей) коэффициент усиления следует рассматривать как комплексную величину

$$\dot{K} = m + jn = K (\cos \varphi + j \sin \varphi) = K e^{j\varphi},$$

где m и n — действительная и мнимая составляющие, зависящие от частоты входного сигнала:

$$K = \sqrt{m^2 + n^2} \varphi = \arccos \frac{m}{\sqrt{m^2 + n^2}} = \arctg \frac{n}{m}.$$

Положим, что коэффициент усиления K не зависит от амплитуды входного сигнала. В этом случае при подаче на вход усилителя синусоидального сигнала выходной сигнал также будет иметь синусоидальную форму, но отличаться от входного по амплитуде в K раз и по фазе на угол φ .

Периодический сигнал сложной формы согласно теореме Фурье можно представить суммой конечного или бесконечно большого числа гармонических составляющих, имеющих разные амплитуды, частоты и фазы. Так как K — комплексная величина, то амплитуды и фазы гармонических составляющих входного сигнала при прохождении через усилитель изменяются по-разному и выходной сигнал будет отличаться по форме от входного.

Искажения сигнала при прохождении через усилитель, обусловленные зависимостью параметров усилителя от частоты и не зависящие от амплитуды входного сигнала, называются линейными искажениями. В свою очередь, линейные искажения можно разделить на частотные (характеризующие изменение модуля коэффициента усиления K в полосе частот за счет влияния реактивных элементов в схеме); фазовые (характеризующие зависимость сдвига по фазе между выходным и входным сигналами от частоты за счет влияния реактивных элементов).

Частотные искажения сигнала можно оценить с помощью амплитудно-частотной характеристики, выражающей зависимость модуля коэффициента усиления по напряжению от частоты. Амплитудно-частотная характеристика усилителя в общем виде представлена на рис. 1.2. Рабочий диапазон частот усилителя, внутри которого коэффициент усиления можно считать с известной степенью точности постоянным, лежит между низшей f_n и высшей f_v граничными частотами и называется полосой пропускания. Граничные частоты определяют уменьшение коэффициента усиления на заданную величину от своего максимального значения K_{u0} на средней частоте f_0 .

Введя коэффициент частотных искажений на данной частоте f ,

$$M = K_{u0}/K_{uf}, \quad (1.4)$$

где K_{uf} — коэффициент усиления по напряжению на данной частоте, можно с помощью амплитудно-частотной характеристики определить частотные искажения в любом диапазоне рабочих частот усилителя.

Поскольку наибольшие частотные искажения имеем на границах рабочего диапазона, то при расчете усилителя, как правило, задают коэффициенты частотных искажений на низшей и высшей граничных частотах, т. е.

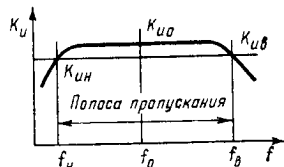


Рис. 1 2

$$M_n = K_{u0}/K_{un}, \quad M_v = K_{u0}/K_{uv}, \quad (1.5)$$

где K_{uv} и K_{un} — соответственно коэффициенты усиления по напряжению на высшей и нижней граничных частотах.

Обычно принимают $M_n = M_v = \sqrt{2}$, т. е. на граничных частотах коэффициент усиления по напряжению уменьшается до уровня 0,707 значения коэффициента усиления на средней частоте. При таких условиях полоса пропускания усилителей звуковой частоты, предназначенных для воспроизведения речи и музыки, лежит в пределах 30—20 000 Гц. Для усилителей, применяемых в телефонии, допустима более узкая полоса пропускания 300—3400 Гц. Для усиления импульсных сигналов необходимо использовать так называемые широкополосные усилители, полоса пропускания которых располагается в диапазоне частот от десятков или единиц герц до десятков или даже сотен мегагерц.

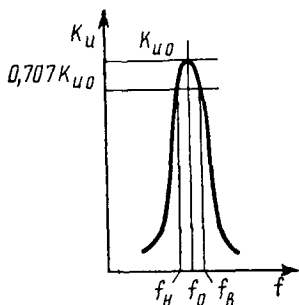


Рис. 1.3

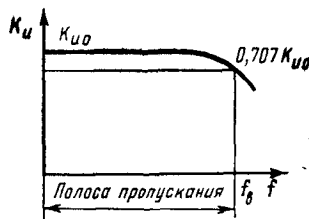


Рис. 1.4

Для оценки качества усилителя часто пользуются параметром

$$D = 2\pi K_{u0}(f_v - f_n).$$

Для широкополосных усилителей $f_v \gg f_n$, поэтому

$$D \approx 2\pi K_{u0} f_v.$$

Противоположностью широкополосных усилителей являются избирательные усилители, назначение которых состоит в усилении сигналов в узкой полосе частот (рис. 1.3).

Усилители, предназначенные для усиления сигналов со сколько угодно малой частотой, называются усилителями постоянного тока. Из определения ясно, что нижняя граничная частота f_n полосы пропускания такого усилителя равна нулю. Амплитудно-частотная характеристика усилителя постоянного тока дана на рис. 1.4.

Фазочастотная характеристика показывает, как меняется угол сдвига фаз между выходным и входным сигналами при изменении частоты и определяет фазовые искажения. Фазовые искажения от-

сутствуют при линейном характере фазочастотной характеристики (пунктирная линия на рис. 1.5), так как в этом случае каждая гармоническая составляющая входного сигнала при прохождении через усилитель сдвигается по времени на один и тот же интервал Δt . Угол сдвига фаз между входным и выходным сигналами при этом пропорционален частоте

$$\varphi = -\Delta t \omega = -\Delta t 2\pi f = -K_{\text{пр}} f,$$

где $K_{\text{пр}} = 2\pi \Delta t$ — коэффициент пропорциональности, определяющий угол наклона характеристики к оси абсцисс.

Фазочастотная характеристика реального усилителя представлена на рис. 1.5 сплошной линией. Из рис. 1.5 видно, что в пределах полосы пропускания усилителя фазовые искажения минимальны, однако резко возрастают в области граничных частот.

Если коэффициент усиления зависит от амплитуды входного сигнала, то имеют место нелинейные искажения усиливаемого сигнала, обусловленные наличием в усилителе элементов с нелинейными вольт-амперными характеристиками.

Задавая закон изменения $K_u f(u_{\text{вх}})$ можно проектировать нелинейные усилители с определенными свойствами. Пусть коэффициент усиления определяется зависимостью $K_u = A u_{\text{вх}}$, где A — коэффициент пропорциональности.

Тогда при подаче на вход усилителя синусоидального входного сигнала $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \sin \omega t$ выходной сигнал усилителя

$$u_{\text{вых}} = K_u u_{\text{вх}} = A u_{\text{вх}}^2 = A U_{\text{вх}}^2 \sin^2 \omega t,$$

где $U_{\text{вх}}$, ω — амплитуда и частота входного сигнала.

Записав $\sin^2 \omega t = (1 - \cos 2\omega t)$, получим

$$u_{\text{вых}} = \frac{A U_{\text{вх}}^2}{2} - \frac{A U_{\text{вх}}^2}{2} \cos 2\omega t.$$

Таким образом, выходной сигнал усилителя при синусоидальном входном сигнале будет иметь постоянную составляющую и косинусоиду двойной частоты.

Подключив на выход усилителя разделительный конденсатор большой емкости, можно исключить постоянную составляющую и использовать такой усилитель, как удвоитель частоты.

В общем случае при сложной зависимости $K_u(u_{\text{вх}})$ выходной сигнал усилителя состоит из постоянной $U_{\text{вых0}}$ и гармонических составляющих с частотами, кратными частоте входного сигнала, т. е.

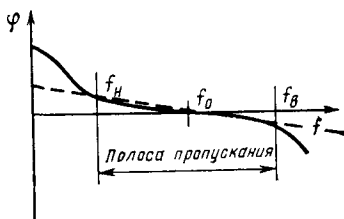


Рис. 1 5

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}0} + U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + U_3 \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots, \quad (1.6)$$

где $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ — сдвиг по фазе между входным сигналом и соответствующей гармонической составляющей выходного сигнала.

Первая гармоническая составляющая в выражении (1.6) представляет собой полезный сигнал, остальные являются результатом нелинейных искажений.

Нелинейные искажения можно оценить с помощью так называемого коэффициента гармоник

$$K_r = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots}{P_1}} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + \dots}{I_1^2}}, \quad (1.7)$$

где P, U, I — амплитудные значения соответственно мощности, напряжения и тока гармонических составляющих.

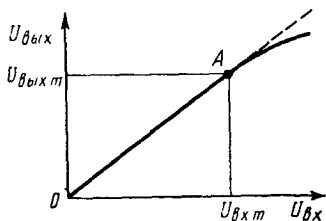


Рис. 1.6

Индекс определяет номер гармоники. Обычно учитывают только вторую и третью гармоники, так как амплитудные значения мощностей более высоких гармоник сравнительно малы.

Линейные и нелинейные искажения характеризуют точность воспроизведения формы входного сигнала усилителем.

Амплитудная характеристика четырехполюсников, состоящих только из линейных элементов, при любом значении $U_{\text{вх}}$ теоретически является наклонной прямой. Практически же максимальное значение $U_{\text{вх}}$ ограничивается электрической прочностью элементов четырехполюсника. Амплитудная характеристика усилителя, выполненного на электронных приборах (рис. 1.6), в принципе нелинейна, однако может содержать участки OA, где кривая носит приблизительно линейный характер с большой степенью точности. Рабочий диапазон входного сигнала не должен выходить за пределы линейного участка (OA) амплитудной характеристики усилителя, иначе нелинейные искажения превысят допустимый уровень.

§ 1.3. Эквивалентная схема усилителя. Входное и выходное сопротивления

Как и всякий четырехполюсник, усилитель можно рассмотреть в виде эквивалентных схем, представленных на рис. 1.7. В схеме рис. 1.7, а к входным зажимам усилителя подключается источник входного напряжения E_r с внутренним сопротивлением R_r , а к выходным зажимам — сопротивление нагрузки.

Со стороны входа усилитель можно представить как эквивалентное сопротивление

$$R_{вх} = du_{вх}/di_{вх} = U_{вх}/I_{вх}, \quad (1.8)$$

являющееся нагрузкой для источника входного сигнала, а со стороны выхода — в виде генератора напряжения E с внутренним сопротивлением

$$R_{вых} = du_{вых}/di_{вых} = U_{вых}/I_{вых}. \quad (1.9)$$

Следует заметить, что в общем случае входное и выходное сопротивления могут быть комплексными величинами.

ЭДС генератора напряжения E пропорциональна входному напряжению, т. е.

$$E = Au_{вх}, \quad (1.10)$$

где A — коэффициент пропорциональности.

ЭДС E численно равна выходному напряжению усилителя, работающего в режиме холостого хода (при отключенной нагрузке R_H). Следовательно, в этом случае можно записать

$$A = U_{вых}/U_{вх} = K_{ух}. \quad (1.11)$$

Схема рис. 1.7, б отличается от схемы рис. 1.7, а тем, что генераторы напряжения E_G и E представлены в виде генераторов тока.

Параметры $R_{вх}$ и $R_{вых}$ характеризуют взаимодействие усилителя с внешними цепями.

От соотношения $R_{вх}$ и R_G , $R_{вых}$ и R_H зависят значения коэффициентов усиления по напряжению, току и мощности усилителя. Если основным требованием, предъявляемым к усилителю, является усиление напряжения (тока) до заданного уровня, то такой усилитель условно называется усилителем напряжения (тока), хотя в обоих случаях происходит усиление мощности. Усилителями же мощности обычно называются усилители, обеспечивающие в нагрузке заданное или максимальное значение мощности.

Входным сигналом усилителя, эквивалентная схема которого показана на рис. 1.7, а, является напряжение E_G с внутренним сопротивлением R_G . Поэтому коэффициент усиления по напряжению

$$K_{уГ} = U_{вых}/E_G.$$

Определим условия, при которых получим максимальное значение $K_{уГ}$. Воспользовавшись эквивалентной схемой (рис. 1.7, а), можно записать

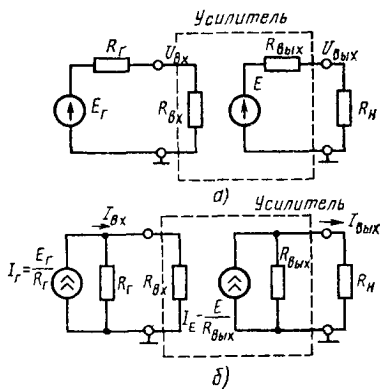


Рис. 1.7

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{ER_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} = AU_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}};$$

$$E_{\text{Г}} = U_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}}}.$$

Тогда

$$K_{\text{УГ}} = \frac{AR_{\text{ВХ}}R_{\text{Н}}}{(R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}})(R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}})}. \quad (1.12)$$

Из этой формулы следует, что для получения максимального напряжения на выходе усилителя при действии на его входе источника напряжения $E_{\text{Г}}$ с ненулевым внутренним сопротивлением необходимо выполнить следующие условия:

$$R_{\text{Г}} \ll R_{\text{ВХ}}; R_{\text{Н}} \gg R_{\text{ВЫХ}}. \quad (1.13)$$

Из формулы (1.12) видно, что в усилителях напряжения, когда $R_{\text{Г}} \ll R_{\text{ВХ}}$, $R_{\text{Н}} \gg R_{\text{ВЫХ}}$ коэффициент усиления $K_{\text{УГ}}$ примерно совпадает с коэффициентом усиления при отключенной нагрузке, т. е. $K_{\text{УГ}} \approx \approx A = K_{\text{УХ}}$.

Запишем коэффициент усиления по току усилителя, на входе которого действует источник тока $I_{\text{Г}}$ с внутренним сопротивлением $R_{\text{Г}}$

$$K_{I_{\text{Г}}} = I_{\text{Н}}/I_{\text{Г}}, \quad (1.14)$$

и определим условия, при которых получим максимальное значение $K_{I_{\text{Г}}}$.

Воспользовавшись эквивалентной схемой (рис. 1.7, б), можно записать

$$I_{\text{Н}} = I_{\text{е}} \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}}, \quad I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Г}} \frac{R_{\text{Г}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{Г}}},$$

где $I_{\text{е}} = E/R_{\text{ВЫХ}}$.

Подставив значения $I_{\text{Н}}$ и $I_{\text{Г}}$ в формулу (1.14), будем иметь

$$K_{I_{\text{Г}}} = \frac{I_{\text{е}}}{I_{\text{ВХ}}} \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} \frac{R_{\text{Г}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}}. \quad (1.15)$$

Из этой формулы следует, что для получения максимального тока в нагрузке усилителя при действии на входе источника тока $I_{\text{Г}}$ с внутренним сопротивлением $R_{\text{Г}}$ необходимо выполнить следующие условия:

$$R_{\text{ВЫХ}} \gg R_{\text{Н}}; R_{\text{Г}} \gg R_{\text{ВЫХ}}. \quad (1.16)$$

Так как коэффициент усиления по мощности $K_{\text{Р}} = P_{\text{ВЫХ}}/P_{\text{ВХ}}$ при действии на входе усилителя источника сигнала мощностью $P_{\text{Г}} = = E_{\text{Г}}I_{\text{Г}}$ определяется произведением

$$K_{\text{РГ}} = K_{\text{УГ}}K_{I_{\text{Г}}} = \frac{AR_{\text{ВХ}}R_{\text{ВЫХ}}R_{\text{Н}}R_{\text{Г}}}{(R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}})^2(R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}})^2} \frac{I_{\text{е}}}{I_{\text{ВХ}}}, \quad (1.17)$$

то условия (1.13) и (1.16) являются противоречивыми для получения максимальной мощности, так как при большом $K_{иг}$ неизбежно снижается $K_{г}$ и, наоборот, при большом $K_{г}$ имеет малое значение $K_{иг}$.

Максимальный коэффициент усиления по мощности получим, если выполним условия

$$R_{г} = R_{вх}; \quad R_{н} = R_{вых}. \quad (1.18)$$

Условия, при которых обеспечивается максимальный коэффициент усиления по мощности, называются условиями согласования входа и выхода усилителя с генератором входного напряжения и нагрузкой.

Подставляя (1.18) в (1.17), для усилителей мощности, работающих в условиях согласования входа и выхода, будем иметь

$$K_{р\max} = \frac{I_e}{I_{вх}} A \frac{1}{16} = \frac{1}{16} \frac{I_e}{I_{вх}} \frac{E}{U_{вх}}.$$

Учитывая, что $I_e = E/R_{вых}$, $I_{вх} = E_{г}/(R_{г} + R_{вх}) = E_{г}/2R_{вх}$, $U_{вх} = E_{г}/2$, получим

$$K_{р\max} = \frac{1}{4} \left(\frac{E}{E_{г}} \right)^2 \frac{R_{вх}}{R_{вых}}.$$

Важным параметром усилителя мощности является коэффициент полезного действия η , который определяется как отношение полезной мощности $P_{вых}$, выделяемой в нагрузке, к мощности P_0 , потребляемой усилителем от источника питания, т. е.

$$\eta = P_{вых}/P_0. \quad (1.19)$$

§ 1.4. Показатели многокаскадных усилителей

В зависимости от назначения усилителя заданный коэффициент усиления может достигать десятков тысяч. Коэффициент усиления, значение которого превышает 10^2 , обычно получают, составляя усилитель из нескольких простейших усилителей, содержащих один усилительный элемент. Такие простейшие усилители называются *усилительными каскадами*. Они соединяются между собой последовательно таким образом, чтобы выходной сигнал предыдущего каскада являлся входным сигналом последующего. Поэтому усилитель, состоящий, например, из двух каскадов, можно представить в виде эквивалентной схемы на рис. 1.8.

В этом случае коэффициенты усиления по напряжению первого и второго каскадов

$$K_{u1} = U_{вых1}/E_{г}; \quad K_{u2} = U_{вых2}/U_{вых1}.$$

Тогда коэффициент усиления всего усилителя

$$K_u = U_{вых2}/E_{г} = \frac{U_{вых2}}{U_{вых1}} \frac{U_{вых1}}{E_{г}} = K_{u1} K_{u2}.$$

Очевидно, для усилителя, составленного из n каскадов, имеем

$$K_u = K_{u1} K_{u2} \dots K_{un}. \quad (1.20)$$

Часто коэффициент усиления представляют в логарифмических единицах — децибелах.

Коэффициент усиления по мощности, выраженный в децибелах,

$$K_{P \text{ дБ}} = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = 10 \lg K_p. \quad (1.21)$$

Поскольку мощность пропорциональна квадрату напряжения,

$$K_{u \text{ дБ}} = 20 \lg K_u.$$

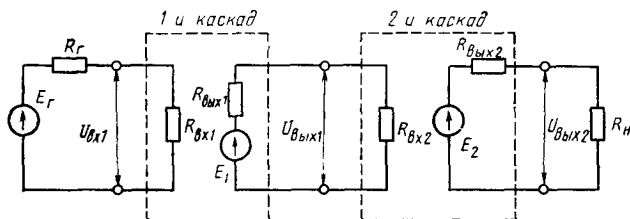


Рис. 18

Представление коэффициента усиления в децибелах позволяет находить общий коэффициент усиления усилителя простым алгебраическим суммированием коэффициентов усиления отдельных каскадов. Так, для n -каскадного усилителя можно записать

$$K_{u \text{ дБ}} = 20 \lg K_u = 20 \lg K_{u1} + 20 \lg K_{u2} + \dots + 20 \lg K_{un} \quad (1.22)$$

или

$$K_{u \text{ дБ}} = K_{u1 \text{ дБ}} + K_{u2 \text{ дБ}} + \dots + K_{un \text{ дБ}}.$$

В таблице 1.1 для сравнения представлены некоторые значения коэффициентов усиления, выраженные в отвлеченных числах, и соответствующие им значения коэффициентов усиления, выраженных в децибелах.

Таблица 1.1

K_u	0,5	1	2	10	100	1000
$K_{u \text{ дБ}}$	-6	0	6	20	40	60

Из таблицы видно, что увеличение K_u в 10 раз соответствует увеличению $K_{u \text{ дБ}}$, выраженному в децибелах, на 20 дБ, а удвоение K_u — увеличению $K_{u \text{ дБ}}$ на 6 дБ.

Частотные искажения многокаскадного усилителя определяются частотными искажениями в отдельных каскадах.

Действительно, коэффициент частотных искажений n каскадного усилителя можно записать как

$$M = \frac{K_{u0}}{K_{uf}} = \frac{K_{u01}K_{u02} \dots K_{u0n}}{K_{uf1}K_{uf2} \dots K_{ufn}}.$$

Учитывая, что коэффициенты частотных искажений отдельных каскадов равны,

$$M_1 = K_{u01}/K_{uf1}, \quad M_2 = K_{u02}/K_{uf2}, \quad M_n = K_{u0n}/K_{ufn},$$

будем иметь

$$M = M_1 M_2 \dots M_n. \quad (1.23)$$

Таким образом, коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов частотных искажений отдельных каскадов.

Если коэффициенты частотных искажений выразить в децибелах, то для n -каскадного усилителя получим

$$M_{дБ} = M_{1дБ} + M_{2дБ} + \dots + M_{nдБ}. \quad (1.24)$$

Из формул (1.23) и (1.24) следует, что к отдельным каскадам усилителя по частотным искажениям предъявляются более жесткие требования, чем к усилителю в целом, так как коэффициент частотных искажений отдельного каскада всегда меньше коэффициента частотных искажений усилителя.

Требуемое значение общего коэффициента частотных искажений M определяется назначением усилителя. Например, при усилении акустических сигналов значение коэффициента M не превышает $\sqrt{2}$, что соответствует 3 дБ. Для измерительных усилителей коэффициент частотных искажений определяется заданной точностью измерений.

Определим фазовый сдвиг φ между выходным и входным напряжениями n -каскадного усилителя, записав комплексный коэффициент усиления по напряжению в виде

$$\dot{K}_u = K_u e^{j\varphi} = \dot{K}_{u1} \dot{K}_{u2} \dots \dot{K}_{un} = K_{u1} e^{j\varphi_1} K_{u2} e^{j\varphi_2} \dots K_{un} e^{j\varphi_n}.$$

где $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_n$ — фазовые сдвиги между выходным и входным напряжениями отдельных каскадов усилителя.

Следовательно,

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n, \quad (1.25)$$

т. е. фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями многокаскадного усилителя равен алгебраической сумме фазовых сдвигов, создаваемых отдельными каскадами.

Нелинейные искажения синусоидального сигнала в многокаскадных усилителях, характеризуемые коэффициентом гармоник, можно оценить просуммировав коэффициенты гармоник каждого отдельного каскада усилителя, т. е.

$$K_r = K_{r1} + K_{r2} + \dots + K_{rn}. \quad (1.26)$$

Как показано выше, нелинейные искажения появляются при превышении амплитудой входного сигнала значения $U_{вх м}$, начиная с которого амплитудная характеристика теряет свою линейность (см. рис. 1.6). Следовательно, нелинейные искажения будут наибольшими в последнем, выходном, каскаде усилителя. Ориентировочно можно считать, что коэффициент гармоник n -каскадного усилителя равен коэффициенту гармоник последнего каскада, т. е.

$$K_r \approx K_{rn}. \quad (1.27)$$

Для исключения влияния цепей постоянного тока отдельных каскадов друг на друга, т. е. обеспечения развязки каскадов по постоянному току, в усилителях переменного сигнала используют разделительный конденсатор или трансформатор.

С помощью трансформатора можно обеспечить не только развязку, но и согласование каскадов между собой. Поэтому трансформаторную связь удобно применять в усилителях мощности, где согласование усилителя с нагрузкой и источником входного сигнала является необходимым условием. В усилителях напряжения, как правило, используется RC -связь, так как трансформатор имеет существенные недостатки, главными из которых являются большие габариты и вес, а также высокая стоимость.

В усилителях постоянного тока каскады соединяются непосредственно друг с другом. При этом усложняется задача обеспечения нормальной работы усилительных элементов (транзисторов) в заданном режиме.

В аналоговых интегральных микросхемах (ИМС) усилителей как постоянного, так и переменного тока используется, как правило, непосредственная связь между каскадами, так как реализация конденсаторов большой емкости и трансформаторов в микроэлектронном исполнении весьма затруднительна.

Каскады, из которых состоит многокаскадный усилитель, разделяют на каскады *предварительного усиления* и *оконечные* (выходные) каскады. Такое разделение обусловлено различными требованиями, предъявляемыми к ним. Основное назначение каскадов предварительного усиления — обеспечение максимального коэффициента усиления по напряжению при минимальных нелинейных искажениях. Назначение выходного каскада — усиление мощности. В выходном каскаде для получения высокого КПД полностью используются рабочие диапазоны токов и напряжений усилительного элемента, поэтому неизбежно появляются нелинейные искажения.

Ясно, что они не должны превышать заданного разработчиком предельного значения.

Каскады предварительного усиления, в свою очередь, разделяют на входной и промежуточные каскады. Основное требование к входному каскаду — обеспечение условия максимальной передачи напряжения от источника сигнала к усилителю $R_{г} \ll R_{вх}$. Одно из главных требований, предъявляемых к промежуточным каскадам, — обеспечение коэффициента усиления по напряжению, при котором можно получить на выходе усилителя заданное значение выходной мощности.

§ 1.5. Шумы в усилителях

При усилении слабых сигналов необходимо учитывать паразитный сигнал в виде помех, возникающих на выходе усилителя даже при отсутствии входного сигнала, когда вход усилителя замкнут накоротко. В отличие от внешних помех, обусловленных случайными сигналами, приходящими на вход усилителя из атмосферы и космоса, такие помехи называются внутренними. К ним относятся: а) тепловые шумы, создаваемые в резисторах схемы при хаотическом тепловом движении носителей зарядов, когда за единицу времени через резистор проходит неодинаковое число электронов; б) шумы транзисторов, основные составляющие которых — тепловой шум, шум, связанный с неравномерностью процессов генерации и рекомбинации зарядов внутри базы; дробовой шум p - n -переходов; избыточный шум (фликкер-шум), создаваемый токами утечки на поверхности p - n -перехода транзистора.

Шумовые свойства усилителей принято оценивать с помощью коэффициента шума $F_{ш}$. Коэффициент шума равен отношению мощностей полезного сигнала $P_{вх}$ и шума $P_{ш вх}$ на входе усилителя, отнесенному к отношению мощностей полезного сигнала $P_{вых}$ и шума $P_{ш вых}$ на выходе усилителя, т. е.

$$F_{ш} = \frac{P_{вх}/P_{ш вх}}{P_{вых}/P_{ш вых}}. \quad (1.28)$$

С учетом (1.3) запишем формулу (1.28) в следующем виде:

$$F_{ш} = \frac{P_{ш вых}}{P_{ш вх}} \frac{1}{K_p}. \quad (1.29)$$

Предположим, что внутренние шумы в усилителе отсутствуют, т. е. усилитель идеален по своим шумовым свойствам. Тогда отношения мощностей сигнал/шум на входе и выходе усилителя равны, а коэффициент шума $F_{ш ид} = 1$.

$$F_{ш} = \frac{F_{ш}}{F_{ш ид}} = \frac{P_{вх}/P_{ш вх}}{P_{вых}/P_{ш вых}} \bigg/ \left(\frac{P_{вх}/P_{ш вх}}{P_{вых}/P_{ш вых}} \right)_{ид}$$

и, положив $P_{вх}/P_{ш вх} = (P_{вх}/P_{ш вх})_{ид}$, получим

$$F_{ш} = \frac{(P_{вых}/P_{ш вых})_{ид}}{P_{вых}/P_{ш вых}}. \quad (1.30)$$

Таким образом, с помощью коэффициента шума можно также определить, во сколько раз отношение мощностей сигнал/шум на выходе идеального усилителя больше отношения мощностей на выходе реального усилителя.

Вопросы и задачи для самопроверки

1. В каком случае коэффициент усиления усилителя является комплексной величиной? Написать коэффициент усиления в комплексной форме.

2. За счет каких факторов возникают искажения сигнала в усилителе?

3. Дать определения коэффициентам частотных искажений и гармоник.

4. Начертить обобщенную эквивалентную схему усилителя.

5. Каковы должны быть соотношения между элементами эквивалентной схемы усилителя R_r , $R_{вх}$, R_n , $R_{вых}$ для обеспечения максимального усиления по: а) напряжению, б) току, в) мощности?

6. Начертить амплитудно-частотные характеристики широкополосного, избирательного усилителей и усилителя постоянного тока. Показать полосу пропускания на характеристиках.

7. Начертить амплитудную характеристику реального линейного усилителя. Показать на ней рабочий участок.

8. Какие требования предъявляются к каскадам предварительного усиления и к выходным каскадам многокаскадного усилителя?

9. Сколько одинаковых каскадов с коэффициентом усиления $K_u=10$ должен содержать усилитель, чтобы обеспечить общее усиление 100 дБ? *Ответ.* 5.

10. Определить коэффициент усиления по напряжению однокаскадного усилителя K_u в децибелах, если напряжение на входе $U_{вх}=0,01$ В, а выходное напряжение $U_{вых}=2$ В. *Ответ.* 46 дБ.

11. Определить коэффициент усиления усилителя по току и по мощности в децибелах, если оба коэффициента усиления равны 100. *Ответ.* $K_i=40$ дБ, $K_p=20$ дБ.

12. Определить величину сигнала на входе двухкаскадного усилителя и его коэффициент усиления в децибелах, если коэффициент усиления первого каскада $K_{u1}=20$, второго $K_{u2}=50$, а выходное напряжение равно 20 В. *Ответ.* $U_{вх}=0,02$ В, $K_u=60$ дБ.

13. Определить напряжение на выходе трехкаскадного усилителя, если коэффициенты усиления его отдельных каскадов одинаковы и равны 10. Напряжение источника входного сигнала 0,02 В. *Ответ.* $U_{вых}=20$ В.

14. Определить коэффициент усиления по мощности K_p усилителя в децибелах, если его коэффициент усиления по напряжению 20, по току 5. *Ответ.* $K_p=20$ дБ.

15. Определить выходную мощность усилителя, если коэффициент усиления по току равен 50, сопротивление нагрузки усилителя составляет 100 Ом, а входной ток 2 мА. *Ответ.* $P_{вых}=1$ Вт.

16. Определить коэффициент усиления усилителя по напряжению, если через нагрузку $R_n=100$ Ом проходит ток 0,1 А, а входное напряжение 0,2 В. *Ответ.* $K_u=50$.

17. Определить коэффициент усиления по напряжению двухкаскадного усилителя, если выходные напряжения первого и второго каскадов соответственно равны 0,2 и 4 В, а напряжение источника входного сигнала — 0,01 В. *Ответ.* $K_u=400$.

18. Определить мощность, отдаваемую в нагрузку усилителя, если выходное напряжение $U_{\text{вых}}=5$ В, а сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}=100$ Ом. *Ответ.* $P_{\text{н}}=0,25$ Вт.

19. Определить выходную мощность усилителя, если ток в нагрузке и напряжение на выходе соответственно равны 0,1 А и 2 В. *Ответ.* $P_{\text{вых}}=0,2$ Вт.

20. Определить напряжение сигнала на входе усилителя, если сопротивление его нагрузки 10 Ом, мощность, отдаваемая усилителем, 2,5 Вт, а коэффициент усиления по напряжению 50. *Ответ.* $U_{\text{вх}}=0,1$ В.

21. Определить коэффициент усиления усилителя по току и напряжению, если сопротивление нагрузки 10 Ом, мощность, отдаваемая в нагрузку, 0,45 Вт, напряжение на входе усилителя 0,1 В, а входное сопротивление первого каскада 100 Ом. *Ответ.* $K_i=212$, $K_u=21$.

22. Определить мощность на выходе усилителя, если $R_{\text{вых}}=40$ Ом, коэффициент усиления по напряжению 200, а напряжение на входе 0,01 В. *Ответ.* $P_{\text{вых}}=0,1$ Вт.

23. Определить входное сопротивление второго каскада двухкаскадного усилителя, если выходные напряжение и ток первого каскада соответственно равны 2 В и 0,01 А. *Ответ.* $R_{\text{вх}2}=200$ Ом.

24. Определить ЭДС источника входного сигнала, если входной ток и входное сопротивление усилителя соответственно равны 1 мА и 400 Ом. Внутреннее сопротивление источника составляет 100 Ом. *Ответ.* $E_r=0,5$ В.

25. Определить входное сопротивление усилителя, если на входе действует ЭДС $E_r=0,1$ В, ток во входной цепи $I_{\text{вх}}=1$ мА и внутреннее сопротивление источника напряжения $R_r=20$ Ом. *Ответ.* $R_{\text{вх}}=80$ Ом.

26. Определить напряжение на входе усилителя с коэффициентом усиления $K_u=60$ дБ, $P_{\text{вых}}=1$ Вт и $R_{\text{вых}}=5$ Ом. *Ответ.* $U_{\text{вх}}=2,2$ мВ.

27. Определить КПД транзисторного усилителя, если мощность в нагрузке 0,3 Вт, мощность, рассеиваемая в транзисторе, 100 мВт, мощность, рассеиваемая в остальных цепях усилителя, 30 мВт. *Ответ.* $\eta=70\%$.

28. Определить в децибелах коэффициент частотных искажений $M_{\text{н}}$, если на нижней граничной частоте рабочего диапазона коэффициент усиления составляет 25, а на средней частоте — 30. *Ответ.* $M_{\text{н}}=1,6$ дБ.

29. Определить в линейных единицах коэффициент частотных искажений, если на высшей частоте рабочего диапазона коэффициент усиления по напряжению усилителя $K_{\text{ув}}=26$ дБ, а на средней частоте $K_{\text{у}0}=27$ дБ. *Ответ.* $M_{\text{н}}=1,12$.

30. Определить коэффициент усиления $K_{\text{у}0}$ на средних частотах, если на нижней частоте рабочего диапазона коэффициент усиления $K_{\text{ун}}=40$. Коэффициент частотных искажений $M_{\text{н}}=1,1$. *Ответ.* $K_{\text{у}0}=44$.

31. Определить коэффициент нелинейных искажений (гармоник) K_r , если на выходе усилителя появляются высшие гармонические составляющие тока с амплитудой $I_2=5$ мА, $I_3=3,32$ мА. Амплитуда первой гармоники выходного тока $I_1=100$ мА. *Ответ.* $K_r=6\%$.

32. Начертить структурную схему усилителя, составленного из двух каскадов. Определить коэффициент усиления отдельных каскадов, если напряжение источника входного сигнала на выходе первого каскада и на нагрузке соответственно равны 0,2, 2, 12 В. *Ответ.* $K_{\text{у}1}=10$, $K_{\text{у}2}=6$.

33. Определить коэффициент усиления двухкаскадного усилителя в децибелах и линейных числах, если коэффициенты усиления по напряжению отдельных каскадов соответственно равны $K_{\text{у}1}=20$, $K_{\text{у}2}=50$. *Ответ.* $K_{\text{у}}=1000$, $K_{\text{дБ}}=60$.

34. Определить входное сопротивление второго каскада двухкаскадного усилителя, если коэффициент усиления по напряжению и выходной ток первого каскада соответственно равны 20 и 0,01 А. Напряжение $E_r=0,1$ В. *Ответ.* $R_{\text{вх}2}=200$ Ом.

§ 2.1. Виды обратных связей

Явление передачи части энергии усиленных колебаний из выходной цепи усилителя во входную называют обратной связью.

На рис. 2.1 дана упрощенная структурная схема усилителя с обратной связью, где стрелками показано направление передачи энергии.

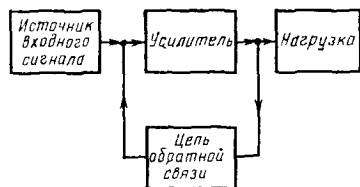


Рис. 2.1

Цепь, по которой осуществляется передача энергии, называется цепью обратной связи. Она обычно выполняется в виде линейного пассивного четырехполюсника, характеризующегося коэффициентом передачи β .

Если колебания от источника входного сигнала складываются с сигналом обратной связи таким образом,

что амплитуда колебаний на входе (и соответственно на выходе) усилителя увеличивается, то такая обратная связь называется положительной. Положительная обратная связь позволяет создавать новые классы электронных схем с различными функциональными характеристиками.

Если колебания от источника входного сигнала и сигнал обратной связи поступают на вход усилителя в противофазе, что приводит к уменьшению амплитуды колебаний на входе и выходе усилителя, то обратная связь будет отрицательной. Отрицательная обратная связь изменяет все параметры усилителей и служит для придания усилителю необходимых свойств.

В усилителе при неудачном монтаже усилительных каскадов через монтажные емкости и индуктивности может возникнуть не предусмотренная разработчиком обратная связь, называемая паразитной. Для устранения этой связи принимают специальные меры, которые здесь не рассматриваются.

В зависимости от способа подачи сигнала обратной связи на вход усилителя различают последовательную и параллельную обратную связь. Если источник входного сигнала соединен последовательно с входом усилителя и выходом цепи обратной связи, то обратная связь — последовательная. В этом случае сигнал обратной связи $u_{ос}$ подается на вход усилителя последовательно с входным сигналом $u_{вх}$ (рис. 2.2, а). Параллельную обратную связь имеем тогда, когда цепь обратной связи включается параллельно источнику входного сигнала (рис. 2.2, б).

При параллельной обратной связи на входе усилителя происходит алгебраическое сложение токов, а не напряжений, как в слу-

чае последовательной обратной связи. Для этого необходимо, чтобы $R_r \neq 0, R \neq 0$.

По способу включения обратной связи на выходе усилителя различают обратную связь по напряжению и току. При обратной связи по напряжению выход усилителя, нагрузка и цепь обратной

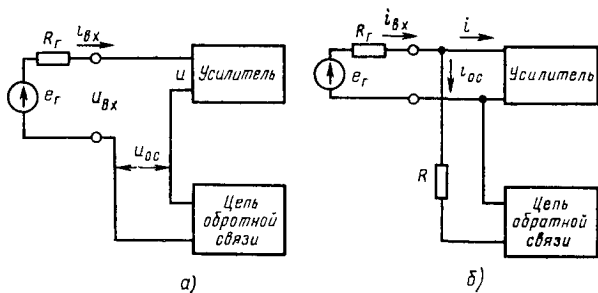


Рис. 22

связи соединены параллельно друг другу (рис. 2.3, а). В этом случае сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению усилителя. Если выход усилителя, нагрузка и цепь обратной связи соединены последовательно (рис. 2.3, б), то будем иметь обратную связь по току, при которой сигнал обратной связи пропорционален току через нагрузку.

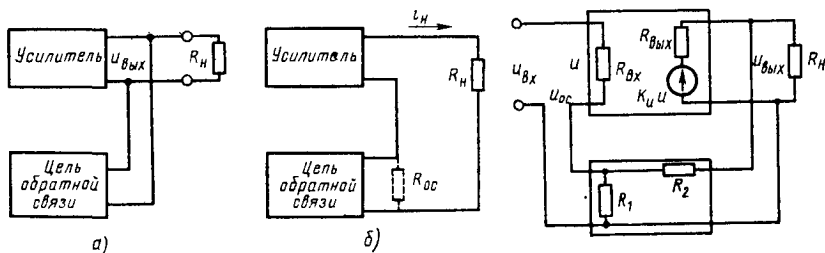


Рис. 23

Рис. 24

Из рис. 2.3 видно, что в режиме короткого замыкания нагрузки обратная связь по напряжению исчезает, а по току — сохраняется. В режиме холостого хода ($R_n \rightarrow \infty$) обратная связь по напряжению сохраняется, а по току исчезает. Эти положения следует учитывать при определении вида обратной связи в конкретных усилительных схемах.

Таким образом, в схемах усилителей возможны четыре вида отрицательных или положительных обратных связей: 1) последовательная по напряжению; 2) последовательная по току; 3) параллельная по напряжению; 4) параллельная по току. Каждую из

перечисленных обратных связей можно разделить на местную, охватывающую только один каскад, и общую, охватывающую несколько каскадов.

§ 2.2. Влияние обратной связи на коэффициент усиления и искажения сигнала

Определим коэффициент усиления усилителя, охваченного последовательной обратной связью по напряжению при помощи четырехполюсника с коэффициентом передачи $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ (рис. 2.4). Предположим, что напряжение $u_{вх}$ совпадает по фазе с напряжением обратной связи $u_{ос}$, т. е. обратная связь является положительной. Тогда можно записать

$$U = U_{вх} + U_{ос}. \quad (2.1)$$

Разделив левую и правую части уравнения (2.1) на $U_{вых}$, будем иметь

$$U/U_{вых} = U_{вх}/U_{вых} + U_{ос}/U_{вых}. \quad (2.2)$$

Так как $U_{вых}/U = K_u$ — коэффициент усиления усилителя без обратной связи; $U_{вых}/U_{вх} = K_{u\text{ ос}}$ — коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью; $U_{ос}/U_{вх} = \beta$ — коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи, то уравнение (2.2) можно записать следующим образом:

$$1/K_u = 1/K_{u\text{ ос}} + \beta. \quad (2.3)$$

Выделяя из уравнения (2.3) параметр $K_{u\text{ ос}}$, после несложных преобразований, получим

$$K_{u\text{ ос}} = K_u / (1 - K_u \beta). \quad (2.4)$$

Если напряжение обратной связи $u_{ос}$ подается на вход усилителя в противофазе, т. е. обратная связь является отрицательной, то после аналогичных рассуждений, учитывая, что $U = U_{вх} - U_{ос}$, будем иметь

$$K_{u\text{ ос}} = K_u / (1 + K_u \beta) = K_u / F. \quad (2.5)$$

Величина $F = 1 \pm K_u \beta$ определяет глубину обратной связи и показывает, во сколько раз изменяется коэффициент усиления усилителя под влиянием обратной связи.

При глубокой отрицательной обратной связи, когда выполняется неравенство $K_u \beta \gg 1$, коэффициент усиления определяется только параметрами четырехполюсника обратной связи

$$K_{u\text{ ос}} = \frac{K_u}{1 + K_u \beta} \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \quad (2.6)$$

Определим коэффициент усиления усилителя, охваченного последовательной обратной связью по току (рис. 2.5). Простейшая и наи-

более распространенная цепь обратной связи представлена в этом случае резистором R_{oc} , т. е. $U_{oc} = U_{вх\beta}$ ($\beta = 1$).

Записав условие алгебраического сложения напряжений во входной цепи при отрицательной последовательной обратной связи

$$U = U_{вх} - U_{oc} \quad (2.7)$$

и разделив обе части выражения (2.7) на $E = K_u U$, получим

$$U/E = U_{вх}/E - U_{oc}/E. \quad (2.8)$$

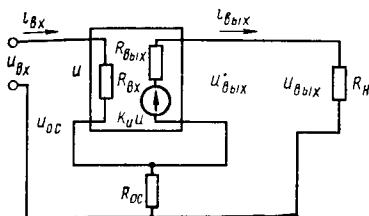


Рис. 25

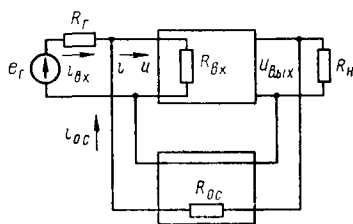


Рис. 26

Эквивалентная ЭДС E в выходной цепи усилителя может быть выражена через напряжения $U_{ввых}$ и $U_{вх\beta}$ следующим образом:

$$E = U_{ввых} \frac{R_{oc} + R_H + R_{ввых}}{R_H} = U_{ввых} \gamma_1;$$

$$E = U_{вх\beta} \frac{R_{oc} + R_H + R_{ввых}}{R_{oc}} = U_{вх\beta} \gamma_2,$$

где

$$\gamma_1 = (R_{oc} + R_H + R_{ввых})/R_H; \quad (2.9)$$

$$\gamma_2 = (R_{oc} + R_H + R_{ввых})/R_{oc}. \quad (2.10)$$

Тогда выражения (2.8) с учетом того, что $U_{oc} = U_{вх\beta}$, будет иметь вид

$$1/K_u = 1/K_{uoc} \gamma_1 - \frac{1}{\gamma_2}. \quad (2.11)$$

Выражая K_{uoc} из уравнения (2.11), получим

$$K_{uoc} = \frac{K_u}{\gamma_1 \left(1 + \frac{K_u}{\gamma_2}\right)}. \quad (2.12)$$

Учитывая, что $\gamma_1/\gamma_2 = \frac{R_{oc}}{R_H}$, и полагая $K_u \gg 1$, $R_{ввых} \ll R_H$, после преобразований выражений (2.12) будем иметь

$$K_{uoc} \approx \frac{K_H}{1 + \frac{R_{oc}}{R_H} K_u} \approx \frac{K_u}{1 + \beta' K_u}, \quad (2.13)$$

где $\beta' = R_{oc}/R_H$.

При положительной последовательной обратной связи по току формула (2.13) сохраняет свой вид, изменяется лишь знак в знаменателе выражения, т. е.

$$K_{uoc} = K_u / (1 - \beta' K_u). \quad (2.14)$$

Усилитель с параллельной обратной связью по напряжению можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 2.6), где напряжение обратной связи, пропорциональное $U_{вых}$, создается с помощью резистора R_{oc} на сопротивлении R_r , зашунтированным сопротивлением $R_{вх}$ усилителя, т. е. коэффициент передачи цепи обратной связи определяется выражением

$$\beta = \frac{U_{oc}}{U_{вых}} = \frac{R_r \parallel R_{вх}}{(R_r \parallel R_{вх}) + R_{oc}} = \frac{1}{1 + R_{oc}/R_r + R_{oc}/R_{вх}},$$

где $R_r \parallel R_{вх} = R_r R_{вх} / (R_r + R_{вх})$ — параллельное включение сопротивлений R_r и $R_{вх}$.

Полагая, что обратная связь является отрицательной, запишем условие алгебраического сложения токов во входной цепи

$$I_{вх} - I_{oc} = I, \quad (2.15)$$

где

$$I_{вх} = (E_r - U) / R_r; \quad I_{oc} = (U_{вых} + U) / R_{oc}; \quad I = U / R_{вх}. \quad (2.16)$$

Подставляя значения $I_{вх}$, I_{oc} и I в выражение (2.15), будем иметь

$$\frac{E_r - U}{R_r} - \frac{U_{вых} + U}{R_{oc}} = \frac{U}{R_{вх}}.$$

Выразив сопротивления R_r , R_{oc} , $R_{вх}$ в виде проводимостей g_r , g_{oc} , $g_{вх}$, получим $(E_r - U)g_r - (U_{вых} + U)g_{oc} = Ug_{вх}$.

Записав $U_{вых}/U = K_u$, $K_{uoc} = U_{вых}/E_r$, после преобразований, получим

$$K_{uoc} = \frac{\gamma K_u}{1 + \beta K_u}, \quad (2.17)$$

где

$$\gamma = \frac{g_r}{g_r + g_{вх} + g_{oc}} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{R_{вх}} + \frac{R_r}{R_{oc}}}.$$

В усилителях напряжения, когда выполняются условия $R_r \ll R_{вх}$, $R_r \ll R_{oc}$, формулу (2.17) можно записать как

$$K_{uoc} = \frac{K_u}{1 + K_u \beta}. \quad (2.18)$$

При глубокой отрицательной обратной связи, когда выполняется условие $\beta K_u \gg 1$, формула (2.17) принимает вид

$$K_{uoc} \approx \frac{\gamma}{\beta} = \frac{R_{oc}}{R_r}, \quad (2.19)$$

т. е. коэффициент усиления не зависит от параметров усилителя без обратной связи и нагрузки. Для исключения влияния внутреннего сопротивления генератора входного сигнала последовательно R_r включают резистор $R_1 \gg R_r$. В этом случае

$$K_{uoc} = \frac{R_{oc}}{R_r + R_1} \approx \frac{R_{oc}}{R_1}. \quad (2.20)$$

При положительной обратной связи, когда во входной цепи усилителя выполняется соотношение $I_{вх} + I_{oc} = I$, после аналогичных для вывода формулы (2.1) преобразований и подстановок получим

$$K_{uoc} = \frac{\gamma K_u}{1 - \beta K_u}. \quad (2.21)$$

Параллельная обратная связь по току применяется обычно в измерительных усилителях тока, поэтому ее удобно анализировать с помощью эквивалентной схемы (рис. 2.7), где во входной и выходной цепях действует генератор тока. Определим коэффициент усиления по току $K_{ioc} = I_{вых}/I_r$ усилителя, охваченного отрицательной обратной связью. Для усилителей тока, работающих от источников тока, можно пренебречь шунтирующим влиянием R_r и $R_{вых}$, т. е. $R_{вых} \gg R_n + R_{oc}$, $R_r \gg R_{вх}$. Поэтому выходной ток равен

$$I_{вых} \approx IK_i = K_i(I_{вх} - I_{oc}) = K_i(I_{вх} - \beta_i I_{вых}), \quad (2.22)$$

где K_i — коэффициент усиления по току усилителя без обратной связи ($R_{oc} = 0$, $R \gg R_{вх}$), $\beta_i = I_{oc}/I_{вых} = \frac{R_{oc}}{R_{oc} + R + R_r \parallel R_{вх}} \approx R_{oc}/R$ —

коэффициент передачи по току четырехполюсника обратной связи.

Выражая $I_{вых}$ из уравнения (2.22), получим

$$I_{вых} = I_r K_i / (1 + K_i \beta_i).$$

Тогда

$$K_{ioc} = K_i / (1 + K_i \beta_i). \quad (2.23)$$

При положительной обратной связи, учитывая, что $I = I_{вх} + I_{oc}$, после аналогичных преобразований получим

$$K_{ioc} = K_i / (1 - K_i \beta_i). \quad (2.24)$$

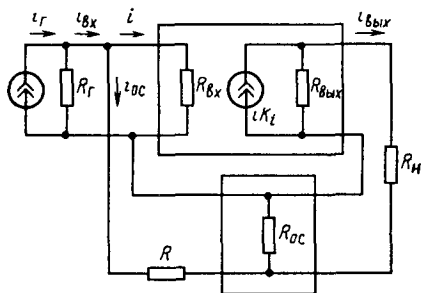


Рис 27

Коэффициент усиления по напряжению усилителя с параллельной обратной связью по току можно записать следующим образом:

$$K_{uoc} = \frac{I_{\text{вых}} R_H}{I_r R_r} = K_{ioc} \frac{R_H}{R_r}. \quad (2.25)$$

Так как коэффициент усиления по напряжению без обратной связи ($R_{oc}=0$) равен

$$K_u = \frac{I_{\text{вых}} R_H}{I_r R_r} = K_i \frac{R_H}{R_r},$$

то после несложных преобразований

$$K_{uoc} = \frac{K_u}{1 \pm \beta_i K_u (R_r/R_H)} = \frac{K_u}{1 \pm \beta K_u}, \quad (2.26)$$

где $\beta = \beta_i (R_r/R_H)$.

В формулах (2.25), (2.26) знак плюс соответствует отрицательной обратной связи, а минус — положительной.

Таким образом, выражение для коэффициента усиления по напряжению усилителя при введении любого вида обратной связи можно записать с помощью единой формулы

$$K_{uoc} = \frac{K_u}{1 \pm K_u \beta} = \frac{K_u}{F}, \quad (2.27)$$

где $F = 1 \pm K_u \beta$ — коэффициент, характеризующий глубину обратной связи. Его величина различна для каждого из рассмотренных видов обратной связи, так как величина β определяется видом обратной связи.

Все виды отрицательной обратной связи уменьшают коэффициент усиления, а положительной увеличивают. Казалось бы, что более предпочтительной является положительная обратная связь. Однако в усилителях с положительной обратной связью появляется опасность возникновения нежелательной генерации колебаний, так как при $K_u \beta \geq 1$ усилитель становится генератором, т. е. на выходе схемы появляются незатухающие колебания. Поэтому положительная обратная связь в схемах усилителей применяется редко, в основном для построения различного рода генераторов.

Отрицательная обратная связь по напряжению оказывает стабилизирующее действие на коэффициент усиления K_{uoc} , который может произвольно меняться при старении или смене транзисторов, колебаниях питающего напряжения, изменениях температуры и влажности окружающей среды и т. д.

Допустим, что коэффициент усиления по напряжению изменился по каким-либо причинам на dK_{uoc} . Тогда относительное изменение коэффициента усиления равно

$$\frac{dK_{uoc}}{K_{uoc}} = \frac{d[K_u/(1 + K_u \beta)]}{K_u/(1 + K_u \beta)} = \frac{dK_u}{K_u(1 + K_u \beta)} = \frac{dK_u}{K_u} \frac{1}{F}, \quad (2.28)$$

т. е. стабильность коэффициента усиления по напряжению при введении отрицательной обратной связи по напряжению увеличивается в $F = 1 + K_u \beta$ раз.

При отрицательной обратной связи по току коэффициент K_u ос сильно зависит от нагрузки R_n [см. формулы (2.13) и (2.25)] и в этом случае стабилизируется не выходное напряжение, а выходной ток. Иначе говоря, уменьшается относительное изменение крутизны проходной характеристики усилителя S_{oc} при последовательной обратной связи по току и коэффициента усиления по току K_i при параллельной.

Действительно, крутизна характеристики

$$S_{oc} = \frac{I_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_{вых}}{U + U_{oc}} \approx \frac{I_{вых}}{U + I_{вых} R_{oc}}. \quad (2.29)$$

Разделив числитель и знаменатель выражения (2.29) на U , после некоторых преобразований, получим

$$S_{oc} = S / (1 + SR_{oc}), \quad (2.30)$$

где $S = I_{вых}/U$ — крутизна характеристики без обратной связи ($R_{oc} = 0$).

Тогда относительное изменение крутизны под воздействием внешних факторов равно

$$\frac{dS_{oc}}{S_{oc}} = \frac{dS}{S} \frac{1}{1 + SR_{oc}}, \quad (2.31)$$

т. е. стабильность крутизны при введении последовательной обратной связи по току увеличивается в $(1 + SR_{oc})$ раз.

Как следует из формулы (2.23), относительное изменение коэффициента усиления по току при введении отрицательной параллельной обратной связи по току уменьшается в $(1 + \beta_i K_i)$ раз, так как

$$\frac{dK_{i oc}}{K_{i oc}} = \frac{dK_i}{K_i} \frac{1}{1 + \beta_i K_i} = \frac{dK_i}{K_i} \frac{1}{F}. \quad (2.32)$$

Стабилизирующее свойство отрицательной обратной связи сказывается на линейных и нелинейных искажениях сигнала усилителя.

В общем случае, когда учитывается влияние реактивных элементов схемы на частотную характеристику усилителя (границы полосы пропускания), величины, входящие в формулы (2.4) и (2.5), являются комплексными, т. е. на границах полосы пропускания усилителя будем иметь

$$\dot{K}_{u oc} = \dot{K}_u (1 \pm \dot{K}_u \dot{\beta}), \quad (2.33)$$

где $\dot{K}_u = K_u e^{j\varphi_k}$ (φ_k — угол сдвига фаз между напряжениями $\dot{u}_{вых}$ и \dot{u}); $\dot{\beta} = \beta e^{j\varphi_\beta}$ (φ_β — угол сдвига фаз между напряжениями \dot{u}_{oc} и $\dot{u}_{вых}$).

При положительной обратной связи

$$\varphi_k + \varphi_{\beta} = 0. \quad (2.34)$$

При отрицательной обратной связи

$$\varphi_k + \varphi_{\beta} = \pi. \quad (2.35)$$

Поскольку отрицательная обратная связь препятствует изменению коэффициента усиления, амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики однокаскадного усилителя с отрицательной обратной связью идут ровнее, полоса пропускания становится шире (рис. 2.8).

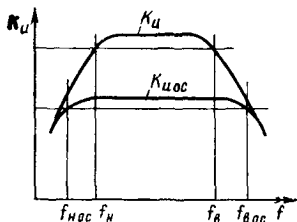


Рис. 2.8

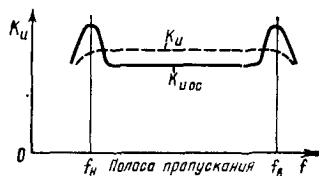


Рис. 2.9

Граничные частоты однокаскадного усилителя с отрицательной обратной связью определяются из формул

$$f_{\text{нос}} = f_n / (1 + K_u \beta) = f_n / F, \quad (2.36)$$

$$f_{\text{вос}} = f_b (1 + K_u \beta) = f_b F. \quad (2.37)$$

В многокаскадных усилителях условие (2.35) обычно выполняется лишь в середине полосы пропускания. Поэтому на частотах, близких к граничным, отрицательная обратная связь может переходить в положительную и частотная характеристика будет иметь два подъема в области граничных частот (рис. 2.9).

Если в многокаскадном усилителе увеличивать общую отрицательную обратную связь, то одновременно будет увеличиваться и общая положительная обратная связь на краях частотного диапазона, что приведет к росту пиков на частотной характеристике, а затем и к возникновению генерации при $K_u \beta = 1$.

В однокаскадном усилителе отрицательную обратную связь теоретически можно сколь угодно увеличивать, не опасаясь возникновения генерации из-за положительной обратной связи на краях диапазона рабочих частот. В двухкаскадном усилителе при некотором значении коэффициента F возможно возникновение генерации (самовозбуждение усилителя). С увеличением числа каскадов n генерация возникает при меньшем значении F .

При нелинейных искажениях паразитные высшие гармоники, имеющиеся в выходном сигнале, поступают на вход усилителя в

фазе, противоположной их начальным значениям, и появляются на выходе усилителя уже ослабленными в F раз. Конечно, во столько же раз окажется ослабленным и полезный сигнал, однако, его можно увеличить за счет повышения коэффициента усиления предыдущих каскадов, работающих без нелинейных искажений.

Определим максимально допустимый входной сигнал $U_{вх\max}$ в усилителе с отрицательной обратной связью, ограниченный заданными нелинейными искажениями.

При последовательной обратной связии имеем

$$U_{вх} = U_{ос} + U = U + K_{ц\beta}U = U(1 + K_{ц\beta}) = UF.$$

Следовательно,

$$U_{вх\max} = U_{\max}F, \quad (2.38)$$

где U_{\max} — максимальное напряжение на входе усилителя без обратной связи, при котором появляются недопустимые нелинейные искажения.

Учитывая (2.38), можно записать, что коэффициент гармоник усилителя с отрицательной обратной связью

$$\begin{aligned} K_{гос} &\approx \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2}}{K_{цос}U_{вх\max}} = \\ &= \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{K_{цос}U_{\max}F} = \frac{K_g}{F} \end{aligned} \quad (2.39)$$

в F раз меньше коэффициента гармоник усилителя без обратной связи K_g [см. формулу (1.7)].

§ 2.3. Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление усилителя

Входное сопротивление усилителя с обратной связью определяется способом включения четырехполюсника обратной связи во входную цепь усилителя. Поэтому обратные связи по напряжению и по току почти не влияют на входное сопротивление усилителя в отличие от последовательной и параллельной обратных связей.

Входное сопротивление усилителя с последовательной обратной связью (см. рис. 2.2, а) определяется выражением

$$R_{вхос} = U_{вх}/I_{вх}. \quad (2.40)$$

Воспользовавшись выражением (2.7), для отрицательной обратной связи будем иметь

$$I_{вх} = U/R_{вх} = (U_{вх} - U_{ос})/R_{вх}, \quad (2.41)$$

где $R_{вх} = U/I_{вх}$ — входное сопротивление усилителя без обратной связи.

Подставив (2.41) в (2.40), после преобразований, получим

$$R_{\text{вхос}} = R_{\text{вх}} \frac{1}{1 - (U_{\text{ос}}/U_{\text{вх}})} = R_{\text{вх}} \frac{1}{1 - \beta U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}} = R_{\text{вх}} \frac{1}{1 - \beta K_u} \quad (2.42)$$

Учитывая выражения (2.5) и (2.13) из (2.42), следует, что для усилителя с последовательной обратной связью по напряжению можно записать

$$R_{\text{вхос}} = R_{\text{вх}} (1 + K_u \beta) = R_{\text{вх}} F,$$

для последовательной обратной связи по току

$$R_{\text{вхос}} = R_{\text{вх}} (1 + K_u \beta'). \quad (2.43)$$

Таким образом, входное сопротивление усилителя при введении последовательной обратной связи увеличивается на величину, равную глубине обратной связи F .

Увеличение входного сопротивления усилителя при введении последовательной отрицательной обратной связи играет положительную роль, например при проектировании усилителей напряжения, когда большое входное сопротивление является необходимым условием для эффективного усиления напряжения от источников возбуждения с большим внутренним сопротивлением.

Рассмотрим, как влияет на входное сопротивление усилителя параллельная обратная связь. В соответствии со структурной схемой рис. 2.6 входное сопротивление переменного тока усилителя, охваченного параллельной обратной связью по напряжению, определим как

$$R_{\text{вос}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}} = U/I_{\text{вх}}. \quad (2.44)$$

Так как обратная связь является отрицательной, т. е. выполняет равенство $I_{\text{вх}} = I_{\text{ос}} + I$, то, воспользовавшись соотношениями (2.16) для $I_{\text{ос}}$ и I , запишем

$$\begin{aligned} I_{\text{вх}} &= \frac{U}{R_{\text{вх}}} + \frac{U_{\text{вых}} + U}{R_{\text{ос}}} = \frac{U}{R_{\text{вх}}} + \frac{U(K_u + 1)}{R_{\text{ос}}} = \\ &= U \left(\frac{1}{R_{\text{вх}}} + \frac{1 + K_u}{R_{\text{ос}}} \right). \end{aligned}$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} R_{\text{вхос}} &= \frac{1}{1/R_{\text{вх}} + (1 + K_u)/R_{\text{ос}}} = \\ &= \frac{R_{\text{вх}} R_{\text{ос}} / (1 + K_u)}{R_{\text{вх}} + [R_{\text{ос}} / (1 + K_u)]} = R_{\text{вх}} \parallel [R_{\text{ос}} / (1 + K_u)]. \quad (2.45) \end{aligned}$$

Из (2.45) следует, что введение параллельной отрицательной обратной связи по напряжению приводит к уменьшению входного сопротивления усилителя и эквивалентно подключению параллель-

но входному сопротивлению усилителя сопротивления обратной связи R_{oc} , уменьшенного в $1 + K_u$ раз. Этот вывод проиллюстрирован эквивалентной схемой рис. 2.10.

Входное сопротивление усилителя с параллельной отрицательной обратной связью по току (см. рис. 2.7) определим из выражения

$$R_{вх\ oc} = U_{вх} / I_{вх}. \quad (2.46)$$

Записав $I_{вх} = I_{oc} + I$, $I_{oc} = IK_i\beta_i$, $R_{вх} = U/I$, получим

$$R_{вх\ oc} = R_{вх} / (1 + K_i\beta_i). \quad (2.47)$$

Таким образом, при введении параллельной отрицательной обратной связи по току входное сопротивление усилителя уменьшается на величину глубины обратной связи $F_i = (1 + K_i\beta_i)$.

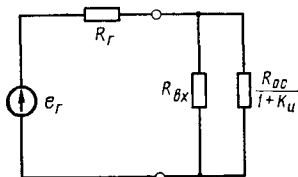


Рис. 2.10

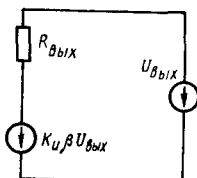


Рис. 2.11

§ 2.4. Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление усилителя

Выходное сопротивление усилителя с обратной связью зависит от способа включения цепи обратной связи в выходную цепь усилителя.

Определим выходное сопротивление усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению (рис. 2.4). Допустим, что на выходные зажимы усилителя с обратной связью при отключенной нагрузке ($R_n \rightarrow \infty$) и замкнутом накоротко генераторе входного сигнала ($E_r = 0$) подано напряжение $U_{вх}$.

Тогда напряжение обратной связи $U_{oc} = \beta U_{вх}$ поступает непосредственно на вход усилителя (считаем, что $R_r \ll R_{вх}$), усиливается в K_u раз и создает в выходной цепи эквивалентную ЭДС $E = K_u\beta U_{вх}$. Направление ЭДС E совпадает с направлением поданного в выходную цепь напряжения $U_{вх}$ (рис. 2.11), так как для создания отрицательной обратной связи в схеме рис. 2.4 усилитель должен инвертировать входной сигнал, т. е. изменять его фазу на противоположную.

Таким образом, в выходной цепи действуют два сигнала ЭДС, направления которых при отрицательной обратной связи совпадают.

Тогда ток в выходной цепи при $R_{вх} \ll R_{oc} + R$

$$I_{вх\ oc} = \frac{U_{вх} + U_{вх} K_u \beta}{R_{вх}} = \frac{U_{вх} (1 + K_u \beta)}{R_{вх}}.$$

Следовательно,

$$R_{\text{вых ос}} = U_{\text{вых}} / I_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} / (1 + K_u \beta) = \frac{R_{\text{вых}}}{F}, \quad (2.48)$$

где $\beta = R / (R_{\text{ос}} + R)$, $R_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} / I_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление усилителя при отключенной цепи обратной связи ($E=0$).

Аналогично определяется выходное сопротивление усилителя с параллельной обратной связью по напряжению (рис. 2.6)

$$R_{\text{вых ос}} = R_{\text{вых}} / (1 + K_u \beta) = R_{\text{вых}} / F, \quad (2.49)$$

где

$$\beta \approx \frac{R_{\Gamma} \parallel R_{\text{вх}}}{(R_{\Gamma} \parallel R_{\text{вх}}) + R_{\text{ос}}} \approx \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{ос}} + R_{\Gamma}}.$$

Уменьшение выходного сопротивления усилителя при введении отрицательной обратной связи по напряжению показывает, что такая обратная связь стабилизирует выходное напряжение, противодействуя его изменению.

Определим выходное сопротивление усилителя с последовательной обратной связью по току (рис. 2.5), подав на выходные зажимы напряжение $U_{\text{вых}}$ при отключенной нагрузке $R_{\text{н}}$ и замкнутом накопителе генератора $E_{\text{г}}$.

В этом случае при $R_{\Gamma} \ll R_{\text{вх}}$ в выходной цепи усилителя будут действовать два источника ЭДС $U_{\text{вых}}$ и $E = K_u I_{\text{вых}} R_{\text{ос}}$, направленные при отрицательной обратной связи навстречу друг другу (рис. 2.12). Таким образом, ток в выходной цепи усилителя с обратной связью

$$I_{\text{вых ос}} = \frac{U_{\text{вых}} - K_u I_{\text{вых ос}} R_{\text{ос}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}}}, \quad (2.50)$$

где $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление усилителя без обратной связи ($R_{\text{ос}}=0$).

Выражая $I_{\text{вых ос}}$ из уравнения (2.50), получим

$$I_{\text{вых ос}} = U_{\text{вых}} / [R_{\text{вых}} + (1 + K_u) R_{\text{ос}}].$$

Выходное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью по току

$$R_{\text{вых ос}} = U_{\text{вых}} / I_{\text{вых ос}} = R_{\text{вых}} + (1 + K_u) R_{\text{ос}}. \quad (2.51)$$

В случае параллельной обратной связи по току (рис. 2.7) после подачи напряжения $U_{\text{вых}}$ при $R_{\text{н}} \rightarrow \infty$ в выходной цепи усилителя будут действовать ЭДС $U_{\text{вых}}$ и $E = K_i I_{\text{ос}} R_{\text{вх}} = K_i \beta I_{\text{вых ос}} R_{\text{вх}}$, включенные навстречу друг другу, как это следует из рис. 2.7.

Тогда ток в выходной цепи при $R_{\Gamma} \gg R_{\text{вх}}$

$$I_{\text{вых ос}} = \frac{U_{\text{вых}} - K_i \beta I_{\text{вых ос}} R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}}}.$$

Выходное сопротивление усилителя с отрицательной параллельной обратной связью по току

$$R_{\text{вых ос}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых ос}}} = R_{\text{ос}} + R_{\text{вых}}(1 + K_i \beta_i). \quad (2.52)$$

В усилителях тока обычно выполняется условие $R_{\text{ос}} \ll R_{\text{вых}}$. Тогда формулу можно упростить

$$R_{\text{вых ос}} \approx R_{\text{вых}}(1 + K_i \beta_i) = R_{\text{вых}} F_i. \quad (2.53)$$

Таким образом, при введении отрицательной обратной связи по току выходное сопротивление усилителя увеличивается, что свидетельствует о стабилизации выходного тока, так как обратная связь по току препятствует его изменениям.

Вопросы и задачи для самопроверки

1. Определить, во сколько раз уменьшается коэффициент усиления усилителя $K_u = 200$ при охвате его последовательной отрицательной обратной связью (ООС) по напряжению в виде четырехполосника с коэффициентом передачи $\beta = R_1 / (R_1 + R_2) = 0,05$ (рис. 2.4).

2. В схеме усилителя (рис. 2.4) с коэффициентом усиления $K_{u \text{ ос}} = 10$ произошло случайное короткое замыкание резистора R_1 . До какой величины изменится коэффициент усиления схемы? Параметры цепи обратной связи $R_1 = 0,5 \text{ кОм}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$. *Ответ.* $K_u = 20$.

3. Определить входное напряжение $U_{\text{вх}}$, необходимое для получения выходного напряжения $U_{\text{вых}} = 25 \text{ В}$ в схеме усилителя (рис. 2.4). Коэффициент усиления усилителя без обратной связи $K_u = 200$. Резисторы в цепи обратной связи $R_1 = 0,5 \text{ кОм}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$. *Ответ.* $U_{\text{вх}} = 0,5 \text{ В}$.

4. Определить напряжение на выходе и коэффициент усиления с последовательной обратной связью (рис. 2.4), если на вход усилителя одновременно с входным сигналом $U_{\text{вх}} = 0,2 \text{ В}$ поступает напряжение обратной связи $U_{\text{ос}} = 0,1 \text{ В}$, действующее в противофазе с входным. Коэффициент усиления усилителя без обратной связи $K_u = 10$. *Ответ.* $U_{\text{вых}} = 1,0 \text{ В}$.

5. Какой величины необходимо подать сигнал на вход усилителя, охваченного ООС с $\beta = 0,05$, для того, чтобы получить на выходе усилителя сигнал $U_{\text{вых}} = 2 \text{ В}$, если $K_u = 10$? *Ответ.* $U_{\text{вх}} = 0,3 \text{ В}$.

6. Определить напряжение обратной связи $U_{\text{ос}}$, если при подключении последовательной отрицательной обратной связи с коэффициентом передачи $\beta = 0,2$ (рис. 2.4) выходное напряжение усилителя стало равным 2 В . *Ответ.* $U_{\text{ос}} = 0,4 \text{ В}$.

7. Определить напряжение обратной связи $U_{\text{ос}}$, если при подключении цепи отрицательной последовательной обратной связи коэффициент усиления усилителя ($K_u = 10$) уменьшился в два раза, а выходное напряжение стало равным 3 В . *Ответ.* $U_{\text{ос}} = 0,3 \text{ В}$.

8. Определить входной ток $I_{\text{вх}}$, входное напряжение $U_{\text{вх}}$ и коэффициент усиления K_u усилителя (рис. 2.4), работающего от генератора напряжения $E_r = 0,6 \text{ В}$ с внутренним сопротивлением $R_r = 0,5 \text{ кОм}$. Коэффициент усиления и входное сопротивление усилителя без обратной связи $K_u = 100$, $R_{\text{вх}} = 0,5 \text{ кОм}$. Выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 10 \text{ В}$. *Ответ.* $I_{\text{вх}} = 0,2 \text{ мА}$, $U_{\text{вх}} = 0,5 \text{ В}$, $K_u \text{ ос} = 20$.

9. На вход каскада усилителя, охваченного ООС (рис. 2.4), поступает сигнал $U_{\text{вх}} = 1 \text{ В}$. Чему равны $U_{\text{вых}}$, U , $U_{\text{ос}}$ и $K_{u \text{ ос}}$, если $K = 60$, а $\beta = 0,07$? *Ответ.* $K_{u \text{ ос}} \approx 11,5$, $U_{\text{вых}} = 11,5 \text{ В}$, $U_{\text{ос}} = 0,81 \text{ В}$, $U = 0,19 \text{ В}$.

10. Абсолютное изменение коэффициента усиления усилителя с $K_u = 100$ составляет $\pm 10\%$. Определить, с каким коэффициентом передачи необходимо под-

включить цепь ООС, чтобы изменение коэффициента усиления $K_{u\text{ос}}$ не превышало $\pm 1\%$; рассчитать также значение $K_{u\text{ос}}$ после подключения цепи ООС. *Ответ.* $\beta=0,09$, $K_{u\text{ос}}=11$.

11. Изменение коэффициента усиления усилителя с $K_u=1000$ составляет $\pm 10\%$. Определить, с каким коэффициентом передачи необходимо подключить цепь ООС, чтобы изменение коэффициента усиления не превышало $\pm 2\%$, а также значение $K_{u\text{ос}}$ после подключения цепи ООС. *Ответ.* $\beta=0,04$, $K_{u\text{ос}}=200$

12. Коэффициент усиления RC-усилителя на средних частотах $K_{u\text{ср}}=100$, нижняя граничная частота полосы пропускания $f_n=200$ Гц, верхняя $f_v=30$ кГц. К усилителю подключена цепочка отрицательной обратной связи с $\beta=0,1$. Определить коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, а также новые значения нижней f'_n и верхней f'_v граничных частот и полюсу пропускания усилителя. *Ответ.* $f'_n=18,2$ Гц, $f'_v=330$ кГц, $K_{u\text{ос}}\approx 9$.

13. Усилитель с отрицательной обратной связью ($\beta=0,18$) имеет коэффициент усиления 5, а полюсу пропускания — от 25 Гц до 1,2 МГц. Определить коэффициент усиления и полюсу пропускания усилителя без обратной связи. *Ответ.* $K_u=50$, $f_n=250$ Гц, $f_v=120$ кГц.

14. Нелинейные искажения на выходе усилителя напряжения с $K_u=500$ составляют 11% . Чему должен быть равен коэффициент передачи цепи ООС (в схеме рис. 2.4), чтобы нелинейные искажения составили 1% ? Какова будет верхняя граничная частота полосы пропускания, если без ООС она была равна 8 кГц? *Ответ.* $\beta=0,02$, $f_v=88$ кГц.

15. Усилитель, включающий три ступени усиления с $K_{u1}=40$, $K_{u2}=15$ и $K_{u3}=10$, охвачен цепью отрицательной обратной связи с $\beta=0,01$. Чему равен коэффициент усиления этого усилителя с учетом действия цепи обратной связи? *Ответ.* $K_{u\text{ос}}=100$.

16. Решить предыдущую задачу, если отрицательная обратная связь охватывает только два последних каскада усилителя. *Ответ.* $K_{u\text{ос}}=860$.

17. Какое значение в задаче 16 должен принять β , чтобы общий коэффициент усиления был бы равен 200? *Ответ.* $\beta=0,005$.

18. При подключении цепи последовательной ООС по напряжению коэффициент усиления уменьшился в 10 раз. Определить входное и выходное сопротивления усилителя, если при отключенной цепи обратной связи сопротивление $R_{вх}=10$ кОм, $R_{вых}=500$ Ом. *Ответ.* $R_{вх\text{ос}}=100$ кОм, $R_{вых\text{ос}}=50$ Ом.

19. Определить выходное сопротивление усилителя (рис. 2.4), если выходное сопротивление при подключении цепи обратной связи увеличилось в 12 раз. Выходное сопротивление усилителя без обратной связи $R_{вых}=360$ Ом. *Ответ.* $R_{вых\text{ос}}=30$ Ом.

20. Определить входное и выходное сопротивления трехкаскадного усилителя, охваченного цепью последовательной ООС по напряжению с коэффициентом передачи $\beta=0,01$. Коэффициенты усиления каскадов $K_{u1}=12$, $K_{u2}=8$, $K_{u3}=5$. Входное и выходное сопротивления усилителя без обратной связи $R_{вх}=0,5$ кОм, $R_{вых}=58$ Ом. *Ответ.* $R_{вх\text{ос}}=2,9$ кОм, $R_{вых\text{ос}}=10$ Ом

21. Будет ли действовать обратная связь по току в усилителе (рис. 2.5) при работе: а) в режиме холостого хода ($R_n \rightarrow \infty$), б) короткого замыкания нагрузки ($R_n \rightarrow 0$)?

22. Какое сопротивление R_{oc} необходимо включить в цепь обратной связи усилителя (рис. 2.5), работающего на нагрузку $R_n=25$ кОм, для получения коэффициента усиления $K_{u\text{ос}}=25$, если при отключенной цепи обратной связи коэффициент усиления $K_u=125$. *Ответ.* $R_{oc}=1$ кОм.

23. При подключении цепи последовательной ООС по току (рис. 2.5) коэффициент усиления усилителя $K_u=100$ уменьшился в 11 раз. Определить входное и выходное сопротивления усилителя, если при отключенной цепи обратной связи эти сопротивления равны $R_{вх}=5$ кОм, $R_{вых}=1$ кОм. Сопротивление нагрузки $R_n=1$ кОм. *Ответ.* $R_{вх\text{ос}}=55$ кОм, $R_{вых\text{ос}}=11$ кОм.

24. Определить входной ток, ток и сопротивление в цепи обратной связи усилителя (рис. 2.6), если принять $R_{вх} \rightarrow \infty$, $K_u \rightarrow \infty$. Входное напряжение $U_{вх} =$

$=4$ В, сопротивление $R_r=2$ кОм. Выходное напряжение $U_{вых}=10$ В. Ответ.

$I_{вх}=I_{ос}=2$ мА, $R_{ос}=5$ кОм.

25. При подключении цепи обратной связи: а) коэффициент усиления по напряжению усилителя уменьшился, а входное и выходное сопротивления увеличились; б) коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления уменьшились, в) коэффициент усиления и выходное сопротивление уменьшились, а входное — увеличилось. Определить вид обратной связи для каждого случая.

26. Определить коэффициенты усиления по напряжению и току в схеме усилителя с отрицательной параллельной обратной связью по току (рис. 2.7), если $R_{ос}=1$ кОм, $R=10$ кОм, $R_r=0,5$, $R_u=2,5$ кОм. Коэффициент усиления по току усилителя без обратной связи 100, входное сопротивление очень велико. Ответ. $K_{i ос}=10$, $K_{u ос}=50$.

ГЛАВА 3

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

§ 3.1. Включение транзистора в схему усилительного каскада.

Графический анализ работы каскада

Обычно усилительные каскады строятся по схеме, приведенной на рис. 3.1. К зажимам источника питания E_n подключаются последовательно резистор R и усилительный элемент УЭ, имеющий три внешних электрода. На входной электрод (1) поступает электрический сигнал от источника e_r , управляющий напряжением на выходном электроде 2. Третий электрод является общим для входной и выходной цепей и обычно заземляется. В качестве усилительного используется нелинейный элемент, ход вольт-амперной характеристики которого зависит от некоторого управляющего электрического сигнала, т. е. каждая из ветвей семейства нелинейных вольт-амперных характеристик элемента определяется заданной величиной управляющего сигнала.

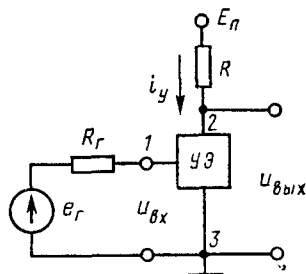


Рис. 3.1

В качестве нелинейных элементов могут использоваться биполярные и полевые транзисторы. Управляющим сигналом для биполярных транзисторов обычно считают ток, а для полевых — напряжение. Различают три способа включения биполярного транзистора в схему рис. 3.1. Если эмиттер транзистора подключен к заземленной общей шине в точке 3, а управляющим сигналом является ток базы, то такой усилительный каскад называется каскадом с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 3.2, а). При подключении к общей шине базового вывода транзистора и подавая управляющий сигнал на эмиттер, будем иметь так называемый каскад с общей базой (ОБ)

(рис. 3.2, б). И наконец, возможно подключение к общей шине коллектора транзистора. При этом управляющим током является ток базы, а выходным — ток эмиттера. Такой каскад называется каскадом с общим коллектором (ОК).

Поскольку ток эмиттера почти равен коллекторному току, то свойства такого каскада не отличаются от свойств каскада ОЭ. Для придания каскаду ОК свойств, отличных от каскада ОЭ, выходное напряжение снимают с резистора R , а коллектор подключают к незаземленной шине источника питания с внутренним сопротивлением, близким к нулю (рис. 3.2, в). Тогда коллектор будет заземлен лишь по переменному току.

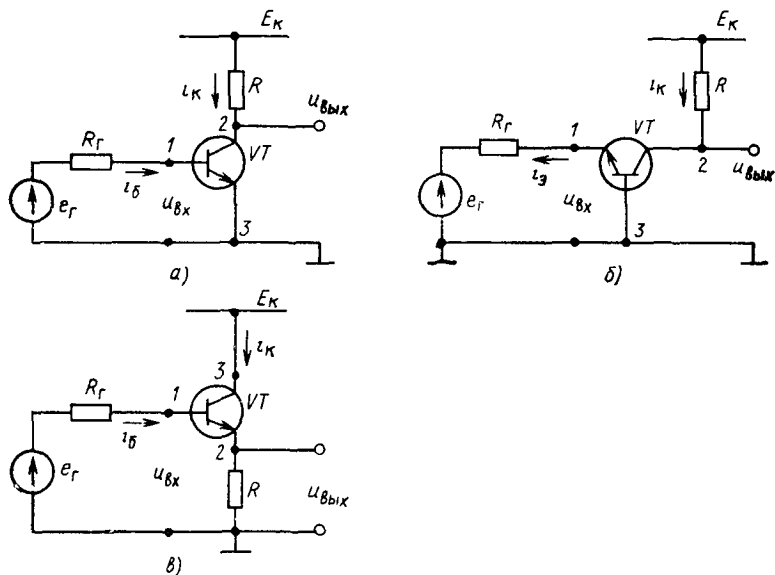


Рис. 3.2

По аналогии с биполярными транзисторами возможно включение полевых транзисторов с общим истоком (ОИ) (рис. 3.3, а), с общим стоком (ОС), с общим затвором (ОЗ). Для каскадов ОИ и ОС управляющим сигналом является напряжение на затворе, а для каскада ОЗ — на истоке. Схема с общим затвором имеет много недостатков и практически не применяется.

Для придания каскаду ОС свойств, отличных от свойств каскада ОИ, сток транзистора заземляют только по переменному току, т. е. выходное напряжение снимают с резистора R в истоковой цепи, а сток подключают к незаземленной шине источника питания с нулевым внутренним сопротивлением (рис. 3.3, б).

Проведем графический анализ работы усилительного каскада, используя знание семейства вольт-амперных характеристик

транзистора, на примере каскада с общим эмиттером. Семейство выходных вольт-амперных характеристик n - p -транзистора при включении ОЭ, состоящее из четырех зависимостей $i_k = f(u_{кэ})$, снятых при различных значениях базового тока $I_{б1}, I_{б2}, I_{б3}, I_{б4}$, приведено на рис. 3.4.

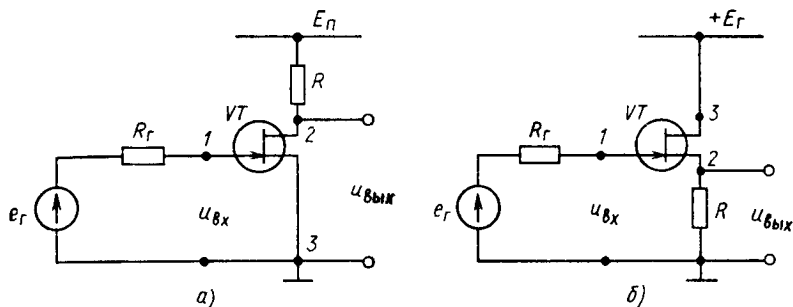


Рис. 3.3

Схему рис. 3.2, а можно рассматривать как делитель напряжения источника питания, т. е.

$$E_k = u_{\text{вых}} + u_R \text{ или } u_{\text{вых}} = E_k - u_R. \quad (3.1)$$

Поскольку напряжение u_R зависит от тока, протекающего через усилительный элемент, т. е. $u_R = i_k R$, уравнение (3.1) можно записать так:

$$u_{\text{вых}} = E_k - i_k R. \quad (3.2)$$

Таким образом, ток через транзистор

$$i_k = (E_k - u_{\text{вых}}) / R. \quad (3.3)$$

Уравнение (3.3) является уравнением прямой, пересекающей координатные оси в точках $I_{k \text{ max}} = E_k / R$, $U_{\text{вых max}} = E_k$ (см. рис. 3.4).

Действительно, полагая $U_{\text{вых}} = E_k$, будем иметь $I_{k \text{ max}} = E_k / R$; при $I_k = 0$ получим $U_{\text{вых}} = E_k$. Угол наклона этой прямой, называемой линией нагрузки, к оси абсцисс, определяется сопротивлением резистора R , так как $\text{tg } \alpha = 1/R$. Ток в схеме и падение напряжения на транзисторе $u_{кэ}$ при некотором заданном входном токе I_b определяется точкой пересечения вольт-амперной характеристики транзистора с линией нагрузки. Эта точка пересечения называется рабочей точкой.

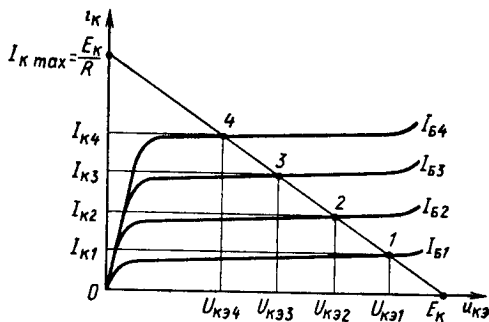


Рис. 3.4

При изменении управляющего тока базы транзистора рабочая точка перемещается по нагрузочной прямой, при этом изменяются ток коллектора i_k и падение напряжения на транзисторе $u_{кэ}$. Например, при изменении тока базы на величину $\Delta I_b = |I_{b4} - I_{b1}|$, рабочая точка перемещается из положения 1 в положение 4. Приращения коллекторного тока и напряжения соответственно равны $\Delta I_k = |I_{k4} - I_{k1}|$, $\Delta U_{кэ} = |U_{кэ4} - U_{кэ1}|$.

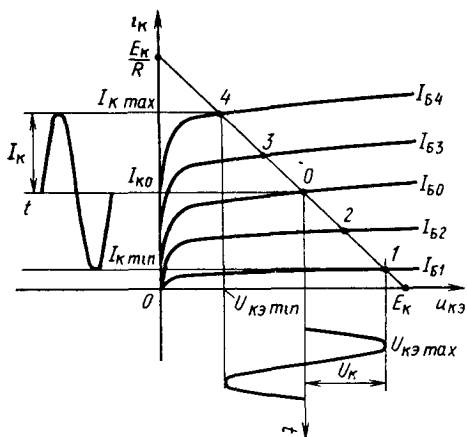


Рис. 35

При поступлении на вход каскада постоянного сигнала I_{b0} и гармонического сигнала амплитудой I_{bt} рабочая точка перемещается по нагрузочной прямой относительно точки покоя O , соответствующей постоянной составляющей входного тока I_{b0} (рис. 3.5).

Точка покоя характеризует режим каскада по постоянному току (ток I_{k0} , падение напряжения $U_{кэ0}$), когда переменный входной сигнал отсутствует. Амплитуды переменных тока I_{kt} и напряжения $U_{кэт}$ определяются по максимальному отклонению рабочей точки от положения покоя O . Режим работы каскада при подаче на его вход переменного сигнала называется динамическим.

Графический анализ при других включениях транзистора в схему рис. 3.1 (с общей базой, с общим коллектором) не отличается от изложенного выше для схемы с общим эмиттером. Однако в схеме с общей базой не усиливается входной ток, а в схеме с общим коллектором — напряжение. Поэтому схема с общим эмиттером, в которой происходит усиление входного сигнала как по напряжению, так и по току, является основной в многокаскадных усилителях.

§ 3.2. Режимы работы транзистора в схеме усилительного каскада. Однотактные и двухтактные схемы усилительных каскадов

В зависимости от величины постоянной составляющей входного тока (от положения рабочей точки покоя O) транзистор в схеме усилительного каскада может работать без отсечки и с отсечкой тока. В последнем случае коллекторный ток протекает только в течение части периода входного сигнала. Различают четыре основных режима работы транзистора: классы А, АВ, В, С.

Режим класса А. Этот режим характеризуется работой транзистора без отсечки тока, с минимальными нелинейными искажениями формы сигнала. Для обеспечения режима класса А, например в схеме ОЭ на вход транзистора подается такое постоянное напряжение смещения $E_{б0}$, при котором рабочая точка покоя O занимает положение, соответствующее середине линейного участка 1—2 входной характеристики транзистора $i_{б} = f(u_{бэ})$ на рис. 3.6. При этом максимальную амплитуду входного переменного сигнала $U_{бm}$ выбирают такой, чтобы рабочая точка перемещалась по характеристике $i_{б} = f(u_{бэ})$ в пределах ее линейного участка, иначе появляются нелинейные искажения за счет нелинейности входных характеристик, зависящие от соотношения между внутренним сопротивлением генератора входного сигнала $R_{г}$ и входным сопротивлением каскада $R_{вхэ}$.

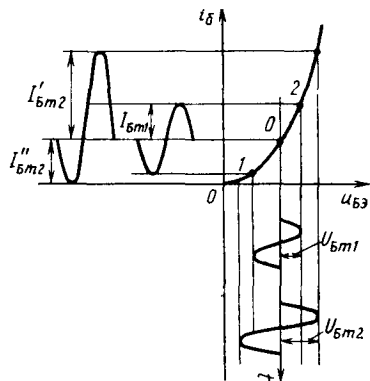


Рис. 3 6

Если $R_{г} \ll R_{вхэ}$ (режим источника напряжения), то на вход усилителя поступает напряжение $u_{б}$ синусоидальной формы. На рис. 3.6 видно, что при $U_{бm2} > U_{бm1}$ за счет нелинейности входной характеристики транзистора форма тока базы существенно искажается, так как $I'_{бm2} > I''_{бm2}$.

При $R_{г} \gg R_{вхэ}$ (режим источника тока) на вход усилителя поступает ток $i_{б}$ синусоидальной формы. В этом случае нелинейность входной характеристики мало влияет на форму выходного тока, поэтому нелинейные искажения уменьшаются по сравнению с режимом источника напряжения. Однако с увеличением $R_{г}$ возрастает отбираемая от источника сигнала мощность.

Нелинейные искажения за счет нелинейности выходных характеристик транзистора обусловлены зависимостью коэффициента усиления тока базы β от тока коллектора.

Количественно суммарные нелинейные искажения за счет нелинейности входных и выходных характеристик определяют с помощью сквозной динамической характеристики, представляющей собой зависимость выходного тока $i_{к}$ от ЭДС генератора входного сигнала $e_{г}$. Сквозную характеристику можно построить, используя входную и выходную характеристики транзистора и зная положение нагрузочной прямой. По заданным, например, в точках пересечения 1, 2, 3, 4 (см. рис. 3.5) значениям коллекторного тока определяют соответствующие им значения базового тока $I_{б1}, I_{б2}, I_{б0}, I_{б3}, I_{б4}$,

По входной характеристике $i_{б} = f(u_{бэ})$ для данных базовых токов находят значения $U_{бэ1}, U_{бэ2}, U_{бэ0}, U_{бэ3}, U_{бэ4}$. Затем, пользуясь

формулой $e_r = u_{бэ} + i_b R_r$, находят ЭДС генератора $E_{r1}, E_{r2}, E_{r0}, E_{п3}, E_{п4}$.

На рис. 3.7 построены сквозные характеристики для двух значений сопротивления R_r , откуда видно, что при $R_{r2} > R_{r1}$ сквозная характеристика более линейна, чем при R_{r1} .

Для оценки нелинейных искажений каскада необходимо, используя сквозную характеристику, найти высшие гармоники выходного тока и определить коэффициент гармоник K_r .

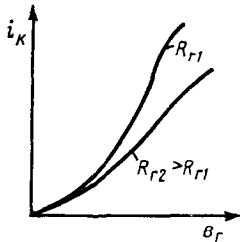


Рис. 3.7

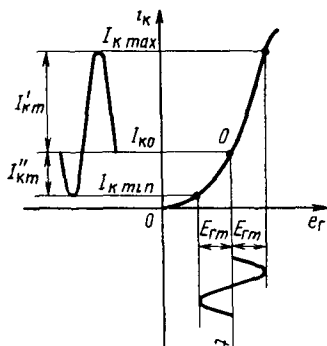


Рис. 3.8

Так как в режиме класса А нелинейные искажения в основном создает вторая гармоника $I_{к2}$ (амплитуды остальных малы), то коэффициент K_r можно записать следующим образом:

$$K_r = I_{к2} / I_{к1}. \quad (3.4)$$

Определив по сквозной характеристике (рис. 3.8) значения токов $I_{к0}, I_{к\max}$, соответствующие максимальному амплитудному значению генератора сигнала E_{rm} , с помощью гармонического анализа [3] можно получить

$$I_{к1} \approx \frac{1}{2} I_{к\max} \approx \frac{1}{2} (I'_{км} + I''_{км}),$$

$$I_{к2} \approx \frac{1}{4} (I_{к\max} - 2I_{к0}) = \frac{1}{4} (I'_{км} - I''_{км}).$$

Таким образом,

$$K_r = \frac{1}{2} \frac{I'_{км} - I''_{км}}{I'_{км} + I''_{км}}. \quad (3.5)$$

Режим класса А широко используется в схемах усилителей напряжения. Однако КПД усилительного каскада, работающего в режиме класса А, относительно мал. Действительно, полезная и потребляемая мощности каскада соответственно равны

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{выхэф}} I_{\text{кэф}} = \frac{1}{2} U_{\text{вых}} I_{к}; \quad (3.6)$$

$$P_0 = E_K I_{K0}, \quad (3.7)$$

где $U_{\text{вых эф}} = U_{\text{вых}}/\sqrt{2}$; $I_{\text{кэф}} = I_{\text{к}}/\sqrt{2}$ — эффективные значения напряжения и тока.

Тогда выражение для КПД, определяемое отношением полезной мощности к потребляемой, будет иметь вид

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{к}}}{E_K I_{K0}}. \quad (3.8)$$

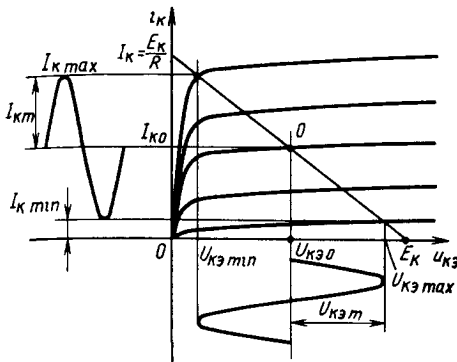


Рис 3.9

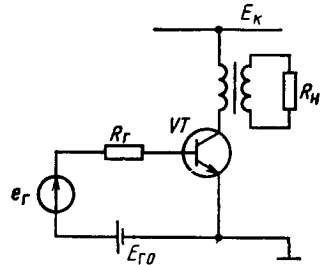


Рис. 3.10

Максимальная амплитуда коллекторного тока $I_{\text{к} \text{т} \text{м}}$ ограничивается допустимыми нелинейными искажениями и, как показывает графический анализ каскада ОЭ на рис. 3.9, всегда меньше значения $I_{\text{к}0}$. Из рис. 3.9 видно также, что максимальная амплитуда коллекторного (выходного) напряжения меньше половины напряжения источника питания, т. е. $U_{\text{кэ} \text{т}} = U_{\text{вых} \text{т}} < E_K/2$.

Таким образом, максимальный КПД усилительного каскада ОЭ, работающего в режиме класса А,

$$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{вых} \text{т}}}{E_K} \frac{I_{\text{к} \text{т} \text{т}}}{I_{\text{к}0}} \quad (3.9)$$

меньше 25%.

Усилитель мощности, работающий в режиме класса А, отличается от каскада усиления напряжения (см. рис. 3.2, а) тем, что для повышения КПД в коллекторную цепь транзистора включен не резистор, а выходной трансформатор (рис. 3.10).

В отсутствие переменного входного сигнала e_r на базу транзистора подается постоянное напряжение смещения E_{r0} , обеспечивающее на его выходных характеристиках положение рабочей точки покоя O , соответствующее режиму класса А (рис. 3.11). Так как в отсутствие входного сигнала коллектор транзистора через первичную обмотку трансформатора подключен непосредственно к источ-

нику питания, то статическая нагрузочная прямая пойдет практически вертикально (сопротивлением обмотки постоянному току $r_{обм}$ пренебрегаем). Следовательно, можно считать, что $U_{к0} \approx E_k$.

При подаче входного сигнала с частотой, лежащей в пределах полосы пропускания усилителя, сопротивление в коллекторной цепи транзистора будет определяться приведенным к первичной обмотке (без учета потерь в трансформаторе) сопротивлением нагрузки усилителя $R_H' = R_H / n^2_{тр}$, где $n_{тр} = \omega_2 / \omega_1$ — коэффициент трансформации; ω_1, ω_2 — число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.

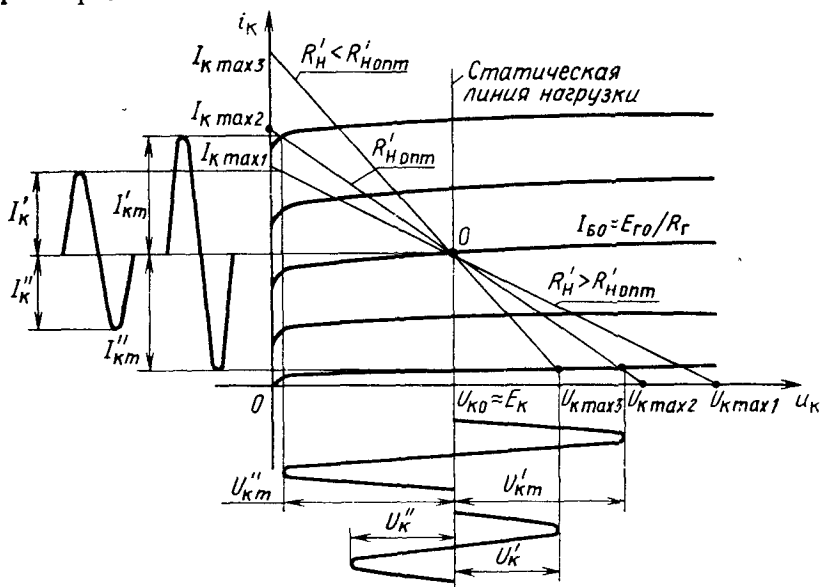


Рис. 3.11

Тогда линия нагрузки по переменному току будет отсекал на оси абсцисс (рис. 3.11) отрезок $U_{к max}$, а на оси ординат — отрезок $I_{к max} = U_{к max} / R_H'$.

Максимальное напряжение на коллекторе транзистора получается больше напряжения источника питания, что объясняется свойством трансформатора записать электромагнитную энергию.

Поэтому при работе усилителя с выходным трансформатором тип транзистора следует выбирать, учитывая соотношение $U_{к доп} \geq \geq 2E_k$.

Максимальный КПД каскада определяется из выражения (3.9), т. е.

$$\eta_m = \frac{1}{2} \frac{U_{вых м}}{E_k} \frac{I_{к м}}{I_{к0}} \approx \frac{1}{2} \frac{E_k}{E_k} \frac{I_{к0}}{I_{к0}} = \frac{1}{2}.$$

Максимальная амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых } m} (U_{\text{к } m})$ может лишь приближаться к значению $E_{\text{к}}$, на практике оставаясь всегда меньше $E_{\text{к}}$, так как ограничивается допустимыми нелинейными искажениями. Таким образом, КПД усилителя мощности (рис. 3.10), работающего в режиме класса, выше КПД каскада ОЭ с резистором в коллекторной цепи, однако не превышает 50%. Значение η_m , близкое к 50%, можно получить, выбрав оптимальное приведенное сопротивление нагрузки $R'_{\text{н опт}}$. Тогда $I_{\text{к } m} \approx I_{\text{к } 0}$, $U_{\text{вых } m} \approx E_{\text{к}}$.

Если $R'_{\text{н}} > R'_{\text{н опт}}$, то имеем неполное использование тока коллектора $I_{\text{к } m} < I_{\text{к } 0}$, так как динамическая нагрузочная прямая пойдет положе, чем соответствующая $R'_{\text{н опт}}$. При малых значениях $R'_{\text{н}} < R'_{\text{н опт}}$ динамическая нагрузочная прямая проходит круто к оси абсцисс по сравнению с прямой, соответствующей $R'_{\text{н опт}}$. Тогда максимальная амплитуда напряжения $U_{\text{вых } m} < E_{\text{к}}$ (рис. 3.11).

Поскольку сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ определяется назначением усилителя и бывает задано, коэффициент трансформации выходного трансформатора, при котором выполняется согласование $R_{\text{н}}$, и выходного сопротивления каскада следует рассчитывать по формуле

$$n_{\text{тр опт}} = \sqrt{R_{\text{н}}/R'_{\text{н опт}}}$$

При выбранных $E_{\text{к}}$ и $I_{\text{к } 0}$

$$R'_{\text{н опт}} = 2E_{\text{к}}/(2I_{\text{к } 0}) = E_{\text{к}}/I_{\text{к } 0},$$

тогда

$$n_{\text{тр опт}} = \sqrt{R_{\text{н}}I_{\text{к } 0}/E_{\text{к}}}$$

Максимальное значение мощности в нагрузке ограничивается мощностью рассеивания на коллекторе транзистора, которая определяется по формуле

$$P_{\text{к}} = P_0 - P_{\text{вых}} = P_0 - P_{\text{н}}/\eta_{\text{тр}} \quad (3.10)$$

где $\eta_{\text{тр}}$ — КПД трансформатора.

Очевидно, максимальная мощность на коллекторе рассеивается в режиме покоя при $P_{\text{н}} = 0$, т. е.

$$P_{\text{к } \text{max}} = P_0 \quad (3.11)$$

Так как $P_0 = P_{\text{вых}}/\eta$, то выражение (3.11) можно записать как

$$P_{\text{к } \text{max}} = P_{\text{вых}}/\eta \quad (3.12)$$

или

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{к } \text{max}}\eta,$$

т. е. заданное значение мощности в нагрузке не должно превышать максимального значения мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора, умноженного на КПД усилителя.

Положив, что $P_{к\max}$ соответствует допустимому значению мощности, рассеиваемой на коллекторе $P_{к\text{доп}}$ на основании (3.12) получим условие надежной работы транзистора

$$P_{н\max} \leq \eta_{тр} \eta P_{к\text{доп}} \quad (3.13)$$

Мощность $P_{к\text{доп}}$ — табличная величина, определяемая по справочникам.

Режим класса В. При работе транзистора в режиме класса В постоянное напряжение смещения $E_{г0}$ на базе транзистора отсутствует и рабочая точка покоя O лежит в области небольших токов коллектора $I_{к0}$, которыми в случае кремниевых транзисторов, можно пренебречь.

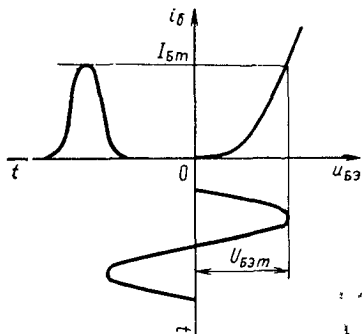


Рис. 3.12

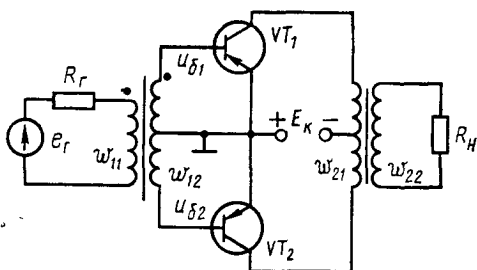


Рис. 3.13

Поэтому в режиме класса В ток через усилительный элемент при действии переменного входного сигнала протекает только в течение половины периода, т. е. усилительный элемент работает с отсечкой тока (рис. 3.12). Угол, соответствующий половине временного интервала, в течение которого ток протекает через усилительный элемент, называется углом отсечки тока θ . Следовательно, в режиме класса В угол отсечки составляет 90° .

Каскады, представленные на рис. 3.2, 3.10, называются одноктактными, т. е. выходной сигнал формируется с помощью одного усилительного элемента. В одноктактных схемах при работе с отсечкой тока выходной сигнал резко отличается по форме от синусоидального входного сигнала (рис. 3.12), возникают большие нелинейные искажения. Для получения синусоидальной формы выходного сигнала и уменьшения нелинейных искажений используются двухтактные схемы, состоящие из двух одноктактных каскадов (плеч), объединенных таким образом, чтобы за время, равное периоду входного сигнала, транзисторы, имеющие общую нагрузку R_H , работали поочередно в течение одного полупериода.

Такая работа транзисторов схемы обеспечивается при $E_{г0} = 0$ путем подачи на их базы одновременно двух равных по амплитуде,

но сдвинутых по фазе на 180° друг относительно друга напряжений, которые называются парафазными. В двухтактной схеме усилителя мощности, представленной на рис. 3.13 эти напряжения получаются с помощью входного трансформатора со средней точкой.

Работу двухтактного каскада усиления мощности в режиме класса В можно проиллюстрировать с помощью рис. 3.14. В отсутствие входного сигнала оба транзистора закрыты и можно считать, что $I_{к0} \approx 0$, $U_{к0} \approx E_{к}$. При поступлении входного сигнала в течение полупериода работает один из транзисторов. Рабочая точка перемещается по динамической нагрузочной прямой, которая имеет угол наклона к оси абсцисс, соответствующий пересчитанному к одному плечу соотношению нагрузки

$$R'_н = R_н / n_{тр2}^2,$$

где $n_{тр2} = \omega_{22} / \frac{1}{2} \omega_{21}$

— коэффициент трансформации, ω_{21} , ω_{22} — число витков первичной и вторичной обмоток выходного трансформатора.

Так как коллекторные токи транзисторов сдвинуты друг относительно друга на 180° , то форма тока и напряжения нагрузки получается близкой к синусоидальной. Тогда выходная мощность двухтактного каскада, как и для одноконтурного, будет определяться выражением

$$P_{\text{вых}} = U_{к\text{эф}} I_{к\text{эф}} = \frac{1}{2} U_{к} I_{к}. \quad (3.14)$$

Мощность, потребляемая от источника питания обоими транзисторами,

$$P_0 = 2E_{к} (I_{к\text{ср}} + I_{к0}) \approx 2E_{к} I_{к\text{ср}}, \quad (3.15)$$

где $I_{к\text{ср}} = I_{к} / \pi$ — среднее значение коллекторного тока одного транзистора за период выходного сигнала.

Следовательно, КПД двухтактного каскада определяется формулой

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0} = \frac{1}{4} \frac{U_{к}}{E_{к}} \frac{I_{к}}{I_{к\text{ср}}} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{к}}{E_{к}}. \quad (3.16)$$

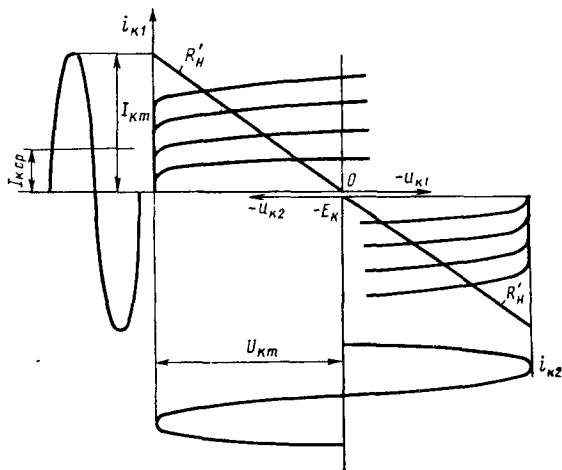


Рис. 3.14

При отдаче в нагрузку максимальной мощности $P_{\text{вых max}} = \frac{1}{2} \times U_{\text{км}} I_{\text{км}}$ полностью используются коллекторный ток транзисторов и напряжение источника питания. Тогда максимальное значение КПД двухтактного каскада в режиме класса В близко к 78%, что в 1,5 раза больше максимального значения КПД однотактного каскада в режиме класса А.

Нелинейные искажения в двухтактном каскаде оценивают по третьей гармонике $I_{\text{к3}}$ выходного тока. Вторые гармоники коллекторных токов транзисторов сдвинуты друг относительно друга на 360° и компенсируются на выходе, так как ток нагрузки определяется разностью коллекторных токов.

Таким образом, для двухтактного каскада

$$K_{\Gamma} \approx \frac{I_{\text{к3}}}{I_{\text{к1}}} \quad (3.17)$$

Количественная оценка нелинейных искажений в двухтактном каскаде производится, так же, как и в однотактном, способом трех или пяти ординат построением сквозной характеристики, представляющей для двухтактного каскада зависимость коллекторного тока одного транзистора от амплитуды входного напряжения, пересчитанного к одному плечу вторичной обмотки ω_{12} входного трансформатора

$$e_{\Gamma}^* = (1/2) n_{\text{тп1}} e_{\Gamma},$$

где $n_{\text{тп1}} = \omega_{12}/\omega_{11}$ — коэффициент трансформации входного трансформатора.

При построении сквозной характеристики необходимо пользоваться пересчитанным к обмотке ω_{12} внутренним сопротивлением источника входного сигнала

$$R_{\Gamma}^* = (n_{\text{тп1}}/2)^2 R_{\Gamma}.$$

Активными сопротивлениями первичной обмотки и половины вторичной обмотки входного трансформатора можно пренебречь.

Определив по построенной сквозной характеристике (рис. 3.15) токи $I_{\text{км}}$, I_1 , соответствующие значениям $E'_{\text{гм}}$ и $E'_{\text{гм}}/2$, найдем

$$I_{\text{к1}} = (2/3) (I_{\text{км}} + I_1), \quad (3.18)$$

$$I_{\text{к3}} = (1/3) (I_{\text{км}} - 2I_1).$$

Подставив выражения для $I_{\text{к1}}$ и $I_{\text{к3}}$ из (3.18) в формулу (3.17), получим

$$K_{\Gamma} = (1/2) \frac{I_{\text{км}} - 2I_1}{I_{\text{км}} + I_1}, \quad (3.19)$$

С помощью формулы (3.19) рассчитывать K_{Γ} с большой степенью точности можно лишь при условии подбора транзисторов с одина-

ковыми параметрами. Если параметры транзисторов имеют большой разброс, то четные гармоники компенсируются не полностью. Поэтому в схеме с неподбранными транзисторами коэффициент гармоник, рассчитанный по (3.19), следует увеличить в 1,5—1,8 раза. Нелинейные искажения в режиме класса В (порядка 10%) выше, чем в режиме класса А, так как используется весь рабочий диапазон токов и напряжений транзистора. Особенно сильно искажается форма выходного напряжения в области малых значений (рис. 3.16), что объясняется нелинейностью начального участка входной характеристики транзистора. Действительно, для появления тока базы надо подать входное напряжение $U_{б0}$ большее порогового напряжения $U_{бэ\text{ пор}}$ (рис. 3.17).

Режим класса АВ. Чтобы исключить искажения выходного сигнала в области малых значений в двухтактных усилителях мощности, применяют режим класса АВ, когда на базу транзисторов подается небольшое напряжение смещения $U_{б0}$, при котором рабочая точка занимает начальное положение O в нелинейной области входных характеристик, но через транзисторы в отсутствие входного сигнала протекает небольшой ток $I_{б0} = (0,05—0,15)I_{бт}$ (рис. 3.17). При этом КПД схемы практически не изменяется по сравнению с классическим режимом класса В, но нелинейные искажения уменьшаются в несколько раз.

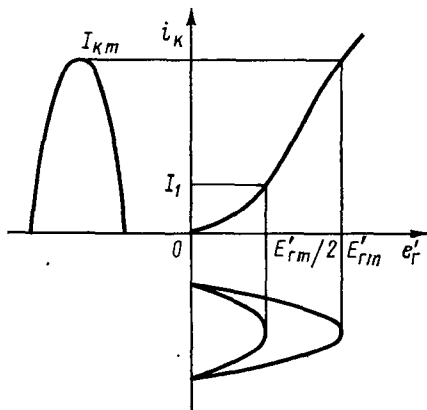


Рис. 3.15

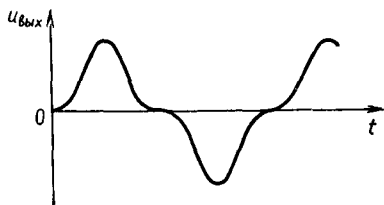


Рис. 3.16

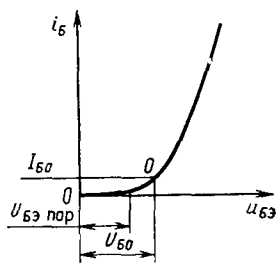


Рис. 3.17

Режим класса С. Если подается напряжение смещения, запирающее усилительный элемент, то такой режим называется режимом класса С. Угол отсечки тока в режиме класса С меньше $\pi/2$. Нелинейные искажения выше, а КПД больше, чем в режиме класса В.

Режим класса С применяется в основном в схемах резонансных усилителей, где нелинейные искажения, возникающие в результате отсечки тока, устраняются резонансным нагрузочным контуром, настроенным на частоту входного сигнала.

В коммутационных схемах используется режим работы усилительного элемента класса Д (режим ДА—НЕТ), когда выходной ток периодически изменяется от нуля до максимального значения.

Классификация режимов работы полевого транзистора в схеме усилительного каскада осуществляется по тем же критериям, что и для биполярного транзистора. Режимы работы полевого транзистора определяются выбором рабочей точки покоя O на входной характеристике путем подачи постоянного напряжения смещения на вход каскада. Например, для схемы ОИ в режиме класса А напряжение смещения $E_{з0}$ соответствует рабочей точке покоя O , лежащей в середине линейного участка входной характеристики $i_c = f(u_{зи})$, в режиме класса В напряжение смещения близко к напряжению отсечки тока транзистора.

Вопросы и задачи для самопроверки

1. Как выбирают рабочую точку покоя каскада при работе усилительного элемента в режимах классов А; В; АВ; С? Чему равен угол отсечки тока для каждого из перечисленных режимов?
2. Почему при работе усилительного элемента с отсечкой тока обычно используют двухтактные схемы? Пояснить принцип работы двухтактной схемы
3. Определить амплитуду максимально возможного выходного напряжения усилителя мощности, работающего в режиме класса А, и двухтактного усилителя, работающего в режиме класса В. Напряжение источника питания 20 В.
4. Определить амплитуду максимально возможного синусоидального напряжения на входе усилителя (рис. 3.2, а), при котором схема работает в режиме класса А без отсечки выходного напряжения. Коэффициент усиления $K_u = 10$. Напряжение источника питания 20 В. Нелинейные искажения можно не учитывать. Ответ. $U_{вх\ max} = 1$ В.
5. Сравнить максимальный коэффициент полезного действия однотактного каскада, работающего в режиме класса А, и двухтактного, работающего в режиме В.

ГЛАВА 4

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

§ 4.1. Каскад с общим эмиттером

Простейшая принципиальная схема усилительного каскада с общим эмиттером (ОЭ) приведена на рис. 4.1, а. Режим по постоянному току класса А создается в схеме с помощью базового резистора R , подключенного к шине источника питания. Тогда ток базы в отсутствие входного сигнала, обеспечивающий заданное положение

рабочей точки покоя O на нагрузочной прямой выходной характеристики транзистора, определяется из формулы

$$I_{60} = (E_k - U_{690})/R.$$

Ток покоя коллектора

$$I_{к0} = (E_k - U_{к90})/R_k.$$

Разделительные конденсаторы C_{p1} и C_{p2} осуществляют развязку каскада по постоянному току от генератора входного сигнала и нагрузки, так как не пропускают постоянную составляющую любого сигнала. Таким образом, в отсутствие входного сигнала напряжение на базе $U_б = U_{б90}$ не зависит от величины постоянной составляющей генератора $E_{г0}$, а напряжение на нагрузке U_n равно нулю, хотя напряжение на коллекторе $U_k = U_{к90}$.

Емкости разделительных конденсаторов выбирают такими, чтобы в рабочем диапазоне частот (в области полосы пропускания) конденсаторы не оказывали заметного влияния на прохождение переменной составляющей сигнала. Для этого положим, что емкостные сопротивления конденсаторов

$$X_{C_{p1}} = 1/(\omega_n C_{p1}), \quad X_{C_{p2}} = 1/(\omega_n C_{p2})$$

на самой низкой частоте полосы пропускания близки к нулю. Тогда принципиальной схеме рис. 4.1, а для переменного сигнала соответствует эквивалентная схема, представленная на рис. 4.1, б, где транзистор заменен Т-образной эквивалентной схемой; $h_{21э}i_б$ — генератор тока в коллекторной цепи транзистора; $h_{21э} = i_к/i_б = I_к/I_б$ — коэффициент усиления тока транзистора в схеме каскада с общим эмиттером, который в области средних частот является действительной величиной, т. е. не зависит от частоты; $r_б$ — омическое сопротивление базы, $r_э = du_{эб}/di_э \approx 0,025/I_э$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, В/мА; $r_к^* = r_к/(1+h_{21э})$ и $r_к = du_{кб}/di_к$ — дифференциальные сопротивления коллекторных переходов в схеме с общим эмиттером и с общей базой, определяемые из справочника.

Величина $h_{21э}$ является основным параметром, определяющим усилительные свойства биполярного транзистора, и обычно приводится в справочниках. Обозначение h_{21} соответствует представлению

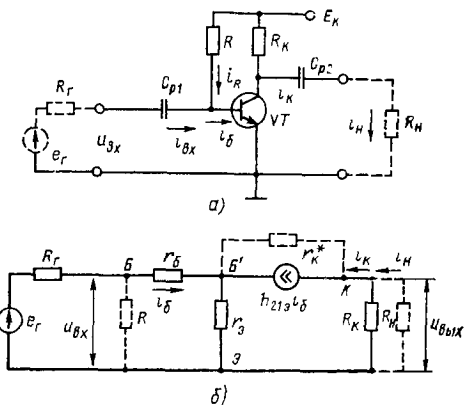


Рис. 4.1

транзистора в виде четырехполюсника с произвольной внутренней структурой (рис. 4.2). Такое представление удобно при измерении параметров транзистора со стороны внешних зажимов, так как внутренняя базовая точка B' в Т-образной эквивалентной схеме недоступна для подключения измерительных приборов.

Для определения параметров четырехполюсника обычно используется система h -параметров, в которой измерение параметров по переменному току производится при разомкнутом входе (режим холостого хода) и при замкнутом выходе.

В этом случае система уравнений четырехполюсника имеет вид

$$\begin{aligned} u_{\text{вх}} &= h_{11}i_{\text{вх}} + h_{12}u_{\text{вых}}; \\ i_{\text{вых}} &= h_{21}i_{\text{вх}} + h_{22}u_{\text{вых}}, \end{aligned} \quad (4.1)$$

где h_{11} — входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на выходе;

h_{12} — коэффициент обратной передачи напряжения при холостом ходе на входе; h_{21} — коэффициент прямой передачи (усиления) тока при коротком замыкании на выходе; h_{22} — выходная проводимость при холостом ходе на входе.

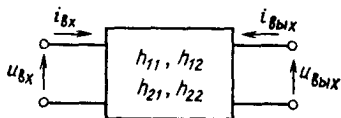


Рис. 4.2

Очевидно, для транзистора, включенного по схеме каскада ОЭ, в системе уравнений (4.1) можно записать

$$\begin{aligned} u_{69} &= h_{119}i_6 + h_{129}u_{к9}; \\ i_к &= h_{219}i_6 + h_{229}u_{к9}. \end{aligned}$$

Для расчета параметров каскада ОЭ воспользуемся Т-образной эквивалентной схемой с учетом обозначений в системе h -параметров.

Если выполняется условие $r_к^* \gg R_к$, сопротивлением $r_к^*$ можно пренебречь, в остальных случаях пользуются эквивалентным коэффициентом усиления по току транзистора в схеме каскада ОЭ

$$h_{2190} = h_{219} \frac{r_к^*}{r_к^* + R_к}.$$

Входное сопротивление каскада ОЭ

$$R_{\text{вх}9} = h_{119} = \frac{du_{\text{вх}}}{di_{\text{вх}}} = \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}}. \quad (4.2)$$

Переменный входной ток $i_{\text{вх}}$ состоит из двух составляющих: базового тока транзистора i_6 и тока i_R , протекающего через резистор R .

Обычно сопротивление резистора R таково, что выполняется соотношение $i_6 \gg i_R$.

Пренебрегая током i_R , можно записать

$$h_{11\beta} = u_{\text{вх}}/i_{\beta}. \quad (4.3)$$

Входное напряжение $u_{\text{вх}}$ (рис. 4.1, б) складывается из падений напряжения на сопротивлениях r_{β} и r_{ϵ} и определяется выражением

$$u_{\text{вх}} = u_{r_{\beta}} + u_{r_{\epsilon}} = i_{\beta} r_{\beta} + r_{\epsilon} (1 + h_{21\beta}) i_{\beta},$$

так как через сопротивление r_{β} протекает ток i_{β} , а через r_{ϵ} — сумма токов $i_{\beta} + i_{\kappa} = i_{\beta} (1 + h_{21\beta})$.

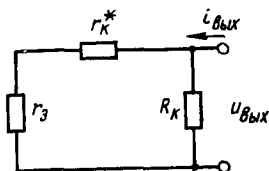


Рис. 4.3

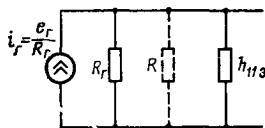


Рис. 4.4

Следовательно,

$$h_{11\beta} = r_{\beta} + r_{\epsilon} (1 + h_{21\beta}). \quad (4.4)$$

Параметры маломощных транзисторов, входящие в формулу (4.4), составляют $r_{\beta} = 100 \dots 130$ Ом; $r_{\epsilon} = 2 \dots 20$ Ом; $h_{21\beta} = 20 \dots 150$, поэтому входное сопротивление каскада с общим эмиттером — $150 \dots 3 \cdot 10^3$ Ом.

Если учитывать ток через резистор R , то входное сопротивление каскада снижается:

$$h'_{11\beta} = R \parallel h_{11\beta} = Rh_{11\beta} / (R + h_{11\beta}). \quad (4.5)$$

Выходное сопротивление каскада ОЭ определим, подав на выходные зажимы переменное напряжение $u_{\text{вых}}$ при разомкнутом нагрузочном резисторе R_n и нулевом входном сигнале (рис. 4.3). Если считать, что доля тока коллектора, ответвляющаяся в цепь базы, ничтожно мала, т. е.

$$\gamma_{\beta} = \frac{r_{\epsilon}}{R_r + r_{\beta} + r_{\epsilon}} \rightarrow 0, \quad (4.6)$$

то выходной ток распределяется по двум параллельным цепям, одна из которых содержит резистор R_k , а другая r_{κ}^* и r_{ϵ} (рис. 4.3). Таким образом, учитывая, что $r_{\kappa}^* \gg r_{\epsilon}$, получим

$$R_{\text{вых } \text{Э}} = 1/h_{22\beta} = u_{\text{вых}}/i_{\text{вых}} = r_{\kappa}^* \parallel R_k. \quad (4.7)$$

Если условие (4.6) не выполняется, то

$$R_{\text{вых } \text{Э}} = r_{\kappa}^* (1 + h_{21\beta} \gamma_{\beta}) \parallel R_k. \quad (4.8)$$

Коэффициент усиления каскада ОЭ по току без учета влияния резистора R определяется из выражения

$$K_i = i_{\text{вых}}/i_{\text{вх}} = i_{\text{н}}/i_{\text{б}}. \quad (4.9)$$

Так как

$$i_{\text{н}} = h_{21э} i_{\text{б}} R_{\text{к}} / (R_{\text{к}} + R_{\text{н}}),$$

то

$$K_i = h_{21э} R_{\text{к}} / (R_{\text{к}} + R_{\text{н}}). \quad (4.10)$$

Для входных каскадов ОЭ многокаскадного усилителя

$$K_i = i_{\text{н}}/i_{\text{г}}. \quad (4.11)$$

Заменив генератор напряжения $e_{\text{г}}$ с внутренним сопротивлением $R_{\text{г}}$ на генератор тока (рис. 4.4), получим

$$i_{\text{б}} = i_{\text{г}} \frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{г}} + h_{11э}} \quad \text{или} \quad i_{\text{г}} = \frac{i_{\text{б}} (R_{\text{г}} + h_{11э})}{R_{\text{г}}}.$$

Подставив выражение для $i_{\text{г}}$ в формулу (4.11), будем иметь

$$K_i = h_{21э} \frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{г}} + h_{11э}} \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}}. \quad (4.12)$$

Если учесть сопротивление резистора R , то в формуле (4.12) вместо $R_{\text{г}}$ следует пользоваться эквивалентным сопротивлением

$$R_{\text{г}}' = R_{\text{г}} \parallel R = R_{\text{г}} R / (R_{\text{г}} + R).$$

Определим коэффициент усиления каскада ОЭ по напряжению. Записав

$$u_{\text{вых}} = -i_{\text{б}} h_{21э} R_{\text{к}}, \quad u_{\text{вх}} = i_{\text{б}} h_{11э},$$

получим

$$K_u = -h_{21э} R_{\text{к}} / h_{11э}, \quad (4.13)$$

или с учетом нагрузки

$$K_u = -h_{21э} (R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}) / h_{11э}, \quad (4.14)$$

где $R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}} = R_{\text{к}} R_{\text{н}} / (R_{\text{к}} + R_{\text{н}})$ — параллельное соединение резисторов $R_{\text{к}}$ и $R_{\text{н}}$.

Для входных каскадов многокаскадных усилителей без учета влияния сопротивления резистора

$$K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{e_{\text{г}}} = -h_{21э} \frac{(R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}})}{R_{\text{г}} + h_{11э}}, \quad (4.15)$$

$R_{\text{н}} = R_{\text{вх}2}$ — входное сопротивление следующего (второго) каскада усиления.

Если учитывать сопротивление резистора R , то

$$u_{\text{вх}} = \frac{e_{\Gamma} h'_{11\text{э}}}{R_{\Gamma} + h'_{11\text{э}}}$$

или

$$e_{\Gamma} = u_{\text{вх}} \frac{R_{\Gamma} + h'_{11\text{э}}}{h'_{11\text{э}}} = i_{\delta} h_{11\text{э}} \frac{R_{\Gamma} + h'_{11\text{э}}}{h'_{11\text{э}}}.$$

Подставив полученное выражение для e_{Γ} в формулу (4.15), получим

$$K_u = \frac{-h_{21\text{э}}(R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}})}{h_{11\text{э}}} \frac{h'_{11\text{э}}}{h'_{11\text{э}} + R_{\Gamma}} = \frac{-h_{21\text{э}}(R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}})}{R_{\Gamma} + h_{11\text{э}} \left(1 + \frac{R_{\Gamma}}{R}\right)}. \quad (4.16)$$

Знак «—» в формулах для K_u показывает, что фаза входного сигнала на выходе усилителя изменяется на противоположную, т. е. на 180° .

Коэффициент усиления по мощности однокаскадного усилителя ОЭ без учета влияния резистора R

$$K_p = K_u K_i = \frac{h_{21\text{э}}^2 R_{\text{к}}^2 R_{\Gamma} R_{\text{н}}}{(R_{\Gamma} + h_{11\text{э}})^2 (R_{\text{к}} + R_{\text{н}})^2}. \quad (4.17)$$

При согласованном входе и выходе усилителя, т. е. $R_{\Gamma} = h_{11\text{э}}$, $R_{\text{к}} = R_{\text{н}}$, происходит максимальное усиление мощности

$$K_{p\text{max}} = \frac{h_{21\text{э}}^2}{16} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\Gamma}}.$$

Приведенная на рис. 4.1, а схема каскада с общим эмиттером очень чувствительна к изменениям температуры, так как положение точки покоя на нагрузочной прямой определяется параметрами транзистора, которые зависят от температуры. К таким параметрам биполярного транзистора относятся: обратный ток коллекторного перехода $I_{\text{кб}0}$; коэффициент усиления по току $h_{21\text{э}}$; напряжение на переходе эмиттер — база $U_{\text{бэ}}$.

Изменение указанных параметров транзистора в диапазоне температуры вызывает смещение рабочей точки покоя на нагрузочной прямой, что может привести к линейным искажениям или даже отсечке выходного сигнала усилителя. Поэтому при работе транзисторных усилителей в широком диапазоне температур необходимо принять меры по обеспечению стабильности точки покоя. Наиболее широко используется отрицательная обратная связь по постоянному току или напряжению.

На рис. 4.5 приведена схема ОЭ, в которой стабильность рабочей точки обеспечивается с помощью резистора $R_{\text{э}}$, создающего отрицательную обратную связь по току.

Для исключения обратной связи по переменному току резистор R_3 шунтирует конденсатором C_3 . Делитель $R_1—R_2$ обеспечивает заданный потенциал на базе транзистора при выборе положения рабочей точки покоя.

Если резистор R_1 подключить между базой и коллектором транзистора, то возникает параллельная обратная связь по напряжению. Однако такой способ стабилизации рабочей точки применяется редко, так как при этом уменьшаются коэффициенты усиления и входное сопротивление схемы.

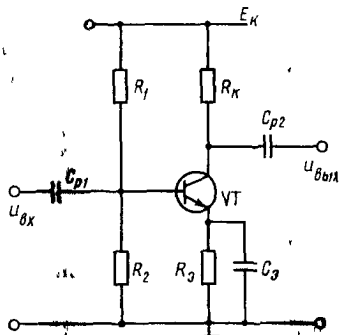


Рис. 4.5

Отрицательная обратная связь по постоянному току действует в схеме рис. 4.5 следующим образом. Пусть при увеличении температуры коллекторный ток $I_{к0}$ под действием приведенных выше дестабилизирующих факторов возрос. Тогда увеличится падение напряжения $U_{30} = I_{30}R_3 \approx I_{к0}R_3$ на резисторе R_3 . Так как напряжение на базе транзистора U_{60} фиксировано делителем напряжения $R_1—R_2$, то увеличение U_{30} приведет к

уменьшению напряжения на эмиттерном переходе транзистора $U_{630} = U_{60} - U_{30}$, базового тока I_{60} , и в конечном счете коллекторного

$$I_{к0} = h_{213} I_{60} + (1 + h_{213}) I_{к60}.$$

Таким образом, отрицательная обратная связь, созданная в схеме (рис. 4.5) с помощью резистора R_3 , препятствует изменению коллекторного тока транзистора. При действии отрицательной обратной связи в схеме рис. 4.5 полное приращение коллекторного тока [3]

$$\Delta I_{к0} = s \left[\Delta I_{к60} + \frac{\Delta U_{630}}{R_3 + R_6} + \left(\frac{I_{30}}{1 + h_{213}} \right) \frac{\Delta h_{213}}{h_{213}} \right], \quad (4.18)$$

где

$$s = h_{213} \left| \left(1 + h_{213} \frac{R_3}{R_3 + R_6} \right) \right|$$

— коэффициент нестабильности, характеризующий эффективность отрицательной обратной связи; $R_6 = R_1 \parallel R_2$ — сопротивление в базовой цепи, равное в схеме рис. 4.5 сопротивлению резисторов R_1 и R_2 , соединенных параллельно.

При $R_3 \rightarrow 0$, т. е. исключении обратной связи, $s_{\max} = h_{213}$. Если же $R_3 \gg R_6$, то получим схему с идеальной термостабилизацией рабочей точки ($s_{\min} = h_{213} \approx 1$).

Из выражения (4.18) следует, что с помощью отрицательной обратной связи невозможно обеспечить нулевое приращение кол-

лекторного тока, так как сам принцип действия обратной связи требует наличия некоего начального разбаланса в схеме. При идеальной термостабилизации рабочей точки с помощью обратной связи ($s_{\min} = 1$) приращение коллекторного тока определяется выражением

$$\Delta I_{\text{к0}}^* = \Delta I_{\text{к60}} + \frac{\Delta U_{\text{бэ0}}}{R_3 + R_6} + \frac{I_{\text{э0}}}{1 + h_{21\text{э}}} \frac{\Delta h_{21\text{э}}}{h_{21\text{э}}}.$$

Для дальнейшего повышения стабильности рабочей точки, т. е. уменьшения $\Delta I_{\text{к0}}^*$, можно использовать схемы с термокомпенсацией, в которых путем применения термозависимых нелинейных элементов (диодов, терморезисторов) осуществляется непосредственное воздействие на $\Delta I_{\text{к0}}^*$.

Режим каскада (рис. 4.5) по постоянному току тесно связан с обеспечением заданного коэффициента нестабильности s . При заданном коэффициенте s соотношение между R_3 и R_6 определяется формулой

$$\frac{R_3}{R_6} = \frac{h_{21\text{э}} - s}{h_{21\text{э}}(s - 1) + s}.$$

Учитывая, что $h_{21\text{э}} \gg s$, будем иметь

$$R_3/R_6 \approx 1/(s - 1). \quad (4.19)$$

Из этой формулы следует, что для обеспечения малых значений s требуется увеличивать отношение R_3/R_6 . С одной стороны, с увеличением сопротивления резистора R_3 возрастает падение напряжения на нем при протекании эмиттерного тока покоя, что требует повышения напряжения источника питания для обеспечения заданного выходного напряжения. С другой стороны, снижается экономичность каскада, так как на R_3 расходуется мощность, потребляемая от источника питания.

При уменьшении сопротивлений резисторов R_1 или R_2 также возрастает потребляемая мощность, снижающая экономичность схемы, и, кроме того, уменьшается входное сопротивление усилителя.

Исходя из изложенного, значения коэффициента нестабильности выбирают в пределах 3—5 для каскадов на германиевых и 4—6 для каскадов на кремниевых транзисторах. Определим сопротивления резисторов R_1 и R_2 , при которых обеспечивается заданный режим по постоянному току и коэффициент s .

Записав напряжение $U_{\text{б0}} = E_{\text{к}} R_2 / (R_1 + R_2) - I_{\text{б0}} (R_1 \parallel R_2) = E_{\text{к}} (R_1 \parallel R_2) / R_1 - I_{\text{б0}} (R_1 \parallel R_2)$, после преобразований получим

$$R_1 = \frac{E_{\text{к}}}{U_{\text{б0}} / (R_1 \parallel R_2) + I_{\text{б0}}} = \frac{E_{\text{к}}}{(U_{\text{бэ0}} + U_{\text{э0}}) / (R_1 \parallel R_2) + I_{\text{б0}}}. \quad (4.20)$$

Определив из формулы (4.19) сопротивление параллельно соединенных резисторов $R_1 \parallel R_2 = R_6$, найдем

$$R_2 = \frac{R_6 R_1}{R_1 - R_6}. \quad (4.21)$$

Емкость конденсатора C_3 выбирается из условия

$$X_{C_3} = 1/(\omega_n C_3) \ll R_9 \parallel R_9^*, \quad (4.22)$$

где R_9^* — сопротивление каскада переменному току со стороны эмиттера.

Условие (4.22) означает, что на самой низкой частоте полосы пропускания емкостное сопротивление конденсатора C_3 полностью шунтирует сопротивление $R_9 \parallel R_9^*$.

При этом исключается отрицательная обратная связь по переменному току и коэффициент усиления по напряжению в схеме рис. 4.5 определяется из выражения (4.14).

Если необходимо обеспечить независимость коэффициента усиления K_u от параметров транзистора, т. е. повысить его стабильность, то отрицательную обратную связь по переменному току рекомендуется не исключать, т. е. не шунтировать резистор конденсатором. В этом случае коэффициент усиления по напряжению уменьшается и становится равным (при $R_n \rightarrow \infty$)

$$K_{uoc} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{h_{21э} R_k}{R_{вхэос}}, \quad (4.23)$$

где $R_{вхэос} = r_6 + (1 + h_{21э})(r_9 + R_9)$ — входное сопротивление каскада с незашунтированным резистором R_9 .

При достаточно больших значениях $h_{21э}$ и R_9 , когда выполняются неравенства $r_9 \ll R_9$, $h_{21э} \gg 1$, $r_6 \ll h_{21э} R_9$, получим

$$R_{вхэос} \approx h_{21э} R_9. \quad (4.24)$$

Тогда выражение (4.23) будет иметь вид

$$K_{uoc} \approx R_k / R_9, \quad (4.25)$$

или с учетом нагрузки

$$K_{uoc} \approx (R_k \parallel R_n) / R_9. \quad (4.26)$$

Из выражений (4.25) и (4.26) следует, что коэффициент усиления K_{uoc} в схеме с незашунтированным резистором R_9 зависит только от соотношения сопротивлений резисторов в коллекторной и эмиттерной цепях и от нагрузки.

Так как в реальных схемах предварительных каскадов усиления напряжения используются маломощные транзисторы с параметрами $r_9 = 2,5 \dots 25 \text{ Ом}$, $r_6 = 100 \dots 150 \text{ Ом}$, то можно считать, что формулы (4.28) и (4.26) верны уже при $R_9 > 10 r_9 = 250 \text{ Ом}$.

§ 4.2. Схемы с общим эмиттером с термокомпенсацией рабочей точки покоя

На рис. 4.6 показана схема с диодом, включенным в базовую цепь транзистора последовательно в резистором R_2 . При изменении температуры напряжение база — эмиттер останется неизменным, так как потенциалы базы и эмиттера будут меняться примерно одинаково.

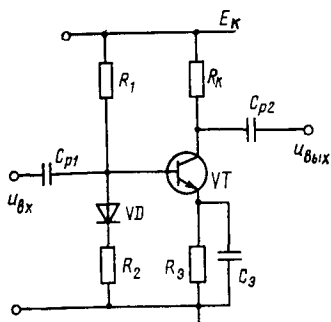


Рис 4 6

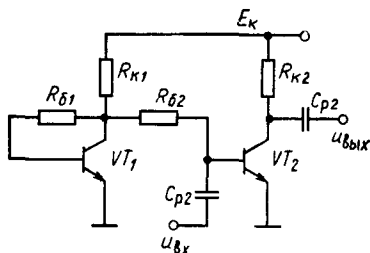


Рис 4 7

Так как полупроводниковые приборы имеют большой разброс параметров, то для получения эффекта термокомпенсации рабочей точки диод и транзистор следует подбирать. Это и является существенным недостатком схемы рис. 4.6. Для уменьшения $\Delta I^*_{к0}$ используют также кремниевые транзисторы, у которых обратный ток меньше, чем у германиевых.

При проектировании каскадов, являющихся составной частью интегральных микросхем, в качестве термостабилизирующего элемента используется транзистор, выполненный на одном кристалле кремния в едином технологическом цикле с основным транзистором.

В схеме термостабильного каскада, представленной на рис. 4.7, термостабилизирующим элементом является транзистор VT_1 , а основным — транзистор VT_2 . Интегральные транзисторы VT_1 и VT_2 обладают одинаковыми свойствами, т. е. при одинаковых токах покоя $I_{к01} = I_{к02}$ имеют одинаковые параметры

$$U_{бэ0} = U_{бэ01} = U_{бэ02}, \quad h_{21э1} = h_{21э2} = h_{21э}.$$

Ток базы покоя транзистора VT_2 , определяющий заданный режим каскада по постоянному току, равен

$$I_{б02} = I_{к02}/h_{21э} = (U_{к01} - U_{б02})/R_{б2}.$$

Учитывая, что $U_{к01} = U_{бэ01} + I_{б01}R_{б1} = U_{бэ0} + (I_{к01}R_{б1}/h_{21э})$,

запишем

$$\frac{I_{к02}}{h_{21э}} = \frac{U_{бэ0} + (I_{к01}R_{б1}/h_{21э}) - U_{бэ0}}{R_{б2}}$$

или после соответствующих сокращений

$$I_{к02} = I_{к01} \frac{R_{б1}}{R_{б2}}. \quad (4.27)$$

При равенстве сопротивлений базовых резисторов $R_{б1}$ и $R_{б2}$ коллекторные токи транзисторов VT_1 и VT_2 равны и не зависят от напряжений на эмиттерных переходах транзисторов, т. е. в широком диапазоне температуры, несмотря на изменения $U_{бэ0}$ токи $I_{к01} \approx I_{к02}$, соответствующие заданному режиму по постоянному току каскада, останутся практически неизменными. Необходимое значение коллекторных токов транзисторов определим по формуле

$$I_{к02} \approx I_{к01} \approx (E_k - U_{к01})/R_{к1} - I_{б02} \approx (E_k - U_{к01})/R_{к1}.$$

Полагая $E_k \gg U_{к01}$, получим

$$I_{к01} \approx I_{к02} \approx E_k/R_{к1}. \quad (4.28)$$

Выражение (4.28) позволяет отметить интересное свойство схемы: коллекторный ток транзистора VT_1 не зависит от нагрузки $R_{к2}$ и определяется величиной коллекторного тока транзистора VT_2 . Схемы, обладающие таким свойством, получили название токового зеркала или отражателя тока. Простейшая схема токового зеркала приведена на рис. 4.8 и отличается от схемы рис. 4.7 лишь отсутствием резисторов $R_{б1} = R_{б2}$. Коллекторный ток $I_{к1}$ в схеме токового зеркала является входным и управляет выходным током (коллекторным током транзистора VT_2), который не зависит от нагрузки.

§ 4.3. Частотные искажения в схеме с общим эмиттером. Область низких частот

В области низких частот полосы пропускания ($f < f_n$) емкостные сопротивления разделительных конденсаторов в схеме (см. рис. 4.5)

$$X_{Cp1} = 1/(j\omega C_{p1}), \quad X_{Cp2} = 1/(j\omega C_{p2})$$

возрастают настолько, что становятся соизмеримыми с входным и выходным сопротивлениями каскадов, образуя делитель напряжения.

С уменьшением частоты возрастает емкостное сопротивление конденсатора в цепи эмиттера $X_{C_3} = 1/(j\omega C_3)$, что приводит к появлению отрицательной обратной связи по переменному току.

В результате совместного действия этих факторов коэффициент усиления усилителя уменьшается, образуя «завал» амплитудно-частотной характеристики в области низких частот.

Коэффициент низкочастотных искажений каскада определяется произведением коэффициентов низкочастотных искажений, обусловленных влиянием на K_u каждого конденсатора в отдельности, т. е. $M_n = M_{нср1} M_{нср2} M_{нс3}$.

Определим влияние на K_u конденсатора $C_{р1}$, считая в данном случае влияние остальных конденсаторов несущественным. В этом случае эквивалентная схема рис. 4.5 будет отличаться от эквивалентной схемы рис. 4.1, б лишь наличием конденсатора $C_{р1}$, включенного последовательно с сопротивлением R_r и входным сопротивлением каскада $h_{11э}$ (без учета влияния на K_u резисторов R_1 и R_2). Тогда коэффициент усиления каскада на низкой частоте ω_n можно записать

$$\dot{K}_{un} = \frac{-h_{21э}(R_э \parallel R_n)}{R_r + h_{11э} + 1/(j\omega_n C_{р1})}. \quad (4.29)$$

Разделив числитель и знаменатель выражения (4.29) на $(R_r + h_{11э})$, получим

$$\dot{K}_{un} = \frac{K_{u0}}{1 + \frac{1}{j\omega_n C_{р1}(R_r + h_{11э})}} = \frac{K_{u0}}{1 + 1/(j\omega_n \tau_{н1})}, \quad (4.30)$$

где $K_{u0} = \frac{-h_{21э}(R_э \parallel R_n)}{R_r + h_{11э}}$ — коэффициент усиления каскада на средних частотах полосы пропускания; $\tau_{н1} = C_{р1}(R_r + h_{11э})$ — постоянная времени перезаряда конденсатора $C_{р1}$.

Умножив числитель и знаменатель выражения (4.30) на комплексно-сопряженный множитель, будем иметь модуль коэффициента усиления

$$K_{un} = \frac{K_{u0}}{\sqrt{1 + (1/\omega_n \tau_{н1})^2}}. \quad (4.31)$$

Отсюда найдем выражение для коэффициента частотных искажений, обусловленных конденсатором $C_{р1}$:

$$M_{нср1} = K_{u0}/K_{un} = \sqrt{1 + (1/\omega_n \tau_{н1})^2}. \quad (4.32)$$

Влияние резисторов R_1 и R_2 на K_u можно учесть, заменив постоянную времени $\tau_{н1}$ постоянной времени $\tau'_{н1} = C_{р1}[R_r + (R_1 \parallel R_2 \parallel h_{11э})]$.

Определим теперь влияние на K_u только конденсатора $C_{р2}$. Дополнив эквивалентную схему, представленную на рис. 4.1, б кон-

денсатором C_{p2} , включенным последовательно с нагрузкой R_H , запишем ток нагрузки

$$i_{\text{вых}} = h_{21э} i_6 \frac{R_K}{R_K + R_H + (1/j\omega C_{p2})},$$

а напряжение на нагрузочном сопротивлении R_H

$$u_{\text{вых}} = u_H = i_{\text{вых}} R_H = h_{21э} i_6 \frac{R_K R_H}{R_K + R_H + 1/j\omega C_{p2}}.$$

Принимая во внимание, что $e_r = i_6 (R_r + h_{11э})$, коэффициент усиления по напряжению в области низких частот

$$\dot{K}_{uH} = \frac{h_{21э} R_K R_H}{[R_K + R_H + (1/j\omega_H C_{p2})] (R_r + h_{11э})}. \quad (4.33)$$

Разделив числитель и знаменатель выражения (4.33) на $R_K + R_H$, получим

$$\dot{K}_{uH} = \frac{K_{u0}}{1 + \frac{1}{j\omega_H C_{p2} (R_K + R_H)}} = \frac{K_{u0}}{1 + (1/j\omega_H \tau_{H2})},$$

где $\tau_{H2} = C_{p2} (R_K + R_H)$ — постоянная времени перезаряда конденсатора C_{p2} .

Записав модуль коэффициента усиления

$$K_{uH} = \frac{K_{u0}}{\sqrt{1 + (1/\omega_H \tau_{H2})^2}}, \quad (4.34)$$

найдем коэффициент частотных искажений, создаваемых конденсатором C_{p2} :

$$M_{Hcp2} = \sqrt{1 + (1/\omega_H \tau_{H2})^2}. \quad (4.35)$$

Теперь оценим влияние на K_u только конденсатора в эмиттерной цепи $C_э$. В этом случае эквивалентная схема рис. 4.5 соответствует эквивалентной схеме рис. 4.1, б, дополненной параллельным соединением резистора $R_э$ и конденсатора $C_э$, включенным последовательно сопротивлению $r_э$. Тогда коэффициент усиления каскада на низкой частоте будет определяться выражением

$$\dot{K}_{uH} = \frac{h_{21э} (R_K || R_H)}{R_r + r_э + (1 + h_{21э}) \left[r_э + \left(R_э || \frac{1}{j\omega_H C_э} \right) \right]}. \quad (4.36)$$

Разделив числитель и знаменатель выражения (4.36) на $R_r + h_{11э}$, после преобразований, получим

$$\dot{K}_{uH} = \frac{K_{u0}}{1 + \frac{R_э (1 + h_{11э})}{(R_r + h_{11э}) (1 + j\omega_H R_э C_э)}}.$$

Полагая, что сопротивление резистора R_3 так велико, что выполняется неравенство $\omega_n R_3 C_3 \gg 1$, будем иметь

$$K_{ин} = \frac{K_{ш0}}{1 + \frac{1 + h_{21э}}{(R_{г} + h_{11э}) C_3 j \omega_n}} = \frac{K_{ш0}}{1 + \frac{1}{j \omega_n \tau_{нэ}}},$$

$$\tau_{нэ} = \frac{R_{г} + h_{11э}}{1 + h_{21э}} C_3 = \left(r_3 + \frac{r_6 + R_{г}}{1 + h_{21э}} \right) C_3 \quad (4.37)$$

— постоянная времени перезаряда конденсатора C_3 через сопротивление транзистора переменному току со стороны эмиттера, которое шунтирует резистор R_3 . При малых $R_{г}$, когда выполняется соотношение

$$R_{г} + r_6 \ll (1 + h_{21э}) r_3,$$

формула для $\tau_{нэ}$ упрощается

$$\tau_{нэ} \approx r_3 C_3. \quad (4.38)$$

Записав модуль коэффициента усиления

$$K_{ин} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (1/\omega_n \tau_{нэ})^2}}, \quad (4.39)$$

определим коэффициент частотных искажений, создаваемых конденсатором C_3 ,

$$M_{н C_3} = \sqrt{1 + (1/\omega_n \tau_{нэ})^2}. \quad (4.40)$$

Из формул для частотных искажений, создаваемых каждым конденсатором отдельно, можно определить емкости конденсаторов, обеспечивающие заданное значение $M_{н}$. При $M_{н} = \sqrt{2}$ и $f_{н} = 10 \dots 100$ Гц емкости разделительных конденсаторов усилителей на биполярных транзисторах лежат в пределах десятков микрофарад, а конденсаторов, шунтирующих резисторы в эмиттерных цепях, — в пределах сотен микрофарад.

Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями каскада, определяется отношением мнимой части $K_{ин}$ к действительной и складывается из трех составляющих, обусловленных 1) только входной цепью, создающей низкочастотные искажения, $\text{tg } \varphi_{н1} = 1/(\omega_n \tau_{н1})$; 2) выходной цепью $\text{tg } \varphi_{н2} = 1/(\omega_n \tau_{н2})$; 3) эмиттерной цепью $\text{tg } \varphi_{нэ} = 1/\omega_n \tau_{нэ}$.

Результирующий фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями каскада, обусловленный всеми цепями, создающими низкочастотные искажения, определяется как сумма фазовых углов

$$\varphi_{н} = \varphi_{н1} + \varphi_{н2} + \varphi_{нэ}. \quad (4.41)$$

Область высоких частот амплитудно-частотной характеристики усилителя определяется свойствами транзисторов. Упрощенная эквивалентная схема коллекторной цепи усилителя, работающего на комплексную нагрузку $R_K - C_H$ в области высоких частот, представлена на рис. 4.9.

В эквивалентных схемах коллекторных цепей промежуточных и входного каскадов сопротивление R_K и емкость C_H заменяются входными сопротивлением и емкостью последующего каскада усилителя.

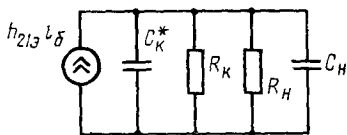


Рис. 4.9

С увеличением частоты часть коллекторного тока транзистора отводится в цепь параллельно соединенных емкостей C_K^* и C_H , в результате чего уменьшается ток нагрузки, а следовательно, и выходное напряжение,

образуя завал АЧХ в области высоких частот.

Коэффициент усиления на высокой частоте одного каскада

$$K_{ув} = \frac{\dot{u}_{вых}}{\dot{u}_{вх}} = \frac{h_{21э} i_б \frac{1}{j\omega_B (C_K^* + C_H)} \parallel R_K \parallel R_H}{i_б h_{11э}}$$

После преобразований получим следующее выражение:

$$K_{ув} = \frac{K_{u0}}{1 + j\omega_B (C_K^* + C_H) (R_K \parallel R_H)}$$

Запишем модуль коэффициента усиления

$$K_{ув} = \frac{K_{u0}}{1 + \sqrt{(\omega_B \tau_K)^2}}, \quad (4.42)$$

где $\tau_K = (C_K^* + C_H) (R_K \parallel R_H) = C_{эКВ}^* (R_K \parallel R_H)$ — постоянная времени перезаряда эквивалентной емкости коллекторного перехода

$$C_{эКВ}^* = C_K^* + C_H = C_K (1 + h_{21э}) + C_H.$$

Из формулы (4.42) найдем коэффициент высокочастотных искажений, создаваемых емкостью $C_{эКВ}^*$:

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_K)^2}. \quad (4.43)$$

В области высоких частот следует также учитывать комплексный характер коэффициента $h_{21э}$, зависящего от частоты следующим образом:

$$h_{21э} = h_{21э0} / (1 + j\omega \tau_B),$$

где τ_B — постоянная времени коэффициента передачи тока базы, определяемая, в основном, временем жизни неосновных носителей заряда в базе транзистора; $h_{21э0}$ — коэффициент усиления по току на низкой частоте.

С учетом совместного влияния постоянных времени τ_p и τ_k коэффициент высокочастотных искажений одного каскада усилителя определяется выражением

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}, \quad (4.44)$$

где

$$\tau_B = \tau_p + \tau_k. \quad (4.45)$$

При $C_H = 0$ для высокочастотных дрейфовых транзисторов, у которых время жизни неосновных носителей в базе мало, можно записать

$$\tau_B \approx \tau_k.$$

Для низкочастотных диффузионных транзисторов τ_p при $C_H = 0$ так велико, что выполняется соотношение $\tau_p \gg \tau_k$, поэтому приближенно можно считать $\tau_B = \tau_p$.

Определив из (4.44) постоянную времени одного каскада, можно выбрать тип транзистора, обеспечивающий найденное значение τ_B .

Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями одного каскада в области высоких частот находим из выражения

$$\operatorname{tg} \varphi_B = -\omega_B \tau_B. \quad (4.46)$$

Из формулы (4.46) следует, что фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями каскада с возрастанием частоты изменяется от нуля (при $\omega = 0$) до $-\pi/2$ (при $\omega \rightarrow \infty$).

§ 4.4. Широкополосные каскады с общим эмиттером

Широкополосные усилители предназначены для усиления электрических сигналов в диапазоне частот от единиц герц до десятков и даже сотен мегагерц.

Как следует из формул (4.32), (4.35), (4.40), для расширения полосы пропускания в области низких частот (уменьшения нижней граничной частоты f_H) необходимо увеличивать постоянную времени τ_H . Увеличение τ_H достигается за счет использования максимальных значений емкостей разделительных и шунтирующего конденсаторов (C_p и C_a), а также сопротивлений в цепях перезаряда этих конденсаторов. Однако при увеличении емкости конденсаторов C_p и C_a возрастают их размеры, а сопротивления в цепях перезаряда определяются параметрами транзисторов.

Для расширения полосы пропускания в области высоких частот (увеличении верхней граничной частоты f_B) необходимо уменьшать постоянную времени τ_B [см. формулу (4.44)]. С помощью высокочастотных транзисторов можно исключить влияние τ_p . Дальнейшее повышение f_B возможно за счет уменьшения C_H (при рациональном монтаже) и R_k в коллекторной цепи транзистора.

Однако уменьшение R_k приводит к снижению коэффициента усиления каскада.

Если описанные меры не обеспечивают заданного диапазона рабочих частот усилителя, то используют специальные корректирующие цепи для низких и высоких частот.

Схема усилительного каскада с низкочастотной коррекцией представлена на рис. 4.10, а. Корректирующая цепь в схеме представляет собой резистор R_ϕ , шунтированный конденсатором C_ϕ и включенный последовательно с резистором R_k . Эквивалентная схема коллекторной цепи каскада приведена на рис. 4.10, б.

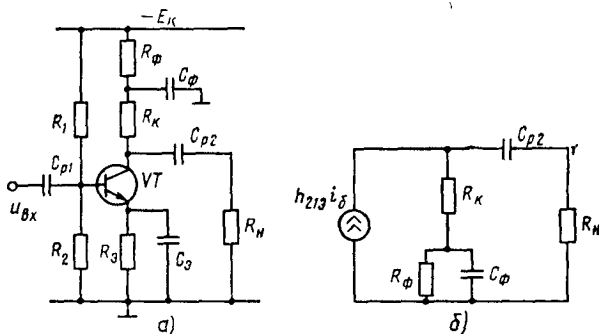


Рис. 4.10

На средней частоте емкостное сопротивление $X_{C\phi} = 1/(j\omega C_\phi)$ близко к нулю и полностью шунтирует резистор R_ϕ . На низкой частоте в коллекторной цепи транзистора имеем эквивалентное сопротивление $Z_{\text{экр}} = (R_\phi || X_{C\phi}) + R_k$, причем чем ниже частота, тем больше $Z_{\text{экр}}$. Так как $Z_{\text{экр}}$ определяет усиление каскада, то увеличение $Z_{\text{экр}}$ компенсирует снижение коэффициента усиления за счет влияния конденсаторов C_p и C_3 и тем самым расширяется полоса пропускания в области низких частот.

При выполнении неравенств

$$\left. \begin{aligned} R_k &\ll R_N, \\ R_k &\ll r_k^* \end{aligned} \right\} \quad (4.47)$$

выражение, характеризующее относительную неравномерность амплитудно-частотной характеристики каскада с низкочастотной коррекцией, можно записать

$$\left(\frac{K_{UH}}{K_{U0}} \right)_{\text{кор}} = \left(\frac{1}{M_H} \right)_{\text{кор}} = \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{q+1}{m} \right)^2 \frac{1}{\Omega_H^4}}{1 + \frac{m^2 + q^2}{m^2} \frac{1}{\Omega_H^2} + \frac{q^2}{m^2} \frac{1}{\Omega_H^2}}}, \quad (4.48)$$

где $m = R_k C_\phi / (R_N C_{p2})$, $q = R_k / R_\phi$, $\Omega_H = \omega R_N C_{p2}$.

На рис. 4.11, а по формуле (4.48) в полулогарифмическом масштабе при $q=0,1$ и различных значениях m построено семейство обобщенных амплитудно-частотных характеристик. Из рисунка видно, что с уменьшением m полоса пропускания усилителя в области низких частот расширяется. Характеристика, построенная при $m \rightarrow \infty$, соответствует характеристике некорректированного каскада, так как при $C_\Phi = \infty$ резистор R_Φ полностью закорочен при любой сколь угодно малой частоте. При $m=1$, т. е. при $C_\Phi R_\Phi = R_{н1} C_{p2}$, будем иметь оптимальную фазочастотную характеристику, когда фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями равен нулю в наибольшем диапазоне частот (рис. 4.11, б).

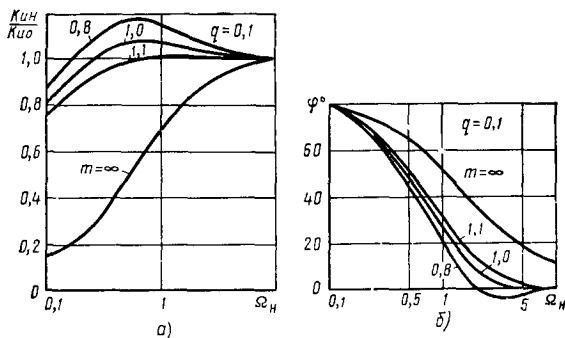


Рис. 4.11

В этом случае, а также при $m < 1$ возникает перекомпенсация ($K_{иn} > K_{иo}$). Увеличение m до значения $m=1,1$, при котором устраняется перекомпенсация, ухудшит фазочастотную характеристику.

Устранить перекомпенсацию при $m=1$ можно путем уменьшения q . Чем меньше q , тем эффективнее коррекция. Обычно выбирают $q=0,05$, так как дальнейшее его уменьшение за счет увеличения R_Φ приводит к недопустимым потерям мощности в коллекторной цепи транзистора.

При использовании в качестве усилительных элементов полевых транзисторов расчетные соотношения и выводы, полученные для широкополосного каскада на биполярном транзисторе, справедливы, так как выполняются, и даже в большей степени, неравенства (4.47), на основании которых выведена формула (4.48).

Принципиальная и эквивалентная схемы каскада с высокочастотной коррекцией даны на рис. 4.12 (а, б). Высокочастотная коррекция каскада осуществляется с помощью цепочки R_0-C_0 , сопротивление которой $Z_0 = R_0 \parallel \frac{1}{j\omega C_0}$ создает частотно-зависимую отрицательную обратную связь по току. При построении эквивалентной

схемы пренебрегаем сопротивлением $r_э$, так как для создания эффективной отрицательной обратной связи необходимо выполнить условие $R_0 \gg r_э$. С повышением частоты сопротивление Z_0 , определяющее глубину отрицательной обратной связи, уменьшается и коэффициент усиления каскада возрастает. Таким образом происходит компенсация снижения коэффициента усиления в области высоких частот, обусловленного влиянием параметров транзистора.

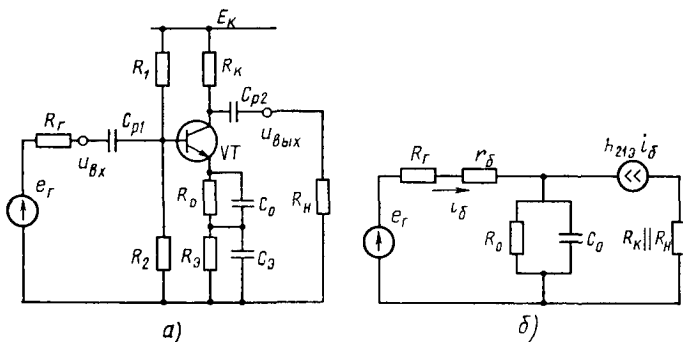


Рис. 4.12

Емкость конденсатора C_0 выбирают из условия

$$R_0 \ll 1/(\omega_0 C_0), \quad (4.49)$$

где ω_0 — средняя частота полосы пропускания.

На низких и средних частотах полосы пропускания влиянием емкости C_0 можно пренебречь; коэффициент усиления $K_{u\text{ос}}$ в соответствии с эквивалентной схемой на рис. 4.12, б, где полагаем $C_0 = 0$, $R_1 \parallel R_2 = \infty$,

$$K_{u\text{ос}} = \frac{h_{21э} (R_k \parallel R_H)}{R_r + r_б + (1 + h_{21э}) (R_0 + r_э)}, \quad (4.50)$$

Зная глубину, обратной связи $F = K_{u0}/K_{u\text{ос}}$, создаваемой резистором R_0 на средних частотах, можно найти постоянную времени корректирующей цепи $\tau_0 = R_0 C_0$, обеспечивающую оптимальную амплитудно-частотную характеристику при $R_0 \gg R_r + r_б$.

$$\tau_0 = \frac{\tau_n}{F + 1} \sqrt{\frac{2F}{F - 1} - 1}. \quad (4.51)$$

Высокочастотная коррекция полосы пропускания с помощью цепочки обратной связи наиболее широко применяется в каскадах на биполярных транзисторах, так как отрицательная обратная связь увеличивает температурную стабильность транзисторного каскада. Применяется также высокочастотная коррекция с помощью индуктивной катушки L_k , включенной последовательно с кол-

латорным резистором R_K (рис. 4.13). С повышением частоты увеличивается полное сопротивление нагрузки коллектора $Z_K = R_K + j\omega L_K$, а следовательно, и коэффициент усиления каскада, тем самым компенсируется снижение коэффициента усиления.

Широкополосные усилители можно использовать для усиления импульсных сигналов. Любой импульсный сигнал в общем случае можно разложить в гармонический ряд, состоящий из суммы бесконечного числа синусоидальных составляющих различной амплитуды, частоты и фазы. Чем шире полоса пропускания, тем больше число составляющих гармонического ряда пройдет через усилитель с минимальными частотными искажениями и тем точнее будет воспроизведена на выходе усилителя форма входного импульса.

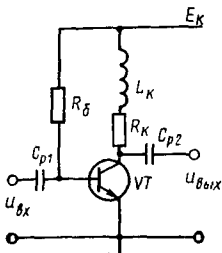


Рис. 4.13

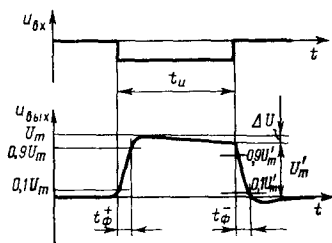


Рис. 4.14

Для усилителей импульсных сигналов частотные искажения определяются непосредственно по форме выходного сигнала при подаче на вход усилителя единичного скачка напряжения $U_{вх} = 1(t)$ В.

Изменение переходной функции $h(t) = U_{вых}/1(t)$ В во времени называется переходной характеристикой. Для определения частотных искажений импульсного сигнала по переходной характеристике вводят следующие параметры (рис. 4.14): t_{ϕ}^+ , t_{ϕ}^- — времена положительного и отрицательного фронтов, обусловленные частотными искажениями в области высоких частот; $\delta U = \Delta U/U_m$ — относительное снижение (срез) вершины, обусловленное частотными искажениями в области низких частот:

$$t_{\phi} \approx 0,35/f_{в}; \quad \delta U = 1 - e^{-t_{и} \cdot 2\pi f_{н}}$$

где $t_{и}$ — длительность импульса.

Расчет элементов цепей низкочастотной и высокочастотной коррекции в схеме широкополосного усилителя

1. Рассчитать элементы цепи низкочастотной коррекции в широкополосном каскаде усиления (см. рис. 4.10, а), если сопротивления в коллекторной цепи R_K и R_n равны 120 и 1,5 Ом. Низшая граничная частота выходной цепи усилителя без коррекции по уровню 0,707 $K_{ц0}$ ($M_n = \sqrt{2}$) равна $\omega_n = 100$ Гц. Решение: а) выбираем $q = R_K/R_{\phi} = 0,08$; б) определяем сопротивление резистора кор-

ректирующей цепи $R_{\Phi} = 1,5 \text{ кОм}$; в) определяем постоянную времени $\tau_n = 1/\omega_n = C_{p2}(R_K + R_K) = 10 \text{ мс}$, г) находим емкость разделительного конденсатора $C_{p2} = 6,3 \text{ мкФ}$; д) из условия обеспечения оптимальной коррекции $m=1$ определяем емкость корректирующего конденсатора

$$C_{\Phi} = R_{\Phi} C_{p2} / R_K = 78 \text{ мкФ}.$$

2. Определить элементы цепи высокочастотной коррекции в широкополосном каскаде усиления (см. рис. 4.12, а) на биполярном транзисторе с параметрами $h_{21\beta} = 40$, $r_6 = 120 \text{ Ом}$, $r_3 = 10 \text{ Ом}$, $C_K = 15 \text{ пФ}$, $\tau_{\beta} = 3 \text{ мкс}$. Параметры схемы: $R_r = 100 \text{ Ом}$, $R_K = R_n = 1,2 \text{ кОм}$. Коэффициент усиления каскада в области средних частот $K_{u \text{ ос}} = 6$.

Решение: а) находим сопротивление резистора R_0 из формулы (4.50): $R_0 = 80 \text{ Ом}$; б) определяем постоянную времени: $\tau_b = \tau_{\beta} + C_K(1+h_{21\beta})R_K \parallel R_n = 3,3 \text{ мкс}$; в) находим из формулы (4.15) коэффициент усиления без обратной связи: $K_{u0} = 38$; г) определяем глубину обратной связи $F = K_{u0}/K_{u \text{ ос}} = 38/6 \approx 6,3$; д) определяем постоянную времени корректирующей цепи из формулы (4.51) $\tau_0 = 0,56 \text{ мкс}$; е) находим емкость корректирующего конденсатора $C_0 = 0,07 \text{ мкФ}$.

§ 4.5. Каскад с общей базой (повторитель тока)

На рис. 4.15, а, б даны принципиальная схема каскада с общей базой (ОБ) и соответствующая ей эквивалентная схема в области средних частот полосы пропускания для переменного сигнала.

В эквивалентной схеме (см. рис. 4.15, б) $h_{21\beta} i_3$ — зависимый генератор тока в коллекторной цепи транзистора; $h_{21\beta} = i_K / i_3$ — коэффициент передачи тока транзистора в схеме ОБ; r_K — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода.

Сопротивление $r_K = r_K^* (1 + h_{21\beta})$ и составляет единицы мегаом.

Значение r_K обычно намного превышает значение R_K и при анализе эквивалентной схемы, как правило, не учитывается.

Так как эквивалентные схемы каскадов ОЭ и ОБ по своей структуре одинаковы, то выражения для

показателей каскада ОБ можно получить, заменив параметры $h_{21\beta}$, r_3 , r_6 в выражениях, выведенных для каскада ОЭ, на параметры $h_{21\beta}$, r_6 , r_3 . Таким образом, пренебрегая сопротивлением резистора R_3 , будем иметь

$$h_{11\text{б}} = r_3 + (1 - h_{21\beta})r_6 = r_3 + r_6 / (1 + h_{21\beta}); \quad (4.52)$$

$$R_{\text{выхб}} = (1/h_{21\beta}) R_K \approx R_K; \quad (4.53)$$

$$K_u = h_{21\beta} R_K / h_{11\text{б}} \quad (4.54)$$

или с учетом нагрузки и внутреннего сопротивления генератора входного сигнала

$$K_u = \frac{h_{21}(R_k R_{in})}{R_r + h_{116}}; \quad (4.55)$$

$$K_i = h_{216} \frac{R_r}{R_r + h_{116}} \frac{R_k}{R_k + R_n} < 1.$$

При $R_r \gg h_{116}$, $R_k \gg R_n$ имеем $K_i \approx 1$, т. е. в этом случае каскад работает как повторитель тока.

При $K_i \approx 1$ коэффициент усиления мощности $K_p = K_u K_i \approx K_u$.

Таким образом, коэффициент усиления мощности в каскаде с общей базой всегда меньше, чем в каскаде с общим эмиттером.

Схема с общей базой не требует специальных мер по стабилизации рабочей точки покоя, так как база транзистора заземлена и сопротивление R_6 в формуле (4.19) определяется омическим сопротивлением базы, т. е.

$$R_6 = r_6, \quad R_3 \gg r_6, \quad s \approx \frac{h_{213}}{1 + h_{213}} \approx 1.$$

Вследствие малого входного сопротивления и $K_i < 1$ схема ОБ в качестве предварительного усилителя напряжения применяется редко, хотя следует отметить большую линейность выходных характеристик и большую в $(1 + h_{213})$ раз граничную частоту усиления тока $f_a = f_b(1 + h_{213})$ по сравнению со схемой ОЭ.

Каскад с общей базой находит широкое применение как составная часть предварительных усилителей, изменяя их свойства в нужную сторону. Примерами таких усилителей являются дифференциальные и каскодные схемы, рассмотренные в разделах § 5.3 и 13.2.

§ 4.6. Каскад с общим коллектором (повторитель напряжения)

Принципиальная схема каскада с общим коллектором (эмиттерного повторителя) и соответствующая ей эквивалентная схема в области средних частот полосы пропускания для переменного сигнала показаны на рис. 4.16, а, б.

Преобразовав на эквивалентной схеме комбинацию сопротивлений r_k^* , r_3 , R_3 , R_n в одно сопротивление $R_0 = r_k^* \parallel [r_3 + (R_3 \parallel R_n)]$, получим эквивалентную схему, изображенную на рис. 4.17.

Используя схему рис. 4.17, найдем входное сопротивление каскада ОК:

$$R_{вхк} = h_{11к} = u_{вх} / i_{вх}.$$

Так как $i_{вх} = i_6$, $u_{вх} = i_6 r_6 + R_0(i_6 + h_{213} i_6) = i_6[r_6 + R_0(1 + h_{213})]$,

то

$$h_{11к} = r_6 + R_0(1 + h_{213}). \quad (4.56)$$

Формула (4.56) совпадает с формулой (4.4), если заменить R_0 на r_3 . Так как $R_0 \gg r_3$, то входное сопротивление каскада ОК значительно больше входного сопротивления каскада ОЭ.

При выполнении обычных соотношений $h_{213} \gg 1$, $r_3 \ll R_3 \parallel R_H$, $r_K^* \gg R_3 \parallel R_H$, $r_6 \ll h_{213} R_0$ формула (4.56) упрощается,

$$R_{\text{вхк}} = h_{11\text{к}} \approx h_{213} (R_3 \parallel R_H). \quad (4.57)$$

Входное сопротивление каскада ОК может быть ограничено сопротивлением резистора в базовой цепи R , с учетом которого

$$R'_{\text{вхк}} = h'_{11\text{к}} \approx h_{11\text{к}} \parallel R. \quad (4.58)$$

Если к выходным зажимам каскада подключить переменное напряжение, замкнув источник входного сигнала и разомкнув нагрузку, то выходное сопротивление каскада ОК будет определяться при $R_T = 0$ параллельным включением сопротивления резистора R_3 и эквивалентного, соответствующего входному сопро-

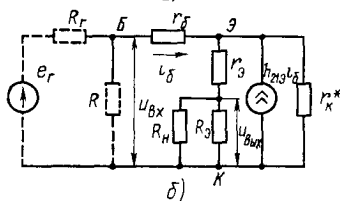
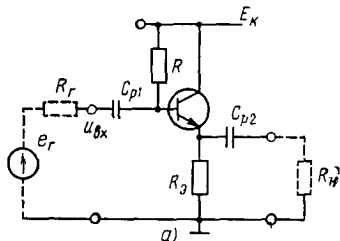


Рис. 4.16

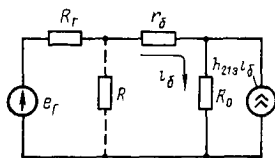


Рис. 4.17

тивлению схемы каскада ОБ, т. е.

$$R_{\text{вхк}} = R_3 \parallel h_{11\text{б}} = R_3 \parallel \left(r_3 + \frac{r_6}{1 + h_{213}} \right). \quad (4.59)$$

При достаточно больших значениях коэффициента h_{213} , когда $r_3 \gg r_6 / (1 + h_{213})$, формулу (4.59) можно упростить, т. е. $R_{\text{вхк}} \approx r_3 \parallel R_3$. Поскольку $R_3 \gg r_3$, окончательно получим

$$R_{\text{вхк}} \approx r_3. \quad (4.60)$$

Если при определении $R_{\text{вхк}}$ учесть сопротивления R_T и R , то формула (4.59) будет иметь вид

$$R_{\text{вхк}} = R_3 \parallel \left[r_3 + \frac{r_6 + (R_T \parallel R)}{1 + h_{213}} \right], \quad (4.61)$$

откуда следует, что выходное сопротивление каскада ОК возрастает с увеличением внутреннего сопротивления генератора входного сигнала.

Напряжение на переходе эмиттер — база транзистора является алгебраической суммой входного $u_{вх}$ и выходного $u_{вых}$ напряжений, действующих во входной цепи усилителя в противофазе, т. е. $u_{бэ} = u_{вх} - u_{вых}$.

Таким образом, в схеме каскада ОК имеется 100%-ная отрицательная обратная связь по напряжению, в значительной степени определяющая свойства каскада.

Поскольку напряжение $u_{бэ}$ определяется входной характеристикой транзистора $i_{бэ} = f(u_{бэ})$ и сравнительно мало изменяется во всем диапазоне изменения входного напряжения, приращение выходного напряжения практически равно приращению входного, т. е. сигнал на выходе повторяет форму сигнала на входе схемы.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{i_{э}(R_{э} \parallel R_{н})}{i_{б} R_{вхк}} = \frac{(1 + h_{21э})(R_{э} \parallel R_{н})}{R_{вхк}} < 1, \quad (4.62)$$

где $R_{вхк}$ — определяется из формулы (4.56).

С учетом сопротивлений $R_{г}$ и R будем иметь

$$K_u = \frac{u_{вых}}{e_{г}} = (1 + h_{21э}) \frac{R_{э} \parallel R_{н}}{(R_{вхк})} \frac{R_{г} R_{вхк}}{R_{г} + (R \parallel R_{вхк})}.$$

Коэффициент усиления по току

$$K_i \approx i_{н}/i_{г} = (1 + h_{21э}) \frac{R_{г} R_{э}}{(R_{г} + h_{11к})(R_{э} + R_{н})}.$$

Таким образом, каскад ОК по своим усилительным свойствам уступает каскаду ОЭ из-за отрицательной обратной связи. Однако, обладая высоким входным и низким выходным сопротивлениями, каскад ОК широко используется в предварительных усилителях для повышения коэффициента усиления по напряжению каскада ОЭ, работающего от генератора входного сигнала с большим внутренним сопротивлением $R_{г} \gg h_{11э}$, на низкоомную нагрузку $R_{н} \ll R_{к}$. Включенный на входе каскада с общим эмиттером повторитель напряжения (каскад ОК) преобразует большое сопротивление $R_{г}$ в малое $R_{вхк}$, поэтому

$$K_{uэ} = - \frac{h_{21э}(R_{к} \parallel R_{н})}{R_{вхк} + h_{11э}} \gg \frac{h_{21э}(R_{к} \parallel R_{н})}{R_{г} + h_{11э}}.$$

При включении повторителя на выходе каскада ОЭ низкоомная нагрузка $R_{н}$ преобразуется в высокоомную, равную входному сопротивлению повторителя $R_{вхк}$. При этом

$$K_{uэ} = \frac{h_{21э}(R_{к} \parallel R_{вхк})}{R_{г} + h_{11э}} \gg \frac{h_{21э}(R_{к} \parallel R_{н})}{R_{г} + h_{11э}}.$$

Благодаря отрицательной обратной связи каскад ОК обладает также меньшими нелинейными искажениями и большей стабильностью характеристик, чем каскад ОЭ.

Повысить входное сопротивление и коэффициент усиления по току эмиттерного повторителя можно также используя составной транзистор, представляющий собой схемную комбинацию из двух отдельных транзисторов VT' и VT'' , в которой эмиттерный ток одного транзистора является базовым током другого, а коллектор-

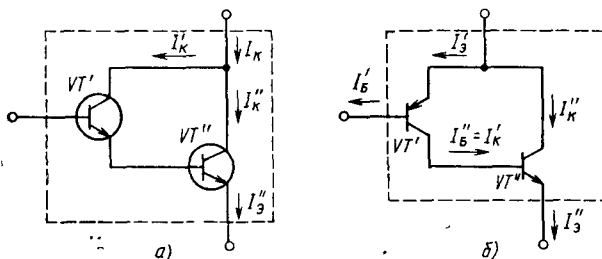


Рис. 4.18

ный ток — суммой коллекторных токов отдельных транзисторов (рис. 4.18, а). Коэффициент усиления по току составного транзистора

$$h_{21э\text{ сост}} = I_K / I_B = (I_K' + I_K'') / I_B' = I_K' / I_B' + I_K'' / I_B'.$$

Учитывая, что

$$I_K' / I_B' = h_{21э}, \quad I_B' = I_B'' / (1 + h_{21э}) = I_B'' / (1 + h_{21э}), \quad I_K'' / I_B' = h_{21э},$$

будем иметь

$$h_{21э\text{ сост}} = h_{21э} + h_{21э} + h_{21э} h_{21э} \approx h_{21э}^2, \quad (4.63)$$

т. е. коэффициент усиления по току составного транзистора равен произведению коэффициентов усиления по току отдельных транзисторов.

Включив в схему повторителя (рис. 4.16, а) вместо транзистора VT составной транзистор, состоящий из транзисторов VT' и VT'' , получим при $R \rightarrow \infty$

$$\left. \begin{aligned} K_I &\approx h_{21э}' h_{21э}'' \frac{R_r}{(R_r + h_{11к})} \frac{R_э}{(R_э + R_H)} \approx h_{21э}' h_{21э}'' \\ R_{вхк} &= h_{21э}' h_{21э}'' (R_э \parallel R_H). \end{aligned} \right\} (4.64)$$

Аналогичные результаты можно получить, используя в схеме составного транзистора транзисторы разного типа электропроводности: $p-n-p$ и $n-p-n$ (рис. 4.18, б).

Расчет эмиттерного повторителя по постоянному току производится так же, как и в схеме ОЭ, но с учетом отсутствия резистора R_k , а его стабильность определяется из формулы (4.18).

Следует заметить, что резистор R или делитель в схеме эмиттерного повторителя на составном транзисторе не позволяют реализовать большое входное сопротивление [см. формулы (4.58) и (4.64)]. Действительно, для того чтобы резистор R не оказывал заметного влияния на входное сопротивление $h_{11к}$, необходимо принять $R \approx 10$ МОм, что невозможно, так как при этом практически крайне сложно получить необходимый ток базы.

Поэтому эмиттерный повторитель на составном транзисторе удобно использовать при непосредственной связи с источниками входного сигнала, имеющими постоянную составляющую напряжения, которая может обеспечить заданный режим эмиттерного повторителя. В остальных случаях для исключения влияния базового резистора или делителя на

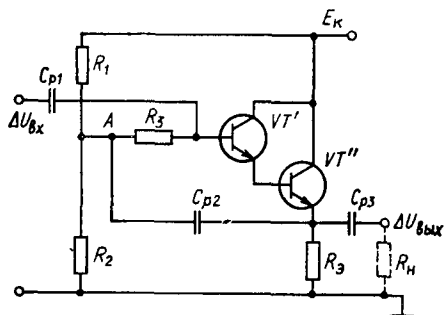


Рис. 4.19

входное сопротивление повторителя применяют так называемую следящую обратную связь (рис. 4.19).

В схеме рис. 4.19 резистор R_3 обеспечивает заданный режим по постоянному току и не превышает сотен килоом. Однако благодаря действию следящей обратной связи с выхода в точку «А» схемы сопротивление резистора переменному току $R_{3\sim}$ возрастает в $1/(1-K_u)$ раз, так как

$$R_{3\sim} = \Delta U_{вх} / \Delta I_{R_3}, \quad (4.65)$$

где $\Delta U_{вх}$ — приращение входного сигнала, вызывающее при действии следящей обратной связи приращение тока через резистор R_3 ;

$$\Delta I_{R_3} = (\Delta U_{вх} - \Delta U_{вых}) / R_3. \quad (4.66)$$

Подставляя (4.66) в (4.65), получим

$$R_{3\sim} = R_3 / (1 - K_u). \quad (4.67)$$

Из выражения (4.67) следует, что сопротивление $R_{3\sim}$ достигает десятков мегаом и таким образом практически не влияет на входное сопротивление эмиттерного повторителя.

§ 4.7. Каскад с общим истоком

Схемным аналогом каскада с общим эмиттером является каскад с общим истоком, принципиальная схема которого на транзисторе с управляющим p - n -переходом приведена на рис. 4.20.

Так как стоко-затворная характеристика полевого транзистора с n -каналом лежит в отрицательной области, то для обеспечения режима класса А необходимо отрицательное постоянное напряжение смещения $U_{зп0}$, соответствующее заданной рабочей точке покоя O .

Применение отдельного внешнего источника напряжения (батареи) неудобно, и обычно используют так называемое автоматическое смещение. В схеме с автоматическим смещением (рис. 4.20) затвор соединен с нулевой (заземленной) шиной через резистор R_3 и по постоянному току имеет потенциал $U_{з0}$, близкий к нулю.

Для установления необходимого напряжения смещения $U_{зп0} < 0$ в цепь истока полевого транзистора включен резистор $R_и$, на котором создается падение напряжения от протекания тока через транзистор $U_{Rи0} = I_{с0}R_и$. Таким образом,

$$U_{зп0} = U_{з0} - U_{Rи0} = -I_{с0}R_и \quad (4.68)$$

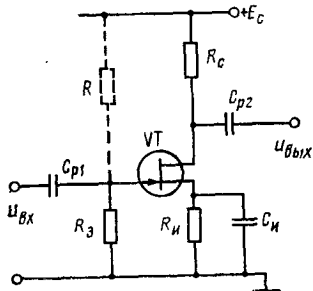


Рис. 4.20

Резистор $R_и$ не только обеспечивает заданный режим транзистора по постоянному току, но и осуществляет термостабилизацию рабочей точки покоя, так как создает отрицательную обратную связь по току, уменьшающую крутизну характеристики полевого транзистора в $(1 + SR_и)$ раз. В результате изменение тока стока, вызываемое приращением напряжения затвор — исток под действием температуры, уменьшается во столько же раз.

Чтобы исключить обратную связь по переменному току, резистор $R_и$ шунтируют конденсатором достаточно большой емкости $C_и$. При увеличении $R_и$ возрастает стабильность каскада и одновременно напряжение автоматического смещения $U_{зп0}$. Поэтому для получения необходимого напряжения $U_{зп0}$ при повышении стабильности каскада приходится задавать начальное смещение $U_{з0} > 0$ путем подключения резистора R (показан на рис. штриховой линией). Тогда будем иметь

$$U_{зп0} = -I_{с0}R_и + E_c R_3 / (R_3 + R).$$

Напряжение $U_{зп0}$ обычно выбирается из условий

$$\left. \begin{aligned} |U_{зп0}| &\approx |U_{отс}|/2, \\ |U_{зп0}| &> |U_{вх}|, \end{aligned} \right\} \quad (4.69)$$

где $U_{отс}$ — напряжение отсечки тока транзистора.

Если амплитуда входного сигнала невелика, то напряжение $U_{зп0}$ выбирается соответствующим точке нулевого дрейфа, в которой компенсируются температурные приращения тока стока, выз-

ванные изменением подвижности носителей заряда и контактной разности потенциалов между затвором и истоком.

Напряжение $U_{зи0}$, при котором температурное приращение тока стока транзистора минимально, определяется из формулы

$$|U_{зи0}| = |U_{отс}| - 0,66V.$$

Напряжение $U_{зи0}$ и крутизна S связаны с током стока транзистора $I_{с0}$ следующими соотношениями:

$$|U_{зи0}| = |U_{отс}| (1 - \sqrt{I_{с0}/I_{снач}}); \quad (4.70)$$

$$S = \frac{2}{|U_{отс}|} \sqrt{I_{снач} I_{с0}}, \quad (4.71)$$

где $I_{снач}$ — ток стока транзистора при $U_{зи} = 0$.

Используя соотношения (4.70), (4.71) для конкретного типа транзистора и задав $I_{с0}$, из формулы (4.68) после преобразований получаем выражение, связывающее сопротивление с током стока

$$R_{н} = \frac{2}{S} \left(\sqrt{\frac{I_{снач}}{I_{с0}}} - 1 \right). \quad (4.72)$$

Пусть полевой транзистор имеет параметры $I_{снач} = 40$ мА, $S = 10$ мА/В.

Задаем ток $I_{с0} = 10$ мА, тогда $R_{н} = 0,2$ кОм.

Эквивалентная схема каскада с общим истоком для переменного сигнала в области средних частот полосы пропускания приведена на рис. 4.21.

Из эквивалентной схемы (рис. 4.21) определим коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_u = -S (R_c \parallel r_i) \approx -SR_c. \quad (4.73)$$

Знак минус показывает, что выходное напряжение находится в противофазе с входным.

При включении нагрузочного резистора $R_{н}$

$$K_u \approx -S (R_c \parallel R_{н}). \quad (4.74)$$

Входное сопротивление полевого транзистора велико и составляет сотни мегаом. Поэтому входное сопротивление каскада определяется сопротивлением резистора $R_з$ в цепи затвора, включенного для обеспечения гальванической связи затвора с общей шиной.

Сопротивление резистора $R_з$ выбирается таким образом, чтобы, с одной стороны, как можно меньше шунтировать большое входное сопротивление полевого транзистора, а с другой — не со-

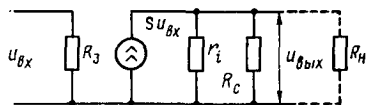


Рис. 4.21

здавать заметного падения напряжения от протекания через R_3 тока утечки обратносмещенного управляющего p - n -перехода. Обычно выбирают $R_3 = R_{вх} = 1 \dots 3 \text{ МОм}$.

Большое входное сопротивление является достоинством каскада на полевом транзисторе при использовании его в качестве входных каскадов усилителей напряжения, так как в этом случае наиболее полно обеспечивается условие $R_{г} \ll R_{вх}$.

Найдем выходное сопротивление каскада, замкнув источник входного сигнала и подключив к выходным зажимам каскада переменное напряжение,

$$R_{выхн} = R_c \parallel r_i \approx R. \quad (4.75)$$

Таким образом, выходное сопротивление каскада определяется сопротивлением резистора в стоковой цепи полевого транзистора

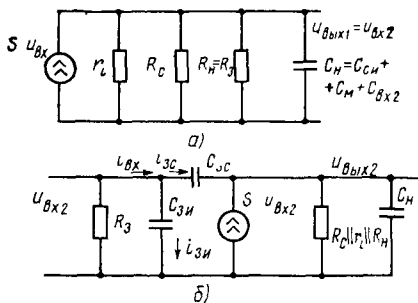


Рис. 4.22

по формулам (4.32), (4.35) и (4.40), выведенным для каскада с общим эмиттером.

Однако применительно к каскаду ОИ постоянные времени перезаряда конденсаторов C_{p1} , C_{p2} C_n в этих формулах соответственно равны

$$\tau_{n1} = C_{p1} (R_{г} + R_{вхн});$$

$$\tau_{n2} = C_{p2} (R_n + R_c);$$

$$\tau_{nn} \approx C_n R_n.$$

При расчете частотных искажений каскада с общим истоком в области высоких частот по формуле (4.43) следует учитывать, что S — крутизна характеристики полевого транзистора — является действительной величиной, не зависящей от частоты. Тогда постоянная времени τ_n в формуле (4.43) будет определяться для каскада с общим истоком в основном перезарядом емкости в цепи нагрузки. Из эквивалентной схемы каскада с общим истоком в области высоких частот (рис. 4.22, а) следует $\tau_n = C_n (r_i \parallel R_c \parallel R_n)$.

Если нагрузкой каскада с общим истоком является аналогичный каскад, то емкость нагрузки складывается из входной емкости полевого транзистора нагрузочного каскада $C_{вх2} = C_{вхпт}$, емкости сток — исток рассматриваемого каскада $C_{си}$ и емкости монтажа C_m , т. е. $C_n = C_{вхпт} + C_{си} + C_m$.

Определим входную емкость $C_{вхпт}$ полевого транзистора из эквивалентной схемы промежуточного (второго) каскада (рис. 4.22, б).

Емкостный ток на входе каскада

$$\begin{aligned} \dot{I}_{вх2} &= \dot{I}_{зи} + \dot{I}_{зс} = \frac{u_{вх2}}{1/j\omega C_з} + \frac{u_{вх2} + u_{вых2}}{1/j\omega C_{зс}} = \frac{u_{вх2}}{1/j\omega C_{зн}} + \\ &+ \frac{u_{вх2}(1 + K_{ш0})}{1/j\omega C_{зс}} = j\omega u_{вх2} [C_{зн} + C_{зс}(1 + K_{ш0})]. \end{aligned}$$

Отсюда найдем входное емкостное сопротивление каскада

$$X_{вхпт} = \frac{u_{вх2}}{I_{вх2}} = \frac{1}{j\omega [C_{зн} + C_{зс}(1 + K_{ш0})]}.$$

Так как

$$X_{вхпт} = 1/j\omega C_{вхпт},$$

то можно записать

$$C_{вхпт} = C_{зн} + C_{зс}(1 + K_{ш0}). \quad (4.76)$$

Из выражения (4.76) следует, что основной вклад в нагрузочную емкость C_n будет вносить проходная емкость $C_{зс}$ полевого транзистора.

§ 4.8. Каскад с общим стоком (истоковый повторитель)

Схемным аналогом эмиттерного повторителя является каскад с общим стоком (истоковый повторитель), принципиальная схема которого на полевом транзисторе и соответствующая ей эквивалентная схема в области средних частот полосы пропускания приведены на рис. 4.23.

Из эквивалентной схемы рис. 4.23, б получим

$$K_u = u_{вых}/u_{вх} \approx SR_n/(1 + SR_n) < 1; \quad (4.77)$$

$$R_{вых} = \left(R_{ш} \parallel \frac{1}{S} \right) = R_n/(1 + SR_n) \approx \frac{1}{S}; \quad (4.78)$$

$$R_{вх} = R_{ш} \parallel R_{вхпт} \approx R_з. \quad (4.79)$$

Высокое входное сопротивление $R_{вх} \approx R_з$ и малое выходное сопротивление истокового повторителя определили его основное назначение — согласование сопротивлений без изменения амплитуды сигнала.

Для повышения входного сопротивления истокового повторителя используют схему рис. 4.24, в которой резистор $R_{и}$ заменен двумя резисторами $R_{и1}$ и $R_{и2}$. Сопротивление $R_{и1}$ создает необхо-

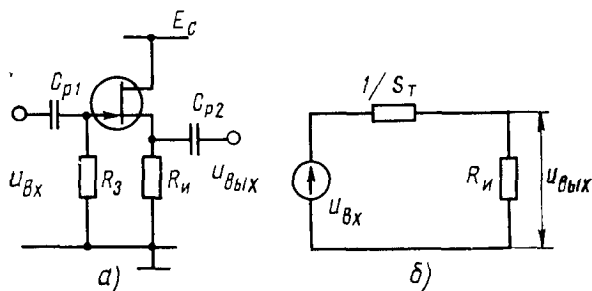


Рис. 4.23

димое автоматическое напряжение смещения $|U_{эно}| = I_{с0}R_{и1}$, так как резистор $R_з$, осуществляющий гальваническую связь между затвором и истоком, подключен в точку «а».

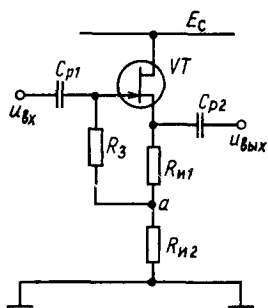


Рис. 4.24

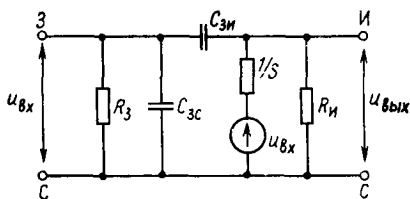


Рис. 4.25

При таком построении схемы рис. 4.24 амплитуду переменного входного тока каскада $I_{вх}$, протекающего через резистор $R_з$, можно определить как

$$I_{вх} = U_{R_з} / R_з = (U_{вх} - U_a) / R_з,$$

где $U_{R_з} = U_{вх} - U_a$ — падение напряжения на резисторе $R_з$ от протекания тока $i_{вх}$.

Записав $U_a = U_{вых} \frac{R_{и2}}{R_{и2} + R_{и1}}$, $U_{вых} = K_u U_{вх}$ и обозначив $R_{и2} / (R_{и1} + R_{и2}) = \gamma$, получим после несложных преобразований

$$U_{R_з} = U_{вх} (1 - K_u \gamma);$$

$$I_{вх} = U_{вх} (1 - K_u \gamma) / R_з.$$

Тогда входное сопротивление каскада (рис. 4.24) определяется из формулы

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{R_3}{1 - K_{u\gamma}}, \quad (4.80)$$

т. е. увеличивается в $1/(1 - K_{u\gamma})$ раз по сравнению с входным сопротивлением R_3 каскада (рис. 4.23, а).

Схема каскада (рис. 4.24) используется также и в том случае, если требуемая амплитуда выходного напряжения больше, чем напряжение автоматического смещения $U_{зш0}$, соответствующее режиму класса А.

Входную емкость каскада с общим стоком (рис. 4.23, а) определим из эквивалентной схемы в области высоких частот, представленной на рис. 4.25:

$$C_{вх} = C_{зс} + C_{зш}(1 - K_{u0}). \quad (4.81)$$

Сравним формулы (4.81) и (4.76), можно сделать

вывод, что входная емкость в схеме каскада с общим стоком много меньше, чем в схеме с общим истоком.

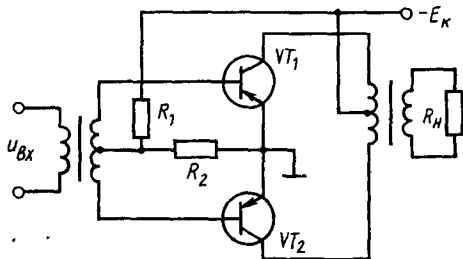


Рис. 4.26

§ 4.9. Выходные каскады (усилители мощности)

В главе 3 были рассмотрены принципы построения схем усилителей мощности, работающих в режимах А, В или АВ. Показано, что наиболее благоприятным режимом для выходных каскадов усиления мощности является режим класса АВ. Принципиальная схема двухтактного усилителя мощности на однотипных биполярных $p-n-p$ транзисторах, работающего в режиме класса АВ, приведена на рис. 4.26. Небольшое смещение напряжения $U_{б0}$, подается на базы транзисторов с помощью резисторов R_1 и R_2 .

Вместо резистора R_2 можно использовать прямосмещенный диод, создающий на базе транзистора напряжение смещения $U_{б0}$ для обеспечения режима класса АВ.

Диод осуществляет также термокомпенсацию рабочей точки покоя, так как при изменении температуры напряжение $U_{б0}$ на эмиттерном переходе транзисторов и падение напряжения на открытом диоде меняются в одну и ту же сторону. Для получения большего эффекта термостабилизации диод и транзисторы следует подбирать.

Расчет выходной мощности, КПД и нелинейных искажений в каскаде усиления мощности класса АВ можно производить с до-

статочной степенью точности по формулам (3.14), (3.16), (3.19), выведенным для режима класса В в § 3.2.

Трансформаторы, используемые в рассмотренных схемах, не позволяют снизить габариты и вес усилителей мощности, ухудшают их амплитудно-частотную характеристику. Изготовление трансформаторов требует больших затрат ручного труда, дефицитных материалов, и как элементы схемы трансформаторы имеют низкую надежность. Поэтому в настоящее время широко распространены бестрансформаторные двухтактные усилители мощности, построенные на паре транзисторов разного типа электропроводности (рис. 4.27, а).

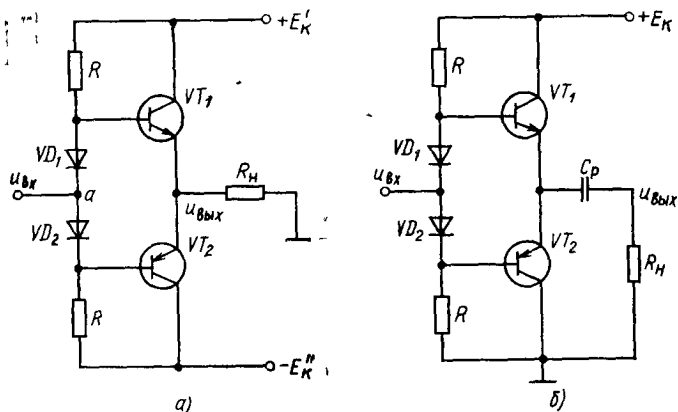


Рис. 4.27

Схема состоит из двух однотактных эмиттерных повторителей (плеч), работающих попеременно, в течение одного полупериода входного сигнала. Питание плеч осуществляется отдельно, от двух разнополярных источников постоянного напряжения E'_K и E''_K , объединенных общей шиной, которая обычно заземляется. Благодаря разному типу электропроводности транзисторов каскад не требует парафазных входных напряжений.

Отрицательная обратная связь позволяет уменьшить нелинейные искажения, а также влияние асимметрии плеч. Однако в схемах с использованием эмиттерных повторителей выходное напряжение не может превышать входное, т. е. происходит по существу лишь усиление тока. Каскад (рис. 4.27, а) работает следующим образом.

В отсутствие входного сигнала точка «а» имеет нулевой потенциал. На базе каждого из транзисторов за счет делителя $R-VD$ создается постоянное напряжение смещения $U_{б0}$, равное падению напряжения $U_{до}$ на соответствующем диоде и обеспечивающее работу каскада в режиме класса АВ. Если пренебречь

током смещения базы транзистора I_{B0} и положить $|E_K'| = |E_K''| = E_K$, то через каждый диод протекает ток

$$I_{d0} = \frac{E_K - U_{d0}}{R} \approx \frac{E_K}{R}. \quad (4.82)$$

При положительной полуволне входного напряжения с амплитудой $U_{вх}$ диоды остаются открытыми. Напряжение $U_{вх}$ поступает на базы транзисторов. При этом $p-n-p$ транзистор VT_2 запирается, а ток базы $n-p-n$ транзистора VT_1 увеличивается на величину

$$I_{B1} = \frac{U_{вх}}{h_{11к}}. \quad (4.83)$$

Ток через диод $VD1$ становится равным

$$I_{VD1} = I_R - I_{B1}, \quad (4.84)$$

где $I_R = \frac{E_K - U_{вх}}{R}$ — ток через резистор R при положительном напряжении $U_{вх}$.

Ток I_{VD1} станет равным нулю, т. е. диод $VD1$ закроется, при максимальном значении $U_{вх \max}$, которое можно определить из формулы (4.84), положив в ней $I_{VD1} = 0$. После преобразований получим

$$U_{вх \max} = E_K \frac{h_{11к}}{R + h_{11к}}. \quad (4.85)$$

Таким образом, для расширения динамического диапазона входного сигнала необходимо уменьшать сопротивление резистора R в цепи смещения. Однако при уменьшении R шунтируется входное сопротивление эмиттерного повторителя, составляющего плечо каскада.

При отрицательной полуволне входного напряжения $U_{вх}$ запирается транзистор VT_1 и увеличивается ток транзистора VT_2 .

Процессы преобразования входного сигнала в каскаде усиления мощности для положительной и отрицательной полуволн протекают в принципе одинаково. Поэтому формулы (4.83) и (4.84) для обеих полуволн входного сигнала идентичны и отличаются лишь индексами, соответствующими открытому транзистору.

Графический расчет бестрансформаторного каскада производится по выходным характеристикам транзисторов и не отличается от графического расчета каскада с использованием трансформаторов. При этом роль сопротивления R_H' в бестрансформаторном каскаде играет сопротивление R_H .

Для определения входного сопротивления, входной мощности и нелинейных искажений бестрансформаторного каскада следует пользоваться динамическими входными характеристиками, при по-

строении которых по оси абсцисс следует откладывать не напряжение $U_{бэ}$, а напряжение $U_{бэ} + I_э R_n$.

Наличие двух источников питания в схеме рис. 4.27, а может вызвать определенные неудобства при пользовании схемой. Для замены двух источников питания одним последовательно с нагрузкой включают разделительный конденсатор достаточно большой емкости (рис. 4.27, б). По постоянному току транзисторы схемы включены последовательно. Поэтому при идентичных параметрах транзисторов постоянное напряжение U_c на разделном конденсаторе C_p составляет $0,5 E_k$ и является «источником питания» для транзистора VT_2 .

Напряжение коллектор — эмиттер транзистора VT_1 равно $E_k - U_c = 0,5 E_k$.

Для исключения искажений выходного сигнала за счет конденсатора C_p необходимо, чтобы напряжение U_c оставалось постоянным в течение отрицательного полупериода (транзистор VT_2 открыт) входного синусоидального сигнала с частотой, соответствующей нижней частоте ω_n полосы пропускания. Тогда изменение напряжения на нагрузке ΔU_n будет определяться изменением напряжения на эмиттере открытого транзистора VT_2 .

Емкость конденсатора C_p выбирают, пользуясь соотношением

$$C_p \geq 1/[\omega_n (R_{выхн} + R_n)],$$

где $R_{выхн}$ — выходное сопротивление эмиттерного повторителя одного из плеч усилителя.

Методика расчета каскада не отличается от методики расчета рассмотренных каскадов усиления мощности, т. е. производится с использованием статических характеристик транзистора одного плеча. При этом следует учесть, что рабочая точка покоя соответствует уровню напряжения питания транзистора одного плеча $0,5 E_k$.

Недостатком бестрансформаторных каскадов, приведенных на рис. 4.27, является большое различие параметров у транзисторов разных типов электропроводностей. Для устранения этого недостатка промышленностью выпускаются «пары» транзисторов с одинаковыми параметрами, но разным типом электропроводности, так называемые комплементарные транзисторы, ассортимент которых соответствует различным уровням выходной мощности усилителя, например ГТ402—ГТ404, ГТ703—ГТ705, КТ502—КТ503, КТ814—КТ1815, КТ818—КТ819.

Чтобы увеличить нагрузочную мощность усилителей мощности, выполненных на основе эмиттерных повторителей, используют составные транзисторы. Принципиальная схема такого усилителя мощности приведена на рис. 4.28. В схеме (рис. 4.28) вместо резисторов R , определяющих ток диодов смещения VD_1 и VD_2 применяют источники постоянного тока I , позволяющие расширить динамический диапазон входного сигнала.

Действительно, заменяя в формуле (4.84) I_R на I и приравнявая $I_d=0$, получим

$$U_{вх\max} = I h_{11к}$$

Кроме того, источники постоянного тока, обладая высоким внутренним сопротивлением, не шунтируют высокое входное сопротивление эмиттерных повторителей на составных транзисторах $R_{вхк} = h_{21\beta 1} h_{21\beta 2} R_H \approx h_{21\beta 3} h_{21\beta 4} R_H$, что также является существенным преимуществом источника тока перед обычными резисторами R .

В качестве источника постоянного тока можно использовать транзистор, включенный по схеме с общей базой, входная цепь которого обеспечивает постоян-

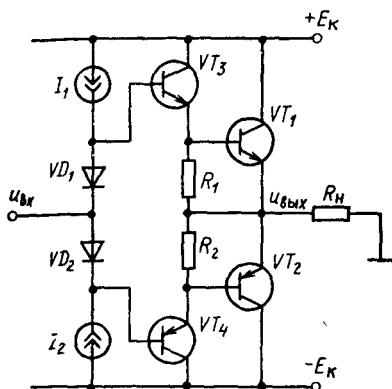


Рис. 4.28

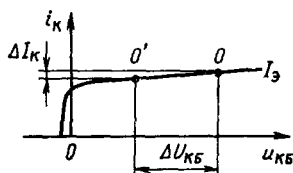


Рис. 4.29

ство тока эмиттера, т. е. $I_э = \text{const}$. Тогда при различных изменениях коллекторного напряжения $\Delta U_{кб}$ рабочая точка будет перемещаться только по одной ветви семейства выходных характеристик (рис. 4.29) и ток коллектора останется практически постоянным. Точнее, изменение коллекторного тока при изменении коллекторного напряжения $U_{кб}$ транзистора и постоянном токе эмиттера определяется значением дифференциального сопротивления коллекторного перехода

$$r_k = \Delta U_{кб} / \Delta I_k (I_э = \text{const}),$$

которое в схеме ОБ велико и составляет несколько МОм (сравните с r_k^* в схеме ОЭ).

В схеме рис. 4.30 источники постоянного тока выполнены на транзисторах VT_5 и VT_6 . Через каждый из транзисторов протекает ток

$$I_{з(5,6)} \approx I_{к(5,6)} = U_{R(3,4)} / R_{(3,4)} = \frac{U_{VD(3,4)} - U_{6э(5,6)}}{R_{3,4}},$$

где $U_{R(3,4)}$ — падение напряжения на резисторе R_3 или R_4 ; $U_{д(3,4)}$ — напряжение стабилизации стабилитрона VD_3 , (VD_4), которое, очевидно, должно превышать напряжение на эмиттерном переходе транзистора VT_5 (VT_6).

Кроме стабилитронов в цепях смещения транзистора VT_5, VT_6 можно использовать светодиод с красным свечением, падение напряжения на котором в открытом состоянии составляет 1,8 В, или два последовательно включенных выпрямительных диода.

Ток эмиттера транзистора VT_5, VT_6 выбирается из условия

$$I_{э(5,6)} \geq I_{бм(3,4)} + (0,5 - 1), \text{ мА},$$

где $I_{бм(3,4)} = I_H / h_{21э(1,2)} h_{21э(3,4)}$ — амплитуда базового тока транзистора $VT_3 (VT_4)$.

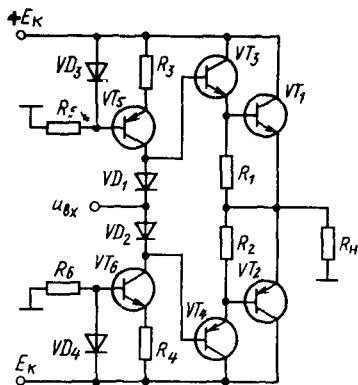


Рис. 4.30

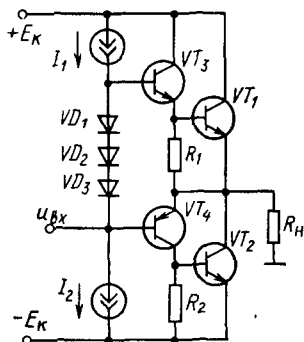


Рис. 4.31

Ток в делителе $R_{(5,6)} - VD_{(3,4)}$ выбирается равным коллекторному току транзистора $VT_{5,6}$. Тогда сопротивления $R_{5,6}$ находятся из формулы

$$R_{(5,6)} = \frac{U_{R(5,6)}}{I_{к(5,6)}},$$

где $U_{R(5,6)} = E_K - U_{VD(3,4)}$ — падение напряжения на резисторе $R_5 (R_6)$.

Составные транзисторы ухудшают термостабильность усилителя мощности, так как необходимо скомпенсировать изменения напряжения на переходах эмиттер — база четырех транзисторов.

Термостабильность схемы повысится, если выходные транзисторы в режиме покоя будут закрыты. Для этого эмиттерные переходы транзисторов VT_1 и VT_2 шунтируются резисторами R_1 и R_2 . Сопротивления R_1 и R_2 выбираются такими, чтобы падение напряжения на них от протекания токов смещения $I_{э03}, I_{э04}$ составляло 0,3... 0,5 В, чем и обеспечивается закрытое состояние выходных транзисторов.

В динамическом режиме работы схемы, т. е. при поступлении входного сигнала, ток через резисторы R_1 и R_2 не превышает значения $I_{R(1,2)max} = U_{бэ(1,2)max} / R_{(1,2)}$. Максимальные напряжения на

эмиттерных переходах выходных транзисторов $U_{бэ(1,2)max}$ составляют примерно 0,8 В.

Если в схеме усилителя рис. 4.28 невозможно подобрать элементарные транзисторы, соответствующие заданному уровню мощности, то комплементарные выходные транзисторы VT_1, VT_2 заменяют транзисторами одного типа электропроводности. В схеме усилителя мощности (рис. 4.31) транзисторы VT_1 и VT_3 имеют один тип электропроводности $n-p-n$ и образуют классический составной транзистор с коэффициентом усиления тока базы $h_{21э}$, равным произведению коэффициентов усиления отдельных транзисторов $h_{21э1}$ и $h_{21э3}$ (см. рис. 4.18, а).

Транзисторы VT_2 и VT_4 имеют различный тип электропроводности, и их комбинация также представляет собой составной транзистор, изображенный на рис. 4.18, б.

Коэффициент усиления тока базы составного транзистора VT_2 и VT_4 нижнего плеча мало отличается от коэффициента усиления тока базы составного транзистора VT_1 и VT_3 верхнего плеча.

Резисторы R_1 и R_2 , как уже отмечалось, задают режим выходных транзисторов VT_1 и VT_2 . Падения напряжения на них в отсутствие входного сигнала при протекании тока покоя транзистора VT_3 (VT_4) определяют положение рабочей точки покоя соответствующего транзистора VT_1 (VT_2) и обычно принимаются равными 0,4 В. При этом выходные транзисторы VT_1 и VT_2 закрыты.

Каждое плечо схемы работает с глубокой отрицательной обратной связью, поэтому асимметрия схемы существенно не сказывается на форме выходного напряжения.

В схемах рис. 4.28, 4.31 заданную мощность обеспечивают транзисторы VT_1, VT_2 . Транзисторы VT_3, VT_4 управляют базовыми токами VT_1, VT_2 и могут быть рассчитаны на мощность, много меньшую заданной, что существенно облегчает их подбор.

Схемы усилителей мощности на составных транзисторах позволяют выделить в нагрузке мощность до 30 Вт.

Расчет бестрансформаторного двухтактного усилителя мощности

Задание. Рассчитать, бестрансформаторный усилитель мощности (рис. 4.27, б), работающий в режиме класса АВ, из условия получения мощности $P_n=0,1$ Вт в нагрузке $R_n=400$ Ом. Допустимое значение коэффициента нелинейных искажений 5%. Диапазон рабочих частот от 100 Гц до 20 кГц. Диапазон температуры окружающей среды в пределах 25—50°C.

Пример расчета. 1. Определяем максимальную мощность рассеяния на коллекторе транзистора одного плеча усилителя

$$P_{кmax} = 2P_n/\pi^2 \approx 0,2P_n = 20 \text{ мВт.}$$

2. Находим максимальный коллекторный ток транзистора одного плеча

$$I_{кmax} = \sqrt{2P_n/R_n} = 22 \text{ мА.}$$

3. Определяем напряжение источника питания из формулы $I_{кmax} = 0,5 E_n/R_n$
 $E_n = 20$ В.

4. Находим граничную частоту усиления предполагаемого типа транзистора из условия $f_{\alpha} > (2 \dots 4f_{\text{в}})(1 + h_{21\text{э}})$, принимая $h_{21\text{э}} \approx 20$. Неравенство выполняется, если $f_{\alpha} > 480$ кГц.

5. Учитывая полученные значения $P_{\text{к макс}}$, $I_{\text{к макс}}$, а также условие $U_{\text{км}} \approx 0,5 E_{\text{к}} < U_{\text{к доп}}$, по справочнику выбираем транзисторы, составляющие p - n - p и n - p - n -пару и обеспечивающие относительную симметрию плеч каскада. Наиболее подходящими для данных условий типами транзисторов являются МП39 (p - n - p) и МП37 (n - p - n).

6. Построив на графике семейства выходных характеристик транзисторов МП37 или МП39 (рис. 4.32) динамическую нагрузочную прямую, отсекающую на оси абсцисс $0,5 E_{\text{к}}$, а на оси ординат $I_{\text{к макс}}$, определяем значения $U_{\text{ост}}$ и $I_{\text{км}}$, соответствующие границе нелинейной и линейной частей выходных характеристик: $U_{\text{ост}} = 0,6$ В, $I_{\text{км}} = 20$ мА.

7 Находим реальную мощность в нагрузке, соответствующую площади треугольника ABC на рис. 4.32:

$$P_{\text{н}} = 0,5 (0,5 E_{\text{к}} - U_{\text{ост}}) I_{\text{км}} = 94 \text{ мВт.}$$

8 Определяем мощность, отдаваемую каскадом от источника питания: $P_0 = 2 \cdot 0,5 E_{\text{к}} I_{\text{к ср}} = E_{\text{к}} I_{\text{км}} / \pi \approx 127$ мВт

9. Находим коэффициент полезного действия каскада $\eta = P_{\text{н}} / P_0 = 94 / 127 = 75\%$.

10. Используя входную характеристику транзистора МП37 (или МП39), определим ток $I_{\text{б т}}$ и напряжение $U_{\text{бэ т}}$, соответствующие максимальной амплитуде тока $I_{\text{к т}} \approx I_{\text{э т}} = 20$ мА: $I_{\text{б т}} = 1,2$ мА, $U_{\text{бэ т}} = 0,8$ В.

11. По входной характеристике транзистора МП37 (или МП39), проведя прямую линию через нуль в точку $I_{\text{б т макс}}$ под углом α к оси абсцисс, определяем усредненное входное сопротивление $R_{\text{вх ср}}$ транзистора, обусловленное нелинейностью входной характеристики $1/\text{tg } \alpha$: $R_{\text{вх ср}} = 250$ Ом.

12. Находим глубину обратной связи при максимальной амплитуде входного сигнала $U_{\text{вх т}}$

$$F = \frac{U_{\text{бэ т}} + I_{\text{э т}} R_{\text{н}}}{U_{\text{бэ т}}} = 1 + \frac{I_{\text{э т}} R_{\text{н}}}{U_{\text{бэ т}}} = 11.$$

13. Определяем входное сопротивление плеча каскада

$$R_{\text{вх ос}} = F R_{\text{вх ср}} = 2,8 \text{ кОм.}$$

14. Находим входную мощность каскада

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} U_{\text{бэ т}} I_{\text{б т}} = \frac{1}{2} (U_{\text{бэ т}} + I_{\text{э т}} R_{\text{н}}) I_{\text{б т}} = 5,8 \text{ мВт.}$$

15. Коэффициент усиления по мощности

$$K_{\text{р}} = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{вх}}} = 16.$$

16. Определяем сопротивление резистора R , используя формулу (4.85):

$$R = \frac{E_{\text{к}}}{U_{\text{вх т}}} R_{\text{вх ос}} - R_{\text{вх ос}} = 3,9 \text{ кОм.}$$

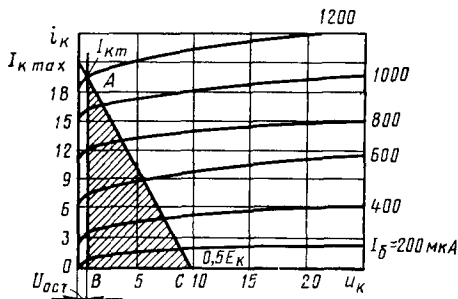


Рис. 4.32

17. Строим сквозную динамическую характеристику одного плеча $i_k = f(u_{вх})$. Используя построенную сквозную динамическую характеристику из формулы (3.19), определяем коэффициент нелинейных искажений по третьей гармонике $K_{г3} = I_{к3}/I_{к1} = 0,015 = 1,5\%$.

18. Учитывая нелинейные искажения по второй гармонике за счет асимметрии схемы, найдем коэффициент нелинейных искажений $K_{г2} = 1,5K_{г3} = 2,25\%$. Убеждаемся, что полученное значение $K_{г}$ меньше заданного $K_{г доп} = 5\%$.

19. Определяем емкость конденсатора C_p из формулы

$$C_p > \frac{1}{\omega_H (R_{вых п} + R_H)}$$

При $R_{г} < 2,4$ кОм выходное сопротивление эмиттерного повторителя, определяемое из формулы

$$R_{вых п} = r_э + \frac{r_б + R_{г}}{1 + h_{21э}}$$

на порядок меньше заданного сопротивления нагрузки $R_H = 400$ Ом. Поэтому, пренебрегая влиянием $R_{вых п}$ на величину C_p , будем иметь

$$C_p = 4,2 \text{ мкФ.}$$

Выбираем номинал по ГОСТу в сторону больших значений $C_p = 4,7$ мкФ.

Вопросы и задачи для самопроверки

К § 4.3.

1. Для неискаженной передачи сигнала в схеме рис. 4.1, а через базу транзистора в режиме покоя ($U_{вх} = 0$) должен проходить ток $I_{б0} = 82$ мкА. Определить сопротивление резистора цепи базы R , обеспечивающее заданный ток базы. Пусть есть входного сигнала, если $E_k = 9$ В. Падение напряжения на эмиттерном переходе транзистора $U_{бэ0} = 0,8$ В. *Ответ.* $R = 100$ кОм.

2. Определить коллекторный ток транзистора каскада (рис. 4.1, а) при отсутствии входного сигнала, если $E_k = 9$ В, $R = 10$ кОм, $U_{бэ0} = 0,6$ В. Коэффициент усиления по току $h_{21э} = 40$. Обратным током транзистора можно пренебречь. *Ответ.* $I_{к0} = 33,6$ А.

3. Определить напряжение $U_{бэ0}$ и ток покоя в цепи базы усилителя (рис. 4.1, а), если напряжение источника питания $E_k = 12$ В, $R = 40$ кОм, $I_{к0} = 5,6$ мА, $h_{21э} = 40$. *Ответ.* $U_{бэ0} = 0,75$ В, $I_{б0} = 0,28$ мА.

4. Определить сопротивление R , если ток покоя коллектора $I_{к0}$ (рис. 4.1, а) составляет 10 мА. Напряжение источника питания $E_k = 12$ В, статический коэффициент усиления по току транзистора $h_{21э} = 40$, $U_{бэ0} = 0,6$ В. *Ответ.* $R = 48$ кОм.

5. Определить E_k в схеме на рис. 4.1, а, если $U_{к0} = 20$ В, $I_{к0} = 100$ мА, $R_k = 100$ Ом. *Ответ.* $E_k = 30$ В.

6. Определить сопротивление резистора, которое нужно включить в коллекторную цепь усилителя (рис. 4.1, а), чтобы ток коллектора составлял $I_{к0} = 3$ мА при $U_{кэ0} = 7$ В, $E_k = 16$ В. *Ответ.* $R_k = 3$ кОм.

7. Определить ток базы $I_{б0}$ и падение напряжения на транзисторе $U_{кэ0}$ (рис. 4.1, а), если $R = 150$ кОм, $R_k = 1,25$ кОм, $E_k = 9$ В, $h_{21э} = 40$. Величиной $U_{бэ0}$ пренебречь. *Ответ.* $I_{б0} = 60$ мкА, $U_{кэ0} = 6$ В.

9. Найти токи базы и коллектора, а также падение напряжения на транзисторе (рис. 4.1, а) если $R = 250$ кОм, $R_k = 2$ кОм, $E_k = 12$ В, $U_{бэ0} = 0,3$ В, а $h_{21э} = 64$. *Ответ.* $I_{б0} = 47$ мкА, $I_{к0} \approx 3$ мА, $U_{кэ0} = 6$ В.

9. Определить сопротивление резистора в коллекторной цепи транзистора схемы ОЭ (рис. 4.1, а), если $E_k = 12$ В, $U_{вых} = 7,2$ В, $R = 48$ кОм, $h_{21э} = 40$. Падением напряжения и обратным током транзистора можно пренебречь. *Ответ.* $R_k = 0,48$ кОм.

10. Определить выходное напряжение каскада (рис. 4.1, а), если базовый ток транзистора $I_b = 0,5$ мА, $h_{21э} = 20$, $R_k = 0,5$ кОм, $E_k = 9$ В. Обратным током транзистора пренебречь. *Ответ.* $U_{вых} = 4$ В.

11. Определить максимальное и минимальное выходные напряжения каскада (рис. 4.1, а) при подаче гармонического входного напряжения от генератора $E_r = 2$ В с внутренним сопротивлением $R_r = 14$ кОм. Известно, что $E_k = 9$ В, $R_k = 7$ кОм, $R = 84$ кОм, $h_{21э} = 50$, $U_{бэ0} = 0,6$ В. Обратным током транзистора можно пренебречь. *Ответ.* $U_{вых\ min} \approx 0,2$ мА, $U_{вых\ max} \approx E_k = 9$ В.

12. Почему при увеличении R_k в схеме рис. 4.1, а коэффициент усиления K_u сначала возрастает, а затем уменьшается?

13. Определить амплитуду входного сигнала, необходимую для получения на выходе каскада (рис. 4.1, а) сигнала с амплитудой $U_{вых} = 4$ В. Коллекторный ток покоя $I_{к0} = 1$ мА, $r_b = 125$ Ом, $h_{21э} = 40$, $R_k = 4,5$ кОм. *Ответ.* $U_{вх} = 26$ мВ.

14. Определить минимальное значение напряжения питания, обеспечивающее на выходе каскада (рис. 4.1, а) сигнал без отсечки с амплитудой 5 В. *Ответ.* $E_k\ min \approx 12$ В.

15. Как в схеме термостабильного каскада с общим эмиттером (рис. 4.5) осуществляется стабилизация коллекторного тока покоя?

16. Определить сопротивление резистора R_2 , если через транзистор (рис. 4.5) проходит ток $I_{к0} \approx I_{э0} = 5$ мА, а напряжение $U_{бэ0} = 1,6$ В. Падение напряжения на эмиттерном переходе транзистора $U_{бэ0} = 0,6$ В. *Ответ.* $R_2 \approx 250$ Ом.

17. Определить напряжение питания каскада (рис. 4.5), при котором обеспечивается режим $I_{э0} \approx I_{к0} = 10$ мА, $U_{кэ0} = 5$ В. Номиналы резисторов: $R_1 = 100$ Ом, $R_k = 1$ кОм. *Ответ.* $E_k \approx 16$ В.

18. Определить сопротивление резисторов в цепи смещения базы транзистора, если напряжение $U_{бэ0} = 2$ В, а ток через резистор R_1 определяется соотношением $I_{R1} = 2I_{бэ0} = 1$ мА. Напряжение питания $E_k = 10$ В. *Ответ.* $R_1 = 8$ кОм, $R_2 = 4$ кОм.

19. В схеме рис. 4.1, а коэффициент усиления определяется формулой (4.13). Можно ли пользоваться приведенной формулой для определения K_u в схеме каскада (рис. 4.5)?

20. В схеме рис. 4.5 произошел обрыв цепи шунтирующего конденсатора C_2 . Останутся ли при этом неизменными коэффициент усиления по напряжению и входное сопротивление?

21. Анализируя схему рис. 4.5, записать выражения для постоянных времени перезаряда конденсаторов C_{p1} , C_{p2} и C_2 .

22. Как изменится полоса пропускания усилителя (рис. 4.5) в области низких частот, если при заданном коэффициенте частотных искажений M_n увеличить емкости конденсаторов C_{p1} , C_{p2} , C_2 ?

23. Определить, пользуясь справочными данными (см. приложение табл. П.4), какой тип транзистора может обеспечить усиление сигнала на частоте 1 МГц при заданном коэффициенте частотных искажений $M_n = \sqrt{2}$? Принять $(R_k \parallel R_n) = 1$ кОм.

К § 4.6.

1. Определить выходное напряжение в схеме эмиттерного повторителя (рис. 4.16, а) при $U_{вх} = 0$, если падение напряжения на открытом эмиттерном переходе и резисторе R равны $U_{бэ0} = 0,6$ В, $U_R = 5,4$ В. Напряжение источника питания $E_k = 10$ В. *Ответ.* $U_{вых} = 4$ В.

2. Определить сопротивление резистора R в базовой цепи транзистора, при котором на выходе схемы эмиттерного повторителя при $U_{вх} = 0$ создается напряжение $U_{вых} = U_2 = 5$ В. Сопротивление резистора $R_2 = 1$ кОм. Напряжение источника питания $E_k = 12$ В, падение напряжения $U_{бэ0} = 0,6$ В. Коэффициент усиления транзистора по току $h_{21э} = 50$. *Ответ.* $R = 76$ кОм.

3. Определить падение напряжения $U_{кэ0}$ на транзисторе в схеме эмиттерного повторителя (рис. 4.16, а) при $U_{вх} = 0$ при токе эмиттера $I_{э0} = 2$ мА. Напряжение $E_k = 8$ В, сопротивление $R_2 = 1,5$ кОм. *Ответ.* $U_{кэ0} = 0,5$ В.

4. Определить напряжение на выходе эмиттерного повторителя (рис. 4.16)

при $U_{вх}=0$, если падение напряжения на резисторе $R=100$ кОм равно 5 В; $h_{21э}=60$. Сопротивление $R_э=1$ кОм. *Ответ.* $U_{вых}=U_э \approx 3$ В.

5. Определить минимальное значение напряжения питания, при котором на выходе эмиттерного повторителя (рис. 4.16, а) можно получить переменный сигнал без отсечки с амплитудой 6 В. *Ответ.* $E_к \geq 12$ В.

6. Доказать, что фаза выходного сигнала в схеме эмиттерного повторителя (рис. 4.16, а) совпадает с фазой входного сигнала.

7. Амплитуда сигнала на выходе эмиттерного повторителя (рис. 4.16, а) 4 В. Приращение напряжения на эмиттерном переходе транзистора 0,8 В. Определить амплитуду и коэффициент передачи K_u входного напряжения. *Ответ.* $U_{вх}=4,8$ В, $K_u=0,83$.

8. Определить амплитуду входного напряжения и коэффициент усиления по мощности эмиттерного повторителя (рис. 4.16, а), если известны параметры: $h_{21э}=50$, $I_с=50$ мкА, $\Delta U_{бэ}=0,2$ В, $R_э=4$ кОм. *Ответ.* $U_{вх}=10,2$ В, $K_p \approx 50$.

9. Определить амплитуду выходного напряжения и коэффициенты K_u , K_p эмиттерного повторителя (рис. 4.16, а), если на вход подано напряжение с амплитудой 4 В. Коэффициент усиления по току $h_{21э}=60$, приращение напряжения $U_{бэ}=0,5$ В. *Ответ.* $U_{вых}=3,5$ В, $K_u=0,875$, $K_p=52,5$.

10. Коэффициент усиления каскада ОЭ (рис. 4.1, а), работающего от генератора входного сигнала с внутренним сопротивлением $R_г=2$ кОм, определяется формулой (4.15). Полагая $R_n \rightarrow \infty$, $R_к=1$ кОм, $R_{вх э}=0,5$ кОм, получим $K_{уэ}=20$. Как изменится полученный коэффициент усиления, если между источником входного сигнала и усилительным каскадом ОЭ включить эмиттерный повторитель с входным сопротивлением $R_{вх п}=8$ кОм, выходным сопротивлением $R_{вых п}=100$ Ом и коэффициентом передачи $K_u=0,8$?

11. Коэффициент усиления каскада ОЭ (рис. 4.1, а), работающего на нагрузку $R_n=100$ Ом, определяется формулой (4.15). Полагая, $R_г \rightarrow 0$, $h_{21э}=50$, $R_к=1$ кОм, $R_{вх э}=0,5$ кОм, получим $K_{уэ} \approx 10$. Как изменится полученный коэффициент усиления, если между нагрузкой R_n и усилительным каскадом включить эмиттерный повторитель (рис. 4.16, а) с параметрами $R_{вх п}=8$ кОм, $R_{вых п}=10$ Ом, $K_{у п}=0,8$ (при $R_n \rightarrow \infty$)?

12. Входное и выходное сопротивление эмиттерного повторителя (рис. 4.16, а) определяются формулами (4.58) и (4.61). Изменятся ли эти параметры эмиттерного повторителя при увеличении температуры окружающей среды?

К § 4.7

1. Для создания режима работы класса А в усилителе (рис. 4.20) используется цепь автоматического смещения $R_n C_n$. Определить потенциал затвора относительно истока, если в отсутствие входного сигнала через транзистор проходит ток стока $I_{с0}=1,5$ мА. Сопротивление резистора $R_u=200$ Ом. *Ответ.* $U_{зп0}=0,3$ В.

2. Определить напряжение $U_{сн}$ и ток стока $I_с$ транзистора в усилителе (рис. 4.20), если падения напряжения на резисторах $R_с$ и R_n составляют 2,4 и 0,2 В. Напряжение источника питания $E_с=6$ В. *Ответ.* $U_{сн}=4,4$ В, $I_с=0,5$ мА.

3. Определить сопротивление резистора $R_с$ в схеме рис. 4.20, если ток стока транзистора 0,4 мА, $E_с=12$ В, $U_{сн}=8$ В. Принять, что $R_u=0,1 R_с$. *Ответ.* $R_с=9,1$ кОм.

4. Можно ли использовать в схеме рис. 4.20 транзистор с допустимой мощностью $P_{с макс}=120$ мВт, если в режиме покоя ($U_{вх}=0$) ток стока $I_{с0}=0,4$ мА создает на резисторах $R_с$ и R_n падения напряжения 4 и 0,4 В? Напряжение источника питания 9 В. *Ответ.* Можно.

5. Определить мощность P_0 , потребляемую каскадом (рис. 4.20), если ток стока транзистора 0,3 мА создает на резисторах $R_с$ и R_n падения напряжения $U_{R_с}=6$ В и $U_{R_n}=0,2$ В. $U_с=8$ В. *Ответ.* $P_0=42,6$ мВт.

6. В режиме покоя ($U_{вх}=0$) напряжение $U_{сн}$ в схеме рис. 4.20 равно 5 В. Можно ли получить на выходе неискаженный переменный сигнал с амплитудой 6 В? *Ответ.* Нельзя.

7. Какую роль выполняет резистор R_3 в цепи затвора транзистора в схеме рис. 4.20? Из каких соображений выбирается сопротивление резистора R_3 ?

8. На входе каскада с общим истоком (рис. 4.20) поступает гармонический сигнал с амплитудой $U_{вх} = 0,2$ В. Определить выходное напряжение, если крутизна стоко-затворной характеристики транзистора $S = 2$ мА/В, а сопротивление резистора $R_c = 4$ кОм. Искажится ли форма выходного напряжения, если напряжение на стоке транзистора в режиме покоя равно 5 В? *Ответ.* $U_{вых} = 1,6$ В.

К § 4.8

1. Определить в схеме истокового повторителя (рис. 4.23, а) потенциал затвора относительно истока, если при отсутствии входного сигнала через транзистор протекает ток стока $I_c = 1,2$ мА. Сопротивление резистора $R_n = 200$ Ом. *Ответ.* $U_{зи} = 0,24$ В.

2. Определить максимальную амплитуду гармонического напряжения, поступающего на вход истокового повторителя $U_{вх\max}$, если напряжение отсечки тока транзистора $U_{отс} = 6$ В. Зарисовать осциллограмму выходного напряжения при $U_{вх} > U_{вх\max}$. *Ответ.* $U_{вх\max} = 3$ В.

3. Определить минимальное значение напряжения питания истокового повторителя (рис. 4.23, а), если максимальная амплитуда выходного напряжения без отсечки равна 6 В. *Ответ.* $E_c\min = 12$ В.

4. Определить ток стока транзистора в схеме истокового повторителя (рис. 4.23, а), если $U_{си} = 8$ В, $R_n = 12$ кОм, $E_c = 12$ В. *Ответ.* $I_c \approx 0,33$ мА.

5. Коэффициент передачи в схеме истокового повторителя (при $R_n \rightarrow \infty$) определяется формулой (4.77). Приняв $S = 2$ мА/В, $R_n = 3$ кОм, получим $K_u \approx 0,86$. Как изменится коэффициент передачи, если подключить сопротивление нагрузки $R_n = 0,5$ кОм? Записать окончательную расчетную формулу.

6. Анализируя результат решения предыдущей задачи, объяснить, как влияет крутизна характеристики транзистора на изменение коэффициента передачи истокового повторителя при подключении нагрузки.

7. Определить потребляемую мощность, напряжение питания и КПД схемы истокового повторителя (рис. 4.23, а), если $U_{си0} = 5$ В, $U_{Rn} = I_c R_n = 4$ В, $I_{с0} = 0,5$ мА. *Ответ.* $E_c = 9$ В, $P_{потр} = 4,5$ мВт, $\eta = 122,2\%$.

К § 4.9.

1. Сравните режимы классов А, В и АВ по величине выходной мощности, КПД нелинейных искажений.

2. Почему для питания транзисторов схемы, которая приведена на рис. 4.27, а, необходимо двухполярное напряжение питания? Какую роль выполняет конденсатор C_p в схеме на рис. 4.27, б?

3. Можно ли на выходе усилителей мощности (рис. 4.27, а, б) получить сигнал, больший по абсолютному значению, чем входной? Изменится ли фаза входного сигнала при прохождении через усилитель?

4. Какое максимальное выходное напряжение при $E_k = 10$ В можно получить: 1) в схеме рис. 4.27, а, 2) в схеме рис. 4.27, б? Остаточным напряжением открытого транзистора можно пренебречь.

5. Какие элементы в схемах рис. 4.27, а, б обеспечивают работу транзисторов в режиме класса АВ?

6. Объяснить, почему в режиме покоя ($U_{вх} = 0$) напряжение на нагрузке R_n в схеме усилителя мощности (рис. 4.27, а) равно нулю, хотя через каждый транзистор проходит начальный ток смещения.

7. Определить амплитуду напряжения на нагрузке R_n в схеме рис. 4.27, а, если на вход поступает гармоническое напряжение $U_{вх} = 2$ В. При этом приращение напряжения на диоде VD_1 (VD_2), $U_d = 0,3$ В и эмиттерном переходе транзистора VT_1 (VT_2) $U_{сб} = 0,6$ В. *Ответ.* 1,8 В.

8. Можно ли использовать в схеме рис. 4.27, а транзистор с максимально допустимым током коллектора $I_{к\ доп} = 130$ мА при подаче на вход гармонического напряжения $U_{вх} = 6$ В? Сопротивление $R_n = 10$ Ом. Падение напряжения $U_d \approx U_{сб}$. *Ответ.* Нельзя.

§ 5.1. Усилители с резистивно-емкостной связью

Принципиальная схема двухкаскадного усилителя напряжения с RC -связью на биполярных транзисторах приведена на рис. 5.1.

В области средних частот полосы пропускания разделительные конденсаторы C_{p1} , C_{p2} , C_{p3} обеспечивают развязку каскадов по постоянному току и в то же время не оказывают заметного влияния на проходные характеристики входного сигнала. Поэтому расчет такого усилителя в области средних частот производится в соответствии с эквивалентной схемой рис. 4.1, б и формулами, приведенными в § 4.1. При этом необходимо учитывать, что каждый последующий каскад является нагрузкой предыдущего, т. е. коэффициенты усиления отдельных каскадов определяются формулами:

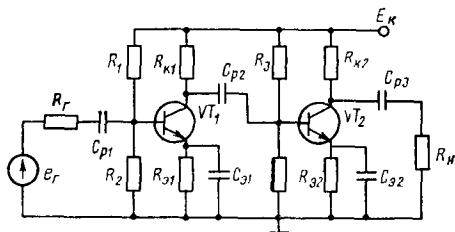


Рис. 5.1

$$K_{u1} = \frac{U_{\text{вых1}}}{E_r} = - \frac{h_{21э1} (R_{к1} \parallel h_{11э2} R_2 \parallel R_3)}{R_r + h_{11э1}}, \quad (5.1)$$

$$K_{u2} = \frac{U_{\text{вых2}}}{U_{\text{вых1}}} = - \frac{h_{21э2} (R_{к2} \parallel R_n)}{h_{21э2}}. \quad (5.2)$$

Общий коэффициент усиления

$$K_u = U_{\text{вых2}} / E_r = K_{u1} K_{u2}.$$

Коэффициент низкочастотных искажений всего усилителя определяется произведением коэффициентов низкочастотных искажений, обусловленных влиянием на K_u каждого разделительного конденсатора и конденсатора в эмиттерной цепи в отдельности, т. е.

$$M_{н\text{уc}} = M_{н\text{Cp1}} M_{н\text{Cp2}} M_{н\text{Cp3}} M_{н\text{Cэ1}} M_{н\text{Cэ2}}.$$

Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями определяется суммой фазовых сдвигов, обусловленных влиянием на K_u разделительных конденсаторов и конденсаторов в эмиттерных цепях транзисторов, т. е. $\varphi_{н\text{уc}} = \varphi_{н1} + \varphi_{н2} + \varphi_{н3} + \varphi_{нэ1} + \varphi_{нэ2}$, где $\varphi_{н1}$, $\varphi_{н2}$, $\varphi_{н3}$ — фазовые сдвиги, обусловленные соответствующими разделительными конденсаторами C_{p1} , C_{p2} , C_{p3} ; $\varphi_{нэ1}$, $\varphi_{нэ2}$ — фазовые сдвиги, обусловленные конденсаторами $C_{э1}$ и $C_{э2}$.

Расчет усилителя в области низких частот обычно производится при заданных $M_{н\text{ус}}$ и ω_n . Полагая, что частотные искажения M_n в отдельных цепях усилителя одинаковы, будем иметь

$$M_n = \sqrt[i]{M_{н\text{ус}}}, \quad (5.3)$$

$$\varphi_n = \varphi_{н\text{ус}}/i, \quad (5.4)$$

где i — число цепей усилителя, создающих низкочастотные искажения.

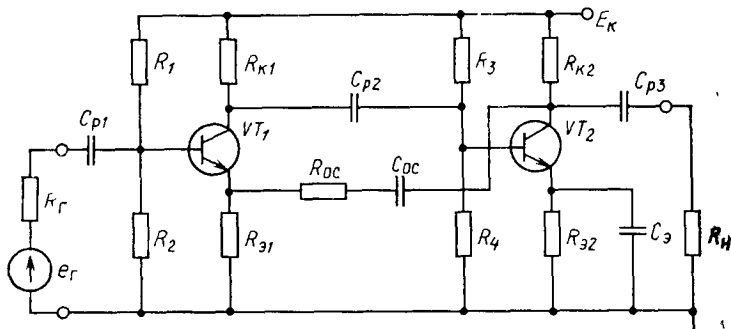


Рис. 5 2

Коэффициент высокочастотных искажений многокаскадного усилителя $M_{в\text{ус}}$ определяется произведением коэффициентов высокочастотных искажений отдельных каскадов. Если $M_{в\text{ус}}$ задан, то удобно распределить высокочастотные искажения поровну между каскадами. Тогда коэффициент высокочастотных искажений отдельного каскада можно найти из формулы

$$M_n = \sqrt[n]{M_{в\text{ус}}}, \quad (5.5)$$

где n — число каскадов.

Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями всего усилителя в области высоких частот определяется как сумма фазовых сдвигов в отдельных каскадах. Если высокочастотные искажения распределены между каскадами усилителя поровну, т. е. $\tau_{в1} = \tau_{в2} = \dots = \tau_{вn}$, то суммарный фазовый сдвиг можно определить из формулы $\varphi_{в\text{ус}} = n\varphi_n$.

Из формул (5.3) и (5.5) следует, что с увеличением числа каскадов полоса пропускания усилителя сужается. Для расширения полосы пропускания и повышения стабильности коэффициента усиления можно ввести отрицательную обратную связь. При этом, однако, необходимо учитывать, что увеличение фазового сдвига $\varphi_{в\text{ус}}$ приводит к неустойчивой работе многокаскадного усилителя в области граничных частот полосы пропускания, так как отрица-

тельная обратная связь на этих частотах может трансформироваться в положительную (см. рис. 2.9).

Принципиальная схема усилителя с общей последовательной отрицательной обратной связью по напряжению и местной по току приведена на рис. 5.2.

В этой схеме коэффициент передачи цепи обратной связи по напряжению

$$\beta = R_{э1} / (R_{э1} + R_{ос}). \quad (5.6)$$

Коэффициент усиления по напряжению усилителя

$$K_{уос} = \frac{K_{у1ос} K_{у2}}{1 + \beta K_{у1ос} K_{у2}}, \quad (5.7)$$

где

$$K_{у1ос} = - \frac{h_{21э1} (R_{к1} h_{11э2})}{R_{г} + R_{вх1ос}}$$

— коэффициент усиления первого каскада с отрицательной обратной связью по току; $R_{вх1ос} = r_{б} + (1 + h_{21э1}) (R_{э1} + r_{э}) \approx h_{21э1} R_{э1}$ — входное сопротивление первого каскада.

Таким образом, можно записать

$$K_{у1ос} \approx - \frac{h_{21э1} (R_{к1} h_{11э2})}{R_{г} + h_{21э1} R_{э1}}. \quad (5.8)$$

Коэффициент усиления второго каскада $K_{у2}$ определяется из формулы

$$K_{у2} = - h_{21э2} \frac{[R_{к2} R_{ш}] (R_{ос} + R_{э1})}{h_{11э2}}.$$

При глубокой обратной связи, когда выполняется соотношение $F = 1 + K_{у1ос} K_{у2} \beta \gg 1$, коэффициент усиления усилителя (рис. 5.2) определяется только коэффициентом передачи цепи обратной связи, т. е.

$$K_{уос} \approx \frac{1}{\beta} \approx \frac{R_{ос} + R_{э1}}{R_{э1}}. \quad (5.9)$$

§ 5.2. Усилители с непосредственной связью (усилители постоянного тока)

Резистивно-емкостная связь позволяет наиболее просто осуществить независимость режимов каскадов по постоянному току, однако из-за больших емкостей разделительных конденсаторов вызывает существенные затруднения реализация RC-усилителей в виде интегральных микросхем. Развитие современной микроэлектроники выдвинуло необходимость использования непосредственной связи между каскадами усилителя, когда коллектор транзистора

предыдущего каскада ОЭ гальванически связан с базой последующего. Однако в этом случае при заземленном эмиттере транзисторы, как правило, оказываются насыщенными, так как коллекторные резисторы определяют режим по постоянному току как основного, так и последующего каскадов.

Для обеспечения работы транзистора в режиме класса А в эмиттерные цепи включают резисторы $R_{э}$.

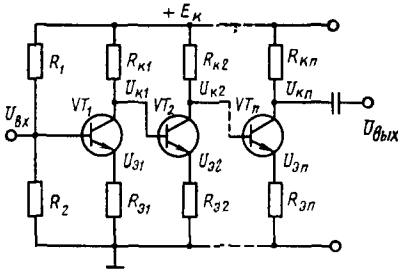


Рис. 53

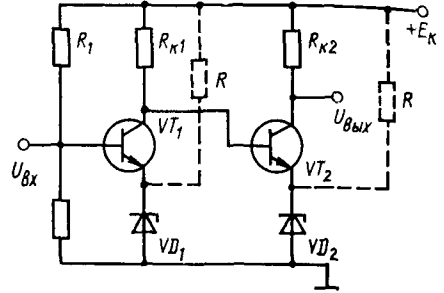


Рис. 54

На рис. 5.3 приведена схема n -каскадного усилителя с непосредственной связью между каскадами. Предположим, что транзисторы всех n каскадов усилителя на рис. 5.3 работают в одинаковом режиме, т. е. их коллекторные токи покоя $I_{к01} I_{к02} \dots I_{к0n}$, определяющие режим класса А, равны между собой. Записав выражения для напряжений на электродах соответствующих транзисторов относительно «земли»:

$$\left. \begin{aligned} U_{к1} = U_{б2} \approx U_{э2} < U_{к2} < \dots < U_{кn}, \\ U_{э1} < U_{к1} \approx U_{э2} < \dots < U_{эn} \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

и учитывая, что при $I_{к0} \gg I_{б0}$, $I_{э0} \approx I_{к0}$

$$\left. \begin{aligned} U_{к1} &\approx E_k - I_{к01} R_{к1}, \\ U_{к2} &\approx E_k - I_{к02} R_{к2} \\ &\dots \dots \dots \\ U_{кn} &\approx E_k - I_{к0n} R_{кn}, \\ U_{э1} &\approx I_{э01} R_{э1}, \\ U_{э2} &\approx I_{э02} R_{э2} \\ &\dots \dots \dots \\ U_{эn} &= I_{э0n} R_{эn}, \end{aligned} \right\} \quad (5.11)$$

получим

$$R_{к1} > R_{к2} > \dots > R_{кn}, \quad (5.12)$$

$$R_{э1} < R_{э2} < \dots < R_{эn}. \quad (5.13)$$

При уменьшении R_K падает коэффициент усиления по напряжению каскада. При увеличении R_3 возрастает глубина отрицательной обратной связи, что также приводит к уменьшению коэффициента усиления.

Следовательно, получить большой коэффициент усиления в схеме усилителя (рис. 5.3) путем введения дополнительных каскадов затруднительно, так как коэффициент усиления каждого последующего каскада уменьшается по сравнению с коэффициентом усиления предыдущего.

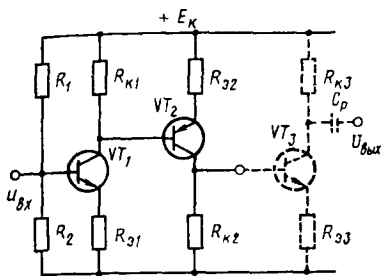


Рис. 5 5

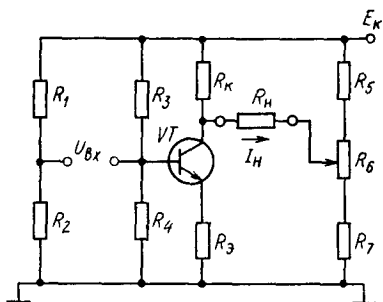


Рис 5 6

Не удастся существенно увеличить коэффициент усиления, изменяя режим работы транзисторов каждого последующего каскада усилителя. Действительно, если увеличить ток в каждом последующем каскаде, то, во-первых, число каскадов ограничивается допустимым током, протекающим через транзистор последнего каскада, во-вторых, при равенстве R_3 резисторы R_K различаются между собой сильнее, чем при одинаковых токах транзисторов.

При уменьшении тока в каждом последующем каскаде при равенстве резисторов R_K сильнее проявляется неравенство (5.13), а число каскадов ограничивается минимальным током транзистора последнего каскада.

Для уменьшения глубины отрицательной обратной связи и увеличения, таким образом, коэффициента усиления в эмиттерные цепи каскадов следует включить элемент, сопротивление которого по постоянному току велико, а по переменному — мало. Таким элементом является стабилитрон, при включении которого необходимо, чтобы эмиттерный ток транзистора изменялся в пределах рабочего диапазона токов стабилитрона.

Схема двухкаскадного усилителя с использованием стабилитрона показана на рис. 5.4. Хотя коэффициенты усиления отдельных каскадов по-прежнему неодинаковы ($R_{K1} \neq R_{K2}$), их различие меньше, чем в усилителе, изображенном на рис. 5.3.

Для получения большого коэффициента усиления в многокаскадном усилителе с непосредственной связью используют чередующиеся от каскада к каскаду транзисторы разного типа электропро-

водности (рис. 5.5). Такой усилитель называется *усилителем с дополнительной симметрией или комплементарным*.

Схемы с непосредственной связью на полевых транзисторах строят по такому же принципу, что и схемы на биполярных транзисторах. Согласование каскадов получают, исходя из требуемой амплитуды рабочего напряжения, вида характеристик полевого транзистора и напряжения питания.

При усилении переменного сигнала для отделения постоянной составляющей выходного напряжения от переменной составляющей (полезного сигнала) между выходной нагрузкой R_n и выходной шиной усилителя включают разделительный конденсатор, емкость которого определяется низшей частотой усиливаемого переменного сигнала.

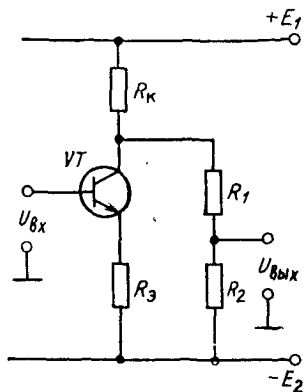


Рис. 5.7

Непосредственная связь между каскадами усилителя позволяет также усиливать сигналы, медленно изменяющиеся во времени. Следовательно, усилитель с непосредственной связью можно использовать в качестве усилителя постоянного тока. Амплитудно-частотная характеристика усилителя постоянного тока представлена на рис. 1.5.

При усилении медленно изменяющегося сигнала применение разделительного конденсатора для отделения постоянной и переменной составляющих выходного сигнала невозможно, так как емкость конденсатора в этом случае должна быть бесконечно большой. Поэтому в схеме усилителя постоянного тока (рис. 5.6) резистор R_n включен между выходной шиной усилителя и средней точкой делителя напряжения $R_5—R_6—R_7$, а входное напряжение определяется разностью потенциалов между базой транзистора входного каскада усилителя и средней точкой делителя $R_1—R_2$. Тогда напряжению $U_{вх}=0$ будет соответствовать нулевое выходное напряжение.

Для подстройки нуля на выходе усилителя служит переменный резистор R_6 .

Недостатком описанного способа включения нагрузки и источника входного сигнала в схему усилителя постоянного тока является отсутствие общей точки, т. е. нагрузочный резистор и источник входного сигнала оказываются не «заземленными».

Для устранения указанного недостатка применяют усилители постоянного тока с двумя источниками питания (рис. 5.7). Элементы усилителя рассчитаны таким образом, чтобы в отсутствие входного сигнала, т. е. при $U_{вх}=0$, напряжение на выходе усилителя также было бы равно нулю.

Для этого необходимо сопротивления резисторов делителя напряжения R_1 и R_2 выбрать такими, чтобы падение напряжения на них в отсутствие входного сигнала были равны

$$U_{R_1} = U_{к0}, \quad U_{R_2} = E_2.$$

Цепь делителя не должна влиять на режим работы транзистора. Поэтому ток $I_{дел}$ выбирают из условия

$$I_{дел} = (0,05 - 0,1) I_{к0}.$$

Тогда сопротивления R_1 и R_2 определим из формул

$$R_1 = U_{R_1} / I_{дел} = U_{к0} / I_{дел};$$

$$R_2 = U_{R_2} / I_{дел} = E_2 / I_{дел}.$$

Свойство схемы усиливать сигналы сколь угодно малой частоты приводит к возникновению так называемого дрейфа напряжения на выходе усилителя. Абсолютный дрейф усилителя $\Delta U_{вых др}$ — это максимальное отклонение выходного напряжения от своего первоначального значения за определенный промежуток времени при замкнутом входе.

Дрейф выходного напряжения обусловлен самопроизвольным изменением во времени напряжения источников питания и смещения (временной дрейф), а также нестабильностью параметров усилительных элементов при изменении температуры окружающей среды (температурный дрейф).

Значение $\Delta U_{вых др} / K_u$ (дрейф, приведенный к входу усилителя) ограничивает минимальный входной сигнал и характеризует чувствительность усилителя.

В транзисторных усилителях постоянного тока основным является температурный дрейф. Используя коэффициент температурной нестабильности (см. § 4.1), температурный дрейф одного каскада можно записать как

$$\Delta U_{вых др}(t) = \Delta I_{к0} R_k = \Delta I_{к0}^* s R_k. \quad (5.14)$$

Следовательно, для уменьшения $\Delta U_{вых др}(t)$ следует снижать коэффициент s , воспользовавшись методами термостабилизации рабочей точки (см. § 4.1). Однако чувствительность усилителя, т. е. приведенный дрейф, при этом не изменится. Действительно, учитывая формулу (4.19) для коэффициента s , можно показать, что коэффициент усиления одного каскада

$$K_u = s R_k / (R_6 + R_3). \quad (5.15)$$

Тогда выражение для приведенного температурного дрейфа будет иметь вид

$$\Delta U_{вых др}(t) = \Delta U_{вых др}(t) / K_u = (R_3 + R_6) \Delta I_{к0}^*. \quad (5.16)$$

Из выражения (5.16) следует, что приведенный дрейф в отличие от абсолютного не зависит от коэффициента s и снижается при уменьшении сопротивлений в цепи эмиттера и базы.

Оценим влияние дрейфа отдельных каскадов на результирующую величину дрейфа многокаскадного усилителя постоянного тока.

Пусть, например, на входе каждого каскада трехкаскадного усилителя (рис. 5.8) действует источник дрейфа $\Delta U_{др1}$, $\Delta U_{др2}$, $\Delta U_{др3}$. Тогда абсолютный дрейф усилителя, каждый каскад которого инвертирует фазу входного сигнала, равен

$$\Delta U_{\text{вых др}} = -K_{u1}K_{u2}K_{u3}\Delta U_{др1} + K_{u2}K_{u3}\Delta U_{др2} - K_{u3}\Delta U_{др3}. \quad (5.17)$$

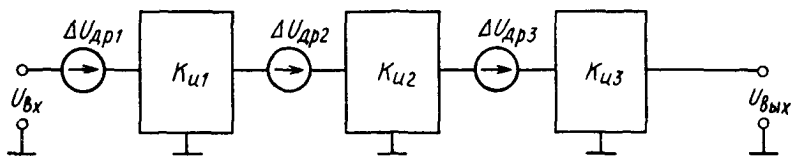


Рис. 5.8

Приведенный дрейф усилителя

$$\Delta U_{\text{вых др}}/(K_{u1}K_{u2}K_{u3}) = -\Delta U_{др1} + \Delta U_{др2}/K_{u1} - \Delta U_{др3}/(K_{u1}K_{u2}). \quad (5.18)$$

Из выражений (5.17) и (5.18) можно сделать следующие выводы.

1. При проектировании многокаскадных усилителей постоянного тока для уменьшения дрейфа целесообразно использовать четное число каскадов, так как при этом происходит частичная компенсация составляющих дрейфа.

2. Наибольшее влияние на величину дрейфа всего усилителя оказывает дрейф первого (входного) каскада, к которому предъявляются наиболее высокие требования по его стабильности. При проектировании усилителей постоянного тока с малым уровнем дрейфа часто в качестве входного используют дифференциальный каскад, свойства которого подробно рассматриваются в § 5.3.

В настоящее время на базе усилителей с непосредственной связью выпускаются дешевые, универсальные, линейные ИМС, позволяющие проектировать различные маломощные усилители низкой частоты.

Полупроводниковая ИМС типа К122УС1 (серия К122) включает в себя двухкаскадный усилитель с непосредственной связью, охваченный общей параллельной и местной последовательной отрицательной обратной связью по току.

Обратную связь по переменному току можно исключить, подключив внешний блокировочный конденсатор. При наличии блокировочного конденсатора и $R_{н} \rightarrow \infty$ в схеме К122УС1Б будем иметь

коэффициент усиления по напряжению 600—1200, входное сопротивление 2 кОм, верхнюю граничную частоту 200 кГц.

Если блокировочный конденсатор отсутствует, то схема К122УС1Б имеет следующие параметры: коэффициент усиления по напряжению 140—190; входное сопротивление 30—60 Ом; верхняя граничная частота 500 кГц.

Гибридно-пленочная ИМС типа К237УС1 (серия К237) представляет собой четырехкаскадный усилитель с непосредственной связью, охваченный параллельной обратной связью по постоянному напряжению. Выходной каскад имеет среднюю точку. Схема предназначена для работы в схеме бестрансформаторного усилителя мощности класса В. Коэффициент усиления по напряжению в такой схеме составляет 8000—15 000.

§ 5.3. Дифференциальные усилители

Дифференциальный усилитель (ДУ) имеет две входные и две выходные шины. Он предназначен для усиления переменного и постоянного сигнала на фоне большого уровня помех.

Различают симметричный выход ДУ, когда выходное напряжение снимают между выходными шинами (рис. 5.9, а), и несимметричный

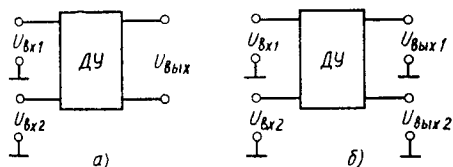


Рис. 5.9

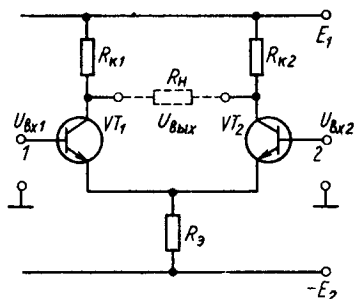


Рис. 5.10

выход, когда выходное напряжение снимают между одной из выходных шин и «землей» (рис. 5.9, б).

При подаче на входы усилителя напряжений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ выходное напряжение в общем случае определяется выражением $|U_{вых}| = K_{уд} |U_{вх1} - U_{вх2}| + K_{усф} |U_{вх1} + U_{вх2}|/2$, где $|U_{вх1} - U_{вх2}| = U_{вхд}$ — дифференциальная составляющая входного сигнала, определяемая как разность потенциалов между входами усилителя; $|U_{вх1} + U_{вх2}|/2 = U_{вхсф}$ — синфазная составляющая входного сигнала, определяемая как полусумма входных напряжений; $K_{уд}$ — коэффициент усиления дифференциального сигнала, определяемый при $U_{вхсф} = 0$. Для обеспечения этого условия на входы усилителя подаются одинаковые по величине, но разные по полярности напряжения; $K_{усф}$ — коэффициент усиления синфазного сигнала,

определяемый при $U_{вхд}=0$. Для этого на входы усилителя подаются одинаковые по величине и полярности напряжения.

Синфазный сигнал представляет собой различные помехи и наводки, действующие одновременно на обоих входах усилителя. Поэтому при построении усилителя необходимо обеспечить условие

$$K_{уд} \gg K_{усф} \quad (5.19)$$

Простейший дифференциальный усилитель с симметричным выходом на биполярных транзисторах изображен на рис. 5.10 и состоит из двух типовых каскадов ОЭ, эмиттеры которых взаимосвязаны и имеют общий резистор R_3 . Входные напряжения подаются на базы транзисторов, а выходное снимается с их коллекторов.

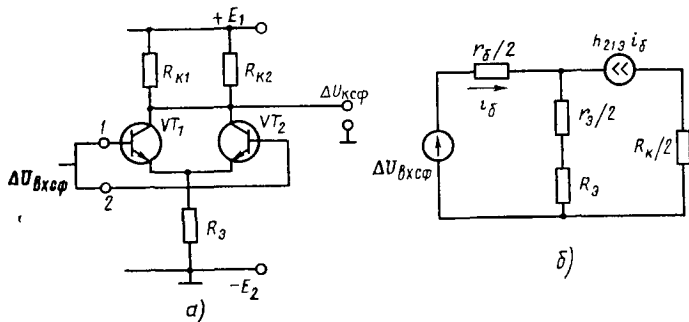


Рис. 5.11

Если схема полностью симметрична, т. е. $R_{к1}=R_{к2}=R_{к}$, а параметры транзисторов идентичны, то при $\Delta U_{вхд} \cdot U_{вх1} - U_{вх2} = 0$ транзисторы работают в одинаковом режиме. Их коллекторные токи и напряжения равны. Так как выходное напряжение определяется разностью коллекторных напряжений транзисторов, то их равенство означает, что

$$U_{вых} = U_{к1} - U_{к2} = 0. \quad (5.20)$$

Изменения питающего напряжения или температуры окружающей среды, вызывающие дрейф выходного напряжения в обычном каскаде усилителя постоянного тока (см. рис. 5.7), для симметричного каскада (рис. 5.11, а) можно представить как заземленные ЭДС, действующие синфазно на каждом выходе 1 и 2 каскадов ОЭ.

$$\Delta U_{вх1} = \Delta U_{вх2} = \Delta U_{вхсф}. \quad (5.21)$$

Действие синфазных ЭДС приводит к одинаковому изменению коллекторных токов и напряжений транзисторов в одну и ту же сторону, т. е.

$$\Delta U_{к1} = \Delta U_{к2} = \Delta U_{ксф}. \quad (5.22)$$

Равенства (5.21) и (5.22) показывают, что базы, а также коллекторы транзисторов усилителя можно объединить, не нарушая при этом работы схемы, и представить усилитель как параллельное соединение транзисторов VT_1 и VT_2 , включенных по схеме ОЭ с отрицательной обратной связью по току, создаваемой резистором R_3 .

Эквивалентная схема для переменного сигнала, соответствующая принципиальной схеме рис. 5.11, а, изображена на рис. 5.11, б. Из эквивалентной схемы найдем коэффициент передачи синфазного сигнала на один из выходов усилителя, характеризующий изменение коллекторного напряжения $\Delta U_{к\text{сф}}$ при действии входного синфазного сигнала $\Delta U_{вх\text{сф}}$:

$$K_{и\text{сф}}^* = \Delta U_{к\text{сф}} / \Delta U_{вх\text{сф}} = - \frac{h_{21э} R_k}{2R_{вх\text{ос}}} \quad (5.23)$$

Входное сопротивление схемы для синфазных сигналов

$$R_{вх\text{ос}} = r_b / 2 + h_{21э} (r_3 / 2 + R_3).$$

Полагая, что $R_3 \gg r_3$, $h_{21э} R_3 \gg r_b$, будем иметь

$$R_{вх\text{ос}} \approx h_{21э} R_3 \quad (5.24)$$

Подставляя выражение (5.24) в (5.23), запишем

$$K_{и\text{сф}}^* \approx -R_k / (2R_3), \quad (5.25)$$

откуда найдем изменение коллекторного напряжения каждого транзистора при действии синфазного входного сигнала

$$\Delta U_{к\text{сф}} = K_{и\text{сф}}^* \Delta U_{вх\text{сф}} = - \frac{R_k}{2R_3} \Delta U_{вх\text{сф}} \quad (5.26)$$

В полностью симметричном дифференциальном усилителе $\Delta U_{к\text{сф}}$ не влияет на дрейф выходного напряжения, так как с учетом равенства (5.22)

$$\Delta U_{вх\text{сф}} = \Delta U_{к1\text{сф}} - \Delta U_{к2\text{сф}} = 0. \quad (5.27)$$

Следовательно, $K_{и\text{сф}} = \Delta U_{вх\text{сф}} / \Delta U_{вх\text{сф}} = 0$.

В реальной схеме дифференциального усилителя (рис. 5.11, а) невозможно обеспечить полную симметрию, поэтому приращения $\Delta U_{к1\text{сф}}$ и $\Delta U_{к2\text{сф}}$ будут неодинаковыми. В результате на выходе схемы появляется разностный дрейф, зависящий от $\Delta U_{к1\text{сф}}$ и $\Delta U_{к2\text{сф}}$. При $\Delta U_{к1\text{сф}} \rightarrow 0$ и $\Delta U_{к2\text{сф}} \rightarrow 0$ разностный дрейф минимален. Как следует из выражения (5.26), для получения малых приращений коллекторного напряжения необходимо увеличить резистор обратной связи R_3 , что возможно только до некоторого предела, определяемого минимальным током транзисторов VT_1 и VT_2 . Поэтому в эмиттерную цепь дифференциального усилителя (см. рис. 5.11, а) целесообразно включить нелинейный элемент, обладающий большим сопротивлением по переменному току (для соз-

дания глубокой отрицательной обратной связи) и малым по постоянному току (для обеспечения номинального режима транзисторов VT_1 и VT_2). Таким нелинейным элементом является транзистор VT_3 , работающий как источник стабильного тока, т. е. сохраняющий постоянство коллекторного тока $I_{кз}$ при различных изменениях коллекторного напряжения. Схема дифференциального усилителя с источником стабильного тока в эмиттерной цепи представлена на рис. 5.12 (см. § 4.9).

Если нагрузка дифференциального усилителя должна быть заземленной, то используют схему с несимметричным выходом (рис.

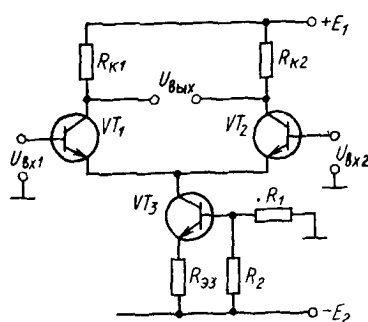


Рис. 5.12

5.13, а). Нулевое выходное напряжение при заземленных входах ($U_{вх1}=0$, $U_{вх2}=0$) обеспечивается с помощью делителя напряжения R_1-R_2 . Однако такой способ имеет недостатки: делитель шунтирует выход дифференциального усилителя и уменьшает его коэффициент усиления $K_{уд}$. Для устранения первого недостатка выбирают $(R_1+R_2) \gg R_k$, а если это затруднительно, то используют эмиттерный повторитель на транзисторе VT_3 , вход которого подключен к выходу дифференциального усилителя, а выходное

напряжение снимается с делителя R_1-R_2 (рис. 5.23, б).

Чтобы предотвратить уменьшение коэффициента усиления $K_{уд}$ за счет деления напряжения на резисторах R_1 и R_2 в схеме рис. 5.13, б, вместо резистора R_2 включают транзистор VT_4 по схеме с общей базой, работающий в режиме источника постоянного тока (рис. 5.13, в). Сопротивление транзистора по переменному току велико и равно сопротивлению коллекторного перехода r_k , а по постоянному — мало. В результате в отсутствие входного сигнала дифференциального усилителя напряжения на выходе схемы рис. 5.13, в равно нулю, а переменный сигнал даже самой низкой частоты практически без изменения проходит в нагрузку.

Коэффициент усиления синфазного сигнала в схеме с несимметричным выходом определяется формулой (5.25), так как $K_{и сф}^* = K_{и сф}$. При использовании источника стабильного тока (транзистор VT_3) можно записать

$$K_{и сф} = - \frac{R_k}{2r_k}.$$

Рассмотрим теперь процесс усиления дифференциального полезного сигнала. Пусть на входах дифференциального усилителя (рис. 5.13, а) действуют напряжения разного уровня $U_{вх1} > U_{вх2}$, т. е. на входы усилителя подан дифференциальный сигнал

$$\Delta U_{вх д} = U_{вх1} - U_{вх2},$$

Учитывая нечувствительность схемы к синфазному сигналу, т. е. $K_{u\text{сф}} \approx 0$, можно считать, что сигнал на входе 2 отсутствует (вход 2 заземлен), а на вход 1 подается сигнал, равный дифференциальному сигналу $\Delta U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$.

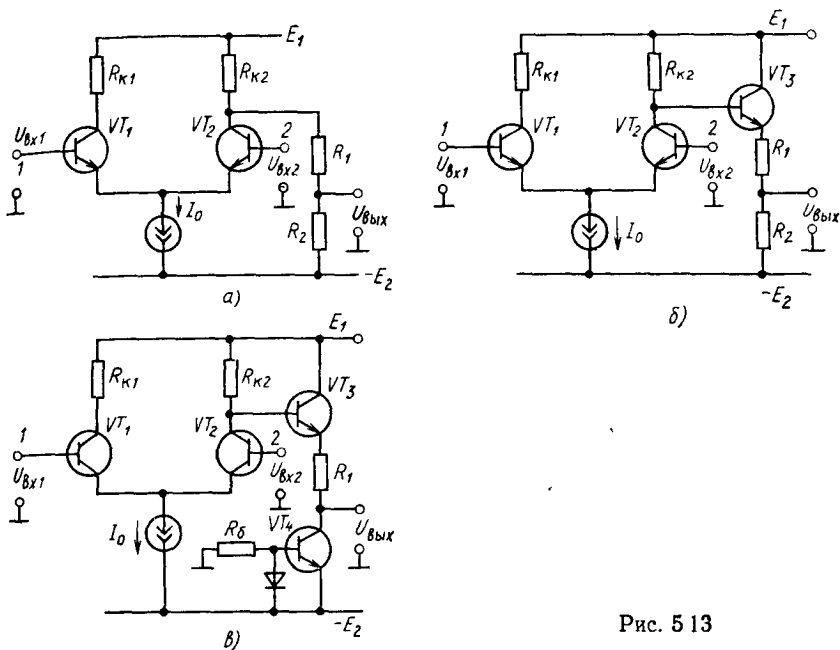


Рис. 5.13

Полагая, что выходной сигнал снимается с коллектора транзистора VT_2 (делитель $R_1 - R_2$ не учитывается), процесс прохождения сигнала $\Delta U_{\text{вх1}}$ через дифференциальный усилитель можно описать следующим образом. Сигнал $\Delta U_{\text{вх1}}$ проходит через эмиттерный повторитель на транзисторе VT_1 с коэффициентом передачи $K_{u\text{п1}} = \Delta U_{\text{э1}} / \Delta U_{\text{вх1}}$ и поступает на вход каскада с общей базой, выполненного на транзисторе VT_2 , усиливается в $K_{u\text{б2}} = \Delta U_{\text{к2}} / \Delta U_{\text{э1}}$ раз и создает приращение коллекторного напряжения $\Delta U_{\text{к2}} = K_{u\text{п1}} K_{u\text{б2}} \Delta U_{\text{вх1}} = K_{u1} \Delta U_{\text{вх1}}$, где $K_{u1} = \Delta U_{\text{к2}} / \Delta U_{\text{вх1}} = K_{u\text{п1}} K_{u\text{б2}}$ — коэффициент усиления усилителя по входу 1 (сигнал на входе 2 отсутствует). Фаза выходного сигнала совпадает с фазой входного, т. е. вход 1 является неинвертирующим.

Если на входы усилителя (рис. 5.13) подается дифференциальный сигнал $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}$, т. е. уровень сигнала на входе 2 больше, чем на входе 1, то удобно считать, что вход 1 заземлен, а на входе 2 действует сигнал, равный дифференциальному сигналу $\Delta U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}$. Тогда приращение коллекторного напряжения $\Delta U_{\text{к2}}$ определяется коэффициентом усиления каскада с общим

эмиттером $K'_{uэ2}$ на транзисторе VT_2 , в эмиттерную цепь которого включено сопротивление $R'_э = R_{вых\pi 1}$, равное выходному сопротивлению эмиттерного повторителя на транзисторе VT_1 :

$$R_{вых\pi 1} = r'_э + r_б / (1 + h_{21э}). \quad (5.28)$$

Так как параметры транзисторов VT_1 и VT_2 идентичны, формула (5.28) применима и к транзистору VT_2 .

Коэффициент усиления $K'_{uэ2}$ можно найти из эквивалентной схемы обычного каскада с общим эмиттером (см. рис. 4.1, б), в которой вместо параметра $r_э$ подставляют сумму $r_э$ и $R'_э$. Из эквивалентной схемы следует

$$K'_{uэ2} = \Delta U_{к2} / \Delta U_{вх2} = -h_{21э} R_к / R_{вхэ2}.$$

Учитывая, что входное сопротивление каскада на транзисторе VT_2 определяется формулой $R_{вхэ2} = r_б + (1 + h_{21э}) / (r_э + R'_э)$, а $R'_э = R_{вых\pi 1}$ — формулой (5.28), после несложных преобразований получим

$$K'_{uэ2} = -\frac{h_{21э} R_к}{2h_{11э}} = \frac{K_{uэ}}{2}, \quad (5.29)$$

где $K_{uэ} = -\frac{h_{21э} R_к}{h_{11э}}$ — коэффициент усиления обычного каскада с общим эмиттером.

Знак минус в формуле (5.29) показывает, что при положительном значении $\Delta U_{вх2}$ фаза выходного сигнала изменяется на противоположную, т. е. вход 2 является инвертирующим.

Запишем $K_{u2} = K'_{uэ2} = K_{uэ}/2$ — коэффициент усиления дифференциального усилителя по входу 2, когда сигнал на входе 1 отсутствует (без учета делителя $R_1 - R_2$).

Так как оба рассмотренных случая определения K_{u1} и K_{u2} отражают один общий случай поступления на оба входа усилителя дифференциального сигнала (рис. 5.13, а), то можно считать, что по абсолютной величине при

$$|K_{u1}| = |K_{u2}| = |K_{uд}| = |K_{uэ}/2|, \quad (5.30)$$

т. е. коэффициент усиления дифференциального сигнала в схеме усилителя с несимметричным заземленным выходом (рис. 5.13, а) по абсолютной величине равен половине коэффициента усиления обычного каскада с общим эмиттером без обратной связи (без учета делителя напряжения $R_1 - R_2$).

Так как структура схемы усилителя симметрична, то коэффициент усиления дифференциального сигнала $|K_{uд}|$ не изменится, если выходное напряжение снимать с коллектора транзистора VT_1 , однако вход 1 в этом случае является инвертирующим, а вход 2 — неинвертирующим.

Для случая симметричного выхода, когда выходное напряжение снимают с коллекторов обоих транзисторов (рис. 5.10), имеем

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{к2}} - \Delta U_{\text{к1}}.$$

Приращения $\Delta U_{\text{к2}}$ и $\Delta U_{\text{к1}}$ можно найти, как и раньше, приведя к одному из входов, например, «1», дифференциальное напряжение $\Delta U_{\text{вх1}}$. При действии на входе 1 приведенного сигнала $\Delta U_{\text{вх}}$, равного дифференциальному сигналу, на обоих входах, в полностью симметричной схеме получим

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{к2}} &= K_{\text{уд}} \Delta U_{\text{вх1}}; \\ \Delta U_{\text{к1}} &= -K_{\text{уд}} \Delta U_{\text{вх1}}. \end{aligned}$$

Знак минус в последней формуле показывает, что приращения $\Delta U_{\text{к1}}$ и $\Delta U_{\text{к2}}$ направлены в разные стороны.

Следовательно,

$$\Delta U_{\text{вых}} = (K_{\text{уд}} + K_{\text{уд}}) \Delta U_{\text{вх1}} = 2K_{\text{уд}} \Delta U_{\text{вх1}} = K_{\text{удэ}} \Delta U_{\text{вх1}}. \quad (5.31)$$

Таким образом, коэффициент усиления дифференциального усилителя с симметричным выходом (см. рис. 5.10) $K_{\text{удс}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх1}} = 2K_{\text{уднс}} = K_{\text{удэ}}$ равен коэффициенту усиления обычного каскада с общим эмиттером и превышает в два раза коэффициент усиления дифференциального сигнала $K_{\text{уднс}}$ усилителя с несимметричным выходом.

При включении нагрузки $R_{\text{н}}$ в схему с симметричным выходом (см. рис. 5.10) средняя точка резистора всегда будет иметь нулевой потенциал, так как потенциалы симметричных точек при воздействии дифференциального сигнала изменяются на одно и то же значение, но в противоположных направлениях.

Следовательно, каждый из транзисторов усилителя нагружен на резистор $R_{\text{н}}/2$ и коэффициент усиления дифференциального сигнала с учетом нагрузки определяется выражением

$$K_{\text{удс}} = \frac{h_{21э} [R_{\text{к}} \parallel (R_{\text{н}}/2)]}{h_{11э}}. \quad (5.32)$$

Одним из основных применений ДУ является усиление малых сигналов на фоне больших синфазных помех различного происхождения. Поэтому качество ДУ оценивают с помощью коэффициента подавления синфазного сигнала, определяемого как отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту передачи синфазного, т. е. $K_{\text{под}} = K_{\text{уд}} / K_{\text{сф}}$.

Для сравнения коэффициентов подавления в схемах ДУ с несимметричным и симметричным выходами предположим, что в эмиттерные цепи транзисторов обеих схем включен резистор $R_{\text{э}}$. Разброс параметров транзисторов усилителя мало сказывается на изменении выходного напряжения усилителя с несимметричным выходом. Тогда коэффициент подавления в схеме с несимметрич-

ным выходом найдем, воспользовавшись формулами (5.30) и (5.25) для $K_{удис}$ и $K_{усф}$. Разделив (5.30) на (5.25), получим

$$K_{подис} = h_{21э} R_э / h_{11э}. \quad (5.33)$$

В схеме с симметричным выходом $\Delta U_{вых сф}$ определяется разностью изменений коллекторных напряжений $\Delta U_{к1 сф}$ и $\Delta U_{к2 сф}$ схемы, возникшей за счет разброса параметров транзисторов. Для определения коэффициента подавления схемы рис. 5.10 можно пользоваться формулой

$$K_{подс} = \frac{h_{21э} R_э}{h_{11э}} \frac{1}{|\delta|}, \quad (5.34)$$

$|\delta|$ учитывает относительные разбросы отдельных параметров транзисторов. Из формул (5.33) и (5.34) следует, что коэффициент подавления синфазного сигнала в схеме с симметричным выходом в $1/|\delta|$ раз больше коэффициента подавления в схеме с несимметричным выходом, так как $K_{подис} = |\delta| K_{подс}$.

При работе ДУ от источника с большим внутренним сопротивлением $R_{г}$ часто возникает проблема повышения входного сопротивления усилителя.

Входное сопротивление усилителя по каждому входу равно

$$R_{вх1} (R_{вх2}) = r_6 + (1 + h_{21э})(r_э + R_э \| R_{выхII}).$$

Раскрывая $R_{выхII} = h_{11б} = r_э + \frac{r_6}{1 + h_{21э}}$ и полагая $R_э \gg R_{выхII}$, получаем

$$R_{вх} \approx 2r_6 + 2r_э (1 + h_{21э}) = 2h_{11э}. \quad (5.35)$$

Входное сопротивление, измеренное между входами 1 и 2 усилителя,

$$R_{вх1-2} \approx 2h_{11э}, \quad (5.36)$$

так как в данном случае каждый транзистор схемы работает как в обычном каскаде ОЭ. Если в формулах (5.35) и (5.36) положить $r_6 = 150$ Ом; $r_э = 50$ Ом (при $I_э = 0,5$ мА); $h_{21э} = 100$, то получим $R_{вх1} = 10,3$ кОм; $R_{вх1-2} = 10,3$ кОм.

Для повышения входного сопротивления дифференциального каскада в эмиттерные цепи транзисторов включают резисторы R_0 (рис. 5.14), позволяющие искусственно увеличить сопротивления $r_э$, так как в этом случае

$$R_{вх1} \approx 2[r_6 + (r_э + R_0)(1 + h_{21э})]. \quad (5.37)$$

Кроме того, это улучшает симметрию дифференциального каскада, так как при $R_0 \gg r_{э}$ устраняется влияние разброса параметров $r_{э1}$ и $r_{э2}$.

Включение резисторов R_0 расширяет также диапазон входных сигналов. В отсутствие R_0 максимальный входной сигнал $\Delta U_{вх \max}$, который можно подать на один из входов каскада при заземленном другом входе, составляет примерно 1 В. При наличии R_0 напряжение $U_{вх \max}$ увеличивается на падение напряжения $I_{э} R_0$. Повысить входное сопротивление дифференциального каскада можно, используя составной транзистор (см. § 4.9).

Входное сопротивление дифференциального каскада с составными транзисторами и резисторами связи R_0 определяется выражением

$$R_{вх1} = 2[r_{э} + (1 + h'_{21э} h''_{21э})(r_{э} + R_0)] \approx 2h'_{21э} h''_{21э} R_0. \quad (5.38)$$

Полагая $R_0 = 400$ Ом, $h'_{21э} = h''_{21э} = 100$, получим $R_{вх1} = 8$ МОм, $R_{вх1-2} = 4$ МОм.

Однако в дифференциальном каскаде с составными транзисторами увеличивается асимметрия схемы, так как сказывается разброс параметров уже не двух, а четырех транзисторов и, как следствие, возрастает дрейф выходного напряжения в усилителях с симметричным выходом.

Так как разброс параметров мало сказывается на дрейфе выходного напряжения усилителя с несимметричным выходом, то составные транзисторы целесообразно использовать именно в такой схеме. При использовании составных транзисторов существенно повышается коэффициент усиления дифференциального сигнала усилителя. Для схемы с несимметричным выходом

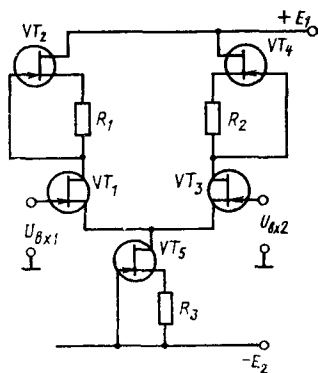


Рис. 5.15

$$K_{и \text{ днс}} = \frac{-h'_{21э} h''_{21э} R_{к}}{R_{вх1}} \approx -\frac{R_{к}}{2r_{э}},$$

или с учетом резисторов R_0

$$K_{и \text{ днс}} = -\frac{R_{к}}{2(r_{э} + R_0)} \approx -\frac{R_{к}}{2R_0}. \quad (5.39)$$

Для схемы с симметричным выходом

$$K_{и \text{ дс}} = -R_{к}/r_{э},$$

или с учетом того, что $R_0 \gg r_{э}$,

$$K_{и \text{ дс}} \approx -R_{к}/R_0. \quad (5.40)$$

Как следует из формул (5.39), (5.40), коэффициент усиления $K_{уд}$ в схемах дифференциальных усилителей на составных транзисторах практически не зависит от параметров транзисторов и определяется отношением резисторов R_K и R_0 .

В настоящее время в схеме ДУ все чаще используются полевые транзисторы. Такие схемы на полевых транзисторах построены аналогично схемам на биполярных транзисторах. Основным их достоинством является высокое входное сопротивление (сотни килоом). Однако схемы на полевых транзисторах имеют меньшие коэффициенты усиления $K_{уд}$ и подавления $K_{под}$ по сравнению со схемами на биполярных транзисторах.

Для повышения коэффициента усиления дифференциального сигнала $K_{уд}$ вместо стоковых резисторов включают другие полевые транзисторы, внутреннее сопротивление которых в этом случае является нагрузкой основных транзисторов (рис. 5.15).

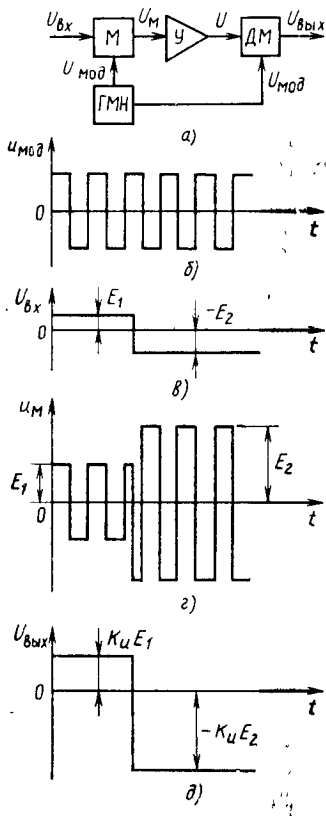


Рис. 5.16

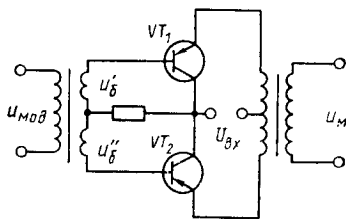


Рис. 5.17

§ 5.4. Усилители постоянного тока с преобразованием сигнала

В рассмотренных усилителях постоянного тока практически невозможно добиться отсутствия дрейфа. Это объясняется неодинаковой реакцией элементов схемы на изменение температуры. Поэтому для усиления малых сигналов постоянного тока применяют усилители постоянного тока, постоянный входной сигнал которых преобразуется в пропорциональный ему переменный, усиливается с помощью усилителя переменного тока, а затем снова преобразуется в сигнал постоянного тока. При этом дрейф будет меньше,

чем в усилителях с непосредственной связью, так как в данном случае дрейф не передается от каскада к каскаду. Структурная схема усилителя с преобразованием и временные диаграммы ее работы приведены на рис. 5.16, *a—д*.

Преобразование постоянного сигнала в переменный осуществляется с помощью модулятора *M*. Простейший модулятор представляет собой трансформатор, концы входной обмотки которого попеременно подключаются к источнику входного сигнала с помощью ключевых элементов K_1 и K_2 .

Ключи управляются сигналом $u_{\text{мод}}$ от генератора модулирующего напряжения ГМН и могут быть механическими (например, на основе поляризованного реле или вибратора), транзисторными и диодными. Частота колебаний модулирующего источника должна в 10—20 раз превышать верхнюю частоту спектра преобразуемого сигнала, иначе на выходе усилителя форма сигнала окажется искаженной. В результате на выходной обмотке трансформатора будем иметь переменный сигнал с периодически изменяющейся полярностью (см. рис. 4.16, *г*) и огибающей, соответствующей закону изменения входного напряжения. При изменении знака входного напряжения $U_{\text{вх}}$ фаза переменного напряжения на выходе модулятора $u_{\text{м}}$ изменяется на противоположную. Благодаря трансформаторной связи постоянная составляющая выходного напряжения модулятора отсутствует.

В схеме транзисторного модулятора (рис. 5.17) модулирующий сигнал $u_{\text{мод}}$ создает на базах транзисторов VT_1 и VT_2 противофазные напряжения $u'_б$ и $u''_б$, обеспечивающие противоположные состояния транзисторов.

Полярность противофазных напряжений изменяется с каждым полупериодом $u_{\text{мод}}$. Пусть в течение полупериода $u_{\text{мод}}$ на базу транзистора VT_1 поступает положительное напряжение. Тогда транзистор VT_1 будет закрыт (входная цепь разомкнута). Одновременно на базу транзистора VT_2 поступает отрицательное напряжение. При этом транзистор VT_2 открыт и находится в режиме насыщения. Насыщенный транзистор имеет очень малое внутреннее сопротивление и представляет собой цепь, замкнутую накоротко. В другой полупериод $u_{\text{мод}}$ напряжения $u'_б$ и $u''_б$ изменяют полярность, транзистор VT_1 открывается и входит в режим насыщения, а VT_2 закрывается. Временная диаграмма выходного напряжения транзисторного модулятора не отличается от временной диаграммы работы электромеханического модулятора (см. рис. 5.16). Транзисторные модуляторы имеют большой срок службы и высокую частоту переключения $f_{\text{мод max}} = 500 \dots 1000$ Гц. Однако обратный ток закрытого транзистора и остаточное напряжение открытого транзистора вызывают дрейф уровней переменного сигнала на выходе модулятора и всего усилителя. Для уменьшения остаточного напряжения в схеме модулятора (рис. 5.17) транзисторы управляются по коллекторному переходу, т. е. управляющие напряжения $u'_б$

и u''_6 приложены не к эмиттерному, как в обычной схеме ОЭ, а к коллекторному переходу. Уменьшить остаточное напряжение можно, применив так называемые компенсированные ключи, представляющие собой последовательное встречное включение двух транзисторов, которые открываются и закрываются одновременно под действием управляющего напряжения $u_{\text{мод}}$. При открытом состоянии транзисторов их остаточные напряжения компенсируют друг друга. Компенсированные ключи выполняются в виде интегральной микросхемы, что исключает разброс остаточных напряжений отдельных транзисторов. Модулятор, выполненный на основе компенсированного ключа типа 124КТ1 (выделен штриховыми линиями) с нагрузкой в виде усилителя переменного тока, представлен на рис. 5.18, а, а временные диаграммы его работы — на рис. 5.18, б, в, г, д.

При отрицательной полярности моделирующего напряжения (плюс в точке а) микросхема закрыта и входной сигнал без искажения поступает на вход усилителя переменного тока, при положительной полярности $u_{\text{мод}}$ транзисторы микросхемы находятся в насыщении, их остаточные напряжения компенсируют друг друга, напряжение на выходе модулятора близко к нулю. Таким образом, на выходе модулятора получим последовательность однополярных импульсов u_m с огибающей, соответствующей закону изменения входного напряжения. При изменении знака $U_{\text{вх}}$ (рис. 5.18, в) выходные импульсы также изменяют свою полярность.

В качестве усилителя переменного тока, являющегося нагрузкой модулятора (см. рис. 5.18, а), обычно используется интегральный операционный усилитель (см. гл. 6), на выходе и входе которого включены разделительные конденсаторы C_{p1} и C_{p2} большой емкости. Поэтому постоянная составляющая и дрейф на выходе усилителя отсутствуют (рис. 5.18, д).

Усилитель переменного тока не пропускает также низкочастотных шумов, которые в некоторых случаях оказывают более сильное влияние на полезный сигнал, чем температурный дрейф.

Демодулятор ДМ осуществляет обратное преобразование переменного сигнала в постоянный. Простейший демодулятор представляет собой транзисторный ключ (прерыватель тока), отпирание и запираение которого определяются сигналом генератора модулирующего напряжения, и сглаживающий фильтр (см. гл. 8, § 8.3). Принципиальная схема и временные диаграммы работы такого демодулятора представлены на рис. 5.19, а—д.

При отрицательной полярности модулирующего напряжения на базе транзистора ключ закрыт и напряжение с выхода усилителя проходит на вход сглаживающего фильтра. При положительной полярности $u_{\text{мод}}$ ключ открыт и шунтирует выходное напряжение усилителя. Таким образом, на вход сглаживающего фильтра поступает выпрямленное напряжение, полярность которого зависит от фазы выходного напряжения усилителя переменного тока. Сгла-

живающий фильтр пропускает сигналы низкой и шунтирует сигналы высокой частоты, поэтому на выходе его получим напряжение, соответствующее закону изменения огибающей выпрямленного напряжения на входе фильтра.

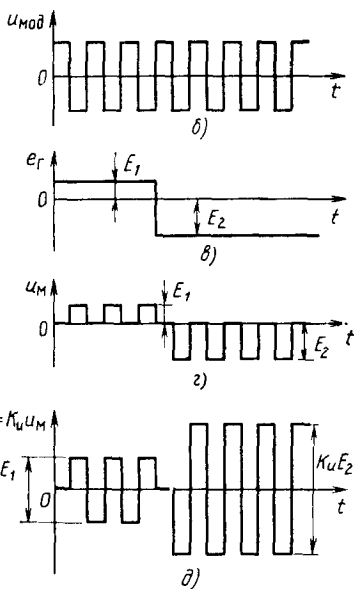
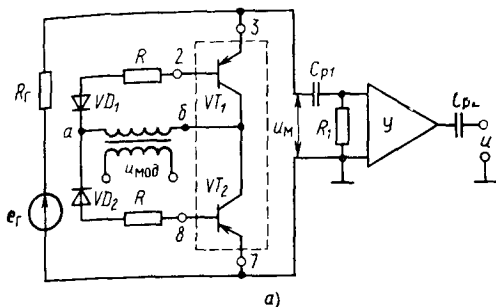


Рис. 5.18

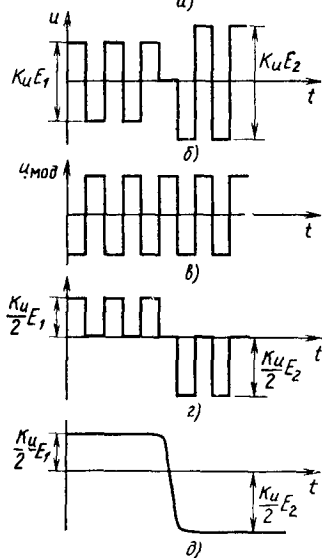
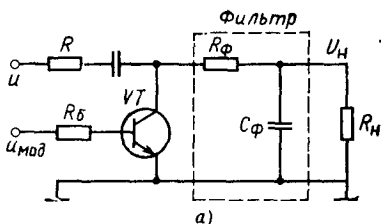


Рис. 5.19

С развитием микроэлектронной технологии все большее распространение получают интегральные усилители МДМ, выполненные на одном кристалле. Примером такого усилителя МДМ является микросхема типа К140УД13 на МДП-транзисторах с индцированным p -каналом. Микросхема включает в себя модулятор, демодулятор, усилитель переменного тока и внутренний генератор прямоугольных импульсов. Разделительный конденсатор на выходе усилителя переменного тока и элементы сглаживающего филь-

ра являются навесными компонентами, подключаемыми к соответствующим точкам микросхемы.

Общим недостатком усилителей с преобразованием сигнала усилителями типа МДМ является узкая полоса пропускания, так как модулирующая частота $u_{\text{мод}}$ должна быть в десять раз выше наибольшей частоты усиливаемого входного сигнала.

При проектировании усилителей постоянного тока с минимальным уровнем дрейфа и широкой полосой пропускания используют так называемые комбинированные схемы, состоящие из дифференциального усилителя (ДУ) с широкой полосой пропускания и усилителя типа МДМ (рис. 5.20).

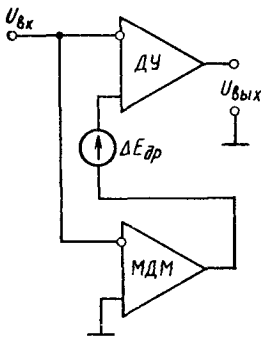


Рис 5 20

В схеме (рис. 5.20) медленно изменяющийся входной сигнал $U_{\text{вх}}$ усиливается дифференциальным усилителем как по инвертирующему 1, так и по неинвертирующему входу 2.

Считая, что усилитель МДМ изменяет фазу входного сигнала на противоположную, напряжение на выходе дифференциального усилителя определяется суммой усиленных напряжений по инвертирующему и неинвертирующему входам

$$U_{\text{вых}} = -[K_{\text{уд}} U_{\text{вх}} + K_{\text{уд}} (K_{\text{МДМ}} U_{\text{вх}} \pm \Delta E_{\text{др}})], \quad (5.41)$$

где $K_{\text{МДМ}}$ — коэффициент усиления усилителя типа МДМ; $K_{\text{уд}}$ — коэффициент усиления дифференциального усилителя; $\Delta E_{\text{др}}$ — напряжение дрейфа, приведенное к одному из входов дифференциально усилителя, в данном случае к входу 2.

Преобразуем формулу (5.41)

$$U_{\text{вых}} = -[K_{\text{уд}} (1 + K_{\text{МДМ}}) U_{\text{вх}} \pm K_{\text{уд}} \Delta E_{\text{др}}]. \quad (5.42)$$

Из формулы (5.42) следует, что дрейф в комбинированном усилителе по сравнению с обычным дифференциальным усилителем уменьшается в $(1 + K_{\text{МДМ}})$ раз, если считать усилитель МДМ бездрейфовым. Действительно, дрейф и полезный сигнал усиливаются дифференциальным усилителем в одинаковое число раз, а в комбинированном усилителе усиление полезного сигнала согласно формуле (5.42) в $(1 + K_{\text{МДМ}})$ раз больше, чем усиление сигнала дрейфа.

Высокочастотная составляющая входного сигнала не подавляется в комбинированной схеме усилителя, а усиливается по инвертирующему входу 1 в $K_{\text{уд}}$ раз дифференциальным усилителем, имеющим широкую полосу пропускания. В качестве дифференциального усилителя обычно используют операционный усилитель, свойства которого рассмотрены в гл. 6.

§ 5.5. Регулировка усиления сигнала в усилителях низкой частоты

При проектировании усилителей низкой частоты обычно предусматривают возможность регулировки усиления, позволяющей изменять в нужную сторону уровень сигнала на выходе усилительного устройства.

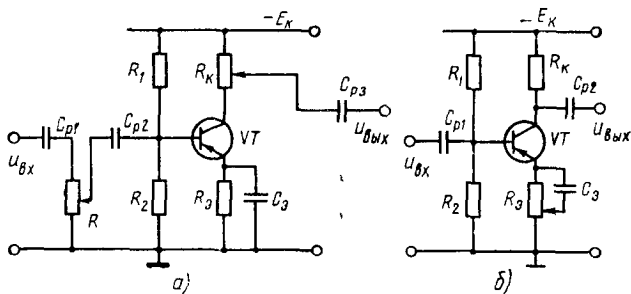


Рис 5 21

Величина, определяемая отношением коэффициентов усиления усилителя при двух крайних рабочих положениях регулятора, называется глубиной регулировки:

$$D_p = K_{u \max} / K_{u \min}$$

Обычно регулировка усиления осуществляется во входной цепи или в первых каскадах усилителя, так как при использовании регулятора в промежуточных каскадах увеличивается вероятность перегрузки предыдущих каскадов и возникновения нелинейных искажений на выходе усилителя.

Регулировка усиления может быть плавной и ступенчатой. На рис. 5.21, а приведена простейшая схема плавной регулировки с помощью переменного резистора (обычно типа СП, ВК, ТК), включенного в цепь базы или коллектора транзистора.

Основное достоинство такой схемы — простота и большая глубина регулировки. К недостаткам следует отнести изменение амплитудно-частотной характеристики усилителя в процессе регулирования усиления.

Если внутреннее сопротивление источника входного сигнала R_r много меньше входного сопротивления каскада $R_{вх \text{ каск}}$, определенного с учетом действующих обратных связей, цепей смещения и стабилизации, то влиянием регулятора R на амплитудно-частотную характеристику усилителя можно пренебречь. Например, если $R_{вх \text{ каск}}/R_r = 10^2 \dots 10^3$, то, выбирая $R = \sqrt{R_r R_{вх \text{ каск}}}$, будем иметь $R_{вх \text{ каск}}/R = R/R_r = 10 \dots 30$. Для выполнения этих соотношений регу-

лятор можно включить между двумя эмиттерными повторителями или использовать каскады на полевых транзисторах.

В схеме рис. 5.21, б плавная регулировка усиления достигается путем включения переменного резистора в цепи эмиттера транзистора. При изменении сопротивления переменного резистора меняется глубина отрицательной обратной связи по току, а следовательно, коэффициент усиления каскада.

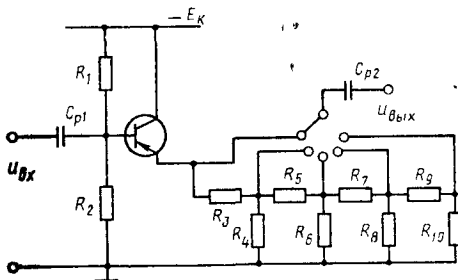


Рис. 5.22

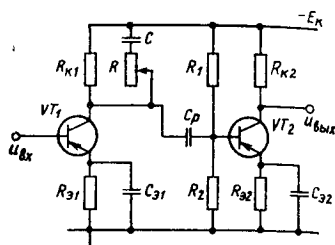


Рис. 5.23

Глубина регулировки в схеме рис. 5.21, б

$$D_p = \frac{K_u}{K_{u_{oc}}} \approx \frac{h_{21э}}{h_{11э}} R_K \cdot \frac{R_K}{R_3} \approx \frac{h_{21э}}{h_{11э}} R_3.$$

Плавная регулировка усиления широко используется в усилителях звуковой частоты радиотехнических устройств для изменения громкости звучания, в осциллографических и телевизионных усилителях для регулировки контрастности изображения и т. д.

Если требуется изменять коэффициент усиления в строго заданное число раз, то применяют ступенчатую регулировку. Ступенчатая регулировка осуществляется обычно с помощью переключателя и делителей.

Если делители включены таким образом, что выходное (или входное) сопротивление регулятора остается одинаковым при любом положении переключателя, то такой регулятор называется аттенуатором. На рис. 5.22 дана схема эмиттерного повторителя с аттенуатором на выходе.

В усилителях звуковой частоты кроме частотно-независимой регулировки усиления для изменения АЧХ применяется регулировка тембра звука, позволяющая плавно изменять коэффициент усиления в области высоких и низких частот. Простейший регулятор тембра высоких частот представляет собой переменный резистор R и конденсатор C , последовательно соединенные друг с другом.

При включении регулятора в цепь межкаскадной связи усилителя (рис. 5.23) коэффициент усиления уменьшается в области

верхних частот амплитудно-частотной характеристики, так как емкостное сопротивление конденсатора $X_c = 1/\omega C$ шунтирует нагрузку каскада на транзисторе VT_1 . В области средних и низких частот сопротивление должно быть велико для того, чтобы регулятор оказывал влияние на коэффициент усиления только на высоких частотах. Изменяя сопротивление переменного резистора R , можно регулировать коэффициент усиления в области высоких частот. На рис. 5.24 представлена амплитудно-частотная характеристика усилителя при различных значениях сопротивления резистора R ($R' > R''$).

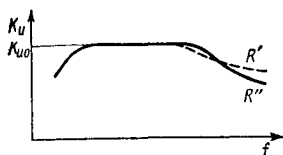


Рис. 5.24

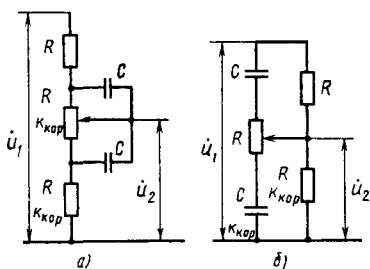


Рис. 5.25

Регулятор тембра, изображенный на рис. 5.25, можно использовать для изменения «окраски» звука. Если увеличить емкость конденсатора C так, чтобы сопротивление шунтировало нагрузку каскада и на средних частотах амплитудно-частотной характеристики, то кривая спада верхних частот сдвигается влево. Тогда усилителем воспроизводятся полностью только сигналы низких частот, а сигналы средних и высоких частот звучат приглушенно.

На практике широко применяются регуляторы тембра, выполненные в виде схем для низких (рис. 5.25, а) и высоких (рис. 5.25, б) частот.

Вопросы и задачи для самопроверки

К § 5.3

1. Определить изменение коллекторного напряжения обоих транзисторов в схеме дифференциального усилителя (рис. 5.10), если на базы транзисторов поданы синфазные ЭДС одинакового значения $\Delta U_{вх\ сф} = 100$ мВ. Чему равно выходное напряжение $U_{вых}$? При решении задачи считать, что параметры обоих транзисторов идентичны, а сопротивления $R_{к1} = R_{к2} = R_k = 1,6$ кОм, $R_b = 200$ Ом.

Ответ. $\Delta U_{к1} = \Delta U_{к2} = \Delta U_{к\ сф} = 0,4$ В, $U_{вых} = 0$.

2. Как влияет величина сопротивления резистора в эмиттерной цепи схемы рис. 5.10 на выходное напряжение при неидентичных параметрах транзисторов?

3. Какую роль играет транзистор VT_3 в схеме дифференциального каскада (рис. 5.12)?

4. Определить изменение коллекторного напряжения $\Delta U_{к2}$ транзистора VT_2 и выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ при подаче на входы симметричного дифферен-

циального каскада (рис. 5 10) приращения напряжения $\Delta E_r = 200$ мВ. Внутреннее сопротивление источника входного сигнала $R_r = 800$ Ом. Считать, что при подаче ΔE_r потенциал на базе транзистора VT_2 возрастает. Параметры транзисторов идентичны и равны $h_{21э} = 20$, $h_{11э} = 400$ Ом. Сопротивления в коллекторных цепях $R_{к1} = R_{к2} = R_k = 1,2$ кОм. Сопротивление нагрузки $R_n \rightarrow \infty$. *Ответ.* Коллекторное напряжение $U_{к2}$ уменьшается на 3 В, $\Delta U_{вых} = 6$ В.

5. Дать определение дифференциальному и симметричному коэффициентам усиления симметричного каскада. Написать формулы для их нахождения с помощью параметров транзистора и схемы.

6. Как изменится дифференциальный коэффициент усиления $K_{уд} = 50$ в схеме рис. 5.10 при подключении нагрузки $R_n = 2$ кОм? Параметры транзисторов идентичны и равны $h_{21э} = 25$, $h_{11э} = 300$ Ом. Сопротивления $R_k = 1$ кОм, $R_r = 400$ Ом. *Ответ.* Коэффициент усиления уменьшается в два раза.

7. Как изменится дифференциальный коэффициент усиления в схеме рис. 5 10, если выходное напряжение снимать между коллектором одного из транзисторов и «землей»? Считать $R_n \rightarrow \infty$. *Ответ.* Коэффициент усиления уменьшится в два раза.

8. Какой из входов дифференциального каскада с несимметричным выходом (рис. 5.13, а) является инвертирующим?

9. Определить приращение выходного напряжения в схеме дифференциально-го каскада с несимметричным выходом при подаче на входы 1 и 2 ЭДС: $E_{r1} = 0,1$ В, $E_{r2} = 0,2$ В. Параметры транзисторов идентичны и равны $h_{21э} = 40$, $h_{11э} = 600$ Ом. Сопротивления $R_{r1} = 200$ Ом, $R_{r2} = 400$ Ом, $R_k = 1,8$ кОм. Как изменится выходное напряжение, если изменится полярность напряжения на входе 2? *Ответ.* 1) $\Delta U_{вых} = 4$ В; 2) $\Delta U_{вых} = 12$ В.

10. Определить коэффициент подавления симметричного сигнала в дифференциальном каскаде с несимметричным выходом. Параметры транзисторов идентичны и равны $h_{21э} = 60$, $h_{11э} = 500$ Ом. Сопротивления $R_r = 200$ Ом, $R_s = 400$ Ом. *Ответ.* $K_{под} = 40$.

11. Во сколько раз коэффициент подавления симметричного сигнала в схеме с симметричным выходом выше, чем коэффициент подавления в схеме с несимметричным выходом?

12. Сравните дифференциальные каскады на полевых и биполярных транзисторах.

Г Л А В А 6 О П Е Р А Ц И О Н Н Ы Е У С И Л И Т Е Л И

§ 6.1. Общие сведения

Широкие функциональные возможности дифференциальных усилителей позволили создать на их основе интегральные схемы высококачественных усилителей, обладающих большими коэффициентами усиления дифференциального сигнала и подавления симметричного, с широкой полосой пропускания, большим входным и малым выходным сопротивлениями, низким уровнем линейных и нелинейных искажений. Такие интегральные усилители получили название операционных, так как с их помощью путем введения линейных и нелинейных элементов отрицательной обратной связи можно производить с большой точностью математические операции — суммирование, вычитание, интегрирование, дифференцирование, логарифмирование и т. д. Операционные усилители (ОУ) мож-

но использовать не только для выполнения математических операций, но и для усиления, генерирования, формирования, преобразования и детектирования сигналов. Можно с уверенностью сказать, что ОУ являются одними из самых универсальных элементов радиоэлектроники.

Большинство операционных усилителей изготавливаются в монолитном исполнении по полупроводниковой интегральной технологии, обеспечивающей хорошую повторяемость характеристик в партии, низкую стоимость, высокую надежность. В гибридном исполнении выпускаются ИОУ специального назначения, которые нельзя по различным соображениям реализовать в монолитной форме. Условное обозначение операционного усилителя как функционального элемента приведено на рис. 6.1. Операционный усилитель имеет два входа: инвертирующий и неинвертирующий.

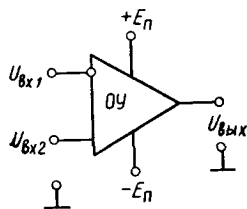


Рис. 6.1

Благодаря использованию двух разнополярных источников питания выходное напряжение может изменяться при поступлении дифференциального входного сигнала как в положительную, так и в отрицательную сторону относительно нулевой общей точки схемы, которая обычно заземляется.

§ 6.2. Эквивалентная схема и основные параметры

Независимо от сложности принципиальной структурная схема ОУ содержит следующие функциональные узлы: входной каскад, промежуточный — усилитель напряжения, схему сдвига уровня и выходной каскад — усилитель мощности (рис. 6.2).

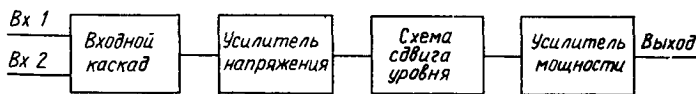


Рис. 6.2

Входной каскад представляет собой дифференциальный усилитель, свойства которого определяют входные параметры всего операционного усилителя. К входным параметрам ОУ относится дифференциальное входное сопротивление $R_{вх\ оу}$, измеренное между входами ОУ. Для повышения $R_{вх\ оу}$ во входном каскаде используют полевые транзисторы или биполярные транзисторы со сверхвысоким коэффициентом усиления тока базы $h_{21э}$ в микроамперном диапазоне рабочих токов. Например, при $I_{э0} = 10\ \mu\text{А}$, $h_{21э} = 1000$ будем иметь

$$R_{вх\ оу} = h_{11э} \approx h_{21э} r_{э} = h_{21э} \frac{26\ [\text{МВ}]}{I_{э0}} = 26 \cdot \text{МОм.}$$

К входным параметрам ОУ также относятся входное напряжение смещения $U_{вх см}$ и разность базовых токов смещения $I_{б 01}$ и $I_{б 02}$. Эти параметры отражают факт появления напряжения ошибки на выходе ОУ при его замкнутых входах.

Напряжение ошибки $U_{вых ош}$ определяется двумя составляющими: $U'_{вых ош}$ и $U''_{вых ош}$. Первая составляющая $U'_{вых ош}$ обусловлена разбалансом внутри входного каскада. Несимметрия входного дифференциального усилителя, в частности неидентичность напряжений $U_{бэ 0}$ транзисторов, приводит к разным коллекторным токам и, как следствие, к появлению напряжения разбаланса на выходе каскада даже при одинаковых потенциалах на его входах, т. е. при нулевом дифференциальном входном напряжении. Напряжение разбаланса, усиливаясь последующими каскадами ОУ, вызывает появление на выходе ОУ составляющей напряжения ошибки $U'_{вых ош}$. Значение $U'_{вых ош}$ определяется по входному напряжению смещения $U_{вх см} = U'_{вых ош} / K_{и оу}$, которое является справочной величиной, задаваемой разработчиками для каждого типа ОУ ($K_{и оу}$ — коэффициент усиления дифференциального сигнала операционного усилителя). Входное напряжение смещения $U_{вх см}$ основных типов ОУ лежит обычно в пределах $\pm(1-10)$ мВ и показывает, какое напряжение следует приложить к входам ОУ для приведения напряжения ошибки $U'_{вых ош}$ на выходе ОУ к нулю.

Вторая составляющая выходного напряжения ошибки $U''_{вых ош}$ обусловлена разностью входных токов дифференциального усилителя ОУ.

При неидентичности параметров транзисторов дифференциального каскада ОУ базовые токи смещения $I_{б 01}$ и $I_{б 02}$ по значению будут отличаться друг от друга. Вследствие неравенства базовых токов напряжения на входах 1 и 2 относительно «земли» также будут различны, что приведет к возникновению дифференциального входного напряжения. Усиливаясь, это напряжение вызывает появление второй составляющей выходного напряжения ошибки $U''_{вых ош}$. Разностный ток $I_{вх разн} = |I_{б 01} - I_{б 02}|$, так же как и $U_{вх см}$, является справочным параметром. Для основных типов ОУ значения лежат в пределах 0,02—3 мкА.

Казалось бы, составляющую $U''_{вых ош}$ можно исключить, обеспечив нулевые значения базовых токов $I_{б 01}$ и $I_{б 02}$. К сожалению, этого нельзя сделать, так как при нулевых значениях базовых токов транзисторы дифференциального каскада были бы закрыты. Задавая определенное значение базового тока, обеспечивают номинальный режим работы транзистора.

В отдельных случаях составляющие выходного напряжения ошибки, обусловленные совместным действием $U_{вх см}$ и $I_{вх разн}$, направлены противоположно и компенсируют друг друга. В других случаях они складываются, и выходное напряжение ошибки является суммой составляющих $U'_{вых ош}$ и $U''_{вых ош}$.

Для установки нулевого уровня выходного напряжения ОУ используют цепь регулировки нуля, состоящую из системы резисторов, подключенных к одному из входов ОУ.

Промежуточный каскад — дифференциальный усилитель с несимметричным выходом — обеспечивает необходимое усиление по напряжению всего операционного усилителя.

Схема сдвига потенциального уровня осуществляет изменение уровня постоянного напряжения на выходе промежуточного каскада до нулевого уровня, если дифференциальный сигнал на входах ОУ отсутствует. Простейшие схемы сдвига рассмотрены в § 5.3.

Выходным каскадом ОУ является усилитель мощности, выполненный по схеме двухтактного эмиттерного повторителя, работающего в режиме АВ.

Свойства выходного каскада определяют выходные параметры операционного усилителя: выходное сопротивление $R_{\text{вых оу}}$, максимальный выходной ток $I_{\text{вых max}}$, измеряемый при максимальном выходном напряжении $U_{\text{вых max}}$. Иногда приводится минимальное сопротивление нагрузки $R_{\text{н min}} = U_{\text{вых max}} / I_{\text{вых max}}$, $U_{\text{вых max}}$ — максимальное выходное напряжение, или уровень ограничения выходного сигнала. При двухполярном питании ОУ имеются два уровня ограничения: положительный и отрицательный. Для большинства типов ОУ имеем $U_{\text{вых max}} = \pm 10$ В.

Стандартные операционные усилители, выпускаемые промышленностью, имеют выходную мощность не более 50 мВт. Однако сейчас разработаны и мощные ОУ с выходной мощностью от единиц до нескольких десятков ватт. К важным параметрам операционного усилителя, определяемым структурой и элементной базой ОУ, также относятся:

коэффициент усиления по напряжению дифференциального сигнала $K_{u \text{ оу}}$; большинство операционных усилителей имеет $K_{u \text{ оу}}$ до сотен тысяч;

коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осл сф}}$, определяемый как отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного;

частота единичного усиления f_T , т. е. частота, при которой схема теряет свои усилительные свойства ($K_{u \text{ оу}} = 1$);

скорость нарастания выходного напряжения V_U — максимальная скорость изменения во времени напряжения на выходе ОУ при подаче на входы скачка напряжения;

ток потребления ОУ.

Области применения операционных усилителей

1. ОУ общего применения — это универсальные элементы, отличающиеся низкой стоимостью, малыми размерами, не очень высокими коэффициентом усиления, входным сопротивлением и быстродействием.

Принципиальная схема интегрального операционного усилителя общего применения типа К153УД1 (А, Б), выпускаемого отечественной промышленностью, приведена на рис. 6.3. Входной дифференциальный каскад ОУ выполнен на транзисторах VT_1 и VT_2 , в эмиттерные цепи которых включен генератор стабильного тока на транзисторе VT_{11} . Каскад обеспечивает высокое входное сопротивление ОУ, так как работает в микроамперном диапазоне токов.

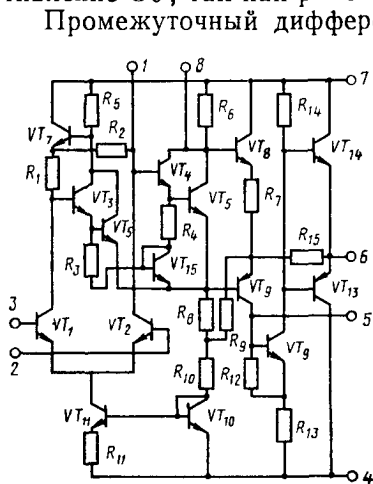


Рис. 6.3

Промежуточный дифференциальный каскад, выполненный на составных транзисторах VT_3 — VT_5 и VT_4 — VT_6 , обеспечивает основное усиление ОУ. Для снижения влияния температуры окружающей среды и напряжения источников питания создается отрицательная обратная связь за счет протекания общего эмиттерного тока транзисторов VT_5 и VT_6 через делитель в цепи базы транзистора VT_{11} . Транзисторы VT_8 и VT_9 обеспечивают сдвиг уровня сигнала. Сигнал после усиления каскадом ОЭ на транзисторе VT_{12} поступает на вход двухтактного эмиттерного повторителя, выполненного на транзисторах разного типа проводимости VT_{13} , VT_{14} .

Интегральная микросхема ОУ типа 153УД1 принадлежит к операционным усилителям первого поколения. Микросхемы второго поколения ОУ типа 153УД2, 153УД6 по сравнению с микросхемой 153УД1 имеют более высокие входное сопротивление и коэффициент усиления при меньших токах потребления. Большим преимуществом микросхем 153УД2, 153УД6 является широкий диапазон допустимого изменения напряжения источника питания (от 20 до 5 В).

2. Прецизионные ОУ, обладающие малыми напряжениями смещения, высокими коэффициентами усиления дифференциального сигнала и подавления синфазного, малым уровнем шума. К ним относятся микросхемы ОУ типа 153УД5.

3. Электрометрические ОУ типа 140УД6, 1401УД14, 544УД1, 140УД8, имеющие очень большое входное сопротивление, малые входные токи и шумы.

4. Быстродействующие ОУ типа 140УД11, предназначенные для усиления импульсных сигналов и сигналов высокой частоты, они имеют широкую полосу пропускания и высокую скорость нарастания выходного напряжения. Однако при этом ухудшаются остальные параметры усилителя в частности, возрастает потребление мощности, что ограничивает применение ОУ как универсального элемента.

5. Микро мощные ОУ типа 140УД12, 153УД4, потребляющие очень малую мощность (в режиме покоя около 10^{-6} Вт).

Параметры некоторых типов отечественных операционных усилителей приведены в приложении табл. П.3.

§ 6.3. Линейные схемы на операционных усилителях

Операционный усилитель как линейное устройство, обеспечивающее минимальные искажения входного сигнала, редко используется без обратной связи. Это объясняется тем, что из-за очень большого значения коэффициента усиления ОУ без обратной связи даже при сравнительно малом входном дифференциальном напряжении выходное напряжение может достигать предельных значений $U_{\text{ВЫХ}} \text{ макс.}$, ограничиваясь и искажаясь. При использовании же отрицательной обратной связи можно подобрать необходимое значение коэффициента усиления ОУ и обеспечить его стабильность в заданных пределах.

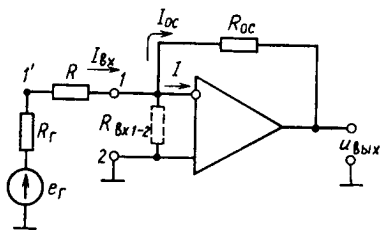


Рис. 6.4

Инвертирующий усилитель, схема которого приведена на рис. 6.4, предназначен для усиления с минимальными искажениями сигнала, поступающего от источника E_r на инвертирующий вход ОУ. Выходной сигнал усилителя имеет фазу, противоположную фазе входного.

Усилитель охвачен параллельной отрицательной связью по напряжению (см. гл. 2), поэтому его входное сопротивление, измеренное в точках 1—2, определяется формулой

$$R_{\text{вх}1-2} \approx [R_{\text{oc}} / (1 + K_{\text{и оу}})] \| R_{\text{вх оу}}$$

Для практических расчетов операционный усилитель можно считать идеальным, т. е. принимаем $K_{\text{и оу}} \rightarrow \infty$, $R_{\text{вх оу}} \rightarrow \infty$.

Тогда $R_{\text{вх}1-2} \rightarrow 0$, т. е. потенциалы точек 1 и 2 остаются одинаковыми при любых изменениях входного сигнала, обеспечивающих линейное изменение выходного сигнала. Так как точка 2 (неинвертирующий вход ОУ) заземлена, то потенциал в точке 1 (на инвертирующем входе ОУ) остается равным нулю при всех допустимых изменениях E_r . Следовательно, токи во входной цепи $I_{\text{вх}}$ и цепи обратной связи $I_{\text{ос}}$

$$I_{\text{вх}} = E_r / (R_{\text{Г}} + R), \quad I_{\text{ос}} = -U_{\text{ВЫХ}} / R_{\text{ос}}$$

Так как $R_{\text{вх оу}} \rightarrow \infty$, т. е. входной ток не ответвляется в цепь ОУ ($I=0$), можно записать

$$I_{\text{ос}} \approx I_{\text{вх}} \quad \text{или} \quad E_r / (R_{\text{Г}} + R) = -U_{\text{ВЫХ}} / R_{\text{ос}}$$

откуда легко найти коэффициент усиления инвертирующего усилителя (рис. 6.4).

$$K_{uoc} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_r} = -\frac{R_{oc}}{R_r + R}. \quad (6.1)$$

Знак минус показывает, что фаза выходного сигнала противоположна фазе входного. Как следует из выражения (6.1), K_{uoc} определяется параметрами цепи обратной связи ОУ и не зависит от параметров самого операционного усилителя.

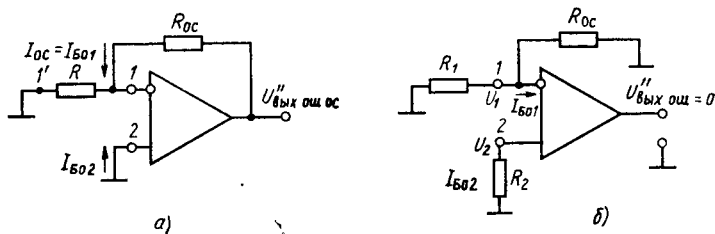


Рис. 6.5

Входное сопротивление инвертирующего усилителя, измеренное в точке I' , определяется резистором R , так как точка I является точкой «кажущейся земли»:

$$R_{\text{вх.иу}} = R. \quad (6.2)$$

Для эффективного усиления напряжения необходимо выполнить условие $R_r \ll R$, т. е. сопротивление R следует выбирать по возможности большим. При этом, естественно, увеличивается сопротивление R_{oc} в цепи обратной связи, так как $K_{uoc} \approx -R_{oc}/R$ обычно является заданной величиной. Однако увеличение R_{oc} приводит, в свою очередь, к возрастанию составляющей напряжения ошибки на выходе усилителя за счет протекания тока смещения I_{601} через резистор R_{oc} .

Действительно, в режиме покоя оба вывода резистора R (точки I' и I) можно считать заземленными, т. е. ток I_{601} протекает только через резистор обратной связи R_{oc} (рис. 6.5, а). Следовательно, составляющая напряжения ошибки на выходе ОУ с обратной связью за счет тока I_{601}

$$U_{\text{ВЫХ ОШ ОС}}^* = I_{oc} R_{oc} = I_{606} R_{oc}. \quad (6.3)$$

Формула для нахождения составляющей выходного напряжения ошибки $U'_{\text{ВЫХ ОШ ОС}}$, определяемой входным напряжением смещения $U_{\text{ВХ СМ}}$, имеет вид

$$U'_{\text{ВЫХ ОШ ОС}} = \left(1 + \frac{R_{oc}}{R}\right) U_{\text{ВХ СМ}}.$$

Тогда суммарное напряжение ошибки на выходе усилителя (см. рис. 6.4) определяется выражением (при $R_T \ll R$)

$$U_{\text{ВЫХ ОШ ОС}} = U'_{\text{ВЫХ ОШ ОС}} + U''_{\text{ВЫХ ОШ ОС}} = \left(1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R}\right) U_{\text{ВХ СМ}} + R_{\text{ОС}} I_{601}. \quad (6.4)$$

Влияние базового тока смещения I_{601} на выходное напряжение можно сделать минимальным, включив в цепь неинвертирующего входа усилителя резистор R_2 (рис. 6.5, б). Тогда в режиме покоя (точка I' заземлена) при отключенной цепи обратной связи (правый вывод резистора $R_{\text{ОС}}$ заземлен) на входе 1 операционного усилителя будет действовать напряжение $U_1 = (R_1 \parallel R_{\text{ОС}}) I_{601}$, а на входе 2 напряжение $U_2 = I_{602} R_2$. При

$$R_2 = R_1 \parallel R_{\text{ОС}} \quad (6.5)$$

и равенстве базовых токов смещения $I_{601} = I_{602}$ будем иметь

$$U_1 = U_2,$$

т. е. на входы операционного усилителя подается синфазное напряжение, при котором $U'_{\text{ВЫХ ОШ}} = 0$.

В реальных операционных усилителях токи I_{601} и I_{602} отличаются по величине, поэтому на входах усилителя появится дифференциальное напряжение $\Delta U_{\text{ВХ}} = |U_1 - U_2| = R_2 |I_{601} - I_{602}| = (R_1 \parallel R_{\text{ОС}}) |I_{601} - I_{602}|$, которое приводит к возникновению напряжения ошибки на выходе усилителя за счет разности токов $|I_{601} - I_{602}|$.

Приведем напряжение $\Delta U_{\text{ВХ}}$ к входу 2, т. е. положим $\Delta U_{\text{ВХ}} = U_2$, $U_1 = 0$. После замыкания цепи обратной связи на входе 1 установится напряжение обратной связи $U_1 = U'_{\text{ВЫХ ОШ}} \frac{R_1}{R_1 + R_{\text{ОС}}}$, равное напряжению

$$U_2 = R_2 |I_{601} - I_{602}| = \frac{R_1 R_{\text{ОС}}}{R_1 + R_{\text{ОС}}} |I_{601} - I_{602}|,$$

так как входное сопротивление $R_{\text{ВХ } 1-2}$ операционного усилителя с обратной связью близко к нулю (потенциалы точек 1—2 всегда одинаковы).

Записав $U'_{\text{ВЫХ ОШ}} \frac{R_1}{R_1 + R_{\text{ОС}}} = \frac{R_1 R_{\text{ОС}}}{R_1 + R_{\text{ОС}}} |I_{601} - I_{602}|$, после соответствующих сокращений получим

$$U'_{\text{ВЫХ ОШ}} = R_{\text{ОС}} |I_{601} - I_{602}| < R_{\text{ОС}} I_{601}.$$

Для большинства типов отечественных усилителей разность входных базовых токов $|I_{601} - I_{602}|$ примерно в 2—3 раза меньше, чем входной ток I_{601} (см. приложение табл. П.3). Во столько же раз уменьшается составляющая напряжения $U''_{\text{ВЫХ ОШ}}$ при включении резистора $R_2 = R_1 \parallel R_{\text{ОС}}$.

На практике сопротивление резистора R_{oc} обычно не должно превышать 1 МОм, так как высокоомные резисторы имеют значительный разброс параметров, плохую стабильность при изменении температуры и влажности окружающей среды, ограниченную полосу пропускания из-за внутренних паразитных емкостей.

Задав $R_{oc} = 1$ МОм, $K_{u oc} = -R_{oc}/R_1 = 50$ и подразумевая $R_T \ll R_1$, определим суммарное напряжение ошибки, обусловленное параметрами $U_{вх см} = 9$ мВ и $I_{разн} = I_{б 1} - I_{б 2} = 200$ нА, на выходе инвертирующего усилителя, выполненного на микросхеме ОУ типа К140УД7:

$$U_{\text{вх ош}} = (1 + K_{u oc}) U_{\text{вх см}} + R_{oc} I_{\text{разн}} \approx 0,65 \text{ В.}$$

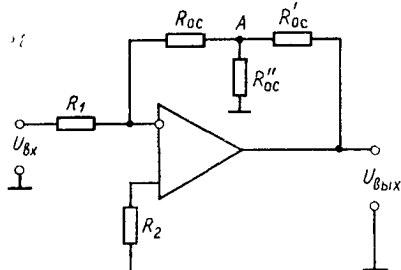


Рис. 6 6

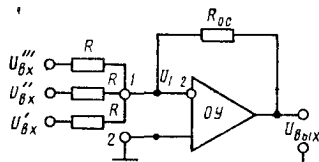


Рис. 6 7

При таком напряжении ошибки усилитель остается, как правило, работоспособным. В случае же искажения или даже ограничения полезного напряжения на выходе усилителя возникает необходимость в балансировке ОУ (см. § 6.1). Если при заданном входном сопротивлении инвертирующего усилителя сопротивление резистора в цепи обратной связи R_{oc} получается свыше 1 МОм, то используют схему с Т-образной цепью обратной связи (рис. 6.6), которая позволяет снизить номиналы резисторов обратной связи до приемлемого значения. Резисторы R'_{oc} и R''_{oc} образуют делитель напряжения с коэффициентом деления в точке А

$$\gamma_A = R''_{oc} / (R'_{oc} + R''_{oc}),$$

поэтому лишь часть выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ передается по цепи обратной связи на инвертирующий вход.

Записав $U_A = -(R_{oc}/R_1) U_{\text{вх}}$

$$U_A = U_{\text{вых}} \gamma_A$$

и приняв $R'_{oc} \gg R''_{oc}$, найдем коэффициент усиления в схеме рис. 6.6:

$$K_{u oc} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = - \frac{R_{oc}}{R_1} \frac{1}{\gamma_A} \approx - \frac{R'_{oc}}{R''_{oc}} \frac{R_{oc}}{R_1}. \quad (6.6)$$

Таким образом, резистор R_1 можно выбрать достаточно большим, так как необходимый коэффициент усиления может быть обеспечен при относительно небольшом $R_{ос} < 1$ МОм за счет выполнения условия $R'_{ос} \ll R''_{ос}$. Составляющая напряжения ошибки в схеме рис. 6.6 за счет разности входных токов равна

$$U'_{\text{вых ош}} = R_{ос экв} I_{\text{разн}} = [R_{ос} + (R'_{ос} \parallel R''_{ос})] I_{\text{вх разн}} \approx (R_{ос} + R'_{ос}) I_{\text{вх разн}}.$$

При этом R_2 выбирают из условия

$$R_2 = R_1 \parallel R_{ос экв}.$$

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя очень мало, так как определяется формулой для усилителя с глубокой отрицательной обратной связью по напряжению:

$$R_{\text{вых ос}} = R_{\text{вых оу}} / F = \frac{R_{\text{вых оу}}}{K_{\text{оу}}} \frac{R_{ос}}{R_1}, \quad (6.7)$$

где $F = K_{\text{оу}} / K_{\text{ос}}$ — глубина отрицательной обратной связи.

На основе инвертирующего усилителя можно построить схему инвертирующего сумматора (рис. 6.7), сигнал на выходе которой пропорционален алгебраической сумме входных сигналов $U'_{\text{вх}}$, $U''_{\text{вх}}$, $U'''_{\text{вх}}$. Действительно, учитывая, что при замкнутой цепи обратной связи усилителя потенциал в точке I близок к нулю, можно записать

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= -I_{ос} R_{ос} = -(I' + I'' + I''') R_{ос} = \left(\frac{U'_{\text{вх}}}{R} + \frac{U''_{\text{вх}}}{R} + \frac{U'''_{\text{вх}}}{R} \right) R_{ос} = \\ &= (U'_{\text{вх}} + U''_{\text{вх}} + U'''_{\text{вх}}) \frac{R_{ос}}{R}. \end{aligned} \quad (6.8)$$

Следует отметить, что источники входных сигналов практически не влияют друг на друга, так как замыкаются в точке I «кажущегося» нулевого потенциала ($U_{1-2} = 0$), т. е. сигнал одного канала не проникает в другой. Если положить $R_{ос}/R = 1/n$, где n — число входов, то схема сумматора будет выполнять функции усредняющего усилителя, у которого напряжение на выходе пропорционально среднему значению всех входных напряжений, т. е.

$$U_{\text{вых}} = \sum_1^n U_{\text{вх } i} / n. \quad (6.9)$$

Точность выполнения операций суммирования и усреднения во многом зависит от выходного напряжения ошибки, поэтому сумматор, как правило, нуждается в предварительной балансировке. Для уменьшения влияния входных токов ОУ достаточно включить резистор R_2 , сопротивление которого выбирают по формуле

$$R_2 = R_{ос} \parallel (R/n).$$

Инвертирующий усилитель на ОУ часто используется в автоматике как преобразователь «ток — напряжение», у которого выходное напряжение пропорционально входному току. В этом случае источниками входного тока усилителя обычно являются фотодиоды, фотоумножители и др., т. е. элементы, имеющие большое внутреннее сопротивление R_{Γ} , в результате чего их выходной ток не зависит от нагрузки.

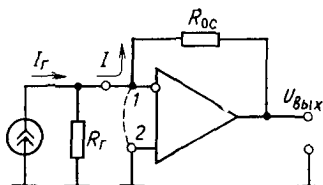


Рис. 6.8

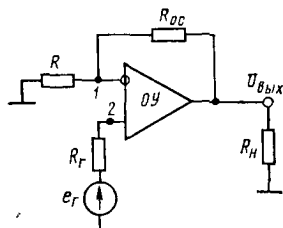


Рис. 6.9

Схема преобразователя на ОУ представляет собой обычный инвертирующий усилитель, в котором отсутствует резистор входной цепи (рис. 6.8). Тогда входное сопротивление усилителя

$$R_{\text{вх ос}} = \frac{R_{\text{ос}}}{1 + K_{\text{иоу}}}$$

стремится к нулю, что уменьшает погрешность преобразования тока источника I_{Γ} в выходное напряжение схемы при конечном R_{Γ} источника.

В схеме (рис. 6.8) выходное напряжение определяется соотношением

$$U_{\text{вх ос}} = -I R_{\text{ос}}. \quad (6.10)$$

Из формулы (6.10) видно, что преобразование малых токов требует больших значений сопротивлений $R_{\text{ос}}$, что, в свою очередь, приведет к возрастанию напряжения ошибки на выходе усилителя за счет входных токов ОУ. Для уменьшения их влияния в цепь неинвертирующего входа ОУ включают резистор $R_2 = R_{\text{ос}}$ или проводят балансировку ОУ.

Неинвертирующий усилитель на ОУ представлен на рис. 6.9. Полезный сигнал, подлежащий усилению, поступает на неинвертирующий вход 2. Пусть напряжение на входе 2 равно $U_{\text{вх2}} = E_{\Gamma}$. Тогда и на входе 1 установится напряжение $U_{\text{вх1}}$, близкое к E_{Γ} , так как входное сопротивление ОУ при замкнутой цепи обратной связи $R_{\text{вх1-2}}$, измеренное между входами 1 и 2, близко к нулю, т. е. потенциалы точек 1 и 2 всегда одинаковы. Таким образом,

$$E_{\Gamma} = U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} R / (R + R_{\text{ос}}),$$

откуда найдем коэффициент усиления неинвертирующего усилителя по напряжению

$$K_{uoc} = \frac{U_{вых}}{E_r} = 1 + (R_{oc}/R). \quad (6.11)$$

По отношению к неинвертирующему входу в схеме действует последовательная отрицательная обратная связь по напряжению, увеличивающая входное сопротивление ОУ в F раз, т. е. входное сопротивление неинвертирующего усилителя

$$R_{вхос} = R_{вхoy} F = R_{вхoy} \frac{K_{uoy}}{K_{uoc}}. \quad (6.12)$$

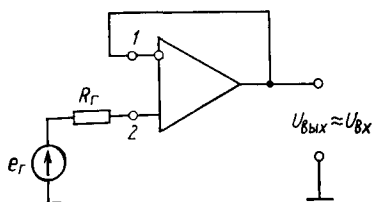


Рис. 6.10

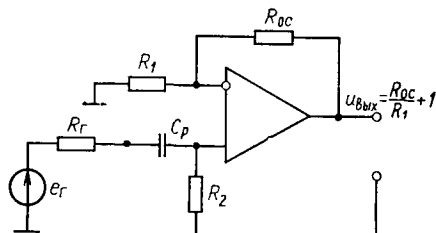


Рис. 6.11

Выходное сопротивление неинвертирующего усилителя меньше выходного сопротивления ОУ на величину глубины обратной связи, т. е. очень мало

$$R_{выхос} = R_{выхoy}/F. \quad (6.13)$$

Если в схеме неинвертирующего усилителя положить $R \rightarrow \infty$, $R_{oc} = 0$, то получим схему повторителя (рис. 6.10) с единичным коэффициентом передачи и глубиной обратной связи, равной K_{uoy} . Таким образом, входное сопротивление повторителя

$$R_{вхос} = R_{вхoy} K_{uoy} \rightarrow \infty,$$

а выходное

$$R_{выхос} = R_{выхoy}/K_{uoy} = 0.$$

При использовании неинвертирующего усилителя для усиления переменного тока на входе обычно включается разделительный конденсатор для блокировки постоянной составляющей входного сигнала (рис. 6.11). В этом случае необходимо включить и резистор R_2 между неинвертирующим входом ОУ и «землей», который образует цепь заряда и разряда конденсатора. В отсутствие резистора R_2 конденсатор C_p не успевает перезаряжаться через большое входное сопротивление усилителя, и на нем создается постоянное напряжение, которое приводит к существенному увеличению напряжения ошибки на выходе усилителя. Для получения мини-

мального напряжения ошибки сопротивление резистора R_2 вынудят из формулы (6.5).

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя (рис. 6.11) определяется сопротивлением резистора R_2 , т. е. значительно меньше входного сопротивления неинвертирующего усилителя, предназначенного для усиления постоянного тока.

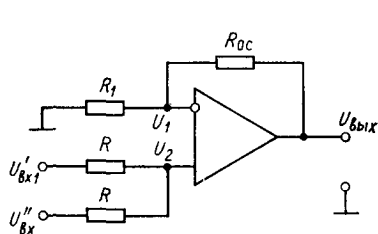


Рис. 6 12

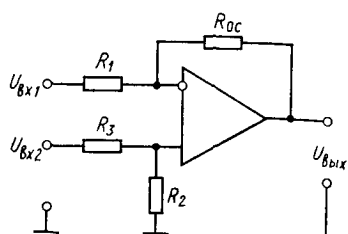


Рис. 6 13

Если к неинвертирующему входу ОУ в схеме рис. 6.9 подключить не одну, а несколько входных цепей, то получим схему неинвертирующего сумматора. Двухвходовой сумматор представлен на рис. 6.12. Пусть на входы сумматора поступают положительные сигналы $U'_{вх}$ и $U''_{вх}$, причем $U'_{вх} > U''_{вх}$. Тогда на неинвертирующем входе ОУ создается напряжение (пренебрегаем входным током ОУ).

$$U_2 = U'_{вх} - IR = U'_{вх} - \frac{(U'_{вх} - U''_{вх})R}{2R} = \frac{U'_{вх} + U''_{вх}}{2},$$

где I — ток в контуре цепи с двумя источниками $U'_{вх}$, $U''_{вх}$ и резисторами R . Так как напряжение в точках 1 и 2 ОУ примерно одинаково ($U_1 = U_2$), то можно записать

$$U_{вых} = \left(\frac{R_{oc}}{R_1} + 1 \right) \frac{U'_{вх} + U''_{вх}}{2}, \quad (6.14)$$

т. е. выходное напряжение пропорционально алгебраической сумме входных сигналов. Если в схеме сумматора принять $R_{oc} = R_1$, то выходное напряжение равно сумме входных напряжений.

В сумматоре с n входами будем иметь

$$U_{вых} = \left(\frac{R_{oc}}{R} + 1 \right) \frac{U'_{вх} + U''_{вх} + \dots + U^n_{вх}}{n}. \quad (6.15)$$

Для получения равенства выходного напряжения алгебраической сумме входных резистор R_{oc} выбирают из формулы

$$R_{oc} = (n - 1) R_1.$$

Дифференциальный (разностный) усилитель, сигнал на выходе которого пропорционален алгебраической разности входных сигналов, поступающих на инвертирующий и неинвертирующий входы ОУ, представлен на рис. 6.13.

Используя метод суперпозиции, выходное напряжение в схеме рис. 6.13 при действии напряжений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ можно записать как

$$U_{вых} = K_{иосн} U_{вх1} + K_{иосн} \gamma U_{вх2} = -\frac{R_{ос}}{R_1} U_{вх1} + \left(\frac{R_{ос}}{R_1} + 1 \right) \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_{вх2},$$

где $\gamma = R_2 / (R_2 + R_3)$ — коэффициент деления делителя напряжения $R_2 - R_3$. Для получения минимальной погрешности за счет входных токов принимаем $R_1 = R_3$, $R_2 = R_{ос}$.

Тогда $U_{вых} = -\frac{R_{ос}}{R_1} (U_{вх1} - U_{вх2})$, откуда найдем коэффициент усиления дифференциального (разностного) сигнала усилителя (рис. 6.13):

$$K_{иос} = -\frac{R_{ос}}{R_1} = K_{иосн}. \quad (6.16)$$

Входное сопротивление дифференциального усилителя (рис. 6.13) неодинаково по входам 1 и 2. Входное сопротивление по инвертирующему входу 1 равно R_1 , а по неинвертирующему — определяется суммой сопротивлений R_2 и R_3 , т. е.

$$R_{вх1} = R_1, \quad R_{вх2} = R_2 + R_3. \quad (6.17)$$

Это обстоятельство вызывает определенные затруднения при практическом использовании дифференциальных усилителей на ОУ.

Недостатком схемы (рис. 6.13) является также сложность регулировки коэффициента усиления $K_{иос}$, так как при этом необходимо одновременно изменять два точно подобранные резисторы R_2 и $R_{ос}$ или R_1 и R_3 .

Для устранения этих недостатков применяется схема, представленная на рис. 6.14, и получившая широкое распространение в автоматических системах контроля и управления, так как обладает очень высоким коэффициентом ослабления синфазных помех. Благодаря этому с помощью схемы рис. 6.14 можно усиливать

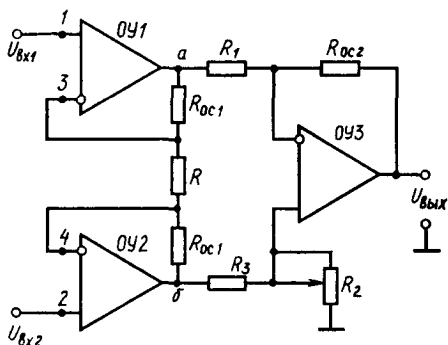


Рис. 6.14

маломощные сигналы на фоне большого уровня синфазных помех и наводок, например от датчика, расположенного на некотором расстоянии от усилителя.

В схеме (рис. 6.14) два неинвертирующих усилителя на ОУ1 и ОУ2 образуют дифференциальный усилитель с симметричным входом и выходом. Неинвертирующее включение ОУ обеспечивает высокое входное сопротивление всей схемы.

Так как напряжения в точках 1 и 3, а также в точках 2 и 4 равны, то напряжение на резисторе R определяется разностью входных напряжений, а ток через R

$$I = \frac{|U_{вх1} - U_{вх2}|}{R}. \quad (6.18)$$

Если пренебречь входными токами операционных усилителей, то можно считать, что ток I протекает и через резисторы $R_{ос1}$. Тогда выходное напряжение дифференциального усилителя, образованного ОУ1 и ОУ2, измеряемое в точках a и b , равно

$$U_{вых\ a\ b} = I(R + 2R_{ос1}). \quad (6.19)$$

Подставив ток I из выражения (6.18) в (6.19), получим

$$|U_{вых\ a\ b}| = \frac{|U_{вх1} - U_{вх2}|}{R} (R + 2R_{ос1}) = \left(1 + 2 \frac{R_{ос1}}{R}\right) |U_{вх1} - U_{вх2}|,$$

откуда найдем коэффициент усиления дифференциального усилителя на ОУ1 и ОУ2

$$K_{уд1} = \frac{|U_{вых\ a\ b}|}{|U_{вх1} - U_{вх2}|} = 1 + 2 \frac{R_{ос1}}{R}. \quad (6.20)$$

Из выражения (6.20) следует, что коэффициент $K_{уд1}$ можно регулировать с помощью одного только резистора R .

Дифференциальный усилитель на ОУ3 выполнен по схеме (рис. 6.13) и имеет коэффициент усиления при $R_1 = R_3$, $R_2 = R_{ос2}$, $K_{уд2} = R_{ос2}/R_1$.

Таким образом, общий коэффициент усиления схемы (рис. 6.14) определяется выражением

$$K_{уд} = K_{уд1} K_{уд2} \left(1 + \frac{2R_{ос1}}{R}\right) \frac{R_{ос2}}{R}. \quad (6.21)$$

Резистор R_2 используется также для балансировки выходного дифференциального усилителя и уменьшения синфазной помехи до минимума. Следует отметить, что в схеме рис. 6.14 происходит двойное ослабление синфазной помехи — в дифференциальном усилителе на ОУ1 и ОУ2 и дифференциальном усилителе на ОУ3.

§ 6.4. Устойчивость и частотная коррекция операционных усилителей

Как показано (см. § 4.3), при увеличении частоты из-за влияния паразитных емкостей транзисторов одновременно с падением коэффициента усиления увеличивается и фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями. На некоторой критической частоте отрицательная обратная связь превращается в положительную, и усилитель самовозбуждается, т. е. становится генератором незатухающих колебаний.

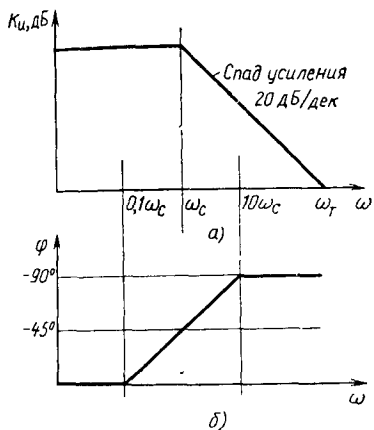


Рис. 6.15

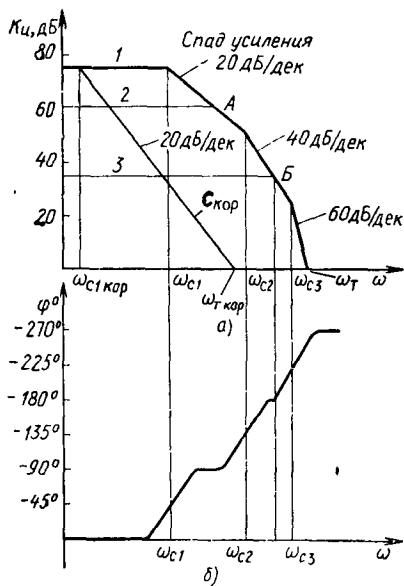


Рис. 6.16

Так как операционный усилитель представляет собой многокаскадный усилитель с очень большим коэффициентом усиления, то вероятность его самовозбуждения при введении отрицательной обратной связи весьма велика. Поэтому для обеспечения устойчивости ОУ необходимо принимать специальные меры. Устойчивость ОУ оценивают с помощью логарифмических амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик.

При построении АЧХ обычно используют логарифмический масштаб по обеим осям координат, т. е. коэффициент усиления выражается в децибелах. Используя формулы (4.42), (4.46) и полагая, что $M_v = \sqrt{2}$, легко построить АЧХ и ФЧХ для одного каскада. Для удобства анализа характеристики аппроксимируют в виде прямых (рис. 6.15). АЧХ представляет собой горизонталь-

ную линию на уровне $20 \lg K_{\omega 0}$. На частоте среза ω_c происходит излом и при $\omega > \omega_c$ АЧХ представляет собой прямую с наклоном 20 дБ при изменении частоты в 10 раз, т. е. 20 дБ на декаду. Таким образом, скорость спада АЧХ, построенная для одного каскада при $\omega > \omega_c$, равна 20 дБ/дек.

Если оценивать скорость спада АЧХ с помощью октавы (изменения частоты в два раза), то можно считать, что скорость спада АЧХ однокаскадного усилителя составляет 6 дБ/октава \equiv 20 дБ/декада (рис. 6.15, а).

Частота среза, соответствующая излому аппроксимированной АЧХ, приблизительно равна граничной частоте усиления в реальной АЧХ. Максимальная погрешность их равенства при аппроксимации АЧХ составляет 3 дБ.

Построенную с помощью выражения (4.46) ФЧХ (рис. 6.15, б) также можно аппроксимировать в виде прямой, проведенной от точки $\omega = 0,1\omega_b$ ($\varphi = 0$) до точки $\omega = 10\omega_b$, в которой $\varphi = 90^\circ$. На частотах $\omega > 10\omega_b$ ФЧХ представляется горизонтальной прямой на уровне $\varphi = 90^\circ$. При такой идеализации отклонение от реальной ФЧХ составляет не больше $5,7^\circ$.

Амплитудно-частотная характеристика многокаскадного усилителя строится путем суммирования АЧХ отдельных его каскадов и имеет несколько изломов, число которых соответствует количеству каскадов.

На рис. 6.16, а приведена АЧХ трехкаскадного усилителя, построенная путем суммирования АЧХ каскадов с частотами среза ω_{c1} , ω_{c2} , ω_{c3} и коэффициентами усиления в области низких частот $K_{\omega 01}$, $K_{\omega 02}$, $K_{\omega 03}$.

Фазочастотная характеристика многокаскадного усилителя (рис. 6.16, б) строится путем суммирования фазовых характеристик отдельных каскадов с построенной выше АЧХ.

Из рис. 6.16, а видно, что в диапазоне частот от ω_{c1} до ω_{c2} скорость спада АЧХ составляет 20 дБ/дек, от ω_{c2} до ω_{c3} — 40 дБ/дек, а на участке от ω_{c3} до ω_T — 60 дБ (ω_T — частота единичного усиления).

Таким образом, каждый каскад увеличивает скорость спада АЧХ на 20 дБ/дек.

Фазовый сдвиг на частоте ω_{c2} составляет -45° , на частоте ω_{c2} — 135° и на частоте ω_{c3} — 225° (рис. 6.16, б).

При введении отрицательной обратной связи угол сдвига φ_k между выходным и входным напряжениями усилителя должен составлять 180° , если четырехполюсник обратной связи не имеет реактивных элементов, т. е. $\varphi_B = 0$ [см. формулу (2.34)].

При положительной обратной связи с учетом $\varphi_B = 0$ имеем $\varphi_k = 2\pi$.

Таким образом, чтобы за счет реактивных элементов усилителя отрицательная обратная связь стала положительной, дополнительный фазовый сдвиг φ должен составлять 180° . Для обеспече-

ния запаса устойчивости усилителя по фазе принимаем, что сдвиг φ не должен превышать 135° . Тогда можно считать, что область устойчивости работы многокаскадного усилителя, в частности ОУ, при введении отрицательной обратной связи определяется участком АЧХ со спадом 20 дБ/дек, так как на частоте ω_{c2} фазовый сдвиг φ составляет 135° .

При глубокой отрицательной обратной связи $K_{u\text{ос}} = 1/\beta$.

На рис. 6.16, а $K_{u\text{ос}}$, выраженный в децибелах, может быть представлен прямыми 2 и 3, отражающими различную глубину обратной связи. В точках пересечения этих прямых с АЧХ усилителя без обратной связи А и Б имеем $K_{u\text{о}} = K_{u\text{ос}} = 1/\beta$, т. е. именно в этих точках выполняется другое условие самовозбуждения усилителя

$$K_{u\text{о}}\beta = 1. \quad (6.22)$$

Таким образом, на частотах $\omega < \omega_{c2}$ усилитель не самовозбуждается, так как, несмотря на выполнение условия (6.22), обеспечивается достаточный запас устойчивости по фазе. На частотах $\omega > \omega_{c2}$ усилитель работает неустойчиво, так как могут выполняться оба условия самовозбуждения усилителя (6.22) и (2.34).

Для повышения устойчивости ОУ при введении глубокой отрицательной обратной связи проводится частотная коррекция АЧХ с помощью пассивных RC-цепей, включаемых в схему операционного усилителя. Корректирующие цепи изменяют АЧХ таким образом, что ее спад на всех частотах составляет 20 дБ/дек (рис. 6.16, а). Наиболее просто осуществить коррекцию АЧХ, включив в схему ОУ конденсатор достаточно большой емкости $C_{\text{кор}}$ так, чтобы постоянная времени корректирующей цепи $\tau_{\text{кор}}$ превышала $\tau_{\text{вн}}$. Тогда АЧХ усилителя сдвинется влево, и точка, соответствующая ее частоте среза $\omega_{\text{с1кор}}$, будет определяться уже величиной емкости $C_{\text{кор}}$, а спад АЧХ составляет 20 дБ/дек в диапазоне частот $\omega_{\text{с1кор}} - \omega_{\text{ткор}}$. Если частота ω_{c2} больше частоты единичного усиления $\omega_{\text{ткор}}$ скорректированной АЧХ, то усилитель будет устойчив при любой глубине обратной связи во всем диапазоне рабочих частот от 0 до $\omega_{\text{г}}$. Недостаток такого способа коррекции состоит в том, что, обеспечив устойчивость усилителя, мы ограничим его полосу пропускания.

В настоящее время нашей промышленностью выпускаются ОУ общего применения, при разработке принципиальных схем которых учтено использование корректирующего конденсатора $C_{\text{кор}}$. Такие ОУ, называемые усилителями с внутренней коррекцией, не требуют дополнительных корректирующих элементов и устойчивы при любой глубине обратной связи во всем диапазоне рабочих частот. Однако узкая полоса пропускания ограничивает применение ОУ с внутренней коррекцией.

Если необходимо усиливать сигналы высокой частоты, то используют ОУ с внешней коррекцией, когда усилитель имеет допол-

нительные внешние выводы для подключения корректирующих цепей. Эти выводы позволяют выбрать оптимальную коррекцию АЧХ усилителя путем подключения к выводам коррекции навесных конденсаторов или RC -цепей. В спецификациях изготовителей ОУ обычно приводятся инструкции по применению цепей внешней коррекции.

§ 6.5. Работа операционного усилителя на низкоомную нагрузку

Мощность, отдаваемая операционным усилителем в нагрузку, ограничена его выходными параметрами $U_{\text{вых max}}$ и $R_{\text{н min}}$. Большинство серийно выпускаемых ОУ имеют $U_{\text{вых max}} = \pm 10$ В и $R_{\text{н min}} = (1-10)$ кОм (см. приложение табл. П.3). Таким образом, выходная мощность ОУ $P_{\text{вых оу}} = U_{\text{вых max}}^2 / R_{\text{н min}}$ не превышает 100 мВт.

Чтобы получить большую мощность в нагрузке, к выходу ОУ подключают буферный каскад усиления мощности, обычно выполняемый на основе двухтактного эмиттерного повторителя, работающего в режиме

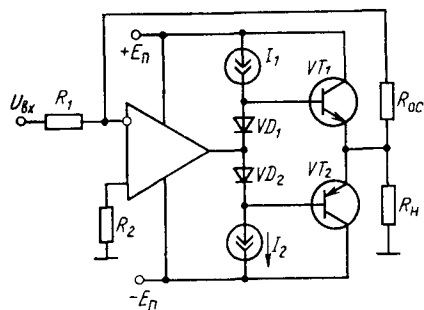


Рис. 6.17

класса АВ (рис. 6.17). Подробно выходные каскады усиления мощности рассмотрены в гл. 4.

При таком построении схема (рис. 6.17) представляет собой инвертирующий двухкаскадный усилитель мощности. Первым его каскадом является ОУ, который выполняет роль предварительного каскада усиления напряжения, вторым — выходной каскад усиления мощности.

Так как коэффициент передачи эмиттерного повторителя меньше единицы, т. е. нагрузочное напряжение не может превысить напряжения на выходе операционного усилителя, то увеличение нагрузочной мощности в схеме рис. 6.17 может идти только за счет повышения тока нагрузки (уменьшения нагрузочного сопротивления). Если же сопротивление $R_{\text{н}}$ задано, то максимальная мощность, отдаваемая схемой (рис. 6.17) в нагрузку, ограничена максимальным выходным напряжением ОУ $U_{\text{вых max оу}} \approx U_{\text{н max}}$ и определяется формулой

$$P_{\text{н max}} = U_{\text{вых max оу}}^2 / R_{\text{н}}$$

Усилитель мощности (рис. 6.17) охвачен общей отрицательной параллельной обратной связью по напряжению. При достаточной глубине обратной связи, когда выполняется соотношение

$K_{ум} \gg 1$, коэффициент усиления усилителя мощности с обратной связью

$$K_{умос} = -R_{ос}/R_1.$$

Знак минус показывает, что фаза входного сигнала на выходе усилителя изменяется на противоположную.

Если входной сигнал поступает на неинвертирующий вход ОУ, то усилитель мощности охвачен общей последовательной отрицательной обратной связью по напряжению, и его коэффициент усиления

$$K_{умос} = \frac{K_{ум}}{1 + K_{ум}\beta} \approx \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_{ос}}{R_1},$$

где $K_{ум} = K_{и\text{ оу}} K_{и\text{ п}}$ — коэффициент усиления без обратной связи, $\beta = R_1/(R_1 + R_{ос})$ — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Общая отрицательная обратная связь снижает нелинейные искажения усилителя мощности на величину глубины обратной связи

$$F = K_{ум}/K_{умос}.$$

Коэффициент гармоник усилителя мощности с учетом местной отрицательной обратной связи в эмиттерном повторителе определяется из формулы

$$K_{гум} = \frac{K_{г}(1 - K_{и\text{ п}})}{F},$$

где $K_{г}$ — коэффициент гармоник выходного каскада без обратной связи, определяемый по формуле (3.19) на основе построения сквозной характеристики каскада (предполагаем, что нелинейные искажения за счет операционного усилителя отсутствуют).

Практика показывает, что при 10%-ном разбросе параметров транзисторов коэффициент гармоник $K_{г}$ не превышает 3% в режиме класса АВ и 10% в режиме класса В.

Вопросы и задачи для самопроверки

1. Какой операционный усилитель называется идеальным? Почему в схеме операционного усилителя предусматривают два источника питания: с положительным ($+E_n$) и отрицательным ($-E_n$) постоянными напряжениями относительно нулевой общей точки схемы, которая заземляется (рис. 6.1).
2. Почему один из выходов операционного усилителя называется инвертирующим? Покажите соответствующий вход на схеме (рис. 6.1).
3. На инвертирующий вход 1 операционного усилителя типа К153УД2 (рис. 6.1) поступает постоянное напряжение $U_{вх1} = +2$ мВ, а на неинвертирующий вход 2 — постоянное напряжение $U_{вх2} = +1$ мВ. Воспользовавшись справочными данными для усилителя, определить напряжение на его выходе. Изменится ли выходное напряжение усилителя, если на вход 2 подать напряжение (+3 мВ), оставив без изменения напряжение на входе 1?
4. Почему для обеспечения минимальных искажений формы выходного сигнала в схему операционного усилителя вводится отрицательная обратная связь?
5. Определить выходное напряжение и коэффициент усиления инвертирующего

щего усилителя (рис. 6.4), если $R_1=1$ кОм, $R_{oc}=10$ кОм, $U_{вх}=0,5$ В. *Ответ.* $U_{вых}=5$ В, $K_{и oc}=10$.

6. Определить напряжение генератора входного сигнала E_r с внутренним сопротивлением $R_r=10$ кОм для получения на выходе инвертирующего усилителя (рис. 6.4) напряжения $U_{вых}=8$ В. Сопротивление резистора в цепи обратной связи $R_{oc}=100$ кОм. *Ответ.* $E_r=0,8$ В.

7. Почему сопротивление резистора R_1 в схеме инвертирующего усилителя обычно выбирают больше 1 кОм?

8. Определить коэффициент усиления неинвертирующего усилителя (рис. 6.9) при $R_{oc}=10R_1$. Сравнить коэффициенты усиления инвертирующего и неинвертирующего операционных усилителей. *Ответ.* $K_{и oc}=11$.

9. Определить выходное напряжение дифференциального усилителя (рис. 6.13) при поступлении на его входы: а) синфазных; б) противофазных сигналов с амплитудами $U_{вх1}=0,1$ В, $U_{вх2}=0,2$ В. Сопротивления резисторов $R_1=R_2=R_3=5$ кОм, $R_{oc}=50$ кОм. *Ответ.* а) $U_{вых}=0,1$ В; б) $U_{вых}=2,1$ В.

10. Определить входные сопротивления усилителя (рис. 6.13): а) по входу 1; б) по входу 2, используя необходимые данные из предыдущей задачи. Что следует изменить в схеме для обеспечения равенства входных сопротивлений по входу 1 и по входу 2? *Ответ.* а) $R_{вх1}=5$ кОм; б) $R_{вх2}=10$ кОм.

11. Можно ли использовать резистор $R_{oc}=6$ МОм в несбалансированной схеме (рис. 6.4) для получения на выходе гармонического сигнала с амплитудой 5 В, если используется операционный усилитель типа К140УД2А с предельным выходным напряжением ± 10 В и разностью входных токов смещения 1 мкА? Входным напряжением смещения можно пренебречь. *Ответ.* Нельзя.

12. Определить, можно ли использовать несбалансированный операционный усилитель типа К140УД11 с предельным выходным напряжением $U_{вых max}=+12$ В и входным напряжением смещения $U_{вх см}=10$ мВ (см. приложение табл. П.3) для усиления гармонического сигнала амплитудой 0,1 В в 100 раз, без искажений. Влиянием разностного тока смещения на напряжении ошибки в данном случае можно пренебречь. *Ответ.* Можно.

13. Почему в практических схемах последовательно в цепь неинвертирующего входа усилителя (рис. 6.5, б) обычно включают резистор R_2 .

14. Определить выходное напряжение в схеме инвертирующего сумматора (рис. 6.7), если на его входы поданы напряжения 0,1 В, 0,8 В и 0,6 В. Сопротивление резисторов $R_{oc}=24$ кОм, $R=12$ кОм. *Ответ.* $U_{вых}=-3$ В.

15. Показать на основе построения АЧХ и ФЧХ операционного усилителя частотный диапазон сигналов, в котором усилитель работает устойчиво.

16. Как изменится АЧХ операционного усилителя при введении корректирующего конденсатора?

ГЛАВА 7 РЕЛЕЙНЫЕ СХЕМЫ

§ 7.1. Электромагнитные контактные реле. Общие сведения и основные параметры

Реле — это устройство, состояние которого изменяется скачком при достижении входным сигналом определенного порогового значения.

В настоящее время широко распространены контактные электромеханические реле, в которых электрическая энергия преобразуется в скачкообразное механическое перемещение, вызывающее замыкание или размыкание контакта во внешней цепи.

Рассмотрим основные параметры электромеханических реле.

1. Ток срабатывания $I_{ср\text{аб}}$ — наименьшее значение тока в обмотке реле, при котором происходит срабатывание реле, т. е. замыкание или размыкание контактов. Для обеспечения надежной работы реле рабочий ток $I_{р\text{аб}}$, протекающий через обмотку реле во включенном состоянии, выбирают в 1,2—4 раза больше, чем ток срабатывания. Зная сопротивление обмотки постоянному току $r_{обм}$, можно найти напряжение срабатывания: $U_{ср\text{аб}} = I_{ср\text{аб}} r_{обм}$ и рабочее напряжение реле: $U_{р\text{аб}} = I_{р\text{аб}} r_{обм}$.

Ясно, что $I_{ср\text{аб}}$ зависит от числа витков обмотки $w_{обм}$ и может лежать в широких пределах. Чем больше число витков $w_{обм}$, тем меньше значение $I_{ср\text{аб}}$, тем выше чувствительность реле. У наиболее чувствительных электромеханических реле обмотка имеет несколько тысяч витков, а ток срабатывания составляет единицы миллиампер.

Чувствительность выбранного типа электромеханического реле можно повысить, включив обмотку реле в выходную цепь усилителя. Такое реле называют электронным. Чувствительность электронного реле зависит от коэффициента усиления схемы.

2. Ток отпущения $I_{отп}$ — наибольшее значение тока в обмотке, при котором происходит отпущение реле, т. е. размыкание и замыкание контактов. Для электромеханических реле ток отпущения меньше тока срабатывания. Разницу между токами $I_{отп}$ и $I_{ср\text{аб}}$ оценивают с помощью коэффициента возврата

$$k_{возв} = I_{отп} / I_{ср\text{аб}} < 1.$$

В зависимости от типа реле коэффициент возврата лежит в пределах 0,2—0,95.

3. Время срабатывания $t_{ср\text{аб}}$, отсчитываемое от момента подачи на обмотку реле скачка напряжений до момента срабатывания реле. Время срабатывания состоит из двух составляющих: а) времени трогания $t_{тр\text{ог}}$, за которое ток в обмотке реле возрастает до значения тока срабатывания (якорь реле за время $t_{тр\text{ог}}$ остается неподвижным); б) времени движения якоря реле $t_{д\text{в}}$, в течение которого якорь совершает полное перемещение (замыкает или размыкает контакты).

В электромеханических реле с маломощными контактами время трогания составляет примерно 10—30% от времени срабатывания.

При использовании электромеханических реле в системах автоматического управления время срабатывания должно быть минимальным, чтобы обеспечить достаточное быстроедействие системы.

При автоматизации производственных процессов часто приходится сталкиваться с необходимостью включения или выключения автоматических цепей через определенный интервал времени после подачи управляющего сигнала. Реле, в которых обеспечивается время срабатывания в диапазоне свыше 0,5 с с заданной степенью

точности, называются реле времени. Время срабатывания этого реле называется временем выдержки.

4. Время отпускания $t_{отп}$, за которое реле приходит в исходное состояние при скачкообразном снятии напряжения на обмотке.

Времена $t_{сраб}$ и $t_{отп}$ характеризуются одними и теми же физическими процессами, поэтому для большинства типов реле они соизмеримы друг с другом.

§ 7.2. Электронные реле

Простейшая схема электронного контактного реле на транзисторе приведена на рис. 7.1.

В исходном состоянии, т. е. в отсутствие входного сигнала, транзистор закрыт благодаря наличию источника смещения $E_{см}$, подключенного через резистор R_2 к базе и обеспечивающего отрицательный потенциал базы относительно эмиттера при самых неблагоприятных условиях. Для надежного запириания транзистора должно выполняться условие

$$R_2 \leq E_{см \min} / I_{кб0 \max}, \quad (7.1)$$

где $I_{кб0 \max}$ — обратный ток, протекающий в базе закрытого транзистора при самой высокой рабочей температуре.

Напряжение $E_{см}$ по абсолютному значению обычно выбирают, пользуясь соотношением

$$|E_{см}| = (0,1 - 0,3) |E_{к}|. \quad (7.2)$$

При подаче входного сигнала, например ступеньки отпирающего напряжения, равного $+E$, транзистор открывается и в его базовой цепи скачком возникает ток

$$I_6 = \frac{E - U_{бэ}}{R_1} - \frac{E_{см} - U_{бэ}}{R_2}, \quad (7.3)$$

вызывающий появление коллекторного тока.

Коллекторный ток скачком возрасти не может из-за инерционных свойств транзистора и обмотки реле. Если пренебречь инерционностью транзистора, то коллекторный ток нарастает по экспоненциальному закону

$$i_k(t) = I_6 h_{21э} (1 - e^{-t/\tau_L}) \quad (7.4)$$

с постоянной времени $\tau_L = L_{обм} / r_{обм}$ ($L_{обм}$ — индуктивность обмотки реле), стремясь к уровню $I_6 h_{21э}$.

Если $I_6 h_{21э} < E_k / r_{обм}$, то значение $I_6 h_{21э}$ определяет рабочий ток реле. При $I_6 h_{21э} \geq E_k / r_{обм}$ транзистор входит в режим насыщения и рабочий ток реле равен коллекторному току насыщения:

$$I_{раб} = I_{кн} = E_k / r_{обм}. \quad (7.5)$$

Когда ток коллектора при своем нарастании достигнет значения $I_{сраб}$, начнет двигаться якорь реле и через время $t_{дв}$ его контакты займут рабочее положение.

Положив в формуле (7.4) $i_k(t_{трог}) = I_{сраб}$, получим

$$I_{сраб} = I_6 h_{21э} (1 - e^{-t_{трог} / \tau_L}), \quad (7.6)$$

откуда легко определить время трогания

$$t_{трог} = \tau_L \ln \frac{I_6 h_{21э}}{I_6 h_{21э} - I_{сраб}}. \quad (7.7)$$

Учитывая, что $t_{дв} = 0,4 \dots 1,0 t_{трог}$, можно найти время срабатывания реле

$$t_{сраб} = t_{дв} + t_{трог} = (1,4 - 2,0) t_{трог}. \quad (7.8)$$

В момент снятия входного напряжения E через базу транзистора протекает обратный ток $I_{б.зав} \approx \frac{E_{см} - U_{бэ}}{R_2}$, способствующий быстрому запираению транзистора. При уменьшении коллекторного тока до значения $I_{отп}$ реле возвращается в исходное состояние.

При выборе транзистора следует учитывать, что напряжение на коллекторе закрытого транзистора может существенно превышать напряжение источника питания из-за ЭДС обратного выброса, возникающей при запираении транзистора и направленной согласно с напряжением E_k . Для устранения обратного выброса коллекторного напряжения или колебательного процесса в коллекторной цепи параллельно обмотке реле включают диод, который отпирается, если напряжение на коллекторе превысит напряжение E_k и шунтирует обмотку реле.

Электронное контактное реле позволяет существенно уменьшить мощность управления, однако быстродействие его ограничивается временами срабатывания и отпускания электромеханического реле, являющегося его составной частью. Поэтому в быстродействующих системах автоматического управления, как правило, применяются бесконтактные электронные реле, например триггер Шмитта, принципиальная схема которого и временные диаграммы, иллюстрирующие принцип работы, приведены на рис. 7.2, а, б.

В исходном состоянии при $E_r = 0$ транзистор VT_1 закрыт, а VT_2 открыт и находится в режиме насыщения. Условие насыщения транзистора VT_2 определяется соотношением

$$I_6 h_{21э \text{ min}} \geq I_{кн2} \quad (7.9)$$

при рассмотрении триггера Шмитта индекс 2 относится к параметру транзистора VT_2 , а индекс 1 — к параметру транзистора VT_1 .

Предполагая, что $R_{K1} + R_1 \gg R_{K2}$, $R_2 \gg R_3$, и пренебрегая обратным током транзистора VT_1 , а также падением напряжения на переходах транзистора VT_2 , условие насыщения (7.9) приближенно можно записать следующим образом:

$$h_{213 \min} \left(\frac{E_K - U_{32}}{R_{K1} + R_1} - \frac{U_{32}}{R_2} \right) \geq \frac{E_K - U_{32}}{R_{K2}} \quad (7.10)$$

где

$$U_{32} = I_{32} R_3 \approx E_K R_3 / (R_{K2} + R_3) \quad (7.11)$$

— падение напряжения на резисторе R_3 от протекания тока эмиттера транзистора VT_2 .

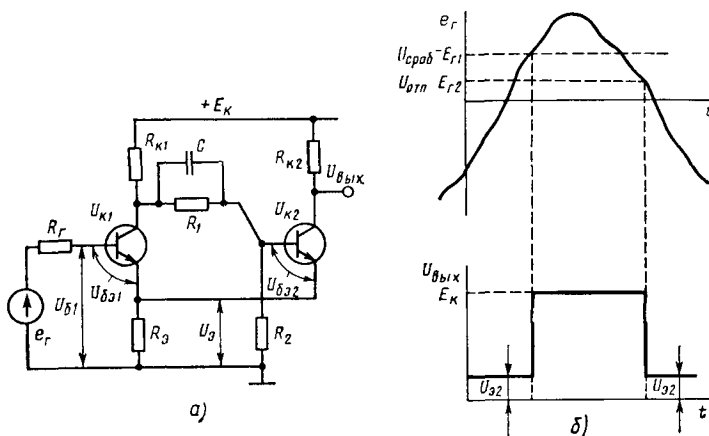


Рис. 7.2

Условие запираания транзистора VT_1

$$U_{631} = U_{61} - U_3 < 0 \quad (7.12)$$

при $E_r = 0$ выполняется автоматически, так как $U_3 = U_{32} > 0$, $U_{61} \approx E_r = 0$.

При увеличении входного напряжения e_r транзистор VT_1 открывается при $U_{631} = 0$, т. е. когда

$$e_r = E_{r1} = U_{32} = E_K R_3 / (R_{K2} + R_2). \quad (7.13)$$

Напряжение E_{r1} является пороговым уровнем, определяющим уровень срабатывания $U_{ср.об}$.

При $e_r = E_{r1}$ появляется коллекторный ток i_{k1} , приращение которого через конденсатор C передается в базу транзистора VT_2 , создавая запирающий базовый ток $i_{623ан}$ и выводя транзистор VT_2

из режима насыщения. Ток $I_{к2}$ уменьшается. Это приводит к уменьшению эмиттерного напряжения $U_э = I_{э2}R_э$ и, следовательно, еще большему отпиранию VT_1 , т. е. дальнейшему возрастанию тока $i_{к1}$. Таким образом, в схеме действует положительная обратная связь, создаваемая резистором $R_э$. Процесс развивается лавинообразно до тех пор, пока транзистор VT_1 не войдет в режим насыщения, а VT_2 не закроется. При этом напряжение на выходе схемы изменится от значения $U_{э2}$ до $E_к$.

Кроме положительной обратной связи резистор $R_э$ создает еще и отрицательную обратную связь, которая препятствует отпиранию транзистора VT_1 . Однако действие положительной обратной связи гораздо сильнее, так как приращение эмиттерного тока за счет положительной обратной связи $\Delta I_{э2}$ больше, чем за счет отрицательной $\Delta I_{э1}$.

Действительно, $\Delta I_{б1} \ll \Delta I_{б2} = \Delta I_{к1} = h_{21э} \Delta I_{б1}$. Следовательно, $\Delta I_{э1} \ll I_{э2}$.

Для обеспечения насыщения транзистора VT_1 при срабатывании триггера необходимо выполнить условие $R_{к1} > R_{к2}$.

Обычно выбирают

$$R_{к1} = (2-3)R_{к2}. \quad (7.14)$$

Условие запираия VT_2 ($U_{бэ2} = U_{б2} - U_{э1} < 0$) при насыщении VT_1 выполняется автоматически, так как, пренебрегая падением напряжения на переходах насыщенного транзистора VT_1 ($U_{кб1} \approx 0$, $U_{бэ1} \approx 0$, $U_{кэ1} \approx 0$), можно записать $U_{к1} \approx U_{э1}$. Тогда

$$U_{б2} = \frac{U_{к1}R_2}{R_1 + R_2} \approx \frac{U_{э1}R_2}{R_1 + R_2} < U_{э1}. \quad (7.15)$$

При дальнейшем увеличении входного сигнала $e_r > E_{г1}$ состояние триггера не изменяется, лишь увеличивается ток базы $I_{б1}$ транзистора VT_1 .

При снижении же входного напряжения до значения $e_r = E_{г2} < E_{г1}$ ток базы уменьшается настолько, что транзистор VT_1 выходит из режима насыщения. Напряжение $U_{к1}$ увеличивается, что приводит к отпиранию VT_2 . Напряжение $e_r = E_{г2}$, при котором происходит отпирание транзистора VT_2 , называется пороговым напряжением отпускания $U_{отп}$. После отпирания VT_2 триггер Шмитта перебрасывается в исходное состояние, когда транзистор VT_1 закрыт, а VT_2 открыт и насыщен. Выходное напряжение $U_{вых} = U_{к2}$ изменяется от значения $E_к$ до $U_{э2}$.

Напряжение $E_{г2}$ всегда меньше $E_{г1}$, так как определяется моментом выхода транзистора VT_1 из режима насыщения и увеличением $U_{к1}$ до значения, при котором будем иметь равенство

$$U_{б2} \approx \frac{U_{к1}R_2}{R_1 + R_2} = U_{э1} \approx I_{к1}R_э.$$

Учитывая, что

$$U_{к1} = E_{к} - I_{к1}R_{к1}, \quad I_{б1} = \frac{I_{к}}{h_{21э}} = \frac{E_{г2}}{R_{г} + h_{21э}R_{э}},$$

после преобразований найдем

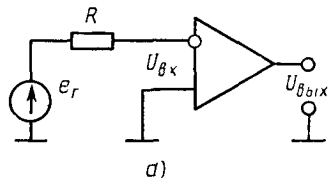
$$E_{г2} = \frac{E_{к\lambda}(R_{г} + h_{21э}R_{э})}{h_{21э}(R_{э} + R_{к1}\lambda)}, \quad (7.16)$$

где $\lambda = R_2 / (R_1 + R_2)$.

При $R_{г} \ll h_{21э}R_{э}$ формула (7.16) упрощается, т. е.

$$E_{г2} \approx \lambda E_{к} / \left(1 + \lambda \frac{R_{к1}}{R_{э}}\right). \quad (7.17)$$

Если элементы схемы рассчитаны так, что получается $E_{г1} < E_{г2}$, то триггер Шмитта превращается в обычный двухкаскадный усилитель с обратной связью.



Электронное реле можно выполнить и на основе операционного усилителя (ОУ) без обратной связи.

При включении такого ОУ даже небольшое входное напряжение (доли милливольт) вызывает скачкообразное изменение выходного напряжения до определенного уровня, называемого уровнем насыщения $U_{нас}$.

В зависимости от знака входного напряжения уровень насыщения может быть положительным и отрицательным. Например, в схеме так называемого детектора нуля (рис. 7.3, а) при положительном входном напряжении будем иметь отрицательный уровень насыщения и, наоборот,

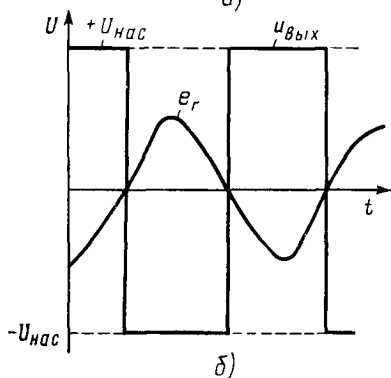


Рис. 7.3

при отрицательном входном напряжении — положительный уровень насыщения (рис. 7.3, б).

Схема триггера Шмитта на ОУ с положительной обратной связью и временные диаграммы его работы приведены на рис. 7.4, а, б.

При входном сигнале $U_{вх}$, меньшем порогового напряжения срабатывания схемы $U_{сраб}$, выходное напряжение определяется положительным уровнем насыщения. При $U_{вх} \geq U_{сраб}$ выходное напряжение изменяется от $+U_{нас}$ до уровня $-U_{нас}$ и остается равным ему до тех пор, пока $U_{вх}$ не станет меньше порогового напряжения отпускания $U_{отп}$. При $U_{вх} \leq U_{отп}$ выходное напряжение снова скачком изменяется от $-U_{нас}$ до $+U_{нас}$. Схема возвра-

щается в исходное состояние. Пороговое напряжение срабатывания и отпускания можно найти по формуле

$$U_{ср\text{аб}}(U_{отп}) = \frac{R_2(\pm U_{нас} - U_{оп})}{R_1 + R_2} + U_{оп}, \quad (7.18)$$

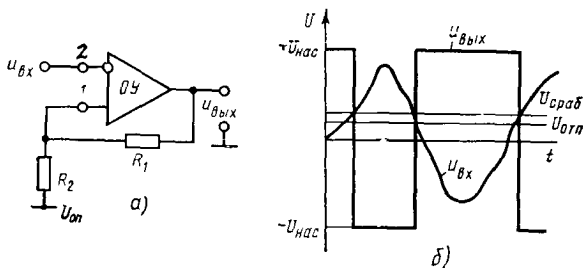


Рис. 7 4

где $\pm U_{нас}$ — положительный или отрицательный уровень насыщения выходного напряжения при определении $U_{ср\text{аб}}$ или $U_{отп}$ соответственно.

Из формулы (7.18) видно, что пороговое напряжение существенно зависит от значения опорного напряжения $U_{оп}$.

§ 7.3. Электронные реле времени

Существует много конструктивных и схемных методов замедления времени срабатывания (получения времени выдержки) электромеханических реле.

Наиболее широко распространены конденсаторные реле времени благодаря малым габаритам, надежности, простоте изготовления и малой стоимости. В этих реле выдержка времени обеспечивается с помощью интегрирующих RC -цепей с большой постоянной времени.

Простейшее конденсаторное реле времени с включением конденсатора параллельно обмотке электромеханического реле показано на рис. 7.5. Недостатком такого включения является сложная зависимость времени выдержки от индуктивности обмотки $L_{обм}$.

В схеме на рис. 7.5 возможно возникновение нежелательных колебаний так как элементы $r_{обм}$, $L_{обм}$ и C образуют колебательный контур. Для исключения возможности периодических колебаний в цепи необходимо выполнить условие

$$\frac{1}{4} \left(\frac{r_{обм}}{L_{обм}} + \frac{1}{RC} \right)^2 > \frac{1}{L_{обм}C} \left(1 + \frac{r_{обм}}{R} \right), \quad (7.19)$$

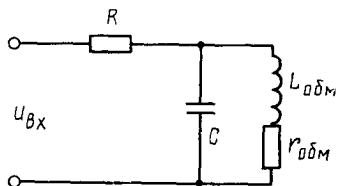


Рис. 7.5

откуда видно, что емкость конденсатора C необходимо выбирать большой.

Для устранения отмеченных недостатков осуществляют развязку интегрирующих входных RC -цепей и обмотки реле с помощью электронных схем.

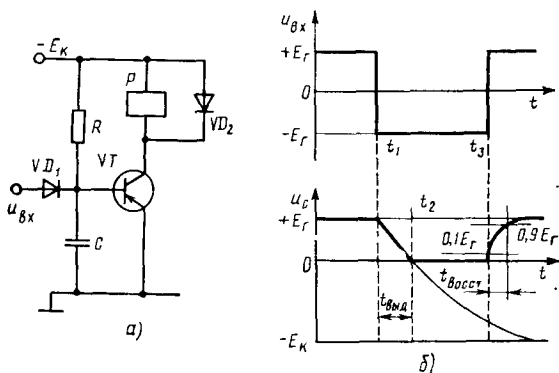


Рис. 7.6

В таких реле времени, называемых электронными, время выдержки определяется в основном процессами заряда или разряда конденсатора. Схема простейшего электронного реле времени на транзисторе приведена на рис. 7.6, а. В исходном состоянии на входе схемы действует положительное напряжение $U_{вх} = +E_r$, за счет которого диод VD_1 находится в открытом состоянии, а транзистор VT закрыт. Пренебрегая обратным током транзистора, можно считать, что ток через обмотку реле, включенного в коллекторную цепь транзистора, не протекает. Конденсатор C заряжен до напряжения E_r .

Если изменить полярность входного напряжения (рис. 7.6, б), т. е. подать отрицательный сигнал, диод VD_1 запирается, так как входное напряжение изменяется скачком на значение $2E_r$, а напряжение на конденсаторе скачком измениться не может. При запираии диода VD_1 источник входного сигнала отключается от схемы реле и конденсатор начинает разряжаться с постоянной времени выдержки $\tau_{выд} = RC$ (считаем внутренние сопротивления закрытых диода и транзистора значительно большими по сравнению с сопротивлением резистора R). Напряжение на конденсаторе изменяется по закону

$$u_c(t) = (E_k + E_r) e^{-\frac{t}{\tau_{выд}}} - E_k, \quad (7.20)$$

стремясь при $t = \infty$ к уровню $-E_k$ (рис. 7.6, б).

В момент времени t_2 , когда напряжение u_c достигает нулевого значения, открывается эмиттерный переход транзистора. Так как

внутреннее сопротивление эмиттерного перехода мало (считаем $U_{бэ} \approx 0$), то напряжение u_c фиксируется на нулевом уровне и через базу транзистора протекает ток

$$I'_6 \approx E_k/R,$$

вызывающий появление коллекторного тока

$$I_k = I'_6 h_{21э} = \frac{E_k}{R} h_{21э} \quad (7.21)$$

и срабатывание реле, если $I_k > I_{сраб.}$

Таким образом, в схеме рис. 7.6, б время выдержки определяется приближенно отрезком $t_1 - t_2$ (пренебрегаем временем срабатывания электромеханического реле и переходными процессами в транзисторе). Начиная отсчет времени от $t_1 = 0$ и полагая в формуле (7.20) $U_c(t_2) = 0$, $t = t_2 = t_{ввд}$, после некоторых преобразований получим

$$t_{ввд} = \tau_{ввд} \ln \frac{E_r + E_k}{E_k}. \quad (7.22)$$

Если с момента t_3 скачком изменить полярность входного напряжения (обеспечить $U_{вх} = E_r$), то откроется диод VD_1 . Ток базы транзистора также скачком падает от значения I'_6 до значения $I'_6'' = E_k/R - E_r/(R_r + r_{пр})$ и меняет свое направление при

$$\frac{E_k}{R} < E_r/(R_r + r_{пр}), \quad (7.23)$$

способствуя быстрому запираению транзистора; R_r , $r_{пр}$ — соответственно внутренние сопротивления источника входного напряжения и открытого диода VD_1 .

Ток коллектора уменьшается со скоростью переходного процесса запираения транзистора, и при $I_k = I_{отп}$ контакты электромеханического реле возвращаются в исходное состояние.

После запираения транзистора конденсатор заряжается до значения $+E_r$ с постоянной времени восстановления исходного состояния схемы

$$\tau_{восст} \approx [(R_r + r_{пр}) \| R] C. \quad (7.24)$$

Учитывая, что для выполнения неравенства (7.23) обычно принимают $R \gg R_r + r_{пр}$, можно записать

$$\tau_{восст} \approx (R_r + r_{пр}) C \ll \tau_{ввд}. \quad (7.25)$$

Зная постоянную $\tau_{восст}$, из формулы

$$t_{восст} = 2,3 \tau_{восст}$$

найдем время восстановления исходного состояния схемы, отсчитываемое как промежуток времени между уровнями 0,1 и 0,9 E_r . При обеспечении достаточно малых значений $\tau_{восст}$ время восста-

новления исходного состояния схемы будет определяться временем отпускания электрохимического реле, т. е. $t_{\text{восст}} = t_{\text{отп}}$.

Из формулы (7.22) следует, что для получения больших времен выдержки необходимо увеличивать параметры R и C , определяющие постоянную времени $\tau_{\text{выд}}$. Однако при увеличении емкости конденсатора C одновременно с временем выдержки возрастает и время восстановления исходного состояния схемы, что снижает максимальную частоту входного сигнала, т. е. быстродействие схемы. Поэтому для получения больших значений $t_{\text{выд}}$ более целесообразно увеличивать сопротивление резистора R , хотя при этом уменьшается рабочий ток коллектора. Полагая в формуле (7.21) $I_{\text{к}} = I_{\text{сраб}}$, найдем максимальное значение сопротивления резистора

$$R_{\text{max}} = \frac{E_{\text{к}}}{I_{\text{сраб}}} h_{21\text{э}1} \quad (7.26)$$

Используя в схеме рис. 7.6, а составной транзистор, можно увеличить максимальное сопротивление резистора до значения

$$R_{\text{max}} = \frac{E_{\text{к}}}{I_{\text{сраб}}} h_{21\text{э}1} h_{21\text{э}2}, \quad (7.27)$$

где $h_{21\text{э}1}$, $h_{21\text{э}2}$ — коэффициенты усиления по току отдельных транзисторов в схеме составного транзистора.

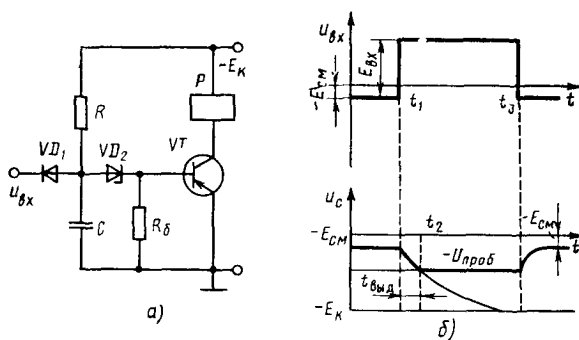


Рис. 7.7

В схеме реле времени, приведенной на рис. 7.7, а, для получения большой выдержки используется свойство стабилитрона резко уменьшать внутреннее сопротивление $r_{\text{стаб}}$, если обратное напряжение, приложенное к стабилитрону, превышает напряжение пробоя $U_{\text{проб}}$. Временные диаграммы работы схемы приведены на рис. 7.7, б.

В исходном состоянии на входе схемы действует небольшое отрицательное напряжение $-E_{\text{см}}$. Диод VD_1 открыт, а стабилитрон

трон VD_2 закрыт ($r_{\text{стаб}} \rightarrow \infty$), так как к нему приложено обратное напряжение, равное напряжению $E_{\text{см}}$. Так как база через резистор R_6 соединена с эмиттером, то транзистор закрыт и ток через обмотку электромеханического реле, включенного в коллекторную цепь, не протекает. При подаче на вход схемы в момент времени t_1 положительного скачка напряжения $E_{\text{вх}} \geq E_{\text{см}} + U_{\text{проб}}$ диод VD_1 закрывается, отключая источник входного сигнала от схемы, и конденсатор заряжается с постоянной времени $\tau_{\text{выд}} \approx RC$ (рис. 7.7, б). Напряжение на конденсаторе u_C , а следовательно, и обратное напряжение на стабилитроне $u_{\text{стаб}}$ изменяются от значения $-E_{\text{см}}$ по закону

$$u_{\text{стаб}} = u_C(t) = (-E_K + E_{\text{см}})(1 - e^{-t/\tau_{\text{выд}}}) - E_{\text{см}}, \quad (7.28)$$

стремясь к уровню $-E_K$ при $t \rightarrow \infty$.

При достижении в момент времени t_2 напряжением $u_{\text{стаб}}$ значения $U_{\text{проб}}$ внутреннее сопротивление стабилитрона резко уменьшается (считаем $r_{\text{стаб}} \rightarrow 0$), а напряжение u_C стабилизируется на уровне $U_{\text{проб}}$. Через базу транзистора без учета R_6 протекает ток

$$I'_6 = \frac{E_K - U_{\text{проб}}}{R},$$

вызывающий появление коллекторного тока

$$I_K = I'_6 h_{21\beta} = \frac{E_K - U_{\text{проб}}}{R} h_{21\beta} \quad (7.29)$$

и срабатывание реле, если $I_K > I_{\text{ср.аб}}$.

Пренебрегая временем срабатывания электромеханического реле и переходными процессами в транзисторе, найдем время выдержки в схеме на рис. 7.7. Начиная отсчет времени от $t_1 = 0$ и полагая в выражении (7.28) $U_C(t_2) = U_{\text{проб}}$, $t = t_2 = t_{\text{выд}}$, будем иметь

$$t_{\text{выд}} = \tau_{\text{выд}} \ln \frac{E_K - E_{\text{см}}}{E_K - U_{\text{проб}}}. \quad (7.30)$$

После снятия скачком в момент времени t_3 положительного входного сигнала диод VD_1 снова открывается и конденсатор разряжается через цепь, содержащую внутренние сопротивления $r_{\text{пр}}$ открытого диода VD_1 и источника входного сигнала R_r . Напряжения на конденсаторе и стабилитроне изменяются по экспоненте с постоянной времени $\tau_{\text{восст}} \approx (R_r + r_{\text{пр}})C$ от $-U_{\text{проб}}$ до уровня $-E_{\text{см}}$. Внутреннее сопротивление стабилитрона возрастает ($r_{\text{стаб}} \rightarrow \infty$), что приводит к уменьшению базового тока и соответственно к запиранию транзистора. При небольших значениях R_r , когда $2,3\tau_{\text{восст}} < t_{\text{отп}}$, время восстановления исходного состояния

схемы определяется временем отпускания электромеханического реле, т. е.

$$t_{\text{восст}} = t_{\text{отп}}. \quad (7.31)$$

При $t_{\text{отп}} > 2,3\tau_{\text{восст}}$ время восстановления схемы рассчитывают из соотношения

$$t_{\text{восст}} = 2,3\tau_{\text{восст}}. \quad (7.32)$$

Из формулы (7.30) следует, что время выдержки зависит от постоянной времени $\tau_{\text{выд}}$ и напряжения пробоя стабилитрона. Чем больше $\tau_{\text{выд}} = RC$ и $U_{\text{проб}}$, тем больше время выдержки.

Максимальное значение емкости конденсатора C ограничивается допустимым быстродействием схемы, а возрастание R и $U_{\text{проб}}$ связано с уменьшением рабочего тока транзистора, так как для надежного срабатывания электромеханического реле необходимо выполнить условие

$$I_{\text{к}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{проб}}}{R} h_{21\text{э}} > I_{\text{сраб}},$$

откуда следует

$$R_{\text{max}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{проб}}}{I_{\text{краб}}} h_{21\text{э}}. \quad (7.33)$$

Как и в предыдущей схеме (см. рис. 7.6, а), R_{max} можно увеличить с помощью составного транзистора.

§ 7.4. Фотоэлектронные реле

Реле называют фотоэлектронным, если на его входе включен элемент, обладающий свойством изменять электропроводность под действием света.

Фотоэлектронные реле служат в автоматике для контроля и измерения оптических величин. Элемент реле, осуществляющий преобразование оптического входного сигнала в электрический, называется фотоприемником. Различают полупроводниковые, электровакуумные и ионные фотоприемники. Наиболее широко применяются полупроводниковые фотоприемники (фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы), имеющие меньшие габариты по сравнению с электровакуумными и ионными.

Основными параметрами фоторезисторов являются: а) темновое сопротивление, т. е. сопротивление фоторезистора при отсутствии светового воздействия: значения темнового сопротивления в ределах от 40 кОм до (дельта), т. е. значе-
ветового потока, отне-

сенное к номинальному напряжению. Чувствительность фоторезисторов показывает степень изменения сопротивления при изменении светового потока, и имеет значение от 500 до 20 000 мкА/(лм·В).

Достоинствами фоторезисторов являются простота и малая стоимость их изготовления, а к недостаткам относится их малое быстродействие. Постоянная времени переключения фоторезисторов составляет единицы миллисекунд, что ограничивает их применение в схемах фотореле.

Большое быстродействие переключения фотореле можно получить при использовании фотодиодов и фототранзисторов.

Фотодиоды могут работать в вентильном режиме (без внешнего источника питания), когда при освещении фотодиода на электродах его при разомкнутой внешней цепи возникает так называемая фото-ЭДС (рис. 7.8, а)

$$U_{\text{фд}} = \varphi_T \ln(1 + I_{\text{ф}}/I_0), \quad (7.34)$$

где $\varphi_T \approx 0,025$ В — температурный потенциал; $I_{\text{ф}}$ — фототок, прямо пропорциональный световому потоку Φ ; I_0 — обратный темновой ток фотодиода при $\Phi=0$. Для кремниевых фотодиодов $I_0 = 1...2$ мкА, для германиевых $I_0 = 10...20$ мкА.

При подключении к фотодиоду внешнего сопротивления через фотодиод и внешнюю цепь потечет ток нагрузки $I_{\text{н}}$. В результате напряжение на фотодиоде уменьшится до значения

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}} = U_{\text{фд.н}} = \varphi_T \ln\left(\frac{I_{\text{ф}} - I_{\text{н}}}{I_0} + 1\right). \quad (7.35)$$

Таким образом, фотодиод при работе в вентильном режиме можно рассматривать как маломощный источник питания.

Чаще, чем вентильный, применяется фотодиодный режим, когда к фотодиоду прикладывается обратное напряжение E (рис. 7.8, б).

Проводя нагрузочную прямую на семействе вольт-амперных характеристик фотодиода, положение которой соответствует выбранным (или заданным) значениям $R_{\text{н}}$ и E , можно найти ток в цепи при воздействии некоторого светового потока Φ .

При отсутствии освещения ($\Phi=0$) в цепи будет протекать ток $I_{\text{н}} \approx I_0$ и почти все напряжение источника приложено к фотодиоду.

При изменении светового потока по определенному закону

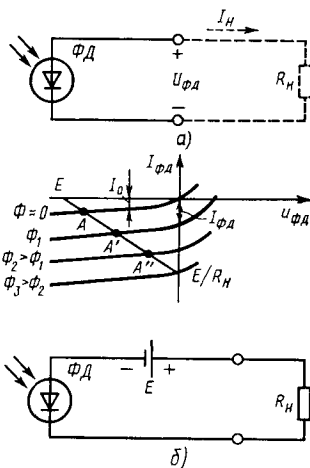


Рис. 7.8

рабочая точка A перемещается по нагрузочной прямой, а ток в цепи изменяется в соответствии с законом изменения Φ .

При $\Phi = \Phi_3$ ток в цепи максимален и равен $I_{н\max} = E/R_n$. Напряжение батареи E практически приложено к нагрузке R_n , а падение напряжения на фотодиоде близко к нулю.

Основным параметром фотодиода является интегральная чувствительность, характеризующая изменение фототока I_Φ через диод при изменении интенсивности светового потока Φ :

$$K_\Phi = dI_\Phi / d\Phi. \quad (7.36)$$

Значение K_Φ в широких пределах уровней освещенности остается неизменным, т. е. фототок прямо пропорционален световому потоку Φ . Интегральная чувствительность фотодиодов имеет порядок несколько десятков мА/лм.

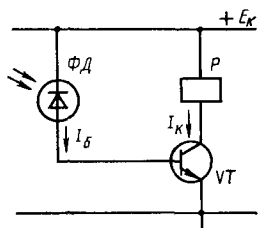


Рис. 7.9

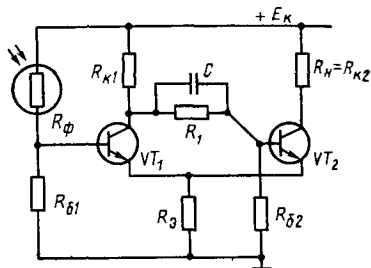


Рис. 7.10

Интегральную чувствительность фотоприемника можно повысить с помощью фототранзистора, представляющего собой биполярный транзистор, база которого вместо электрического сигнала управляется световым потоком.

Интегральная чувствительность фототранзистора достигает значений около 1 А/лм.

За счет высокой интегральной чувствительности выходной ток фототранзистора обычно не требует усиления. Однако темновой ток фототранзистора больше темнового тока фотодиода в $1 + h_{21э}$ раз. Так как $h_{21э}$ зависит от температуры, то температурная нестабильность фототранзистора много выше, чем температурная нестабильность фотодиода.

На рис. 7.9 приведена схема фотоэлектронного реле, реагирующая на уровень светового потока, превышающий заданный.

В исходном состоянии, например при $\Phi = 0$, ток, протекающий через фотодиод, не превышает значения темнового тока фотодиода. Поэтому транзистор закрыт.

При освещении фотодиода световым потоком с интенсивностью, большей заданного уровня, ток через фотодиод, соответствующий току базы транзистора, увеличивается. Транзистор открывается,

и в его коллекторной цепи появляется ток, вызывающий срабатывание электромеханического реле.

На рис. 7.10 приведена схема бесконтактного фотоэлектронного реле, реагирующая на уровень светового потока, меньший заданного. По принципу построения схема рис. 7.10 аналогична схеме триггера Шмитта.

В исходном состоянии, при освещенном фоторезисторе, транзистор VT_1 открыт, а VT_2 закрыт. Ток через нагрузку $R_{к2} = R_H$ не протекает. Если прервать световой поток или

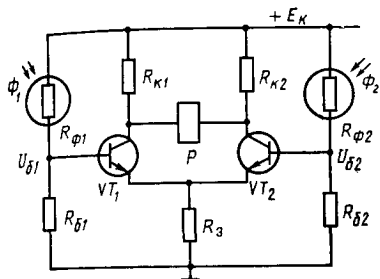


Рис. 7.11

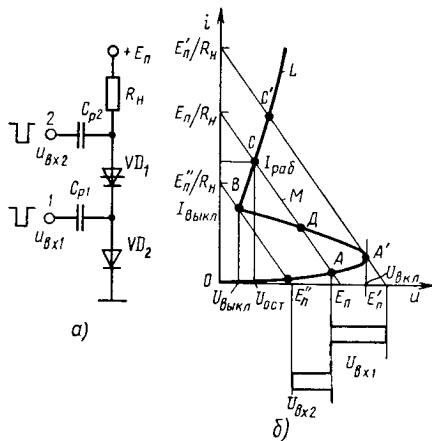


Рис. 7.12

уменьшить его до некоторого критического уровня, то в схеме происходит лавинообразный процесс, приводящий к запираению VT_1 и отпираению VT_2 . Через нагрузку $R_{к2}$ протекает ток $I_{к2}$.

При необходимости в коллекторную цепь транзистора VT_2 вместо резистора R_H можно включить электромеханическое реле, срабатывающее при протекании тока через транзистор VT_2 .

Для контроля разности между уровнями двух световых потоков используют дифференциальное фотоэлектронное реле (рис. 7.11).

В исходном состоянии схема сбалансирована таким образом, чтобы ток через обмотку электромеханического реле был равен нулю. При изменении уровня одного из световых потоков, падающих на фоторезисторы $R_{φ1}$ и $R_{φ2}$, баланс схемы нарушается. Через обмотку электромеханического реле протекает ток, вызывающий срабатывание реле.

§ 7.5. Электронные реле на тиристорах

При протекании больших токов через нагрузку в качестве переключающих элементов бесконтактного реле используются ти-

ристоры, рабочий ток которых может достигать значений десятков и даже сотен ампер.

Промышленность выпускает два вида тиристоров: с двумя электродами, подключаемыми к источнику питания, — динисторы, и с тремя, два из которых подключаются к источнику питания, а третий является управляющим, — тринисторы.

Вольт-амперная характеристика динистора приведена на рис. 7.12, б (кривая L). Ее особенностью является наличие участка отрицательного сопротивления $A'B$, в пределах которого рабочая точка занимает неустойчивое положение, что и обуславливает переключательные свойства прибора.

Пусть в схеме рис. 7.12, а сопротивление резистора нагрузки R_n таково, что нагрузочная прямая M (рис. 7.12, б) пересекает вольт-амперную характеристику динистора в трех точках: A , C и D . Предположим также, что динистор выключен, т. е. рабочая точка находится в устойчивом положении A . Повысим напряжение питания E_n до значения E'_n , подав на вход I скачком отрицательный сигнал $U_{вх1} = |E'_n - E_n|$. При этом нагрузочная прямая сместится вправо параллельно самой себе, а рабочая точка займет положение A' . Сопротивление динистора становится отрицательным, что вызывает лавинообразный процесс нарастания тока, в результате которого рабочая точка скачком переходит в положение C' . После снятия входного напряжения рабочая точка займет положение C , соответствующее включенному состоянию динистора. Напряжение на динисторе при его включении упадет до значения $U_{ост}$, а ток возрастет до значения $I_{раб}$.

Значения напряжений включения зависят от типа выпускаемого прибора и обычно лежат в пределах 25—500 В, но могут достигать и 1000 В.

Остаточное напряжение $U_{ост}$ на включенном приборе обычно составляет 0,5—2 В при рабочем токе $I_{раб} = 0,5 \dots 100$ А.

Для выключения динистора рабочую точку из положения C необходимо сместить в положение B , соответствующее значениям $I_{выкл}$, $U_{выкл}$. Этого можно достигнуть за счет уменьшения напряжения питания путем подачи на вход 2 отрицательного сигнала $U_{вх2} = |E_n - E''|$.

Время выключения динистора на порядок больше времени включения и составляет обычно единицы или десятки микросекунд.

В качестве резистора нагрузки R_n схемы рис. 7.12, а можно включить обмотку электромеханического контактного реле. Бесконтактные реле чаще строятся как триггерные схемы на двух динисторах (рис. 7.13, а). Временные диаграммы работы схемы приведены на рис. 7.13, б.

После включения напряжения питания динисторы VD_1 и VD_2 находятся в закрытом состоянии. При поступлении, например, на вход I отрицательного импульса в момент времени t_0 открывается

динистор VD_1 . Напряжение VD_1 скачком падает от значения $+E_n$ до $U_{ост1}$. Так как напряжение на конденсаторе C скачком измениться не может, то напряжение VD_2 в момент времени t_0 упадет на такое же значение, что и VD_1 . Затем конденсатор заряжается через резистор R_2 и включенный тиристор VD_1 до уровня $U'_C \approx E_n$ с постоянной времени $\tau' = R_2 C$.

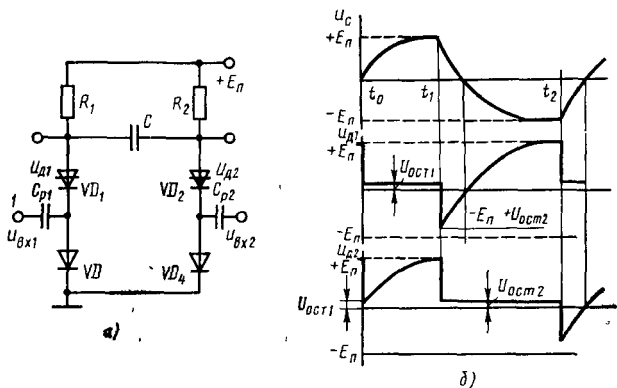


Рис. 7.13

Напряжение $U_{д2}$ при этом возрастает с той же постоянной времени до значения E_n . После заряда конденсатора и установления напряжения $U_{д1} = E_n$ схема находится в рабочем состоянии, когда один из динисторов включен, а другой — выключен.

При подаче в момент времени t_1 отрицательного импульса на вход 2 динистор VD_2 открывается, а VD_1 закрывается, поскольку к нему при отпирании VD_2 в момент времени t_1 прикладывается обратное напряжение $U_C(t_1) = -E_n$. Напряжения $U_{д1}$ и $U_{д2}$ скачком уменьшаются до значений $-E_n + (U_{ост1} + U_{ост2})$ и $U_{ост2}$.

Затем конденсатор перезаряжается до значений $U'_C \approx -E_n$ с постоянной времени $\tau'' = R_1 C$, а напряжение $U_{д1}$ возрастает с той же постоянной до значения E_n . Схема переходит в новое рабочее состояние, когда динистор VD_1 закрыт, а VD_2 открыт. С приходом в момент времени t_2 нового импульса на вход 1 схема снова переключается.

Для обеспечения устойчивости рабочих состояний триггера необходимо, чтобы нагрузочная прямая пересекала вольт-амперную характеристику в трех точках. Для этого выполняются следующие условия: $E_n < U_{вкл} (E_n - U_{вкл}) / R_n > I_{вкл}$.

Времена перезаряда конденсатора $t_{пз}$ и включения динистора $t_{вкл}$ составляют минимальное время переключения схемы, т. е. $t_{пер} = t_{вкл} + t_{пз}$. Следовательно, максимальная частота входных импульсов $f_{max} = 1/2t_{пер}$.

Выбранный тип динистора должен удовлетворять условиям $I_{обр\ max} > E_n$; $I_{вкл} < I_{раб} < I_{доп}$.

Минимальное значение емкости конденсатора C определяется выражением $C_{\min} = t_{\text{выкл}}/R = (t_{\text{выкл}} I_{\text{раб}})/E_n$, так как обратное напряжение на динисторе должно сохраняться в течение всего времени его выключения.

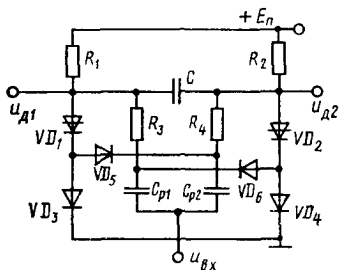


Рис. 7.14

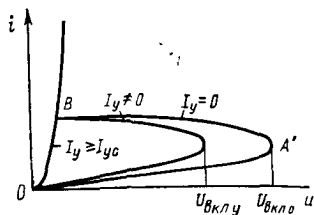


Рис. 7.15

Схема бесконтактного реле на динисторах может иметь общий вход, на который подаются импульсы отрицательной полярности (рис. 7.14).

Состояние диодов VD_5 , VD_6 в цепи запуска схемы определяется состояниями динисторов. Например, если динистор VD_1 закрыт, а VD_2 открыт, то диод VD_5 открыт, а VD_6 закрыт. Поэтому входной импульс проходит только в цепь динистора VD_1 , вызывая переключение схемы.

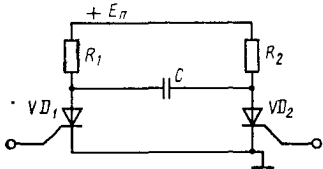


Рис. 7.16

Семейство вольт-амперных характеристик тристора при различных значениях управляющего тока I_y представлено на рис. 7.15. При $I_y = 0$ характеристика тристора совпадает с характеристикой динистора.

При наличии тока в цепи управляющего электрода участки OA' и $A'B$ вольт-амперной характеристики тристора становятся короче, а параметр $U_{\text{вкл}}$ уменьшается. Это позволяет включать тристор путем подачи импульса тока в цепь управляющего электрода.

Амплитуда управляющего импульса не должна быть больше значения I_{yc} , называемого током спрямления, так как при $I_y = I_{yc}$ вольт-амперная характеристика тристора подобна характеристике обычного полупроводникового диода, в которой отсутствует участок отрицательного сопротивления.

Схема бесконтактного реле триггерного типа на тристорах приведена на рис. 7.16. Переключение схемы осуществляется подачей импульса тока в цепь управляющего электрода закрытого тристора. Принцип работы этой схемы не отличается от принципа работы схемы на динисторах (см. рис. 7.13, а).

РАЗДЕЛ II

ВЫПРЯМИТЕЛИ И СТАБИЛИЗАТОРЫ

ГЛАВА 8

ВЫПРЯМИТЕЛИ

§ 8.1. Определение и параметры выпрямителя

Выпрямитель — это устройство, преобразующее переменное разнополярное напряжение в пульсирующее однополярное. Такое преобразование можно осуществить с помощью одного или нескольких вентилях — приборов с односторонней проводимостью, включенных по определенной схеме.

Для выпрямителей в качестве вентилях можно использовать электровакуумные (кенотроны), ионные (газотроны) и полупроводниковые диоды, обеспечивающие протекание тока только в одном направлении.

Наиболее распространены полупроводниковые диоды, имеющие по сравнению с кенотронами и газотронами меньшие габариты и вес, большие срок службы и механическую прочность. Полупроводниковые диоды потребляют малую мощность, так как не нуждаются в цепи накала.

Недостатком полупроводниковых диодов является сильная зависимость их параметров от температуры. Предельная рабочая температура 70°C для германиевых диодов, 120°C для кремниевых.

Если обратное напряжение в схеме выпрямителя $U_{обр,сх}$ превышает допустимое обратное напряжение $U_{обр,мах}$ данного типа вентилях, то для обеспечения надежной работы выпрямителя можно использовать последовательное соединение вентилях. В этом случае при одинаковых обратных сопротивлениях вентилях напряжение $U_{обр,мах}$ распределяется поровну между отдельными вентилях. Например, если имеем три последовательно включенных вентилях (рис. 8.1), то обратное напряжение, приложенное к каждому из них, равно $U_{обр,сх}/3$.

При разбросе значений обратных сопротивлений, что характерно для полупроводниковых диодов, обратное напряжение, приложенное к каждому из диодов, различно. Наибольшее обратное напряжение падает на диоде с наибольшим обратным сопротивлением и может превысить $U_{обр,мах}$ для данного типа диода. Для равномерного распределения обратного напряжения между последовательно включенными диодами каждый из них шунтируют ре-

зистором $R_{ш}$ (рис. 8.1), сопротивление которого на порядок меньше обратного сопротивления данного типа диодов.

При выборе типа вентиля для выпрямителя кроме $U_{обр\ max}$ необходимо также знать максимально допустимый прямой ток $I_{д, доп}$ через вентиль. Этот параметр связан с максимально допустимой мощностью, выделяемой на диоде, соотношением

$$P_{д\ max} = I_{д, доп} U_{д\ max}, \quad (8.1)$$

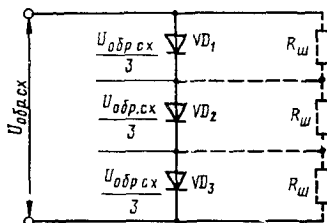


Рис. 8.1

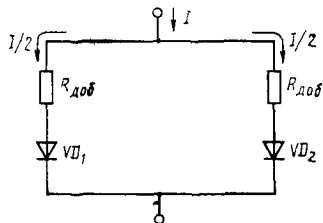


Рис. 8.2

где $U_{д\ max}$ — падение напряжения на открытом диоде при протекании тока $I_{д, доп}$, которое составляет для германиевых диодов примерно 0,4...0,6 В, а для кремниевых — 1,0...1,2 В.

По значению $I_{д, доп}$ полупроводниковые диоды условно разделяют на маломощные ($I_{д, доп} \leq 0,3$ А), средней мощности ($0,3 < I_{д, доп} < 10$ А) и мощные ($I_{д, доп} \geq 10$ А).

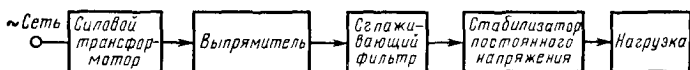


Рис. 8.3

Для выпрямления токов, больших $I_{д, доп}$, можно использовать параллельное включение вентилях (рис. 8.2). Выпрямленный ток распределяется поровну между параллельно соединенными вентилями, если их прямые сопротивления $r_{пр}$ равны.

При параллельном включении полупроводниковых диодов необходимо учитывать разброс сопротивлений $r_{пр}$. Наибольший ток протекает через диод с меньшим прямым сопротивлением. Для равномерного распределения токов в каждую ветвь последовательно с диодом включают небольшое добавочное сопротивление $R_{доб}$.

Обычно выпрямители используются как основные элементы источников питания радиоэлектронной аппаратуры постоянным током. Общая структурная схема такого источника питания представлена на рис. 8.3. В схеме силовой трансформатор изменяет стандартное переменное напряжение сети до такого значения, при

котором на выходе выпрямителя обеспечивается заданное постоянное напряжение.

Наличие пульсаций на выходе выпрямителя ухудшает работу большинства потребителей энергии постоянного тока. Например, колебания напряжения питания усилителя могут, накладываясь на полезный сигнал, существенно исказить форму выходного сигнала.

Пульсации на выходе выпрямителя уменьшаются при включении сглаживающих фильтров и стабилизаторов постоянного напряжения.

Для оценки пульсаций на выходе выпрямителя вводится коэффициент пульсаций K_n , определяемый как отношение амплитуды основной (первой) гармоники U_1 к постоянной составляющей выпрямленного напряжения, т. е.

$$K_n = U_1 / U_0. \quad (8.2)$$

Постоянная составляющая представляет собой среднее значение выпрямленного напряжения за период T

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad (8.3)$$

и обычно является исходной величиной при расчете выпрямителя.

Постоянная составляющая выпрямленного тока также задается при расчете выпрямителя

$$I_0 = U_0 / R_n. \quad (8.4)$$

§ 8.2. Схемы выпрямителей

Схемы выпрямителей разделяют на однополупериодные, двухполупериодные со средней точкой трансформатора, мостовые и схемы с умножением напряжения.

Однополупериодная схема выпрямления, работающая на активную нагрузку, представлена на рис. 8.4, а.

На первичную (входную) обмотку трансформатора обычно поступает напряжение $u_{вх1}$ от сети переменного тока. Значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора $u_{вх2} = n_{тр} u_{вх1}$ определяется заданным значением выпрямленного напряжения, так как при открытом диоде напряжение $u_{вх2}$ почти полностью прикладывается к нагрузке R_n . При этом предполагается, что прямое сопротивление открытого диода $r_{пр}$ много меньше R_n .

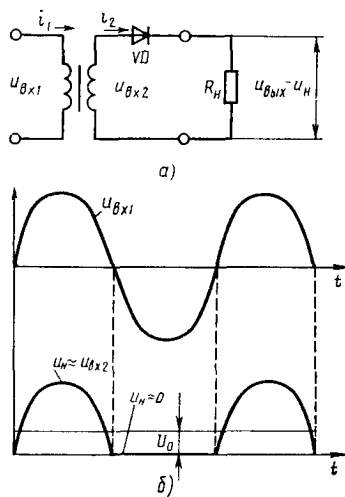


Рис. 8.4

Временные диаграммы работы однополупериодного выпрямителя приведены на рис. 8.4, б. В течение положительной полуволны напряжения $u_{вх2}$ диод открыт, напряжение на нагрузке u_n равно по величине напряжению $u_{вх2}$ и совпадает с ним по форме. Через нагрузку протекает ток, мгновенное значение которого определяется из следующих формул:

$$i_n \approx u_n / R_n = u_{вх2} / (R_n + r_{пр}) \approx u_{вх2} / R_n = u_{вх1} / R_n. \quad (8.5)$$

При отрицательной полуволне напряжения $u_{вх2}$ диод закрыт и напряжение на нагрузке близко к нулю, так как $R_n \ll r_{обр}$ и напряжение $u_{вх2}$ полностью прикладывается к диоду. Максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр\max}$ выбранного типа диода не должно превышать максимальное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора, т. е.

$$U_{обр\max} \geq U_{вх2\max} \approx U_{n\max} = \sqrt{2} U_{вх2\max\text{эф}}, \quad (8.6)$$

где $U_{вх2\max\text{эф}}$ — максимальное эффективное значение синусоидального напряжения на вторичной обмотке трансформатора; $U_{n\max}$ — максимальное напряжение на нагрузке.

Из рис. 8.4, б видно, что напряжение на нагрузке выпрямителя является пульсирующим.

Если представить напряжение u_n как сумму гармоник, то можно показать, что амплитуда первой (основной) гармоники и постоянная однополупериодного выпрямителя связаны соотношением

$$U_{1m} = 1,57 U_0, \quad (8.7)$$

т. е. амплитуда основной гармоники в 1,57 раза превышает постоянную составляющую выпрямленного напряжения.

В соответствии с формулой (8.3) постоянная составляющая пульсирующего напряжения u_n

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{вх2m} \sin \omega t dt = U_{вх2m} / \pi \approx U_{nm} / \pi. \quad (8.8)$$

Из выражения (8.7) найдем коэффициент пульсаций однополупериодного выпрямителя

$$K_n = 1,57. \quad (8.9)$$

Однополупериодный выпрямитель обычно используется в тех случаях, когда нагрузкой являются цепи малой мощности, но высокого напряжения, например высоковольтные цепи электронно-лучевых трубок. Основными недостатками однополупериодного выпрямителя, ограничивающими его широкое применение, являются высокий уровень пульсаций на выходе и подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током.

Указанных недостатков лишены двухполупериодные схемы выпрямления.

Двухполупериодная схема выпрямления, работающая на активную нагрузку, изображена на рис. 8.5, а и представляет собой соединение двух однополупериодных выпрямителей, работающих на общую нагрузку. Трансформатор двухполупериодного выпрямителя (рис. 8.5, а) должен иметь вывод от середины вторичной обмотки, который обычно заземляется.

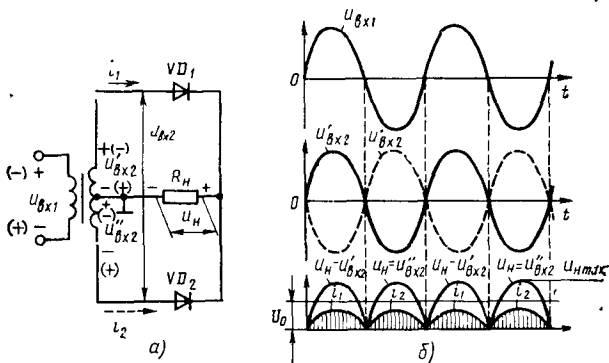


Рис. 8.5

Временные диаграммы работы двухполупериодного выпрямителя на активную нагрузку R_H показаны на рис. 8.5, б.

В течение положительного полупериода синусоидального входного напряжения u_{BX1} переменный потенциал верхнего вывода вторичной обмотки трансформатора положителен относительно заземленной средней точки и совпадает по фазе с напряжением u_{BX1} , а потенциал нижнего вывода отрицателен и изменяется в противофазе с u_{BX1} . Диод VD_1 оказывается под прямым напряжением и проводит ток $i_1 \approx u'_{BX2}/R_H = u_{BX2}/2R_H$, а диод VD_2 — под обратным и тока не пропускает.

Максимальное обратное напряжение, приложенное к закрытому диоду, определяется максимальным напряжением между верхним и нижним выводами вторичной обмотки $U_{BX2 \max}$ и не должно превышать $U_{обр \max}$ выбранного типа диода:

$$U_{обр \max} \geq U_{BX2 \max} = 2U_{H \max}, \quad (8.10)$$

где $U_{H \max}$ — максимальное значение напряжения на нагрузке.

В отрицательный полупериод входного напряжения u_{BX1} полярность потенциалов на концах вторичной обмотки меняется на противоположную. Диод VD_1 закрывается, а диод VD_2 открывается и проводит ток $i_2 \approx u''_{BX2}/R_H = u_{BX2}/2R_H$.

Токи i_1 и i_2 протекают через нагрузку R_H в одном направлении, поэтому временная диаграмма $U_H = (i_1 + i_2)R_H$ представляет

собой пульсирующее напряжение, достигающее максимального значения $U_{н\max}$ два раза за период.

Постоянная составляющая выходного напряжения двухполупериодного выпрямителя

$$U_0 = 2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_{вх2}}{2} \sin \omega t d\omega t = U_{вх2}/\pi = 2U_{н}/\pi. \quad (8.11)$$

Коэффициент пульсаций двухполупериодного выпрямителя со средней точкой меньше, чем коэффициент пульсаций однополупериодного и составляет 0,67.

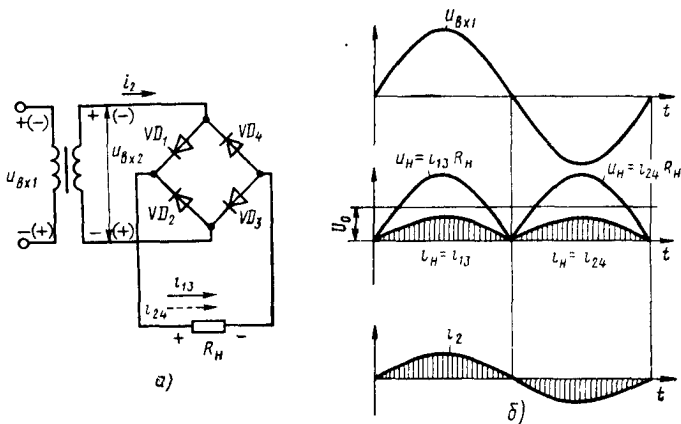


Рис. 8 6

В двухполупериодной схеме выпрямления магнитные потоки в сердечнике трансформатора, обусловленные постоянными составляющими токами вторичных полуобмоток, направлены встречно и взаимно компенсируются. Поэтому в двухполупериодной схеме отсутствует подмагничивание сердечника трансформатора постоянной составляющей, которое характерно для трансформатора однополупериодной схемы. Отсутствие подмагничивания сердечника позволяет использовать в двухполупериодной схеме трансформатор меньших размеров, чем трансформатор однополупериодной схемы.

Широко распространена мостовая схема выпрямителя, в которой вторичная обмотка трансформатора подключена к одной из диагоналей моста, собранного из четырех диодов (рис. 8.6, а), к другой подключается нагрузочное сопротивление R_H .

Временные диаграммы работы мостовой схемы выпрямителя приведены на рис. 8.6, б).

В течение положительного полупериода входного синусоидального напряжения диоды VD_1 и VD_3 открыты, а диоды VD_2 и VD_4

закрываются. Через нагрузку протекает ток $i_{13} = \frac{u_{\text{вх}2}}{R_n + 2r_{\text{пр}}} \approx \frac{u_{\text{вх}2}}{R_n}$,

в направлении, показанном на рис. 8.6, *а* сплошной стрелкой.

В течение отрицательного полупериода диоды VD_2 и VD_4 открыты, а диоды VD_1 и VD_3 закрыты. Через нагрузку протекает ток $i_{24} \approx \frac{u_{\text{вх}2}}{R_n} = i_{13}$, направление которого совпадает с направлением тока i_{13} . Поэтому кривая напряжения на нагрузке $u_n = (i_{13} + i_{24})R_n$, так же как и в двухполупериодной схеме, представляет собой пульсирующее напряжение, достигающее максимального значения $U_{n \text{ max}}$ два раза за период.

Максимальное напряжение на нагрузке не должно превышать $U_{\text{обр max}}$ выбранного типа диода, т. е.

$$U_{\text{обр max}} > U_{n \text{ max}}. \quad (8.12)$$

Сравнивая формулы (8.10) и (8.12), можно сделать вывод, что при заданном напряжении $U_{n \text{ max}}$ максимально допустимое обратное напряжение $U_{\text{обр max}}$ выбранного типа диодов в двухполупериодной схеме должно быть в два раза больше, чем в мостовой схеме.

Остальные соотношения между параметрами мостовой и двухполупериодной схем совпадают. Постоянная составляющая

$$U_0 = 2U_n/\pi; \quad (8.13)$$

коэффициент пульсаций мостовой схемы при работе на активную нагрузку

$$K_n = 0,67. \quad (8.14)$$

В мостовой схеме отсутствует подмагничивание сердечника трансформатора, так как во вторичной обмотке отсутствует постоянная составляющая тока.

Сравнивая параметры двухполупериодных схем выпрямителя, можно сделать вывод, что мостовая схема имеет следующие преимущества перед схемой со средней точкой: 1) меньшие габариты и вес; 2) вдвое меньшее напряжение между выводами вторичной обмотки трансформатора для получения заданного выпрямленного напряжения; 3) вдвое меньшее напряжение на вентиле.

Недостатком мостовой схемы является большее количество вентиляей.

Схемы выпрямителей с умножением напряжения позволяют получить на выходе схемы умноженное в несколько раз входное напряжение без использования повышающего трансформатора.

Двухполупериодный выпрямитель с удвоением выходного напряжения (схема Латура) изображен на рис. 8.7, *а*. Схема работает следующим образом. В начале положительного полупериода входного напряжения $u_{\text{вх}2}$ диод VD_1 открыт, а VD_2 закрыт (рис.

8.7, б). Конденсатор C_1 быстро заряжается через открытый диод VD_1 практически до значения $U_{вх2 m}$. В момент времени t_1 , когда входное напряжение становится меньше напряжения на конденсаторе C_1 , диод VD_1 закрывается и конденсатор C_1 стремится разрядиться через нагрузку R_H .

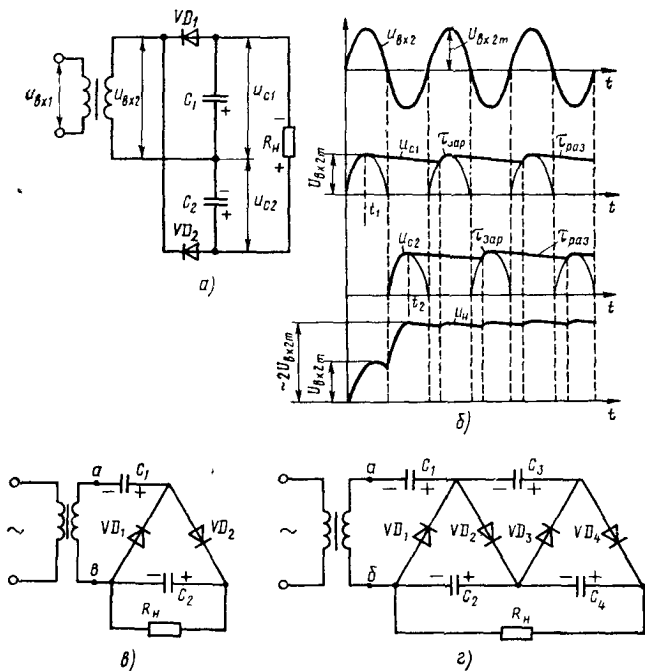


Рис. 8.7

В начале отрицательного полупериода входного напряжения $u_{вх2}$ открывается диод VD_2 , а VD_1 остается закрытым. Конденсатор C_2 быстро заряжается через открытый диод VD_2 также до значения $U_{вх2 m}$. В момент времени t_2 диод VD_2 закрывается и конденсатор C_2 начинает разряжаться через нагрузку R_H . Поскольку постоянные времени разряда конденсаторов C_1 и C_2 выбирают по возможности большими, напряжения на конденсаторах u_{C1} и u_{C2} во время разряда их изменяются незначительно, т. е. $u_{C1} \approx U_{вх2 m}$, $u_{C2} \approx U_{вх2 m}$.

Напряжение на нагрузке равно сумме напряжений на конденсаторах. Следовательно,

$$u_H = u_{C1} + u_{C2} \approx 2U_{вх2 m} \quad (8.15)$$

Изменения напряжений u_{C1} и u_{C2} во время заряда конденсаторов определяют величину пульсаций напряжений на выходе вы-

прямителя. Очевидно, для уменьшения пульсаций необходимо увеличивать емкость конденсаторов C_1 и C_2 , а также сопротивление нагрузки R_n .

На рис. 8.7, в приведена несимметричная схема удвоителя напряжения, которая работает следующим образом. В течение отрицательного полупериода напряжения вторичной обмотки трансформатора ($u_{аб} < 0$), вентиль VD_1 открыт, а VD_2 закрыт. Конденсатор заряжается через открытый вентиль VD_1 до амплитудного значения напряжения $u_{аб}$. В следующий положительный полупериод ($u_{аб} > 0$) открывается вентиль VD_2 , суммарное напряжение конденсатора и обмотки трансформатора прикладывается к конденсатору C_2 и нагрузке.

Конденсатор C_2 заряжается через открытый вентиль VD_2 до удвоенного амплитудного значения напряжения $u_{аб}$, а конденсатор C_1 в это время частично разряжается. При запирании VD_2 в следующий полупериод C_2 разряжается через нагрузку, а конденсатор C_1 быстро подзаряжается до амплитудного значения $u_{аб}$.

Схема рис. 8.7, в может послужить основой для построения схем с умножением напряжения в n раз.

На рис. 8.7, г приведена схема умножения напряжения в четыре раза, состоящая из двух последовательно соединенных удвоителей напряжения.

Недостатками выпрямителей с умножением напряжения являются низкий КПД и зависимость выходного напряжения выпрямителя от сопротивления нагрузки.

§ 8.3. Сглаживающие фильтры

Для питания постоянным напряжением большинства устройств радиотехники и автоматики коэффициент пульсаций выпрямителя не должен превышать 0,1.

Рассмотренные схемы выпрямителей не могут обеспечить такого значения коэффициента пульсаций [см. формулы (8.9) и (8.14)]. Поэтому для снижения коэффициента пульсаций между нагрузкой и выходом выпрямителя обычно включают сглаживающий фильтр.

Эффективность использования сглаживающего фильтра оценивают коэффициентом сглаживания K_c , равным отношению коэффициента пульсаций на выходе выпрямителя K_n к коэффициенту пульсаций на нагрузке $K_{nn} = U_{1н}/U_{0н}$:

$$K_c = K_n / K_{nn}, \quad (8.16)$$

где $U_{0н}$, $U_{1н}$ — постоянная составляющая и амплитуда основной гармоники напряжения после фильтра на нагрузке.

Основные схемы сглаживающих фильтров приведены на рис. 8.8.

Емкостный фильтр (рис. 8.8, а) включается параллельно нагрузке. Для переменной составляющей выпрямленного тока конденсатор C_Φ представляет малое сопротивление, а для постоянной — большое. Поэтому при выполнении условия

$$X_{c\Phi} = 1/(\omega_1 R_\Phi) \ll R_H, \quad (8.17)$$

где ω_1 — частота основной (первой) гармоники, переменная составляющая шунтируется конденсатором C_Φ , а постоянная составляющая без потерь проходит в нагрузку R_H , т. е. $U_{0H} \approx U_0$.

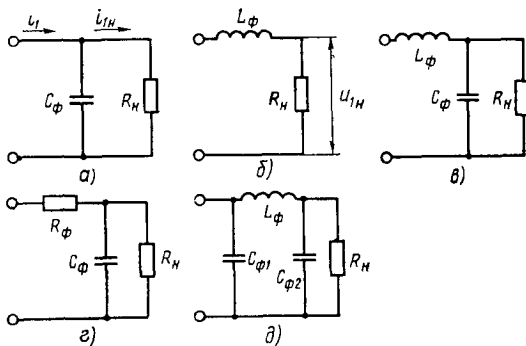


Рис. 8.8

Тогда коэффициент сглаживания емкостного фильтра можно записать следующим образом:

$$K_c = \frac{k_{\text{п}}}{k_{\text{пн}}} = \frac{U_1}{U_0} \frac{U_{0H}}{U_{1H}} \approx \frac{U_1}{U_{1H}}. \quad (8.18)$$

Учитывая, что $U_1 = I_1 R_H$, $U_{1H} = I_{1H} R_H$, где I_1 , I_{1H} — амплитуды токов в нагрузке выпрямителя без фильтра и с емкостным фильтром соответственно, будем иметь

$$K_c = I_1 / I_{1H}. \quad (8.19)$$

Мгновенное значение первой гармоники тока нагрузки выпрямителя с емкостным фильтром определяется выражением

$$i_{1H} = i_1 \frac{1/(j\omega_1 C_\Phi)}{R_H + [1/(j\omega_1 C_\Phi)]} = i_1 \frac{1}{j\omega_1 R_H C_\Phi + 1}. \quad (8.20)$$

Тогда

$$I_{1H} = I_1 \frac{1}{\sqrt{(\omega_1 R_H C_\Phi)^2 + 1}}, \quad (8.21)$$

где $\sqrt{(\omega_1 R_H C_\Phi)^2 + 1}$ модуль комплексного выражения $(j\omega_1 R_H C_\Phi + 1)$.

Учитывая (8.19), из формулы (8.21) найдем коэффициент сглаживания емкостного фильтра, который будет иметь вид

$$K_c = \sqrt{(\omega_1 R_n C_\phi)^2 + 1}. \quad (8.22)$$

При выполнении условия (8.17) в выражении (8.22) единицей можно пренебречь. Тогда

$$K_c \approx \omega_1 R_n C_\phi. \quad (8.23)$$

Из формулы (8.23) найдем емкость C_ϕ , необходимую для обеспечения заданного коэффициента сглаживания:

$$C_\phi = K_c / (\omega_1 R_n). \quad (8.24)$$

Индуктивный фильтр (рис. 8.8, б) включается последовательно нагрузке. Для переменной составляющей выпрямленного тока дроссель L_ϕ представляет большое сопротивление. Постоянная же составляющая тока без потерь проходит через L_ϕ в нагрузку R_n , т. е. $U_0 \approx U_{0н}$.

Следовательно, коэффициент сглаживания индуктивного фильтра можно определить по формуле (8.18).

Чтобы исключить падение напряжения в нагрузке от переменной составляющей выходного тока, необходимо выполнить условие

$$X_{L\phi} = \omega_1 L \gg R_n. \quad (8.25)$$

Мгновенное значение первой гармоники напряжения на нагрузке после индуктивного фильтра определяется выражением

$$\dot{i}_{1н} = \dot{i}_1 R_n / (j\omega_1 L_\phi + R_n), \quad (8.26)$$

где \dot{i}_1 — мгновенное значение первой гармоники напряжения на выходе выпрямителя.

Следовательно,

$$U_{1н} = U_1 \frac{R_n}{\sqrt{(\omega_1 L_\phi)^2 + R_n^2}}, \quad (8.27)$$

где $\sqrt{(\omega_1 L_\phi)^2 + R_n^2}$ — модуль комплексного выражения $j\omega_1 L_\phi + R_n$.

Из выражения (8.27) в соответствии с формулой (8.18) найдем коэффициент сглаживания индуктивного фильтра:

$$K_c = \frac{\sqrt{(\omega_1 L_\phi)^2 + R_n^2}}{R_n}. \quad (8.28)$$

Если выполняется условие (8.25), то коэффициент K_c будет иметь вид

$$K_c \approx \omega_1 L_\phi / R_n. \quad (8.29)$$

Из формулы (8.29) можно определить индуктивность L_Φ , необходимую для обеспечения заданного коэффициента сглаживания:

$$L_\Phi = K_c R_H / \omega_1. \quad (8.30)$$

Формулы (8.23) и (8.29) показывают, что емкостный фильтр целесообразно применять при больших сопротивлениях нагрузки выпрямителя, а индуктивный фильтр — при малых, так как в этих случаях заданный коэффициент сглаживания можно получить при малых значениях L_Φ и C_Φ .

Γ -образный LC -фильтр (рис. 8.8, в) представляет собой сочетание индуктивности L_Φ , включенной последовательно с нагрузкой, и емкости C_Φ , включенной параллельно нагрузке.

Мгновенное значение первой гармоники напряжения на нагрузке после Γ -образного LC -фильтра определяется выражением

$$\dot{i}_{1н} = \dot{i}_1 \frac{(X_{C\Phi}/j) \parallel R_H}{jX_{L\Phi} + (X_{C\Phi}/j) \parallel R_H}. \quad (8.31)$$

При выполнении условий (8.17) и (8.25) выражение (8.31) будет иметь вид

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1н} &= \dot{i}_1 \frac{X_{C\Phi}/j}{jX_{L\Phi} + X_{C\Phi}/j} = \frac{X_{C\Phi}}{X_{C\Phi} - X_{L\Phi}} = \\ &= \frac{1/\omega_1 C_\Phi}{1/\omega_1 C_\Phi - \omega_1 L_\Phi} = \frac{1}{1 - \omega_1^2 L_\Phi C_\Phi}. \end{aligned} \quad (8.32)$$

Переходя к амплитудным значениям напряжений, получим

$$U_{1н} = U_1 \left| \frac{1}{1 - \omega_1^2 L_\Phi C_\Phi} \right|. \quad (8.33)$$

Отсюда найдем коэффициент сглаживания Γ -образного фильтра

$$K_c = \frac{U}{U_{1н}} = \omega_1^2 L_\Phi C_\Phi - 1. \quad (8.34)$$

Из формулы (8.34) можно определить значение произведения $L_\Phi C_\Phi$, необходимого для обеспечения заданного коэффициента сглаживания:

$$L_\Phi C_\Phi = (K_c + 1) / \omega_1^2. \quad (8.35)$$

Γ -образный LC -фильтр удобно применять при больших токах нагрузки, так как потери мощности в дросселе незначительны. При малых значениях выпрямленного тока ($I_H \leq 50$ мА) часто используют Γ -образный RC -фильтр, приведенный на рис. 8.8, г.

Достоинствами RC -фильтра являются небольшие габариты, вес и стоимость. К недостаткам следует отнести большие потери мощ-

ности и падение напряжения на резисторе R_ϕ . Коэффициент сглаживания RC -фильтра определяется формулой

$$K_c = \omega_1 R_\phi C_\phi \frac{R_n}{R_n + R_\phi}. \quad (8.36)$$

Для обеспечения допустимых потерь мощности сопротивление резистора R_ϕ обычно выбирают в пределах $(0,2—0,4)R_n$.

Для получения больших значений коэффициента сглаживания применяют многосвязные фильтры, представляющие собой последовательное включение отдельных фильтров (звеньев). Коэффициент сглаживания многосвязного фильтра $K_{с.мф}$ определяется произведением коэффициентов сглаживания отдельных фильтров. Например,

$$K_{с.мф} = K_{с1} K_{с2} \dots K_{сn}, \quad (8.37)$$

где n — число отдельных фильтров.

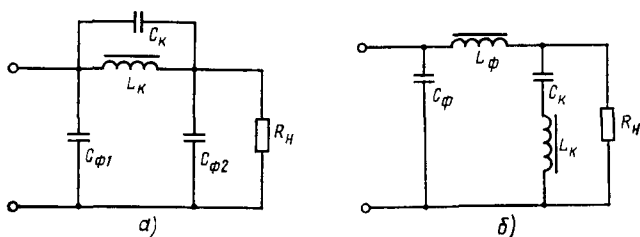


Рис. 8 9

П-образный фильтр, изображенный на рис. 8.8, б, представляет собой последовательное включение емкостного и Г-образного LC -фильтра. Коэффициент сглаживания П-образного фильтра в соответствии с формулой (8.37) определяется выражением

$$K_{сн} = K_{се} K_{сг}, \quad (8.38)$$

где $K_{се}$, $K_{сг}$ — коэффициенты сглаживания емкостного и Г-образного LC -фильтра. Подставляя в формулу (8.38) выражения для коэффициентов сглаживания $K_{се}$ и $K_{сг}$ из (8.23) и (8.34), будем иметь

$$K_{сн} = \omega_1 R_n C_{\phi 1} (\omega_1^2 L_\phi C_{\phi 1} - 1). \quad (8.39)$$

Из этой формулы следует, что максимальное значение коэффициента сглаживания П-образного фильтра получается при $C_{\phi 1} = C_{\phi 2}$.

Высоким коэффициентом сглаживания обладают резонансные фильтры. В схеме резонансного П-образного фильтра, приведенной на рис. 8.9, а, вместо индуктивности L_ϕ последовательно с нагрузкой включен параллельный резонансный контур, состоящий из индуктивности L_k и емкости C_k (см. гл. 11).

На частоте основной гармоники выпрямленного тока при $1/(\omega_1 C_k) = \omega_1 L_k$ резонансное сопротивление контура велико и основная гармоника тока не проходит в нагрузку. Для постоянной составляющей выпрямленного тока контур представляет собой малое сопротивление, поэтому потери постоянной составляющей в контуре невелики, т. е. $U_0 \approx U_n$.

Схема П-образного резонансного фильтра, изображенная на рис. 8.9, б, использует резонанс последовательного колебательного контура, состоящего из индуктивности L_k и емкости C_k . На частоте основной гармоники выпрямленного тока при

$$1/(\omega_1 C_k) = \omega_1 L_k \quad (8.40)$$

резонансное сопротивление контура мало, основная гармоника тока шунтируется контуром, а постоянная составляющая почти без потерь проходит в нагрузку.

Недостатком резонансных фильтров является уменьшение коэффициента K_c при изменении частоты питающей сети.

В настоящее время широко применяют активные сглаживающие фильтры на транзисторах, позволяющие исключить нетехнологичные катушки индуктивности и снизить тем самым габариты, массу и стоимость источников питания.

На рис. 8.10, а приведена схема активного фильтра, в которой нагрузка включена в эмиттерную цепь транзистора, благодаря чему схема имеет малое выходное сопротивление и малочувствительна к изменениям тока нагрузки.

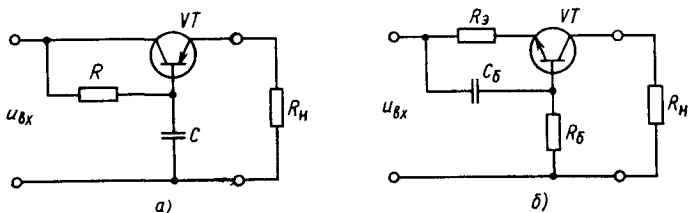


Рис. 8.10

При действии постоянного напряжения на входе фильтра $U_{вх0}$ выходное напряжение

$$|U_{вых0}| = |U_{вх0}| - |U_{кэ0}| \quad (8.41)$$

Для переменной составляющей выходного напряжения можно записать

$$\dot{i}_{вых} \approx \dot{i}_c + \dot{i}_{эб}, \quad (8.42)$$

где

$$\dot{i}_c = \frac{u_{вх} X_c}{X_c + R}, \quad X_c = \frac{1}{j\omega C}.$$

При повышении частоты переменного сигнала напряжение на конденсаторе u_c падает, а напряжение на эмиттерном переходе $u_{эб}$ изменяется мало. Следовательно, уменьшается и переменное напряжение $u_{вых\sim}$, т. е. в схеме подавляется переменная составляющая входного сигнала $u_{вх\sim}$. Для подавления сигнала с граничной частотой $f_{гр}$ необходимо выполнить условие

$$\frac{1}{2\pi f_{гр} C} \ll R \quad \text{или} \quad \frac{1}{2\pi f_{гр}} \ll \tau = RC.$$

Чем больше постоянная времени τ , тем ниже граничная частота $f_{гр}$ переменного сигнала, подавляемого в схеме.

Недостатком активного фильтра (рис. 8.10, а) является чувствительность к перегрузкам. При коротком замыкании R_n транзистор неизбежно выходит из строя.

На рис. 8.10, б приведена схема простейшего активного фильтра с включением нагрузочного резистора в коллекторную цепь транзистора, благодаря чему происходит усиление постоянной составляющей входного напряжения. Переменный входной сигнал не приводит к изменению напряжения $u_{эб}$, а следовательно, и не усиливается транзистором, если постоянная времени $\tau_0 = R_0 C_0$ во много раз больше периода пульсации самой низкой частоты. Резистор R_0 осуществляет термостабилизацию режима работы транзистора.

§ 8.4. Фазочувствительные выпрямители и усилители

Фазочувствительными и называются выпрямители, у которых полярность выходного выпрямленного напряжения зависит от фазы, а значение — от амплитуды переменного входного напряжения. Фазочувствительные выпрямители широко распространены в схемах автоматического управления дифференциальным реле, магнитным усилителем и т. д.

Однополупериодный фазочувствительный выпрямитель (фазовый дискриминатор) для маломощных схем, выполненный на полупроводниковых диодах (рис. 8.11, а), работает следующим образом.

В течение положительного полупериода переменного опорного напряжения $u_{оп}$ («+» в точке а, «—» в точке б) при нулевом входном сигнале оба диода открыты и проводят токи i_{iD1} и i_{iD2} , протекающие через резисторы R_1 и R_2 в направлениях, показанных стрелками. Полагая, что параметры диодов идентичны, при равенстве резисторов R_1 и R_2 будем иметь равенство токов, т. е. $i_{iD1} = i_{iD2}$, и напряжений: $u_{R1} = i_{iD1} R_1$, $u_{R2} = i_{iD2} R_2$. Тогда выходное напряжение $u_{вых} = u_{R1} - u_{R2}$ равно нулю.

Если на вход выпрямителя поступает входной сигнал $u_{вх}$, совпадающий по фазе с опорным напряжением («+» в точке в, «—»

в точке z), то ток через диод VD_1 увеличивается, поэтому $u_{R1} > u_{R2}$ и $u_{\text{вых}} > 0$, $U_0 > 0$ (рис. 8.11, б).

При противофазном входном сигнале (рис. 8.11, в) ток через диод VD_2 увеличивается и уменьшается через VD_1 . В результате выходное напряжение меняет свой знак.

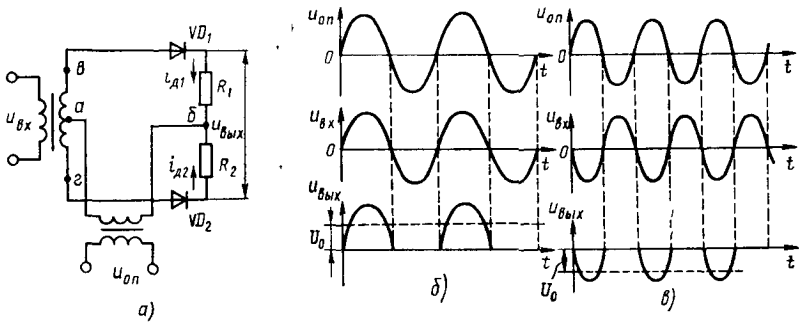


Рис. 8.11

В течение отрицательного полупериода опорного напряжения оба диода закрыты, и ток через резисторы R_1 и R_2 не протекает. Выходное напряжение равно нулю.

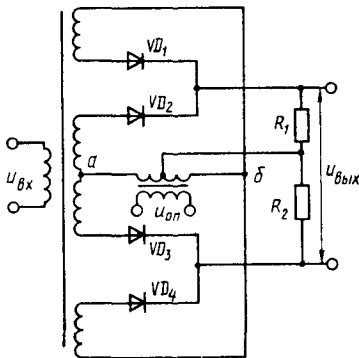


Рис. 8.12

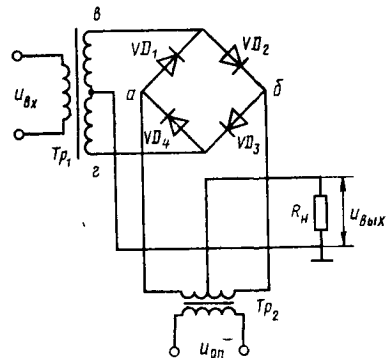


Рис. 8.13

Схема двухполупериодного фазочувствительного выпрямителя представлена на рис. 8.12. В этой схеме в течение положительного полупериода опорного напряжения («+» в точке a , «-» в точке b) диоды VD_2 и VD_3 открыты, а диоды VD_1 и VD_4 закрыты. В отрицательный полупериод напряжения $u_{\text{оп}}$ состояния диодов изменяются: VD_2 и VD_3 закрыты, а VD_1 и VD_4 открыты.

На практике часто применяется кольцевой фазочувствительный выпрямитель (рис. 8.13). В течение положительного полупе-

риода опорного напряжения («+» в точке *a*, «-» в точке *b*) диоды VD_1 и VD_2 открыты.

Если фаза входного переменного сигнала совпадает с фазой опорного напряжения (в этом случае считаем, что создается «+» в точке *a*, «-» в точке *b*), то ток протекает через верхнюю полуобмотку трансформатора Tr_1 , диод VD_2 , правую полуобмотку трансформатора Tr_2 и нагрузку R_H .

В отрицательный полупериод опорного напряжения диоды VD_3 , VD_4 открыты. Ток протекает через нижнюю полуобмотку трансформатора Tr_1 , диод VD_4 , левую полуобмотку трансформатора Tr_2 и нагрузку R_H .

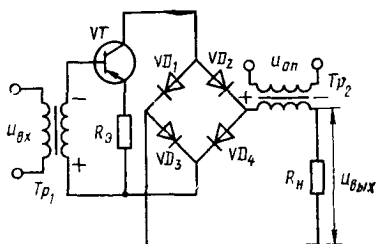


Рис 8 14

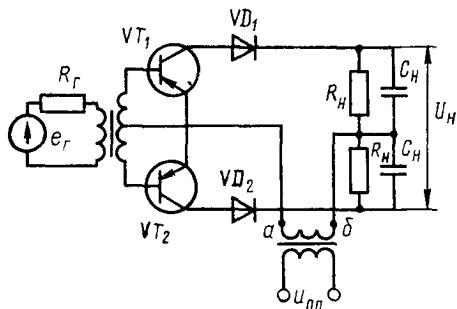


Рис. 8 15

В течение обоих полупериодов направление тока, протекающего через нагрузку, не изменяется, поэтому на выходе схемы создается выпрямленное положительное напряжение. При изменении фазы входного сигнала на противоположную изменяется направление тока через нагрузку, а следовательно, и знак выходного напряжения.

При работе с маломощными источниками входного и опорного напряжений используют фазочувствительные усилители-выпрямители. Примером транзисторного усилителя-выпрямителя является схема рис. 8.14.

Если в первый полупериод знаки переменных напряжений $u_{оп}$ и $u_{вх}$ соответствуют обозначенным на рис. 8.14, то транзистор открыт. По цепи, содержащей транзистор, диод VD_1 , нагрузку R_H и диод VD_4 , протекает ток, превышающий в h_{21} раз ток во вторичной обмотке трансформатора Tr_1 . В следующий полупериод транзистор закрыт, так как на его базу поступает положительное по отношению к эмиттеру напряжение.

Если фаза входного напряжения изменится на 180° по отношению к фазе опорного напряжения, то в полупериод, когда на базу подается отрицательное по отношению к эмиттеру напряжение, обеспечивающее открытое состояние транзистора, ток в схеме будет протекать по цепи, содержащей транзистор, диод VD_2 , нагруз-

жу и диод VD_3 . При этом изменится также направление тока через нагрузку, а следовательно, и знак выходного напряжения.

При работе фазочувствительного усилителя на дифференциальную (со средней точкой) нагрузку (обмотки дифференциального реле, обмотки управления магнитных усилителей и т. д.) широко распространена схема усилителя, данная на рис. 8.15.

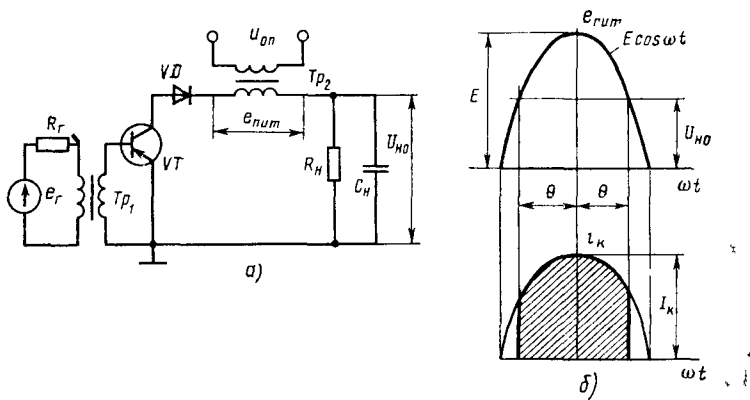


Рис. 8.16

В отсутствие входного сигнала (напряжение $U_{бэ} \approx 0$) коллекторные токи транзисторов малы. В положительный полупериод переменного опорного напряжения («+» в точке а, «-» в точке б) в зависимости от фазы входного сигнала, протекает ток через VT_1 или VT_2 . При этом на выходе схемы создается напряжение, полярность которого зависит от фазы входного сигнала. В отрицательный полупериод опорного сигнала («+» в точке б, «-» в точке а) запираются диоды VD_1 и VD_2 , препятствуя прохождению тока через транзисторы в обратном направлении.

Расчет фазочувствительного усилителя (рис. 8.15) производится по одному из плеч схемы, представляющего собой усилитель среднего значения тока (рис. 8.16, а).

Предположим, что напряжение питания транзистора изменяется по косинусоидальному закону $e_{пит} = u_{оп} n_{тр} = E \cos \omega t$ (рис. 8.16, б). Так как на нагрузочном конденсаторе C_H поддерживается постоянное напряжение, а напряжения $e_{пит}$ и U_{HO} в течение проводящего полупериода направлены встречно, то коллекторный ток протекает только в пределах угла отсечки θ . В остальное время проводящего полупериода диод в коллекторной цепи транзистора заперт и коллекторный ток отсутствует. Угол отсечки можно определить из формулы

$$\cos \theta = U_{HO} / E. \quad (8.43)$$

Среднее значение коллекторного тока $I_{н0}$ найдем из формулы

$$I_{н0} = 1/2\pi \int_{-\theta}^{+\theta} I_k \cos \omega t d\omega t = I_k/\pi \sin \theta. \quad (8.44)$$

Записав $U_{н0} = E \cos \theta$, найдем мощность в нагрузке усилителя среднего тока

$$P_n = (E \cos \theta)^2/R_n. \quad (8.45)$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, определяется из формулы

$$P_k = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} (E \cos \omega t - U_{н0}) I_k \cos \omega t d\omega t.$$

Взяв интеграл, получим

$$P_k = 0,25 U_{н0} I_{н0} \left(1 - \frac{\theta}{2 \sin 2\theta} - \frac{\theta}{\sin \theta} \right). \quad (8.46)$$

Формулы (8.44), (8.45) и (8.46) позволяют выбрать оптимальный угол отсечки θ . Действительно, из формулы (8.44) следует, что при небольших углах отсечки для обеспечения заданного $I_{н0}$ потребуются большая амплитуда коллекторного тока. При больших значениях θ возрастает амплитуда напряжения питания, необходимая для обеспечения заданной мощности P_n и напряжения $U_{н0}$.

Формула (8.46) показывает, что мощность рассеяния уменьшается при $\theta < (30 \dots 40)^\circ$. Поэтому углы $\theta = 30 \div 40^\circ$ являются оптимальными при расчете параметров усилителя среднего тока.

Недостатком схемы фазочувствительного усилителя (см. рис. 8.15) является ее нечувствительность к малым входным сигналам из-за нелинейности входной характеристики транзистора. Для устранения этого недостатка одну из обмоток трансформатора опорного напряжения включают в базовую цепь транзисторов, создавая напряжение смещения, обеспечивающее достаточное значение базовых токов транзисторов, зависящих от амплитуды и фазы входного сигнала.

§ 8.5. Управляемые выпрямители и инверторы

В источниках питания выпрямленное напряжение, как правило, постоянно. При необходимости регулировку выпрямленного напряжения можно осуществить с помощью автотрансформатора, включенного в цепь переменного тока, или потенциометра в цепи выпрямленного тока. Такие способы регулирования просты, но имеют много недостатков, главными из которых являются гро-

мозкость и малая надежность регулировочных элементов, значительное потребление энергии и соответственно малый коэффициент полезного действия.

Устранить эти недостатки позволяют схемы выпрямителей, построенные на управляемых вентилях — тиристорах. Такие схемы широко распространены для питания устройств, у которых значение выпрямленного напряжения изменяется часто и в широких пределах, например в электроприводе.

Схема однополупериодного управляемого выпрямителя представлена на рис. 8.17, а.

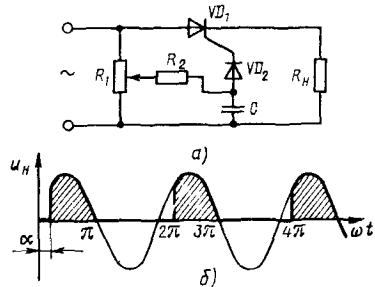


Рис. 8.17

Тиристор включается в момент подачи на управляющий электрод импульса напряжения. При этом сопротивление тиристора уменьшается и выходное напряжение повторяет форму входного напряжения (рис. 8.17, б).

Регулировка выпрямленного напряжения заключается в изменении момента включения тиристора. Угол сдвига фаз между напряжением включения тиристора и входным

напряжением называется углом управления α .

Управление величиной угла α в схеме рис. 8.17, а осуществляется с помощью фазовращающей RC -цепи, состоящей из резисторов R_1 и R_2 и конденсатора C .

Представленная схема иллюстрирует принцип управления тиристором, однако на практике используется очень редко, так как управляющее напряжение нарастает плавно и момент включения тиристора фиксируется нечетко, что отражается на качестве регулирования.

В высококачественных преобразовательных установках для выработки и перемещения во времени переключающих импульсов, осуществляющих изменение угла управления α служат специальные схемы, называемые системами управления.

Основными элементами систем управления выпрямителей являются: 1) входное устройство, предназначенное для синхронизации управляющего напряжения с напряжением сети; 2) фазосдвигающее устройство, перемещающее управляющий сигнал во времени на угол α относительно входного напряжения; 3) выходное устройство, которое формирует и усиливает, если это необходимо, управляющий импульс требуемой амплитуды и формы.

Схема двухполупериодного управляемого выпрямителя и временные диаграммы его работы приведены на рис. 8.18, а, б. В интервале времени от 0 до t_1 оба тиристора выключены, и ток через них не протекает (рис. 8.18, б). При поступлении управляющего импульса в момент времени t_1 , соответствующий фазному углу α ,

включается тиристор VD_1 , напряжение на нем падает до значения $U_{обр} \approx 0$ и остается равным $U_{обр}$ до момента времени t_2 , соответствующему $\omega t = \pi$. В момент времени t_2 тиристор VD_1 выключается. В интервале времени от t_2 до t_3 оба тиристора остаются выключенными. В момент поступления управляющего импульса t_3 включается тиристор VD_2 . В дальнейшем процессы повторяются.

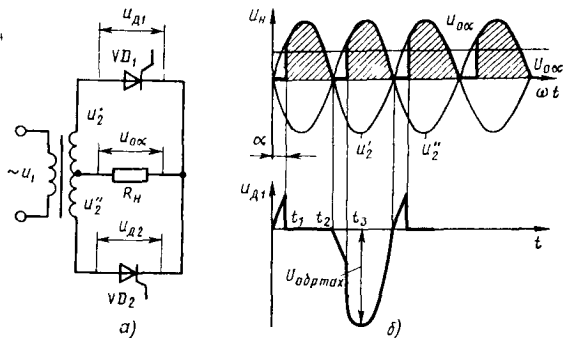


Рис. 8 18

Среднее значение выпрямленного напряжения в схеме рис. 8.18, а при угле управления α

$$U_{0\alpha} = (1/\pi) \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} (1 + \cos \alpha) = U_{00} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (8.47)$$

где $U_2 = U_2' = U_2''$ — эффективное значение напряжения вторичной полуобмотки трансформатора; $U_{00} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2$ — значение выпрямленного напряжения при $\alpha = 0$.

Выражение (8.47) позволяет построить зависимость $U_{0\alpha}$ от α , которая называется регулировочной характеристикой управляемого выпрямителя (рис. 8.19). Из рисунка видно, что при чисто активной нагрузке предельный угол управления, соответствующий $U_{0\alpha} = 0$, равен 180° .

Максимальное значение обратного напряжения на тиристоре при $\alpha \leq \pi/2$ равно двойной амплитуде напряжения на вторичной полуобмотке трансформатора:

$$U_{обр\max} = 2\sqrt{2} U_2, \quad (8.48)$$

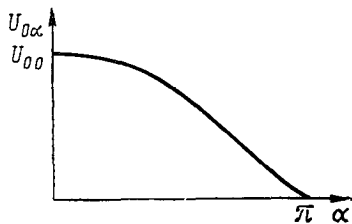


Рис. 8.19

так как при включении тиристора, например, VD_1 к выключенному тиристор VD_2 прикладывается сумма мгновенных значений напряжений вторичных полуобмоток трансформатора, т. е. $U_{обр} = U_2' + U_2''$.

Задавая определенный режим, управляемый выпрямитель можно использовать в качестве инвертора.

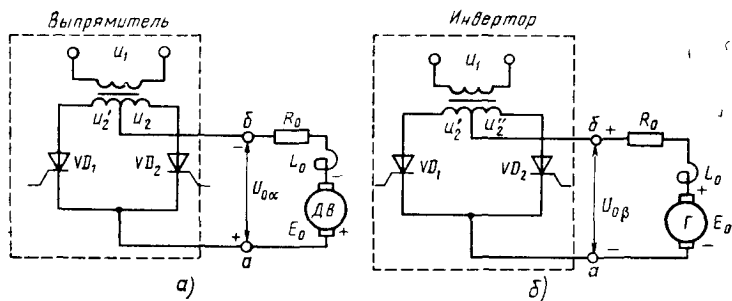


Рис. 8 20

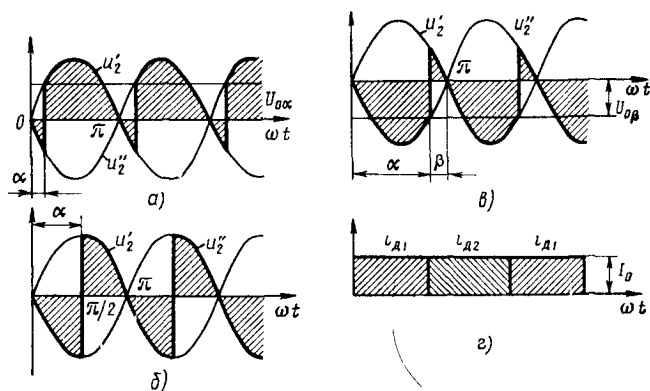


Рис 8 21

Инвертор — устройство, преобразующее постоянный ток в переменный заданного значения и частоты. Применяется для передачи энергии постоянного тока, в электроприводе постоянного тока, для преобразования частоты и т. д.

В выпрямительном режиме работы преобразователя мощность из сети переменного тока поступает к потребителю постоянного тока, а в инверторном мощность из сети постоянного тока поступает к потребителю переменного тока.

Рассмотрим возможность перехода от выпрямительного режима к инверторному схемы двухполупериодного управляемого выпрямителя (рис. 8.20, а), нагрузкой которого является электро-

двигатель постоянного тока с противо-ЭДС E_0 . Для упрощения анализа пренебрежем активными потерями и индуктивностью рассеяния в обмотках трансформатора. Временные диаграммы напряжения и токов на рис. 8.21, *а* иллюстрируют работу преобразователя в качестве выпрямителя. При углах управления $\alpha < 90^\circ$ среднее значение выпрямленного напряжения преобразователя $U_{0\alpha}$ положительно (на рис. 8.20, *а* «+» в точке *а*, «-» в точке *б*) и превышает значение ЭДС E_0 , которая направлена встречно напряжению $U_{0\alpha}$. Следовательно, направление тока через нагрузку (двигатель) будет определяться направлением напряжения $U_{0\alpha}$, т. е. преобразователь будет отдавать мощность в нагрузку, а электродвигатель — являться потребителем мощности. При $\alpha = 90^\circ$ напряжение $U_{0\alpha}$ равно нулю (рис. 8.21, *б*) и преобразователь отдает в нагрузку только реактивную мощность.

Чтобы перейти от выпрямительного режима к инверторному, необходимо изменить на противоположные полярности напряжения на выходе преобразователя и ЭДС электродвигателя E_0 . При этом ток I_0 должен протекать под действием ЭДС E_0 в сторону, противоположную действию напряжения $U_{0\alpha}$. Тогда электродвигатель становится генератором постоянного тока, который отдает мощность, а преобразователь — потребителем мощности. Изменение полярности ЭДС электродвигателя осуществляется путем изменения направления тока в обмотке возбуждения при работе двигателя от источника механической энергии.

Изменить полярность напряжения преобразователя можно установкой такого угла управления, при котором тиристоры включались бы при отрицательном напряжении на трансформаторных обмотках.

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу преобразователя в инверторном режиме (см. рис. 8.20, *б*), представлены на рис. 8.21, *в*, *г*.

При $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ среднее значение напряжения преобразователя $U_{0\alpha}$ отрицательно («+» в точке *б*, «-» в точке *а*) и преобразователь работает как инвертор. При анализе инверторного режима обычно пользуются так называемым углом опережения $\beta = \pi - \alpha$, отсчет которого ведут от момента времени $\omega t = \pi$.

В инверторном режиме время выключения тиристора $t_{\text{выкл}}$ не должно превышать времени, соответствующего значению β_{min} . Иначе произойдет повторное включение тиристора, например в момент времени $\omega t = \pi$, когда напряжение на нем станет положительным (рис. 8.21, *в*).

При $\beta > \beta_{\text{min}}$ осуществляется поочередная работа тиристорov, так как напряжение на включаемом тиристоре выше напряжения на выключаемом.

Влияние индуктивности рассеяния обмоток трансформатора на работу инверторов заключается в том, что токи включаемого и выключаемого тиристорov будут изменяться не скачком, а посте-

пенно в течение времени, соответствующего некоторому углу коммутации γ . Это приводит к тому, что напряжение инвертора увеличивается, так как в течение времени, соответствующего углу коммутации, оба тиристора работают одновременно и инвертор создает напряжение, равное полусумме напряжений обмоток трансформатора.

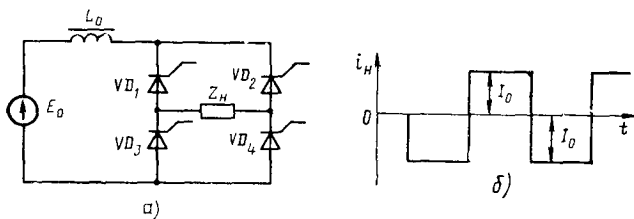


Рис. 8 22

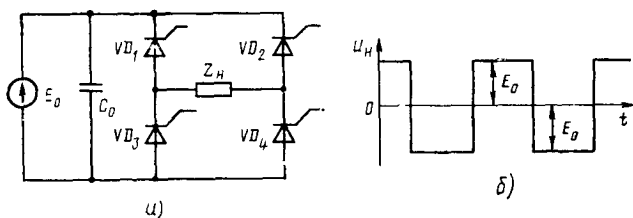


Рис. 8 23

В рассмотренной схеме инвертора коммутация тиристоров производится с частотой сети от системы управления (СУ), т. е. частота напряжения инвертора задается сетью переменного тока. Такие инверторы называются инверторами, ведомыми сетью.

Если инвертор работает на автономную нагрузку, а частота коммутации тиристоров определяется частотой управляющих импульсов специальной сети управления, то такой инвертор называется автономным.

Различают инверторы тока и напряжения. Инверторы тока питаются от источника постоянного напряжения E_0 через дроссель с большой индуктивностью (рис. 8.22, а). Поэтому ток I_0 во входной цепи инвертора практически не изменяется при коммутации тиристоров.

При поочередном переключении пар тиристоров VD_1, VD_4 и VD_2, VD_3 в нагрузку поступает ток прямоугольной формы (при $L \rightarrow \infty$). Значение и форма выходного напряжения зависят от нагрузки Z_H (рис. 8.22, б).

Питание инвертора напряжения осуществляется непосредственно от источника напряжения E_0 (рис. 8.23, а). Для обеспечения

постоянства питающего напряжения при коммутации тиристоров параллельно входу инвертора подключают конденсатор большой емкости.

При поочередном переключении пар тиристоров VD_1, VD_4 и VD_2, VD_3 с нагрузки снимается напряжение прямоугольной формы (при $C \rightarrow \infty$), а значение и форма выходного тока зависят от нагрузки Z_n (рис. 8.23, б).

Вопросы и задачи для самопроверки

1. Определить максимальное значение тока $I_{n \text{ м}}$, протекающего через нагрузку $R_n=100$ Ом однополупериодной схемы выпрямителя на полупроводниковом диоде (рис. 8.4, а). Амплитуда синусоидального напряжения вторичной обмотки входного трансформатора $U_{вх2}=6$ В. Прямое сопротивление диода $r_{пр}=20$ Ом. Обратное сопротивление следует считать очень большим. *Ответ.* $I_{n \text{ м}}=0,05$ А.

2. Определить значение и направление тока, протекающего через нагрузку $R_n=10$ кОм однополупериодной схемы выпрямителя на полупроводниковом диоде во второй полупериод, когда диод закрыт. Амплитуда синусоидального напряжения входной (первичной) обмотки трансформатора $U_{вх}=100$ В. Обратное сопротивление диода $r_{обр}=40$ кОм. Коэффициент трансформации $n_{тр}=0,1$. *Ответ.* $I_n=0,2$ мА.

3. Доказать, что полупроводниковый диод с максимально допустимым током $I_{доп}=100$ мА и напряжением $U_{обр \text{ max}}=100$ В, прямым сопротивлением $r_{пр}=50$ Ом можно использовать в схеме однополупериодного выпрямителя, работающего на активную нагрузку $R_n=250$ Ом. Амплитуда синусоидального входного сигнала $U_{вх}=5$ В. Числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора соответственно равны $\omega_1=100, \omega_2=200$.

4. Определить максимальное значение тока, протекающего через нагрузку $R_n=95$ Ом двухполупериодной схемы выпрямления на полупроводниковых диодах (рис 8.5, а) Амплитуда синусоидального входного сигнала $U_{вх}=10$ В. Коэффициент трансформации $n_{тр}=2$. Прямое сопротивление диода $r_{пр}=5$ Ом. Обратное сопротивление очень большое. *Ответ.* $I_{n \text{ max}}=0,1$ А

5. Определить максимальное значение выходного напряжения двухполупериодной схемы выпрямителя на полупроводниковых диодах Амплитуда синусоидального входного сигнала $U_{вх}=6$ В. Числа витков первичной и вторичной обмоток входного трансформатора соответственно равны $\omega_1=100, \omega_2=200$ Сопротивление резистора нагрузки $R_n=100$ Ом, прямое сопротивление диода $r_{пр}=20$ Ом. Влияние обратного сопротивления диода на выходной сигнал можно не учитывать. *Ответ.* $U_{n \text{ max}}=10$ В.

6. Доказать, что полупроводниковый диод с максимально допустимым обратным напряжением $U_{обр \text{ max}}$ можно использовать только в однополупериодной схеме выпрямителя. Амплитуда выходного напряжения $U_{n \text{ max}}=50$ В. Влиянием прямого и обратного сопротивлений диода на выходное напряжение можно пренебречь.

7. Определить максимально возможную амплитуду синусоидального входного сигнала двухполупериодной схемы выпрямления на полупроводниковых диодах с допустимым обратным напряжением $U_{обр \text{ max}}=20$ В. Коэффициент трансформации равен 4. *Ответ.* $U_{вх1 \text{ м}}=5$ В.

8. Определить постоянную составляющую выходного напряжения двухполупериодного выпрямителя, если амплитуда выпрямленного напряжения равна 25 В. *Ответ.* $U_0=16$ В.

9. Определить максимальное значение тока в нагрузке $R_n=80$ Ом мостовой схемы (рис. 8.6, а). Прямое сопротивление диодов схемы $r_{пр}=10$ Ом. Влияние обратного сопротивления диодов на выходной сигнал можно не учитывать. Коэффициент трансформации равен 2. Амплитуда синусоидального входного сигнала $U_{вх}=5$ В. *Ответ.* $I_{n \text{ max}}=0,1$ А.

10. Определить максимальное значение выходного напряжения мостовой схемы выпрямления, выполненной на полупроводниковых диодах. Прямое сопротивление диодов $r_{пр}=10$ Ом, сопротивление резистора нагрузки $R_n=100$ Ом, амплитуда синусоидального входного сигнала 2 В. Числа витков первичной и вторичной обмоток входного трансформатора соответственно равны 20 и 120. Обратное сопротивление диода считать большим. *Ответ.* $U_{н\max}=10$ В.

11. Какое максимально допустимое обратное напряжение должны иметь полупроводниковые диоды, работающие в мостовой схеме выпрямления, если максимальная амплитуда входного напряжения равна 100 В?

12. Определить прямое сопротивление полупроводниковых диодов, работающих в мостовой схеме выпрямления, если при амплитуде синусоидального напряжения на вторичной обмотке входного трансформатора $U_{вх2}=16$ В ток в нагрузке $R_n=50$ Ом равен 0,2 А. *Ответ.* $r_{пр}=15$ Ом.

13. Почему емкостный фильтр включается параллельно нагрузке (рис. 8.8, а)? Какое условие необходимо выполнить для обеспечения хорошего сглаживания выходного напряжения?

14. Определить емкость конденсатора, подключенного к выходу двухполупериодной схемы выпрямления для обеспечения коэффициента сглаживания $K_c=100$. Частота входного сигнала $f_1=50$ Гц, сопротивление резистора нагрузки $R_n=1$ кОм. *Ответ.* $C_\phi \geq 333$ мкФ.

15. Определить коэффициент пульсаций на выходе мостовой схемы выпрямления, работающей на активно-емкостную нагрузку $R_n=10$ кОм, $C_n=15$ мкФ. Частота входного сигнала $f=50$ Гц. *Ответ.* $k_{пн}=0,014$.

16. Почему индуктивный фильтр включается последовательно с нагрузкой (рис. 8.8, б)? Какое условие необходимо выполнить для обеспечения хорошего сглаживания выходного напряжения с помощью индуктивного фильтра?

17. Определить индуктивность дросселя, подключенного к выходу выпрямителя для обеспечения коэффициента сглаживания $K_c=50$. Частота входного сигнала $f_1=50$ Гц, сопротивление резистора нагрузки $R_n=100$ Ом. *Ответ.* $L_\phi \geq 16$ Гн.

18. Определить коэффициент пульсаций на выходе двухполупериодной схемы выпрямления, работающей на нагрузку, состоящую из последовательно соединенных дросселя $L_n=2$ Гн и резистора $R_n=60$ Ом. Частота входного сигнала $f_1=50$ Гц. *Ответ.* $k_{пн}=0,064$.

19. Какой тип фильтра целесообразно использовать при работе выпрямителя на активную нагрузку: а) $R_n=10$ кОм, б) $R_n=40$ Ом?

20. Определить коэффициент сглаживания Г-образного фильтра, имеющего параметры $L_\phi=6$ Гн, $C_\phi=25$ мкФ. Частота входного сигнала $f_1=50$ Гц. *Ответ.* $K_c=150$.

21. Определить частоту входного сигнала двухполупериодного выпрямителя, необходимую для обеспечения коэффициента сглаживания $K_c=99$, если к выходу выпрямителя подключен Г-образный сглаживающий фильтр с параметрами $L_\phi=4$ Гн, $C_\phi=4 \cdot 10^{-4}$ Ф. *Ответ.* $f_1 \geq 40$ Гц.

ГЛАВА 9

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

§ 9.1. Параметрические стабилизаторы

Стабилизаторы напряжения. При проектировании источников питания электронной аппаратуры предъявляются высокие требования к стабильности питающего напряжения. Как медленные, так и быстрые колебания (пульсации) напряжения питания существенно изменяют режим и параметры электронной схемы. При-

динами неустойчивости могут быть колебания напряжения и частоты питающей сети, изменения нагрузки, пульсации выпрямленного напряжения, колебания нагрузки и влажности окружающей среды. Например, для питания измерительных устройств, работающих с точностью 0,1%, требуется стабильность напряжения питания не хуже 0,01%.

Основные параметры стабилизаторов напряжения следующие:

1) коэффициент полезного действия, равный отношению мощности, выделяемой в нагрузку, к входной мощности

$$\eta = P_n / P_{вх} = (U_n I_n) / (U_{вх} I_{вх}); \quad (9.1)$$

2) коэффициент стабилизации, определяемый как отношение относительного приращения напряжения на входе стабилизатора $\Delta U_{вх} / U_{вх}$ к относительному приращению напряжения на нагрузке $\Delta U_n / U_n$ при постоянной нагрузке:

$$K_{ст} = \Delta U_{вх} / U_{вх} : \Delta U_n / U_n |_{R_n = \text{const}}; \quad (9.2)$$

3) выходное сопротивление, показывающее, во сколько раз изменится напряжение на выходе стабилизатора ΔU_n при изменении тока нагрузки

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_n}{\Delta I_n} \Big|_{U_{вх} = \text{const}}. \quad (9.3)$$

При питании усилителей большое выходное сопротивление стабилизатора приводит к появлению паразитных обратных связей через источник питания, вызывающих изменения параметров усилителей и даже самовозбуждение. Поэтому снижение выходного сопротивления стабилизатора является важной задачей.

Высокую стабильность напряжения питания позволяют получить схемы стабилизаторов напряжения, использующие нелинейные элементы, вольт-амперная характеристика которых содержит участок, где напряжение слабо зависит от тока. Такую вольт-амперную характеристику имеет стабилитрон, работающий при обратном напряжении в области пробоя (рис. 9.1, б).

Схема простейшего стабилизатора напряжения, называемого параметрическим, приведена на рис. 9.1, а. Свойства такого стабилизатора определяются в основном параметрами стабилитрона.

В этой схеме колебания входного напряжения или тока нагрузки приводят только к изменению тока через стабилитрон, а напряжение на стабилитроне, подключенном параллельно нагрузке, остается почти неизменным.

Действительно, входное напряжение распределяется в схеме между балластным резистором $R_б$ и стабилитроном, т. е.

$$U_{вх} = U_{R_б} + U_{ст}, \quad (9.4)$$

где $U_{R_б} = (I_{ст} + I_n) R_б$ падение напряжения на резисторе $R_б$ от протекания токов стабилитрона $I_{ст}$ и нагрузки I_n .

Так как напряжение на стабилитроне $U_{ст}$ в соответствии с вольт-амперной характеристикой почти не зависит от тока стабилитрона в пределах участка от $I_{ст\ min}$ до $I_{ст\ max}$, то приращение входного напряжения $\Delta U_{вх}$ примерно равно приращению напряжения ΔU_{R_6} на резисторе R_6 .

Так как ток нагрузки $I_n = U_n/R_n = U_{ст}/R_n$ останется при этом неизменным, то можно записать

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{R_6} = \Delta I_{ст} R_6, \quad (9.5)$$

т. е. при изменении входного напряжения на $\Delta U_{вх}$ ток стабилитрона изменится на величину $\Delta U_{вх}/R_6$.

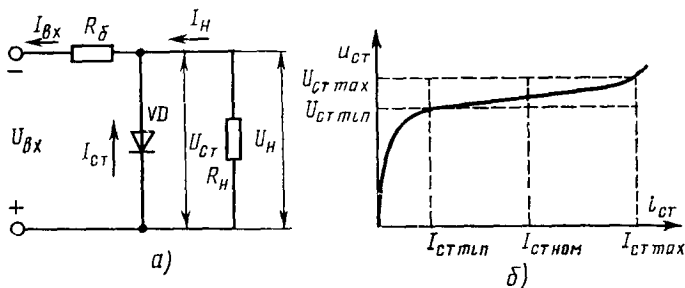


Рис 9 1

Теперь предположим, что изменилась нагрузка, например уменьшилось сопротивление резистора R_n , что привело к увеличению тока нагрузки. Поскольку при неизменном входном напряжении должно сохраняться постоянство входного тока $I_{вх} = I_{ст} + I_n = \text{const}$, увеличение тока I_n влечет за собой уменьшение на такое же значение тока стабилитрона.

Выходное сопротивление параметрического стабилизатора (рис. 9.1, а) определяется дифференциальным сопротивлением стабилитрона R_d на рабочем участке вольт-амперной характеристики

$$R_{вых} = R_d = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}} = \frac{U_{ст\ max} - U_{ст\ млп}}{I_{ст\ max} - I_{ст\ млп}}, \quad (9.6)$$

так как выходным напряжением стабилизатора является напряжение на стабилитроне $U_n = U_{ст}$, а изменение тока в нагрузке равно изменению тока через стабилитрон: $\Delta I_n = \Delta I_{ст}$.

Записав $\Delta U_{ст} = \Delta I_{ст} R_d$ и учтя выражение (9.5), в соответствии с формулой (9.2) найдем коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора

$$K_{ст} = \frac{\Delta I_{ст} R_6}{U_{вх}} : \frac{\Delta I_{ст} R_n}{U_n} = \frac{U_n}{U_{вх}} \frac{R_6}{R_n}. \quad (9.7)$$

Из формулы (9.7) следует, что с ростом R_6 увеличивается коэффициент стабилизации. Однако при заданных $U_{вх}$, U_n , $I_{ст ном}$, I_n сопротивление резистора R_6 однозначно определяется из выражения (9.1):

$$R_6 = \frac{U_{вх} - U_n}{I_n + I_{ст ном}}, \quad (9.8)$$

где $I_{ст ном} = (I_{ст max} - I_{ст min})/2$ — номинальный ток стабилитрона (рис. 9.1, б).

Увеличить R_6 можно, если повысить $U_{вх}$, а это приводит к уменьшению $K_{ст}$. Поэтому значение коэффициента стабилизации параметрических стабилизаторов напряжения обычно не превышает 50. Для повышения $K_{ст}$ можно применять последовательное включение стабилизаторов.

Параметрические стабилизаторы напряжения просты и надежны, однако имеют существенные недостатки, главными из которых являются невозможность регулировки выходного напряжения, малое значение коэффициента стабилизации, особенно при больших токах нагрузки ($I_n > I_{ст ном}$).

Стабилизаторы тока. Основным параметром стабилизаторов тока, кроме выходного сопротивления, является коэффициент стабилизации выходного тока, равный отношению относительного приращения входного тока к относительному приращению тока нагрузки, т. е.

$$K_{cti} = \frac{\Delta I_{вх}}{I_{вх}} / \frac{\Delta I_n}{I_n}. \quad (9.9)$$

В маломощных параметрических стабилизаторах тока используются элементы с большим сопротивлением по переменному току, вольт-амперная характеристика которых содержит участок, где ток через элемент не зависит от напряжения на нем. Такую характеристику имеют биполярные транзисторы, включенные с общей базой (см. рис. 4.29), сопротивление которых переменному току составляет несколько мегаом. В качестве стабилизатора тока можно использовать также схему на полевом транзисторе (рис. 9.2), в которой стабилизация тока осуществляется за счет действия глубокой отрицательной обратной связи по току, создаваемой резистором в цепи истока R_n . Падение напряжения на резисторе R_n от протекания тока $I_n = I_c$ равно по абсолютной величине напряжению затвор — исток, т. е.

$$I_c R_n = |U_{зп}|.$$

Записав $R_n = |U_{зп}|/I_c$ и учитывая, что сток-затворная характеристика полевого транзистора описывается выражением

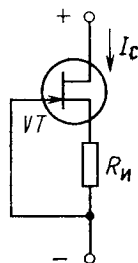


Рис 9 2

$$I_c = I_{c0} \left(1 - \left| \frac{U_{зн}}{U_{отс}} \right| \right)^2,$$

где I_{c0} — ток стока при $U_{зн} = 0$;

$U_{отс}$ — напряжение затвор — исток при отсечке тока ($I_c = 0$),
будем иметь

$$R_n = \frac{|U_{отс}|(1 - \sqrt{I_c/I_{c0}})}{I_c}.$$

Для обеспечения хорошей стабилизации тока сопротивление R_n должно быть по возможности большим, так как при увеличении R_n возрастает внутреннее сопротивление транзистора, определяемое формулой

$$r_i = r_{си}(1 + SR_n),$$

где $r_{си} = dU_{си}/dI_c$ (при $U_{зн} = \text{const}$) — дифференциальное сопротивление сток — исток, значение которого лежит в диапазоне 80—100 кОм.

Схема стабилизатора тока (рис. 9.2) является двухполюсником и может быть включена вместо любого омического сопротивления. Эта особенность схемы используется для повышения коэффициента стабилизации параметрического стабилизатора напряжения (см. рис. 9.1), заменив в нем балластный резистор R_6 стабилизатором тока (рис. 9.2). В этом случае коэффициент стабилизации напряжения может достигать 10^4 .

§ 9.2. Компенсационные стабилизаторы

Стабилизаторы напряжения различают компенсационные стабилизаторы непрерывного и импульсного действия. Стабилизаторы напряжения непрерывного действия представляют собой систему автоматического регулирования, в которой фактическое значение выходного напряжения сравнивается с заданным значением эталонного (опорного) напряжения. Возникающий при этом сигнал рассогласования усиливается и должен воздействовать на регулирующий элемент стабилизатора таким образом, чтобы выходное напряжение стремилось вернуться к заданному уровню. В качестве источника опорного напряжения обычно используют параметрический стабилизатор, работающий с малыми токами нагрузки, реже гальванические батареи.

В зависимости от способа включения регулирующего элемента различают компенсационные стабилизаторы последовательного и параллельного типов.

Структурная схема компенсационного стабилизатора последовательного типа представлена на рис. 9.3, а. В этой схеме регулирующий элемент $PЭ$ включен последовательно с нагрузкой и играет роль управляемого балластного сопротивления.

Разностный сигнал рассогласования $U_n - U_{оп}$, формируемый схемой сравнения CC , поступает на вход усилителя постоянного тока $У$, усиливается и воздействует на регулирующий элемент $РЭ$.

При положительном сигнале рассогласования $(U_n - U_{оп}) > 0$ внутреннее сопротивление $РЭ$ возрастает и падение напряжения $U_{рз}$ на нем увеличивается. Так как $РЭ$ и нагрузка включены последовательно, то при увеличении $U_{рз}$ выходное напряжение уменьшается, стремясь к значению $U_{н ном}$.

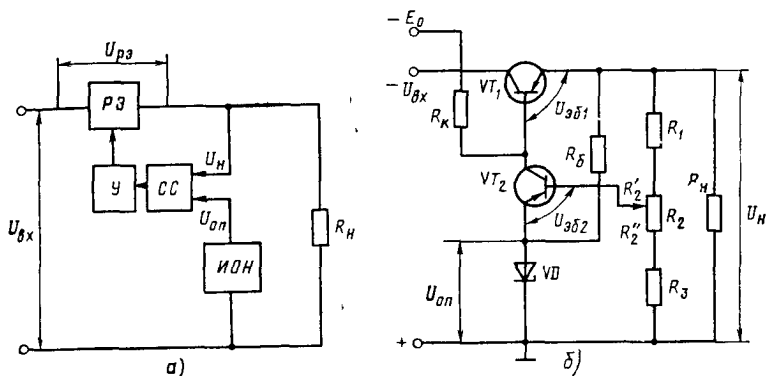


Рис. 9.3

При отрицательном сигнале рассогласования $(U_n - U_{оп}) < 0$, наоборот, внутреннее сопротивление $РЭ$ и падение напряжения на нем уменьшаются, что приводит к возрастанию выходного напряжения U_n .

Принципиальная схема компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа на транзисторах приведена на рис. 9.3, б. Роль регулирующего элемента в этой схеме играет транзистор VT_1 . При увеличении $U_{вх}$ выходное напряжение возрастает по абсолютному значению, создавая отрицательный сигнал рассогласования напряжения $U_{бэ2}$ на входе усилителя постоянного тока, выполненного на транзисторе VT_2 . Ток коллектора транзистора VT_2 возрастает, а потенциал коллектора VT_2 становится более положительным относительно потенциала земли. Напряжение база — эмиттер транзистора VT_1 уменьшается, что приводит к возрастанию внутреннего сопротивления транзистора VT_1 и падения напряжения на нем. Выходное напряжение при этом уменьшается, стремясь к прежнему значению.

Для повышения коэффициента стабилизации схемы резистор R_k , определяющий базовый ток регулирующего транзистора VT_1 , подключается к стабильному источнику напряжения $-E_0$.

Коэффициент стабилизации схемы рис. 9.3, б при абсолютно стабильном напряжении E_0 и без учета влияния делителя напря-

жения $R_1-R_2-R_3$ (база транзистора VT_2 подключена непосредственно на выход стабилизатора) определяется выражением

$$K_{\text{ст}} \approx \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{вх}}} \frac{r_{\text{к1}}}{R_{\text{д}} + r_{\text{э2}} + r_{\text{б2}}/h_{21\text{э2}}}, \quad (9.10)$$

а выходное сопротивление

$$R_{\text{вх}} \approx [(r_{\text{э}} + R_{\text{д}}) h_{2\text{э2}} + r_{\text{б2}}]/h_{21\text{э1}} h_{21\text{э2}}.$$

Если E_0 не стабилен, то его колебания передаются через резистор $R_{\text{к}}$ на базу регулирующего транзистора VT_1 и ухудшают коэффициент стабилизации схемы в $A = 1 + \frac{r_{\text{к1}}}{R_{\text{к}}} \frac{\Delta E_0}{\Delta U_{\text{вх}}}$ раз.

Увеличение $R_{\text{к}}$ снижает величину A , но может привести к нарушению условия нормальной работы стабилизатора:

$$\Delta I_{\text{к2}} = -\Delta I_{\text{б1}}. \quad (9.11)$$

Это условие вытекает из очевидного равенства

$$I_{\text{б1}} + I_{\text{к2}} = I_{\text{Рк}} \approx (E_0 - U_{\text{н}})/R_{\text{к}} = \text{const.}$$

Согласно равенству (9.11), увеличение тока базы $I_{\text{б1}}$ транзистора VT_1 на величину $\Delta I_{\text{б1}}$ вызывает уменьшение на такую же величину тока коллектора $I_{\text{к2}}$ транзистора VT_2 .

Так как ток базы связан с током нагрузки соотношением $I_{\text{б1}} \approx \approx I_{\text{н}}/h_{21\text{э1}}$, то при увеличении сопротивления $R_{\text{к}}$ ток $I_{\text{б1}}$ может оказаться больше, чем ток $I_{\text{к2}}$, что нарушает условие (9.11).

Плавная регулировка выходного напряжения производится с помощью делителя напряжения R_1, R_2, R_3 , включенного в выходную цепь стабилизатора таким образом, как показано на рис. 9.2, б.

В этом случае выходное напряжение стабилизатора

$$U_{\text{н}} = U_{\text{оп}} + [I_{\text{б2}} + U_{\text{оп}}/(R_3 + R_2')](R_1 + R_2') + U_{\text{бэ2}}. \quad (9.12)$$

Ток через делитель $I_{\text{дел}}$ выбирают обычно на порядок больше, чем ток базы транзистора VT_2 . Дальнейшее увеличение тока делителя за счет снижения сопротивлений R_1, R_2, R_3 нецелесообразно, так как приводит к существенному уменьшению КПД схемы. Тогда выражение (9.12) принимает вид

$$U_{\text{н}} \approx U_{\text{оп}} \left(1 + \frac{R_1 + R_2'}{R_3 + R_2'} \right) + U_{\text{бэ2}}. \quad (9.13)$$

При включении делителя напряжения коэффициент стабилизации, определяемый формулой (9.10), уменьшается в B раз, так как во столько раз уменьшается приращение входного тока транзистора VT_2 , соответствующее приращению выходного напряжения $\Delta U_{\text{н}}$.

Записав приращения входного тока без делителя ($\Delta U_{\text{н}} = \Delta U_{\text{бэ2}}$)

$$\Delta I_{\text{б2}} = \Delta U_{\text{н}}/R_{\text{вхэ2}}$$

и с делителем $\Delta I_{62 \text{ дел}} = K_{\text{дел}} \Delta U_{\text{н}} / (R_{\text{вх э2}} + R_{\text{дел}})$,
 где $K_{\text{дел}} = (R_3 + R_2'') / (R_1 + R_2 + R_3)$, $R_{\text{дел}} = (R_3 + R_2'') \parallel (R_1 + R_2')$, найдем

$$B = \frac{\Delta I_{62}}{\Delta I_{62 \text{ дел}}} = \frac{R_{\text{вх э2}} + R_{\text{дел}}}{R_{\text{вх э2}} K_{\text{дел}}} = \left(1 + \frac{R_{\text{дел}}}{R_{\text{вх э2}}}\right) / K_{\text{дел}}$$

Для повышения коэффициента стабилизации компенсационного стабилизатора в качестве регулирующего элемента используют составной транзистор. Использование составного транзистора увеличивает коэффициент стабилизации на величину коэффициента усиления по току дополнительного транзистора.

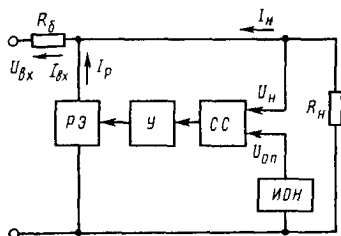


Рис 94

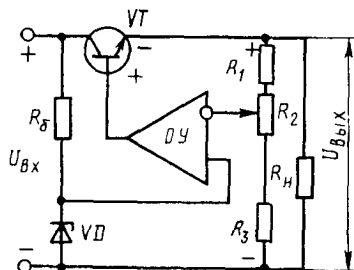


Рис 95

Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения параллельного типа приведена на рис. 94. В этой схеме регулирующий элемент (РЭ) подключен параллельно нагрузке $R_{\text{н}}$. Последовательно с ними включается балластный резистор R_6 . Таким образом, схема компенсационного стабилизатора параллельного типа при отсутствии усилителя $У$ по своей структуре напоминает схему параметрического стабилизатора, в которой роль регулирующего элемента играет стабилитрон.

Схема рис. 94 работает следующим образом. Разностный сигнал рассогласования $|U_{\text{н}} - U_{\text{оп}}|$, формируемый схемой сравнения, усиливается с помощью усилителя $У$ и воздействует на регулирующий элемент (РЭ), изменяя его ток $I_{\text{р}}$ таким образом, чтобы обеспечить постоянство выходного напряжения $U_{\text{н}}$.

Коэффициент стабилизации компенсационных последовательных стабилизаторов достигает нескольких тысяч и зависит от коэффициента усиления усилителя $У$. Однако следует учитывать, что при увеличении коэффициента усиления до определенного значения схема стабилизатора самовозбуждается.

Выходное сопротивление компенсационных стабилизаторов имеет значение порядка нескольких ом и даже долей ом.

КПД у стабилизаторов параллельного типа ниже, чем у стабилизаторов последовательного типа, так как на балластном резисторе R_6 расходуется дополнительная мощность.

Недостатком стабилизаторов последовательного типа является их критичность к перегрузкам. При коротком замыкании на выходе к регулируемому элементу (транзистору VT₁) прикладывается все входное напряжение и резко увеличивается ток I_p, что может привести к выходу транзистора из строя.

В настоящее время все больше распространены схемы стабилизаторов напряжения, выполненные на основе операционных усилителей.

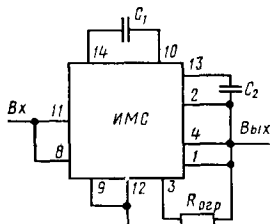


Рис. 9.6

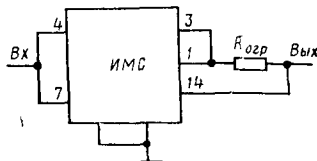


Рис. 9.7

На рис. 9.5 приведена схема компенсационного стабилизатора напряжения последовательного типа, где операционный усилитель используется в качестве усилительного элемента. Напряжение на выходе схемы определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.о.у}} - U_{\text{б.э}} = [(R_1 + R_2') / (R_2' + R_3) + 1] U_{\text{оп}} - U_{\text{б.э}} \quad (9.14)$$

и остается постоянным при изменении нагрузки R_н.

Изменяя сопротивление в цепи обратной связи R₂, можно регулировать выходное напряжение схемы. Опорное напряжение U_{оп} создается параметрическим стабилизатором напряжения, состоящим из резистора R₁ и стабилитрона VD.

В настоящее время выпускают широкий ассортимент интегральных стабилизаторов напряжения с защитой от токовых перегрузок и короткого замыкания на выходе.

В качестве источника опорного напряжения используют параметрический стабилизатор напряжения, состоящий из стабилитрона и полевого транзистора, выполняющего роль балластного сопротивления.

Регулирующий элемент обычно представляет собой составной транзистор, состоящий из двух или нескольких отдельных транзисторов, число которых определяется требованиями, предъявляемыми к стабилизатору.

Усилительным элементом схемы интегрального стабилизатора является операционный усилитель или в некоторых случаях просто дифференциальный каскад.

На рис. 9.6 приведена основная схема включения гибридного интегрального стабилизатора типа 275ЕН6А, позволяющая стабилизировать на выходе положительное напряжение 6 В.

Навесной резистор $R_{огр}$ включается в цепь защиты стабилизатора от короткого замыкания нагрузки.

Его сопротивление зависит от значения допустимого тока нагрузки $I_{н доп}$ и определяется из формулы

$$R_{огр} \approx U_{бэ} / I_{н доп},$$

где $U_{бэ} = 0,5 \dots 0,7$ В.

Конденсаторы C_1 , C_2 устраняют самовозбуждение стабилизатора и их подбирают при использовании стабилизатора на практике. Выходное напряжение можно регулировать с помощью внешних сопротивлений.

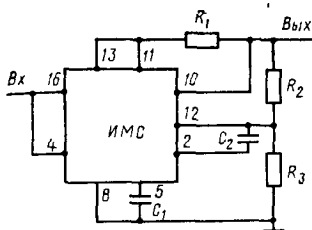


Рис. 9.8

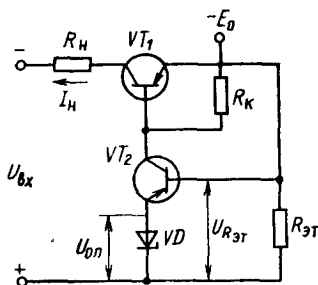


Рис. 9.9

Стабилизаторы отрицательного напряжения этой же серии отличаются от стабилизаторов положительного напряжения другим типом электропроводности транзисторов. На рис. 9.7 приведена основная схема включения стабилизатора типа 275ЕН12А, позволяющая стабилизировать отрицательное выходное напряжение — 12 В.

По сравнению с гибридными полупроводниковые стабилизаторы напряжения имеют высокую стабильность выходного напряжения за счет запаса коэффициента усиления, который легко реализовать в полупроводниковых интегральных микросхемах, так как в гибридных ИМС транзисторы являются дискретными элементами.

Основная схема включения полупроводникового стабилизатора типа 142 ЕН1 приведена на рис. 9.8. Внешний резистор R_1 включен в цепь защиты схемы от короткого замыкания нагрузки.

Конденсатор C_1 определяет время восстановления номинального режима при импульсном изменении нагрузки и входного напряжения. Емкость конденсатора C_1 составляет в реальных схемах примерно 10^3 пФ.

Емкость конденсатора C_2 позволяет уменьшить выброс выходного напряжения при импульсном изменении нагрузки и входного напряжения.

Стабилизаторы тока. В компенсационных стабилизаторах тока последовательно с нагрузкой включается эталонный резистор $R_{эТ}$, напряжение на котором стабилизируется с помощью обычного стабилизатора напряжения. Таким образом, при изменении нагрузки R_n ток, протекающий через нее, останется неизменным.

На рис. 9.9 приведен один из вариантов схемы компенсационного стабилизатора тока. Сигнал рассогласования $U_{R_{эТ}} - U_{оп}$ усиливается с помощью усилителя постоянного тока, выполненного на транзисторе VT_2 и воздействует на регулирующий элемент (транзистор VT_1).

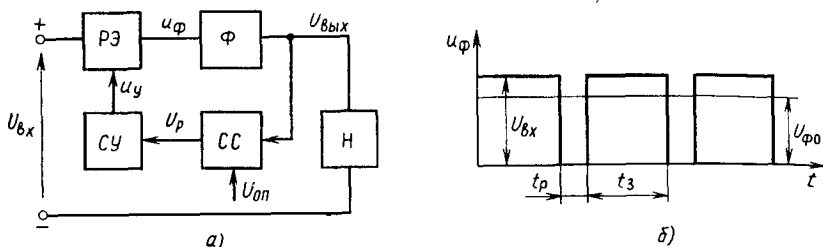


Рис. 9 10

Импульсные стабилизаторы напряжения. Существенным недостатком, рассмотренных выше компенсационных стабилизаторов непрерывного действия является относительно низкий КПД, не превышающий 60 %, что приводит к увеличению массы и габаритов устройства. Применение импульсного режима работы регулирующего элемента (транзистора) стабилизатора позволяет повысить КПД до 80 % и уменьшить массу и габариты стабилизатора, так как при малой рассеиваемой мощности регулирующего транзистора, работающего в импульсном режиме, можно не применять массивные теплоотводящие радиаторы. На рис. 9.10, а приведена структурная схема импульсного стабилизатора напряжения последовательного типа, иллюстрирующая принцип его действия. В схеме рис. 9.10, а нагрузка последовательно через сглаживающий фильтр Φ и ключевой регулирующий элемент РЭ подключена к источнику входного напряжения. Выходное нагрузочное напряжение сравнивается с эталонным опорным напряжением $U_{оп}$. Разностный сигнал рассогласования U_p , формируемый схемой сравнения СС, воздействует на схему управления СУ, которая вырабатывает импульсы управляющие временами размыкания и замыкания ключевого регулирующего элемента. В результате к входу сглаживающего фильтра Φ будет приложено импульсное напряжение u_ϕ , форма которого представлена на рис. 9.10, б. Среднее значение этого напряжения $U_{\phi 0}$ зависит от соотношения времен замкнутого t_3 и разомкнутого t_p состояний ключа РЭ и определяется формулой

$$U_{\Phi 0} = U_{\text{вх}} \frac{t_3}{t_3 + t_p} = U_{\text{вх}} \frac{t_3}{T} = U_{\text{вх}} t_3 f = U_{\text{вх}} / Q, \quad (9.15)$$

где $T = t_3 + t_p$ — период, f — частота переключения ключевого элемента, $Q = T/t_3$ — скважность последовательности импульсов.

Изменяя параметры t_3 и f , можно регулировать напряжение $U_{\Phi 0}$ таким образом, чтобы выходное напряжение стабилизатора осталось почти неизменным.

Изменение параметров t_3 и f можно рассматривать как модуляцию входного напряжения ключевым элементом РЭ.

Возможны три способа модуляции входного напряжения:

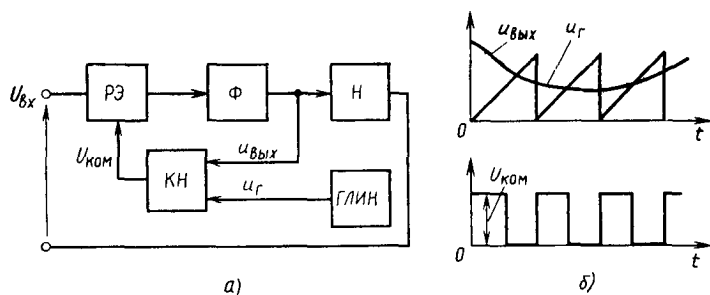


Рис. 9.11

1. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ), когда изменяется длительность управляющих импульсов t_3 (время замкнутого состояния ключевого элемента), а частота f их следования (частота переключения ключевого элемента) остается неизменной.

2. Частотно-импульсная модуляция (ЧИМ), в процессе которой изменяется частота следования управляющих импульсов, а их длительность неизменна.

3. Широтно-частотная, когда частота и длительность управляющих импульсов — переменные величины.

Наибольшее распространение получили стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией.

В качестве схемы управления СУ в таких стабилизаторах может использоваться генератор импульсов ГИ, вырабатывающий прямоугольные импульсы с постоянной частотой. Длительность импульсов определяется величиной сигнала рассогласования, поступающего с выхода схемы сравнения СС.

Возможно построение стабилизатора с ШИМ на основе структурной схемы рис. 9.11, а, где функции сравнения сигналов и управления ключом выполняет компаратор напряжения КН, на один из входов которого поступает выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ или часть его, а на другой — пилообразные импульсы $U_{\text{г}}$, вырабатываемые с постоянной частотой генератором линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН). Компаратор срабатывает при равенстве на-

пряжений на обоих входах и формирует управляющее напряжение на входе регулирующего элемента (ключа), закрывая или открывая его. При отклонении выходного напряжения от номинального значения изменяется момент времени срабатывания компаратора, т. е. длительность управляющего импульса на входе ключа. Принцип работы схемы (рис. 9.11, а) можно проиллюстрировать с помощью временных диаграмм (рис. 9.11, б).

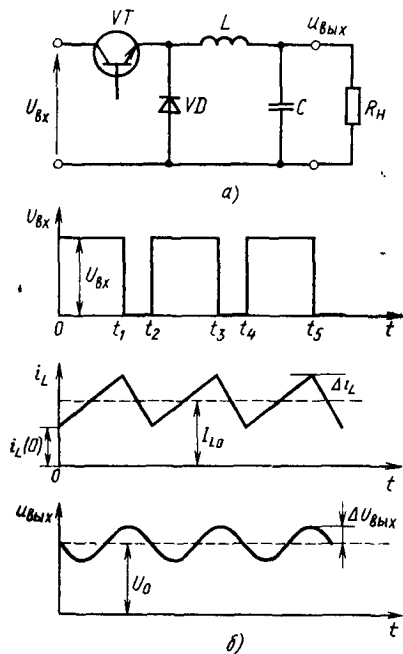


Рис. 9.12

Существует класс импульсных стабилизаторов релейного типа, в которых схема сравнения представляет собой релейное устройство, которое срабатывает, если часть выходного напряжения становится равной значению порогового напряжения $U_{пор}$ реле. Недостатком стабилизаторов релейного типа являются относительно высокие пульсации выходного напряжения, так как срабатывание релейного устройства осуществляется только при изменении выходного напряжения.

Поскольку напряжение после ключевого элемента представляет собой последовательность импульсов, необходимым элементом импульсного стабилизатора является сглаживающий фильтр с высоким коэффициентом сглаживания.

Обычно в качестве сглаживающего фильтра в импульсных стабилизаторах используют Г-образные LC-фильтры. Процессы, характеризующие работу импульсного стабилизатора с Г-образным LC-фильтром (рис. 9.12, а) без учета особенностей системы формирования управляющих импульсов, проиллюстрированы временными диаграммами на рис. 9.12, б.

Предположим, что в момент времени $t=0$ регулирующий транзистор открыт и ток через катушку индуктивности нарастает по линейному закону:

$$i_L = i_L(0) + \frac{U_{вх} - U_{вых}}{L} t, \quad (9.16)$$

где $i_L(0)$ — ток, проходящий через катушку в момент отпирания транзистора.

В момент времени $t=t_1$ транзистор закрывается (ключ размыкается). Ток $i_L(t_1)$ убывает также по линейному закону, протекая

через открытый диод (в отсутствие диода на закрытом транзисторе возникли бы недопустимые перегрузки по напряжению, которые могли бы привести к выходу его из строя):

$$i_L = i_L(t_1) - \frac{U_{\text{вых}}}{L} t. \quad (9.17)$$

Затем в момент времени t_2 снова замыкается ключ (открывается транзистор) и ток i_L начинает увеличиваться по линейному закону. Цикл повторяется.

Режим работы стабилизатора при $i_L(t_2) > 0$ называют режимом непрерывного тока. В этом случае выражение для определения пульсации тока, протекающего через катушку индуктивности можно записать как

$$\Delta i_L = \frac{(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})}{2L} (t_2 - t_1) = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{2L} t_{\text{зам}}. \quad (9.18)$$

Пульсацию выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ определим, учитывая, что в установившемся режиме работы схемы средние значения токов, протекающих через катушку индуктивности и нагрузку, равны между собой. Следовательно, среднее значение тока, протекающего через конденсатор, равно нулю, а изменение напряжения на нем (пульсация выходного напряжения определяется только пульсацией тока i_L). Когда ток i_L выше среднего значения I_{L0} ; напряжение на конденсаторе u_c увеличивается. При уменьшении i_L относительно I_{L0} напряжение u_c также уменьшается. Таким образом, можно записать уравнение баланса электрических зарядов в цепи катушки индуктивности и конденсатора

$$\frac{\Delta i_L}{2} \frac{T}{2} = 2\Delta U_{\text{вых}} C, \quad (9.19)$$

где T — период переключения ключевого транзистора, $\Delta i_L/2$ — среднее значение тока, протекающего через конденсатор за половину периода, т. е. $T/2$, $2\Delta U_{\text{вых}}$ — изменение напряжения на конденсаторе за половину периода.

Подставляя выражение (9.18) в (9.19), после несложных преобразований получим

$$\Delta U_{\text{вых}} = \frac{\Delta i_L T}{8C} = \frac{(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) t_{\text{зам}}}{16LCf}. \quad (9.20)$$

Из выражения (9.20) следует, что для обеспечения малой пульсации выходного напряжения необходимо увеличивать частоту регулирования f . Однако при увеличении частоты возрастают потери мощности в регулирующем транзисторе, катушке индуктивности, что приводит в конечном счете к снижению КПД. Обычно частота регулирования импульсных стабилизаторов напряжения лежит в пределах 2—50 кГц.

Расчет компенсационного стабилизатора непрерывного действия

Выбрать и рассчитать схему последовательного стабилизатора напряжения с параметрами $K_{ст} > 10^4$. Исходные данные для расчета: $U_{вх} = 12$ В; $\Delta U_{вх} = \pm 2$ В; $I_{н\max} = 2$ А; $U_{н\min} = 4$ В; $U_{н\max} = 6$ В.

Решение

1. Выбираем тип регулирующего транзистора из условий

$$U_{кэ\max} = U_{вх} + \Delta U_{вх} - U_{н\min} = 10 \text{ В} < U_{кэ\max\text{ доп}},$$

$$P_{к\max} = U_{кэ\max} I_{н\max} = 20 \text{ Вт} < P_{к\max\text{ доп}},$$

$$I_{н\max} < I_{к\text{ доп}}.$$

- Этим условиям удовлетворяет транзистор типа КТ908А с параметрами

$$I_{к\max\text{ доп}} = 10 \text{ А}, \quad P_{к\max\text{ доп}} = 50 \text{ Вт},$$

$$h_{21э} = 80, \quad U_{кэ\max\text{ доп}} = 65 \text{ В}.$$

2. Рассмотрим возможность получения заданных параметров схемы при использовании в качестве усилительного элемента операционного усилителя (см. рис. 95). Запишем

$$U_{\text{вых оу}} = U_{бэ} + U_{н\max} = 6,6 \text{ В} < U_{\text{вых}\max\text{ оу}}, \quad (9.21)$$

$$I_{\text{вых оу}} = I_{б\max} = I_{н\max} / (1 + h_{21э\min}) = 25 \text{ мА} < I_{\text{вых}\max\text{ оу}}, \quad (9.22)$$

где $U_{\text{вых}\max\text{ оу}}$, $I_{\text{вых}\max\text{ оу}}$ — предельные значения выходных напряжения и тока операционного усилителя.

Выбираем операционный усилитель типа К157УД1, для которого $U_{\text{вых}\max\text{ оу}} = 12$ В, $I_{\text{вых}\max\text{ оу}} = 300$ мА.

Если условие (9.21) не выполняется, то в качестве усилительного элемента следует использовать транзистор. При невыполнении условия (9.22) в качестве регулирующего элемента используют составной транзистор. Тогда

$$I_{\text{вых оу}} = I_{н\max} / (1 + h_{21э1} h_{21э2}) < I_{\text{вых}\max\text{ оу}},$$

где $h_{21э1}$, $h_{21э2}$ — коэффициенты усиления по току отдельных транзисторов.

3. Для создания опорного напряжения $U_{оп} = U_{ст} < U_{н\min}$ выбираем стабилитрон КС133А с параметрами $U_{ст} = U_{оп} = 3$ В, $R_{д} = 65$ Ом, $I_{ст\text{ ном}} = 10$ мА.

4. Определяем сопротивление балластного резистора R_6 , полагая, что $I_{ст\text{ ном}} \gg I_{\text{вх оу}}$:

$$R_6 = (U_{вх\text{ ср}} - U_{оп}) / I_{ст\text{ ном}} = 0,9 \text{ кОм}.$$

5. Для расчета сопротивлений резисторов R_1 , R_2 , R_3 предположим, что движок в потенциометре R_2 стоит в крайнем верхнем положении. Тогда выходное напряжение стабилизатора имеет заданное по условию минимальное значение. При крайнем нижнем положении движка выходное напряжение максимально.

В первом случае

$$U_{н\min} = U_{\text{вых оу}} - U_{бэ} \approx \left(\frac{R_1}{R_2 + R_3} + 1 \right) U_{оп} - U_{бэ}. \quad (9.23)$$

Во втором случае

$$U_{н\max} \approx \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3} + 1 \right) U_{оп} - U_{бэ}. \quad (9.24)$$

Полагая $R_3 = 1$ кОм, из системы уравнений (9.23) и (9.24) находим $R_1 = 0,5$ кОм, $R_2 = 0,5$ кОм.

Определим минимальный коэффициент стабилизации схемы, применив общую формулу

$$K_{\text{ст min}} \approx \frac{U_{\text{н min}}}{U_{\text{вх max}}} \frac{R_1}{R_{\text{вых}}} K_{\text{дел}}$$

Так как $R_1 = r_{\text{к}} = r_{\text{к}} / (1 + h_{21\text{э}})$ — внутреннее сопротивление регулирующего транзистора, $R_{\text{вых}} \approx r_{\text{к}} / K_{\text{ц оу}}$ — выходное сопротивление схемы без учета делителя, $K_{\text{дел}} = (R_2 + R_3) / (R_1 + R_2 + R_3)$, то

$$K_{\text{ст min}} = \frac{U_{\text{н min}}}{U_{\text{вх max}}} \frac{r_{\text{к}}}{r_{\text{э}}} \frac{K_{\text{ц оу}}}{(1 + h_{21\text{э}})} K_{\text{дел}} \approx 1,2 \cdot 10^7.$$

Вопросы и задачи для самопроверки

1. Определить коэффициент стабилизации стабилизатора напряжения, если при изменении входного напряжения от 1 до 3 В напряжение на нагрузке изменилось от 1 до 1,5 В. Ток нагрузки остался неизменным. *Ответ.* $K_{\text{ст}} = 4$.

2. Определить выходное сопротивление стабилизатора напряжения, если изменение тока в нагрузке на величину $\Delta I_{\text{н}} = 2$ А вызвало изменение нагрузочного напряжения $\Delta U_{\text{н}} = 0,5$ В. *Ответ.* $R_{\text{вых}} = 0,25$ Ом.

3. Определить коэффициент стабилизации стабилизатора тока, если при изменении входного тока от $I_{\text{вх1}} = 1$ до $I_{\text{вх2}} = 5$ А ток в нагрузке изменился от $I_{\text{н1}} = 0,5$ до $I_{\text{н2}} = 1,5$ А. *Ответ.* $K_{\text{ст}} = 2$.

4. Определить номинальный ток стабилизатора, обеспечивающий стабилизацию напряжения. Максимальный и минимальный токи стабилизатора в режиме стабилизации соответственно составляют $I_{\text{ст max}} = 10$ мА, $I_{\text{ст min}} = 4$ мА. *Ответ.* $I_{\text{ст ном}} = 7$ мА.

5. Определить сопротивление балластного резистора R_6 в схеме стабилизатора напряжения, представленного на рис. 9.1, а, если напряжение стабилизации составляет $U_{\text{н}} = 10$ В, а на вход схемы подается напряжение $U_{\text{вх}} = 20$ В. Входной ток $I_{\text{вх}} = 0,02$ А. *Ответ.* $R_6 = 500$ Ом.

6. Определить ток стабилизатора в схеме рис. 9.1, а, если ток в нагрузке $I_{\text{н}} = 0,02$ А, входной ток $I_{\text{вх}} = 0,05$ А. *Ответ.* $I_{\text{ст}} = 0,03$ А.

7. Как изменится ток стабилизатора в схеме рис. 9.1, а, если входное напряжение изменилось на величину $\Delta U_{\text{вх}} = 2$ В? Сопротивление балластного резистора $R_6 = 200$ Ом. *Ответ.* $\Delta I_{\text{ст}} = 10$ мА.

8. Как изменится ток стабилизатора входной ток в схеме рис. 9.1, а, если сопротивление нагрузки увеличить в два раза? Изменением напряжения стабилизации можно пренебречь. *Ответ.* Ток стабилизатора уменьшится в два раза. Входной ток останется без изменения.

9. Каким должно быть сопротивление резистора R_6 , чтобы стабилизатор в схеме рис. 9.1, а при холостом ходе не вышел из строя? Максимальный ток стабилизатора в режиме стабилизации $I_{\text{ст max}} = 100$ мА. Входное напряжение $U_{\text{вх}} = 20$ В. *Ответ.* $R_6 = 200$ Ом.

10. В схеме стабилизатора на рис. 9.1, а напряжения входное и нагрузки первоначально были равны 20 и 10 В. Определить коэффициент стабилизации, если при изменении входного напряжения напряжение нагрузки изменилось на 1 В, а ток стабилизатора на 0,1 А. Сопротивление резистора $R_6 = 200$ Ом. *Ответ.* $K_{\text{ст}} = 10$.

ГЛАВА 10

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ
И РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ РАДИОСВЯЗИ§ 10.1. Основные параметры радиопередающих
и радиоприемных устройств

Передача энергии с помощью радиосвязи широко используется при управлении автоматическими объектами. Структурная схема, иллюстрирующая принцип радиосвязи, приведена на рис. 10.1.

Основными устройствами радиосвязи являются радиопередатчик и радиоприемник. Радиопередатчик предназначен для создания высокочастотного сигнала, некоторые параметры которого (частота, амплитуда или фаза) изменяются по закону, соответствующему передаваемой информации. Частота высокочастотного сигнала называется *несущей*.

Процесс воздействия на один или несколько параметров высокочастотного сигнала в соответствии с законом передаваемой информации называется *модуляцией*. Высокочастотный сигнал в радиопередатчике формируется задающим генератором.

Элемент, с помощью которого осуществляется воздействие на колебания высокой частоты, называется *модулятором*. Модулятор является неотъемлемой частью радиопередатчика, так как формирует сигнал информации, подлежащий передаче на расстояние. Модулированные высокочастотные колебания усиливаются усилителем мощности и излучаются в окружающее пространство с помощью антенны.

Радиопередатчик характеризуется следующими параметрами.

1. Мощностью, отдаваемой выходным каскадом в антенну. Увеличение мощности передатчика повышает дальность и надежность радиосвязи.

2. Коэффициентом полезного действия, определяемым как отношение выходной мощности передатчика к мощности, потребляемой от всех источников питания. Особенно важен этот параметр для мощных передатчиков.

3. Диапазоном частот, в котором работает передатчик. При этом перестройка с одной частоты на другую должна осуществляться плавно и по возможности простыми способами.

4. Стабильность частоты, от которой зависят надежность и помехоустойчивость радиосвязи.

5. Коэффициентом гармоник на выходе, определяющим уровень помех радиостанциям, работающим на кратных частотах.

Радиоприемное устройство предназначено для выделения из модулированного высокочастотного колебания, принятого от радиопередатчика, сигнала информации, обеспечивающего нормальную работу потребителя информации.

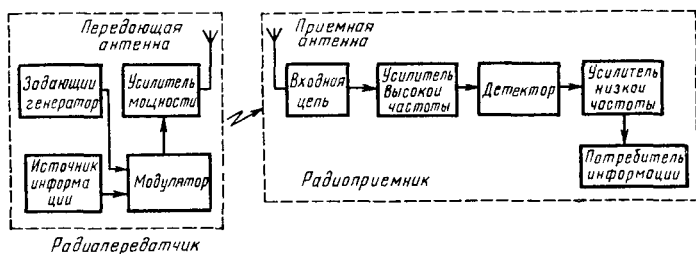


Рис. 10.1

В качестве нагрузки радиоприемника могут быть использованы телефон, реле, записывающее устройство, установка автоматического регулирования и др.

Полезный сигнал, принятый антенной радиоприемника, сопровождается помехами. Источниками помех являются искровые процессы в различных промышленных установках, работающих поблизости, грозовые разряды, космические излучения и т. д. Поэтому в радиоприемнике имеются специальные цепи для подавления помех.

Процесс непосредственного преобразования модулированных высокочастотных колебаний в информативный сигнал называется детектированием, а устройство, в котором оно происходит, — детектором. Детектор является неотъемлемой частью любого радиоприемного устройства.

Так как мощность полезного сигнала, принимаемого антенной приемника, обычно мала, то в нем предусматриваются усилитель высокой частоты, нагрузкой которого является детектор, и усилитель низкой частоты, усиливающий после детектора сигнал информации.

Радиоприемник, выполненный по структурной схеме рис. 10.1, называется приемником прямого усиления, так как частота принятого радиосигнала при его усилении и фильтрации остается неизменной.

Радиоприемное устройство характеризуется следующими параметрами.

1. Чувствительностью, т. е. способностью радиоприемника принимать слабые сигналы. Чувствительность оценивается минималь-

ным значением сигнала в антенне, обеспечивающим заданную мощность выходного сигнала информации, и зависит от усилительных свойств усилителей, входящих в схему радиоприемника. Чем больше коэффициент усиления усилителей, тем выше чувствительность радиоприемника.

2. Избирательностью, т. е. способностью приемника выделять из суммы различных сигналов и помех сигналы нужной радиостанции. Чем выше избирательность приемника, тем меньше влияние на полезный сигнал помех и сигналов посторонних радиостанций.

Избирательность приемника зависит от числа каскадов в усилителе высокой частоты и качества резонансных фильтров в каждом каскаде. Повышение избирательности приемника связано с увеличением количества контуров и каскадов усиления в приемнике, что повышает его стоимость и усложняет настройку. Поэтому в зависимости от назначения приемника его избирательность имеет конкретное значение, которое задается при проектировании радиоприемника.

Количественно избирательность определяется как отношение коэффициента усиления приемника при его настройке в резонанс к коэффициенту усиления при определенной расстройке: $s_e = K_{up}/K_u$.

3. Выходной мощностью, т. е. мощностью, отдаваемой в нагрузку. Величина этой мощности зависит от назначения приемника и обычно задается при проектировании.

4. Качеством воспроизведения выходного сигнала, характеризующим различие между входным и выходным сигналами информации за счет линейных и нелинейных искажений.

§ 10.2. Радиоприемник супергетеродинного типа

Радиоприемник прямого усиления (см. рис. 10.1) имеет существенные недостатки, главными из которых являются низкие избирательность и чувствительность.

Как уже отмечалось, одной из мер повышения избирательности и чувствительности является увеличение числа каскадов усилителя высокой частоты. Резонансные контуры каждого каскада должны быть настроены на частоту принимаемой станции. Поэтому в приемнике прямого усиления для перестройки контуров обычно используют многосекционные конденсаторы переменной емкости, что усложняет схему, повышает габариты и вес радиоприемника.

В процессе перестройки контуров невозможно получить постоянную избирательность и чувствительность приемника во всем диапазоне частот, так как практически изготовить многосекционный переменный конденсатор трудно.

Недостатки приемника прямого усиления можно устранить в радиоприемнике супергетеродинного типа, структурная схема которого приведена на рис. 10.2.

В супергетеродинном приемнике сигнал высокой частоты с помощью преобразователя, состоящего из смесителя и гетеродина, преобразуется в сигнал так называемой промежуточной частоты.

При перестройке промежуточная частота остается постоянной. Поэтому, осуществив основное усиление сигнала в каскадах усилителя промежуточной частоты, можно получить высокие избирательность и чувствительность. Принцип преобразования частоты заключается в следующем. Принятый сигнал с частотой $f_{\text{в}}$ и сигнал гетеродина с частотой $f_{\text{гет}}$ поступают на смеситель. Гетеродин представляет собой маломощный генератор, вырабатывающий колебания высокой частоты $f_{\text{гет}}$. Частота гетеродина выше частоты принятого сигнала на величину, равную значению промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$, т. е. $f_{\text{пр}} = f_{\text{гет}} - f_{\text{в}}$.

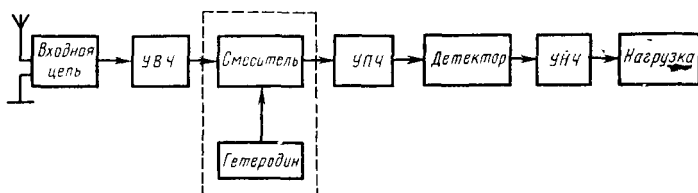


Рис. 10.2

Смеситель работает как нелинейный элемент, в выходной цепи которого возникает целый ряд колебаний с комбинационными частотами $f_{\text{гет}} \pm f_{\text{в}}$, $2f_{\text{гет}} \pm f_{\text{в}}$, $f_{\text{гет}} \pm 2f_{\text{в}}$ и т. д. Для выделения промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$ в выходную цепь смесителя включают колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту.

Чтобы обеспечить постоянство промежуточной частоты при перестройке приемника, частоту гетеродина нужно изменять в соответствии с законом изменения частоты принятого сигнала.

На выходе смесителя сохраняется информация, заложенная в процессе модуляции сигнала высокой частоты. Поэтому после усиления сигнала промежуточной частоты производится операция детектирования, как в обычном приемнике прямого усиления.

Большое число каскадов усилителя промежуточной частоты (УПЧ) с контурами, настроенными только на одну частоту $f_{\text{пр}}$, позволяют получить высокие избирательность и чувствительность приемника супергетеродинного типа в широком диапазоне частот. Но при этом возрастают собственные шумы и помехи по зеркальному каналу, свойственные только приемнику супергетеродинного типа. Сущность зеркальной помехи заключается в следующем. Пусть нужная радиостанция работает на частоте 2000 кГц. Тогда, приняв, что промежуточная частота равна 465 кГц, найдем частоту гетеродина 2465 кГц. Если одновременно с радиостанцией, работающей на частоте $f_{\text{в}} = 2000$ кГц, работает радиостанция на ча-

стоте $f_{\text{зп}} = 2930$ кГц, то ее сигнал также пройдет через преобразователь и поступит на вход УПЧ, так как разность частот мешающей радиостанции и гетеродина составляет $2930 - 2465 = 465$ кГц. Из примера видно, что частота мешающей станции отличается от частоты гетеродина на величину, равную промежуточной частоте (рис. 10.3).

Для уменьшения зеркальной помехи резонансные контуры входной цепи и усилителя высокой частоты должны иметь достаточно узкую полосу пропускания. Уменьшить зеркальную помеху можно, повышая промежуточную частоту, так как при этом увеличивается различие между частотами нужной и мешающей радиостанций.

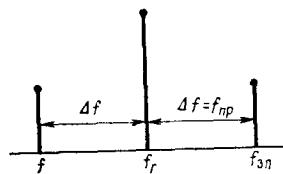


Рис. 10.3

Промежуточная частота должна находиться в диапазоне частот, в котором работает минимальное количество мощных радиостанций, так как сигнал мешающей радиостанции с частотой, равной или близкой промежуточной частоте, через различные паразитные связи может пройти на входе УПЧ и, усиленный, создать помехи на выходе приемника.

Вопросы и задачи для самопроверки

1. Начертить структурную схему радиопередатчика. Объяснить назначение элементов схемы.
2. Какие требования предъявляются к радиопередатчику?
3. Начертить структурную схему радиоприемника прямого усиления. Объяснить назначение элементов схемы.
4. Почему при увеличении избирательности резонансного усилителя может ухудшаться качество воспроизведения звука в приемнике?
5. Каковы основные недостатки радиоприемника прямого усиления? Почему их можно устранить в приемнике супергетеродинного типа?
6. Нарисовать структурную схему радиоприемника супергетеродинного типа. Объяснить назначение элементов схемы.
7. На сколько отличается частота колебаний гетеродина от частоты принимаемого сигнала в радиовещательных приемниках? На какую частоту настроен контур смесителя?
8. Какого рода помехи характерны для супергетеродинного приемника? Перечислить способы их уменьшения.

ГЛАВА 11

КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ

§ 11.1. Свободные колебания в контуре

Функции резонансных фильтров, выделяющих необходимый спектр частот при прохождении сигнала в устройствах радиосвязи, выполняют колебательные контуры.

Колебательным контуром называется замкнутая цепь, состоящая из катушки индуктивности L , конденсатора C , ма-

лого активного сопротивления r и обладающая резонансными свойствами на определенной частоте (рис. 11.1, а). Колебательный контур, у которого сопротивление r ничтожно мало ($r \rightarrow 0$), считают идеальным. При прохождении тока в идеальном контуре энергия не теряется.

Рассмотрим случай, когда колебания в контуре создаются без помощи переменной ЭДС. Такие колебания называются свободными. Для возбуждения этих колебаний в контуре можно воспользоваться схемой, представленной на рис. 11.1, б.

Предположим, что контур идеален, т. е. $r=0$.

Если конденсатор с емкостью C идеального контура зарядить (например, установить переключатель в положение 1) до напряжения батареи E , то в нем запасается энергия электрического поля

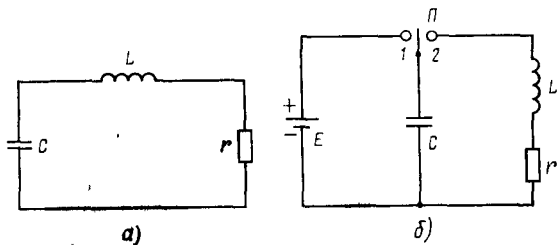


Рис. 11.1

$$W_3 = CE^2/2. \quad (11.1)$$

При замыкании заряженного конденсатора C на катушку индуктивности (переключатель в положении 2) энергия, запасенная в электрическом поле конденсатора, переходит в энергию магнитного поля. Через катушку протекает нарастающий ток, создающий ЭДС самоиндукции, которая препятствует нарастанию тока.

При увеличении тока в катушке (а следовательно, и в контуре) конденсатор разряжается и напряжение на нем u_C падает. Таким образом, нарастание тока в контуре соответствует спаду напряжения на конденсаторе. В момент времени t_1 (рис. 11.2) напряжение u_C становится равным нулю. При этом ток через катушку (контур) максимален, вся энергия электрического поля конденсатора переходит в энергию магнитного поля катушки W_L , так как контур по условию идеален. Следовательно,

$$W_L = W_C. \quad (11.2)$$

Энергия магнитного поля катушки определяется выражением

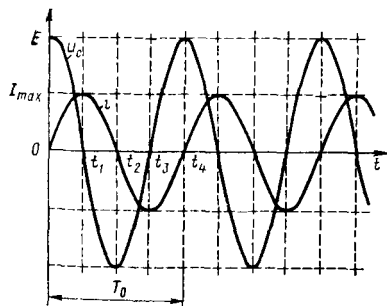


Рис. 11.2

$$W_L = Li^2(t_1)/2 = LI_{\max}^2/2, \quad (11.3)$$

где $i(t_1)$ — ток контура в момент t_1 , соответствующий его максимальному значению.

Следовательно, равенство (11.2) с учетом выражений (11.1) и (11.3) можно записать так:

$$LI_{\max}^2/2 = CE^2/2. \quad (11.4)$$

После момента времени t_1 энергия магнитного поля снова переходит в энергию электрического поля и ток катушки убывает.

ЭДС самоиндукции направлена теперь таким образом, что препятствует убыванию тока. Конденсатор C заряжается. Напряжение на его обкладках возрастает, но имеет полярность, противоположную первоначальной.

В момент времени t_2 вся энергия магнитного поля снова переходит в энергию электрического поля. Напряжение на конденсаторе достигает максимального значения E , а ток в контуре прекращается.

В течение времени $t_2 - t_3$ конденсатор разряжается и напряжение на нем падает. Ток в контуре возрастает, но в направлении, противоположном первоначальному. С момента времени t_4 процесс колебаний повторяется и носит гармонический характер. Так как потерь энергии в идеальном контуре не происходит, то возникшие в нем свободные гармонические колебания являются незатухающими.

Частоту свободных колебаний в контуре f_0 можно определить из следующих соображений.

При свободных колебаниях к элементам контура (катушка индуктивности и конденсатор) приложено одно и то же напряжение $u = u_L = u_C$ и через них протекает один и тот же переменный ток $i = i_L = i_C$.

Следовательно, емкостное $X_C = u_C/i_C = 1/(\omega_0 C)$ и индуктивное $X_L = u_L/i_L = \omega_0 L$ сопротивления элементов контура на частоте f_0 также должны быть равны между собой, т. е.

$$X_L = X_C \text{ или } \omega_0 L = 1/(\omega_0 C), \quad (11.5)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ — круговая частота свободных колебаний.

Из этого равенства получим

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (11.6)$$

или

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}). \quad (11.7)$$

Время $0 - t_4$, за которое протекает один цикл колебаний напряжения и тока в контуре, т. е. период свободных колебаний, является величиной, обратной частоте:

$$T_0 = 1/f_0. \quad (11.8)$$

отсюда с учетом выражения (11.7) будем иметь

$$T_0 = 2\pi \sqrt{LC}. \quad (11.9)$$

Реактивное сопротивление элементов контура на частоте f_0 называют характеристическим или волновым сопротивлением контура ρ . Учитывая выражение (11.6), получим

$$\rho = \omega_0 L = 1/(\omega_0 C) = \sqrt{L/C}. \quad (11.10)$$

Теперь предположим, что свободные колебания за счет энергии, запасенной первоначально в конденсаторе, происходят в реальном контуре, т. е. активное сопротивление контура r не равно нулю.

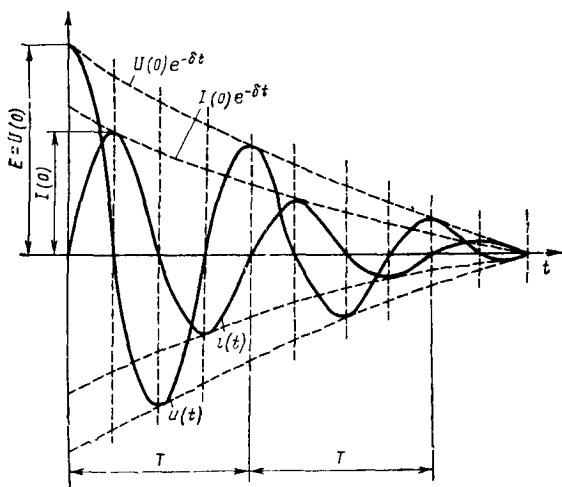


Рис. 11.3

В этом случае за счет потерь энергии на активном сопротивлении амплитуда напряжения и тока в контуре уменьшается по экспоненциальному закону, определяемому выражениями (рис. 11.3)

$$U(t) = U(0) e^{-\delta t}; \quad (11.11)$$

$$I(t) = I(0) e^{-\delta t}, \quad (11.12)$$

где $U(0) = E$, $I(0)$ — максимальные значения напряжения и тока в начале колебаний; $U(t)$, $I(t)$ — амплитуды напряжения и тока в произвольный момент времени; δ — коэффициент затухания колебаний, который можно определить из формулы

$$\delta = r/(2L). \quad (11.13)$$

Затухание колебаний оценивают также с помощью логарифмического декремента затухания Φ , равного натуральному логариф-

му отношения амплитуд напряжения (тока), разделенных во времени на период T_0 , т. е.

$$\vartheta = \ln \frac{U(t)}{U(t+T_0)} = \ln \frac{U(0)e^{-\delta t}}{U(0)e^{-\delta(t+T_0)}} = \delta T_0. \quad (11.14)$$

Подставляя в формулу (11.14) выражения для δ и T_0 из (11.9) и (11.12) и учитывая (11.10), получим

$$\vartheta = \pi r \sqrt{C/L} = \pi r / \rho = \pi d. \quad (11.15)$$

Чем меньше отношение $d = r/\rho$, тем медленнее затухают свободные колебания в контуре. Величина, обратная d , называется добротностью контура:

$$Q = 1/d = \rho/r = \omega_0 L / r = 1/(\omega_0 C r). \quad (11.16)$$

Добротность является важной характеристикой колебательного контура, определяющей его качество. Добротность LC -контуров, применяемых в системах радиосвязи, лежит в пределах 20—300.

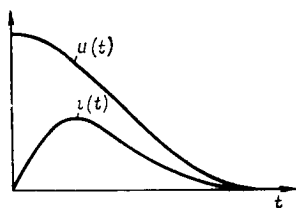


Рис. 11.4

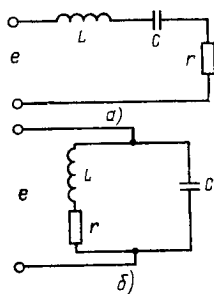


Рис. 11.5

В контурах с очень малой добротностью конденсатор не перезаряжается, и свободные колебания не возникают. Такой процесс, называемый аperiодическим, будет происходить, если выполняется неравенство

$$r \geq 2\sqrt{L/C}, \text{ или } r \geq 2\rho. \quad (11.17)$$

Учитывая выражение (11.16), из (11.17) найдем добротность контура, при которой возникает аperiодический процесс: $Q = 1/2$.

Кривые изменения напряжения и тока в контуре во время аperiодического процесса приведены на рис. 11.4.

С физической точки зрения аperiодический процесс в контуре означает, что электрическая энергия, накопленная в конденсаторе, за время его разряда полностью переходит в тепловую.

Чтобы получить незатухающие колебания в реальном колебательном контуре, необходимо для восполнения потерь подключить

к контуру источник переменной ЭДС. Колебания в контуре, возникающие под действием подключенного к нему источника переменной ЭДС, называются вынужденными. Если источник ЭДС включают последовательно с катушкой индуктивности и конденсатором, то образованный таким образом контур называют последовательным (рис. 11.5, а).

Контур, в котором источник переменной ЭДС включен параллельно с катушкой и конденсатором, называется параллельным (рис. 11.5, б).

§ 11.2. Вынужденные колебания в последовательном контуре

Под действием переменной ЭДС $e = E \sin \omega t$ в последовательном контуре протекает переменный ток

$$i = e / \dot{Z}, \quad (11.18)$$

где

$$\dot{Z} = r + j(X_L - X_C) \quad (11.19)$$

(Z — полное сопротивление контура); $X_L = \omega L$, $X_C = 1/(\omega C)$ — реактивные сопротивления катушки индуктивности и конденсатора. Полное реактивное сопротивление контура

$$X = X_L - X_C = \omega L - 1/(\omega C). \quad (11.20)$$

Амплитуда тока в контуре определяется выражением

$$I = E / Z, \quad (11.21)$$

где

$$Z = \sqrt{r^2 + [\omega L - 1/(\omega C)]^2} \quad (11.22)$$

— модуль полного сопротивления.

По закону Кирхгофа, напряжение e , приложенное к контуру, складывается из напряжения на конденсаторе u_C , катушке индуктивности u_L и активном сопротивлении u_r . Амплитуды этих напряжений соответственно равны

$$U_L = IX_L, \quad U_C = IX_C, \quad U_r = Ir. \quad (11.23)$$

Наглядное представление о характере изменений напряжений и токов в контуре может дать векторная диаграмма (рис. 11.6), построенная на основании следующих положений. Напряжение на активном сопротивлении совпадает по фазе с током, на конденсаторе оно отстает от тока на 90° , а на индуктивности опережает ток тоже на 90° . Вектор напряжения E равен геометрической сумме векторов U_L , U_C и U_r .

При изменении частоты ω источника переменной ЭДС, приложенного к контуру, меняется реактивное сопротивление X контура.

На низких частотах реактивное сопротивление контура имеет емкостный характер, потому что в формуле (11.19) можно пренебречь членом ωL , а на высоких частотах — индуктивный, так как в этом случае можно пренебречь членом $1/(\omega C)$.

На некоторой частоте ω_p , называемой резонансной, реактивное сопротивление контура

$$X = \omega_p L - 1/(\omega_p C) = 0, \quad (11.24)$$

а полное сопротивление в соответствии с формулой (11.19)

$$Z = r. \quad (11.25)$$

Тогда амплитуда резонансного тока в контуре будет максимальной

$$I_p = E/r. \quad (11.26)$$

Идеальный последовательный контур ($r=0$) при резонансе можно считать цепью, замкнутой накоротко.

Из уравнения (11.24) легко найти выражение для резонансной частоты

$$\omega_p = 1/\sqrt{LC}. \quad (11.27)$$

Сравнивая формулы (11.6) и (11.27), видим, что резонансная частота вынужденных колебаний в последовательном контуре равна частоте собственных колебаний, т. е.

$$\omega_p = \omega_0. \quad (11.28)$$

Запишем уравнение (11.24) в виде равенства

$$1/(\omega_p C) = \omega_p L. \quad (11.29)$$

Равенство (11.29) показывает, что при резонансе индуктивное сопротивление последовательного контура по величине равно емкостному.

Умножая левую и правую части равенства на ток I_p , получим

$$I_p \cdot 1/(\omega_p C) = I_p \omega_p L. \quad (11.30)$$

или, учитывая выражения (11.23), будем иметь

$$U_{Cp} = U_{Lp}. \quad (11.31)$$

Таким образом, при резонансе в последовательном контуре амплитуды напряжений на конденсаторе контура U_{Cp} и катушке индуктивности U_{Lp} равны между собой.

Разделив обе части равенства (11.31) на E , с учетом выражений (11.16), (11.23) и (11.26) получим

$$U_{Cp}/E = U_{Lp}/E = I_p [1/(\omega_p C)] / I_p r_j = \frac{1}{\omega_p C r} = \omega_p L / r = Q. \quad (11.32)$$

Выражение (11.32) показывает, что напряжение на катушке индуктивности или конденсаторе последовательного контура при резонансе превышает в Q раз ЭДС источника вынужденных колебаний.

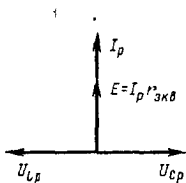


Рис. 11 7

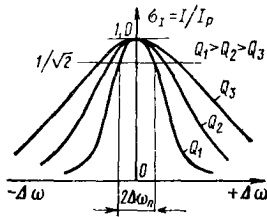


Рис. 11 8

Векторная диаграмма напряжений и токов в последовательном контуре при резонансе приведена на рис. 11.7. Векторы напряжений U_{Cp} и U_{Lp} равны по величине и противоположны по направлению. Последнее означает, что переменные напряжения u_{Cp} и u_{Lp} сдвинуты по фазе друг относительно друга на 180° . Вектор напряжения E совпадает по направлению с вектором тока I_p .

Резонансные свойства последовательного контура часто оценивают с помощью коэффициента избирательности по току $\sigma_I = I/I_p$, показывающего, во сколько раз уменьшается ток в контуре при отклонении частоты на величину $\Delta\omega$ от резонансного значения ω_p .

Учитывая выражения (11.21), (11.22) и (11.26), можно записать

$$\sigma_I = I/I_p = r/Z = r / \sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (11.33)$$

или, разделив числитель и знаменатель на r , получаем

$$\sigma_I = \frac{1}{\sqrt{1 + \left\{(\omega L/r) \left[1 - 1/(\omega^2 LC)\right]\right\}^2}}. \quad (11.34)$$

Подставляя в формулу (11.34) выражения для Q и ω_p из (11.16) и (11.27), находим

$$\sigma_I = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega}\right)^2\right]^2}},$$

или после несложных преобразований

$$\sigma_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left[\frac{(\omega - \omega_p)(\omega + \omega_p)}{\omega^2} \right]^2}}. \quad (11.35)$$

При небольших отклонениях частоты ω от резонансного значения можно записать

$$\omega + \omega_p \approx 2\omega_p. \quad (11.36)$$

С учетом принятого допущения выражение (11.35) будет иметь вид

$$\sigma_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_p} \right)^2}}, \quad (11.37)$$

где $\Delta\omega = (\omega - \omega_p)$ — так называемая расстройка контура.

На основании выражения (11.37) можно построить резонансную кривую контура, характеризующую относительное изменение тока в контуре при его расстройке.

На рис. 11.8 приведено семейство резонансных кривых последовательного контура при различных значениях добротности Q . По этим кривым можно определить полосу пропускания контура $2\Delta\omega_n$, т. е. диапазон частот, в пределах которого ток в контуре превышает значение $I_p/\sqrt{2} \approx 0,707I_p$. Из рисунка видно, что полоса пропускания расширяется с уменьшением добротности. Действительно, положив в формуле (11.37) $\sigma_1 = 1/\sqrt{2}$ и выразив $2\Delta\omega = 2\Delta\omega_n$, получаем

$$2\Delta\omega_n = \omega_p/Q. \quad (11.38)$$

§ 11.3. Вынужденные колебания в параллельном контуре

При подключении переменной ЭДС $e = E \sin \omega t$ к колебательному контуру (рис. 11.5, б) в общей цепи схемы будет протекать переменный ток

$$I = e / \dot{Z}_{\text{эк}}, \quad (11.39)$$

где

$$\dot{Z}_{\text{эк}} = \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} \quad (11.40)$$

— эквивалентное сопротивление контура; $\dot{Z}_1 = r + j\omega L = r + jX_L$; $\dot{Z}_2 = 1/(j\omega C) = -jX_C$ — сопротивления индуктивной и емкостной ветвей контура.

Подставляя выражения для \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 в (11.40), получаем

$$\dot{Z}_{\text{эк}} = \frac{(r + jX_L)(-jX_C)}{r + jX_L - jX_C} = \frac{L/C - jrX_C}{r + j(X_L - X_C)}. \quad (11.41)$$

В области высоких частот обычно выполняется соотношение $L/C = \rho^2 \gg rX_C$, поэтому вторым членом числителя в выражении (11.41) можно пренебречь, т. е.

$$\dot{Z}_{\text{эк}} = \frac{\rho^2}{r + j(X_L - X_C)}. \quad (11.42)$$

Умножая числитель и знаменатель на $r - j(X_L - X_C)$, выражение (11.42) можно представить следующим образом:

$$\dot{Z}_{\text{эк}} = \frac{\rho^2 r}{r^2 + (X_L - X_C)^2} - j \frac{\rho^2 (X_L - X_C)}{r^2 + (X_L - X_C)^2}. \quad (11.43)$$

В соответствии с выражением (11.43) модуль эквивалентного сопротивления после несложных преобразований определяем по формуле

$$Z_{\text{эк}} = \frac{\rho^2}{\sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2}}. \quad (11.44)$$

Амплитуда тока в общей цепи контура

$$I = E / Z_{\text{эк}}. \quad (11.45)$$

Амплитуда токов в индуктивной и емкостной ветвях контура

$$I_L = E / \sqrt{r^2 + X_L^2}; \quad (11.46)$$

$$I_C = E / X_C. \quad (11.47)$$

Векторная диаграмма для параллельного контура на частоте, отличной от резонансной, приведена на рис. 11.9, а. На диаграмме вектор тока емкостной ветви I_C опережает напряжение источника на 90° , а вектор тока индуктивной ветви I_L отстает от напряжения источника на угол φ , меньший 90° . Вектор тока в общей цепи контура равен геометрической сумме векторов I_C и I_L .

На резонансной частоте ω_p реактивные сопротивления индуктивной и емкостной ветвей контура равны между собой, т. е.

$$X_{Lp} = X_{Cp} \text{ или } \omega_p L = 1/(\omega_p C). \quad (11.48)$$

Из равенства (11.48) найдем выражение для резонансной частоты вынужденных колебаний в параллельном контуре

$$\omega_p = 1/\sqrt{LC}, \quad (11.49)$$

которое совпадает с выражением (11.27) для резонансной частоты в последовательном контуре и выражением (11.6) для частоты собственных колебаний в контуре.

Как следует из формулы (11.42), при резонансе в параллельном контуре эквивалентное сопротивление контура является чисто активным и имеет максимальное значение

$$Z_{\text{эп}} = \rho^2 / r = Q\rho. \quad (11.50)$$

Амплитуда тока в общей цепи

$$I_p = E / Z_{\text{эп}} = E / (\rho^2 / r) = E / (Q\rho) \quad (11.51)$$

в Q раз меньше, чем амплитуда каждого из токов в индуктивной и емкостной цепях контура:

$$I_{Lp} = \frac{E}{\sqrt{r^2 + (\omega\rho L)^2}} \approx \frac{E}{\rho} \quad (\text{при } \omega L \gg r); \quad (11.52)$$

$$I_{Cp} = E / X_L = E / \rho. \quad (11.53)$$

Идеальный параллельный контур, где $r=0$, при резонансе эквивалентен разрыву в цепи. Векторная диаграмма напряжения и токов в параллельном контуре при резонансе приведена на рис. 11.9, б. Резонансные свойства параллельного контура имеют различный характер в зависимости от значения внутреннего сопротивления источника сигнала R_r .

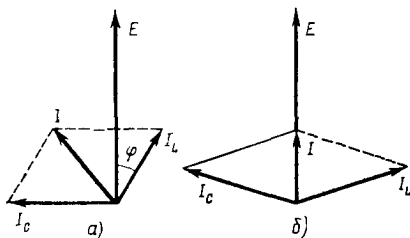


Рис. 11.9

При расстройке контура на величину $\Delta\omega = \omega - \omega_p$ выражение (11.14) для эквивалентного сопротивления контура с учетом допущения (11.36) можно записать следующим образом:

$$Z_{\text{эк}} = \frac{\rho^2}{r} \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_p} \right)^2}}. \quad (11.54)$$

Если $R_r \ll Z_{\text{эк}}$, то напряжение на контуре остается практически постоянным при всех изменениях частоты, а ток в общей цепи контура обратно пропорционален эквивалентному сопротивлению $Z_{\text{эк}}$. В этом случае резонансные свойства контура оценивают с помощью коэффициента избирательности по току

$$\sigma_I = \frac{I}{I_p} = \frac{Z_{\text{эп}}}{Z_{\text{эк}}} = \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_p} \right)^2}. \quad (11.55)$$

Резонансная кривая, соответствующая формуле (11.55), приведена на рис. 11.10, а.

По резонансной кривой (рис. 11.10, а) определяют полосу пропускания параллельного контура по току $2\Delta\omega_{\text{пл}}$, характеризующую

диапазон частот, в пределах которого ток в общей цепи I при расстройке контура превышает ток в общей цепи при резонансе не более чем в $\sqrt{2}$ раз.

При работе в схемах усилителей и генераторов высокой частоты параллельный колебательный контур подключается обычно к источнику с большим внутренним сопротивлением, т. е. имеем случай $R_r \gg Z_{эк}$. Тогда напряжение на контуре

$$U = E \frac{Z_{эк}}{R_r + Z_{эк}} \approx E \frac{Z_{эк}}{R_r} \quad (11.56)$$

изменяется пропорционально сопротивлению $Z_{эк}$. При резонансе напряжение имеет максимальное значение

$$U_p = E Z_{эп} / R_r = E \rho^2 / r R_r = EQ_p / R_r. \quad (11.57)$$

Ток в общей цепи $I = E / (R_r + Z_{эк})$ остается практически постоянным при всех изменениях частоты. В этом случае резонансные свойства контура оценивают с помощью коэффициента избирательности по напряжению

$$\sigma_U = U / U_p \approx Z_{эк} / Z_{эп}. \quad (11.58)$$

Подставляя выражения для $Z_{эк}$ и $Z_{эп}$ из (11.50) и (11.54) в (11.58), получим

$$\sigma_U = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 (2\Delta\omega / \omega_p)^2}}. \quad (11.59)$$

На рис. 11.10, б построена резонансная кривая параллельного контура по напряжению, соответствующая выражению (11.59), при $R_r \gg Z_{эк}$. По резонансной кривой (рис. 11.10, б) можно определить полосу пропускания контура по напряжению $2\Delta\omega_{пU}$, определяемую как диапазон частот, в пределах которого напряжение на контуре U превышает значение $U_p / \sqrt{2} \approx 0,707 U_p$.

Положив в формуле (11.59) $\sigma_U = 1/\sqrt{2}$ и выразив $2\Delta\omega = 2\Delta\omega_{пU}$, найдем

$$2\Delta\omega_{пU} = \omega_p / Q. \quad (11.60)$$

Из формулы видно, что полоса пропускания по напряжению параллельного контура расширяется с уменьшением добротности.

Если R_r соизмеримо с $Z_{эк}$, то параллельный контур обладает резонансными свойствами по току и напряжению, т. е. ток в общей цепи на резонансной частоте имеет минимальное, а напряжение на контуре — максимальное значения.

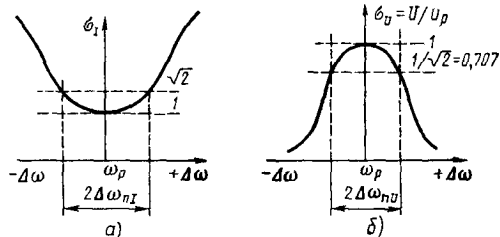


Рис. 11.10

В этом случае для определения коэффициента избирательности σ_U и полосы пропускания $2\Delta\omega_{\text{п}U}$ по напряжению можно воспользоваться формулами (11.59) и (11.60) для случая $R_r \gg Z_{\text{э}}$, в которых добротность Q следует заменить добротностью Q' , учитывающей шунтирующее действие сопротивления R_r . Действительно, при резонансе эквивалентное сопротивление контура с учетом R_r равно параллельному соединению $Z_{\text{э}p}$ и R_r , т. е.

$$Z'_{\text{э}p} = \frac{Z_{\text{э}p} R_r}{Z_{\text{э}p} + R_r} = Z_{\text{э}p} \frac{1}{1 + Z_{\text{э}p}/R_r}. \quad (11.61)$$

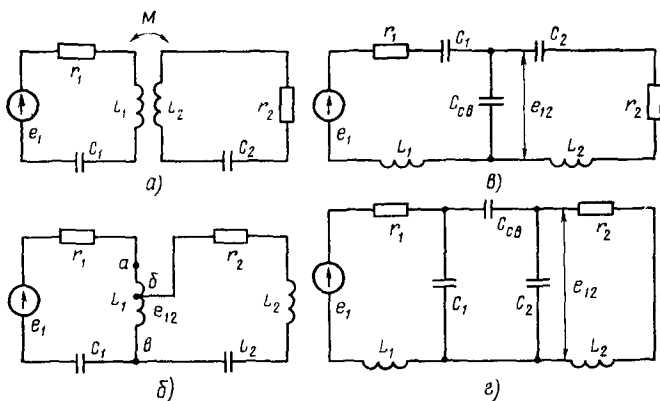


Рис. 11.11

Тогда в соответствии с формулой (11.50)

$$Q' = \frac{Z'_{\text{э}p}}{\rho} = \frac{Z_{\text{э}p}}{\rho} \frac{1}{1 + Z_{\text{э}p}/R_r},$$

или

$$Q' = \frac{Q}{1 + Z_{\text{э}p}/R_r}. \quad (11.62)$$

§ 11.4. Вынужденные колебания в связанных контурах

Два контура называются связанными, если между ними существует электрическая связь, благодаря которой часть энергии из первого контура может передаваться во второй и наоборот (рис. 11.11). Контур, отдающий энергию, называется первичным, а потребляющий ее от связанного с ним первичного контура — вторичным. Различают следующие виды связи: трансформаторную, автотрансформаторную (рис. 11.11, б) и емкостную (рис. 11.11, в, г).

При трансформаторной связи (рис. 11.11, а) протекающий в первичном контуре переменный ток I_1 создает в катушке индуктивности L_1 магнитный поток, который наводит ЭДС взаимоиндукции в катушке индуктивности L_2 вторичного контура.

ЭДС взаимоиндукции

$$\dot{E}_{12} = -j\omega I_1 M = -\dot{X}_{св} I_1, \quad (11.63)$$

где M — коэффициент взаимоиндукции; $\dot{X}_{св} = j\omega M$ — сопротивление связи.

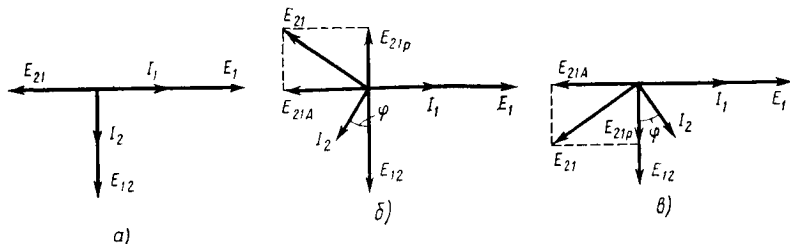


Рис. 11.12

Под действием ЭДС \dot{E}_{12} во вторичном контуре протекает ток I_2 , который наводит в катушке L_1 первичного контура ЭДС взаимоиндукции

$$\dot{E}_{21} = -\dot{X}_{св} I_2. \quad (11.64)$$

Предположим, что каждый из контуров настроен в резонанс на частоту ω_p источника ЭДС $e_1 = E_1 \sin \omega_p t$ (такой резонанс называется полным). Тогда сопротивления контуров имеют активный характер и ток I_{1p} , протекающий в первичном контуре, совпадает по фазе с напряжением E_1 . ЭДС взаимоиндукции \dot{E}_{12} отстает по фазе от тока I_{1p} на 90° . Ток I_2 совпадает по фазе с ЭДС E_{12} и равен

$$I_{2p} = E_{12}/r_2 = I_{1p} \omega_p M / r_2. \quad (11.65)$$

ЭДС E_{21} отстает по фазе от тока I_2 на 90° и равна

$$E_{21} = I_{2p} \omega_p M = I_{1p} \frac{(\omega_p M)^2}{r_2}. \quad (11.66)$$

Векторная диаграмма токов и напряжений связанных контуров для рассмотренного случая приведена на рис. 11.12, а. Из временной диаграммы рис. 11.12, а видно, что ЭДС E_{21} направлена в сторону, противоположную направлению ЭДС E_1 . Следовательно, ток I_1 в первичном контуре при резонансе будет определяться выражением

$$I_{1p} = (E_1 - E_{21})/r_1. \quad (11.67)$$

С учетом (11.66) выражение (11.67) можно записать как

$$I_{1p} = E_1 / [r_1 + (\omega_p M)^2 / r_2]. \quad (11.68)$$

Подставляя (11.68) в выражение (11.65), будем иметь

$$I_{2p} = \frac{E_1 \omega_p M}{r_2 [r_1 + (\omega_p M)^2 / r_2]} = \frac{E_1 \omega_p M}{r_1 r_2 + (\omega_p M)^2}. \quad (11.69)$$

Из выражения (11.68) можно сделать вывод, что при резонансе обоих контуров влияние ЭДС E_{21} на ток I_1 можно рассматривать как внесение в цепь первичного контура активного сопротивления

$$r_{вн} = (\omega_p M)^2 / r_2.$$

Таким образом, систему связанных контуров, настроенных в полный резонанс, можно представить как эквивалентный контур, изображенный на рис. 11.13.

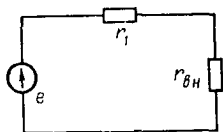


Рис. 11.13

Тогда мощность, выделяемая во вторичном контуре, определяется из выражения

$$P_2 = I_{2p}^2 r_1 = E_1^2 r_{вн} / (r_1 + r_{вн})^2. \quad (11.70)$$

Записав выражение для мощности, расходуемой в первичном контуре:

$$P_1 = I_{1p}^2 r_1,$$

найдем КПД системы связанных контуров:

$$\eta = P_2 / (P_1 + P_2) = r_{вн} / (r_{вн} + r_1) = 1 / (1 + r_1 / r_{вн}). \quad (11.71)$$

Настройка контуров в полный резонанс производится в такой последовательности. Сначала при разомкнутом вторичном контуре (связь отсутствует) настраивают в резонанс первичный контур, создавая $X_1 = 0$. Очевидно, условием резонанса несвязанного первичного контура является $X_1 = 0$. Затем осуществляют связь между контурами и настраивают вторичный контур. Так как при $X_1 = 0$ реактивное сопротивление не вносится во вторичный контур, то условием резонанса вторичного контура будет $X_2 = 0$. При $X_1 = X_2 = 0$ поступает полный резонанс в связанных контурах.

Если вторичный контур не настроен в резонанс с частотой источника e_1 , то вид векторных диаграмм зависит от характера сопротивления вторичного контура.

На рис. 11.12, б приведена векторная диаграмма в случае индуктивного сопротивления вторичного контура. На векторной диаграмме ток I_2 отстает по фазе от ЭДС E_{12} на некоторый угол φ . Вектор E_{21} можно разложить на две составляющие — активную E_{21a} и реактивную E_{21p} , а влияние E_{21} на I_1 рассматривать как внесение в цепь первичного контура комплексного сопротивления

† $Z_{вн}$, имеющего активную $r_{вн}$ и реактивную $X_{вн}$ составляющие. Найдем значение сопротивления

$$\dot{Z}_{вн} = -E_{21}/I_1.$$

Записав $I_2 = E_{12}/\dot{Z}_2$, где $\dot{Z}_2 = r_2 + jX_2$ — сопротивление вторичного контура, r_2 , X_2 — активная и реактивная составляющая \dot{Z}_2 , с учетом (11.63), будем иметь

$$\dot{Z}_{вн} = \frac{I_2 j \omega M}{I_1} = \frac{E_{12} j \omega M}{Z_2 I_1} = \frac{I_1 (j \omega M)^2}{I_2 \dot{Z}_2} = \frac{(\omega M)^2}{\dot{Z}_2} = \frac{(\omega M)^2}{r_2 + jX_2}.$$

Умножив числитель и знаменатель выражения на сопряженное комплексное число $r_2 - jX_2$, получим выражение

$$\dot{Z}_{вн} = \frac{(\omega M)^2}{r_2^2 + X_2^2} r_2 - j \frac{(\omega M)^2}{r_2^2 + X_2^2} X_2, \quad (11.72)$$

в котором первый член представляет собой активную составляющую вносимого сопротивления

$$r_{вн} = \frac{(\omega M)^2}{r_2^2 + X_2^2} r_2, \quad (11.73)$$

а второй — реактивную составляющую

$$X_{вн} = \frac{(\omega M)^2}{r_2^2 + X_2^2} X_2. \quad (11.74)$$

Из выражения (11.72) следует, что при индуктивном сопротивлении вторичного контура вносимое им сопротивление $\dot{Z}_{вн}$ в цепь первичного контура имеет емкостный характер.

Внесение сопротивления $\dot{Z}_{вн}$ в первичный контур нарушает условие резонанса $X_1 = 0$ в нем на частоте ω_r . Теперь резонанс, называемый частным, наступает при условии

$$X_1 + X_{вн} = 0,$$

или

$$X_1 = -X_{вн}, \quad (11.75)$$

где X_1 — реактивное сопротивление первичного контура.

Заменяя $X_{вн}$ в (11.75) его выражением из (11.74), будем иметь

$$X_1 = -\frac{(\omega M)^2}{r_2^2 + X_2^2} X_2. \quad (11.76)$$

Полагая, что контуры имеют одинаковые параметры $L_1 = L_2 = L$, $C_1 = C_2 = C$, $r_1 = r_2 = r$, можно записать

$$X_1 = X_2 = X = \omega L - 1/(\omega C). \quad (11.77)$$

Тогда условие частного резонанса (11.76) будет иметь вид

$$\frac{(\omega M)^2}{r^2 + X^2} = 1. \quad (11.78)$$

Полагая теперь, что при расстройке контура выполняется неравенство $r \ll X$, выражение (11.78) можно записать как

$$X = \pm \omega M,$$

или

$$\omega L - 1/(\omega C) = \pm \omega M. \quad (11.79)$$

Разделив левую и правую части выражения (11.79) на ωL и учитывая, что $1/(LC) = \omega_0^2$, получим уравнение

$$\omega_0^2/\omega^2 = 1 \pm M/L. \quad (11.80)$$

Решая уравнение (11.80) относительно ω , найдем две резонансные частоты первичного контура, обусловленные внесением в цепь контура сопротивления:

$$\omega_{p1} = \omega_0 \sqrt{1 + K_{св}}; \quad (11.81)$$

$$\omega_{p2} = \omega_0 \sqrt{1 - K_{св}}, \quad (11.82)$$

где $K_{св} = M/L$ — коэффициент связи, характеризующий степень взаимного влияния двух контуров.

Из формул (11.81) и (11.82) следует, что резонансная частота ω_{p1} лежит ниже, а частота ω_{p2} — выше собственной частоты контура ω_0 .

Определим характер резонансных кривых системы двух связанных одинаковых контуров. На резонансной частоте $\omega_p = \omega_0$ этих контуров будем иметь $X_1 = X_2 = X = 0$. Тогда ток I_{2p} можно определить из выражения (11.69). При увеличении коэффициента связи, например за счет увеличения M , ток I_{2p} сначала возрастает, достигая максимального значения $I_{2p \max}$, а затем уменьшается. Значение коэффициента связи $K_{св \text{ кр}}$ при $I_{2p \max}$ называется критическим.

Математически можно доказать, что максимум тока I_{2p} в формуле (11.69) получается при условии

$$r_1 = r_{вн}. \quad (11.83)$$

При этом же условии достигается и максимальное значение выделяемой во вторичном контуре мощности. Из формулы (11.70) имеем

$$P_{2\max} = E_1^2/(4r_1).$$

Максимальный коэффициент полезного действия найдем из формулы (11.71) с учетом равенства (11.83):

$$\eta_{\max} = 1/2.$$

На частоте ω_0 , отличной от резонансной, при значениях коэффициента связи, меньших критического значения ($K_{св} < K_{св\text{кр}}$), вносимое реактивное сопротивление $X_{вн}$ мало и не может скомпенсировать собственное реактивное сопротивление контура X . Поэтому резонансные кривые в данном случае соответствуют кривым 1 и 2 (рис. 11.14) и имеют такой же вид, как и для одиночного контура. Резонансная кривая при $K_{св} = K_{св\text{кр}}$ соответствует кривой 3.

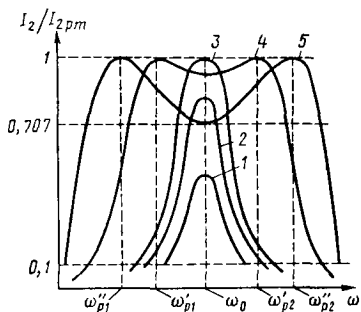


Рис. 11.14

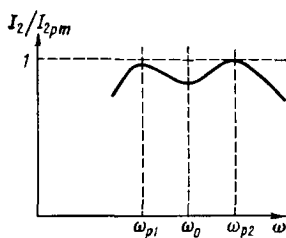


Рис. 11.15

При $K_{св} > K_{св\text{кр}}$ резонансные кривые связанных контуров соответствуют двугорбым кривым 4, 5 на рис. 11.14, у которых ток $I_{2р}$ на частоте ω_0 меньше своего максимального значения $I_{2рm}(\omega_0)$, а на частотах $\omega_{р1}$ и $\omega_{р2}$ равен значению $I_{2рm}(\omega_0)$. Действительно, на частоте ω_0 при $K_{св} > K_{св\text{кр}}$ условие (11.83) не выполняется, поэтому $I_{2р}(\omega_0) < I_{2рm}(\omega_0)$.

На частотах частного резонанса $\omega_{р1}$ и $\omega_{р2}$ активная составляющая вносимого сопротивления согласно выражению (11.73) с учетом условия (11.78) равна собственному активному сопротивлению, т. е.

$$r_{вн} = r_2. \quad (11.84)$$

Так как $r_1 = r_2 = r$, то можно записать $I_{2р}(\omega_{р1}) = I_{2р}(\omega_{р2}) = I_{2рm}(\omega_0)$.

При $r_1 \neq r_2$ двугорбые резонансные кривые становятся несимметричными (рис. 11.15).

При емкостном характере собственного сопротивления $\hat{Z}_2 = r_2 - jX_2$ вторичного контура ток контура I_2 опережает вектор ЭДС E_{12} . Векторная диаграмма для этого случая приведена на рис. 11.12, в, из которой видно, что вносимое в первичный контур сопротивление $\hat{Z}_{вн}$ имеет индуктивный характер.

Условие частного резонанса (11.76), введенного для случая индуктивного сопротивления вторичного контура, сохраняется и при емкостном характере сопротивления контура.

В пределах $K_{св\text{кр}} < K_{св} < 2,41 K_{св\text{кр}}$ форма резонансных кривых контуров с трансформаторной связью приближается к прямо-

угольной, что позволяет получить высокую избирательность устройства связи при заданной полосе пропускания. Таким образом, связанные контуры можно использовать в качестве полосовых фильтров. Прямоугольность резонансной кривой оценивают с помощью коэффициента прямоугольности, равного отношению полосы пропускания к ширине резонансной кривой на уровне 0,1, т. е.

$$K_{пр} = 2\Delta\omega_{п} / (2\Delta\omega_{0,1}). \quad (11.85)$$

Кроме трансформаторной применяется автотрансформаторная и емкостная связь.

При автотрансформаторной связи (см. рис. 11.11, б) взаимодействие между контурами осуществляется с помощью общей катушки индуктивности L_1 . Напряжение e_{12} , питающее вторичный контур, прямо пропорционально числу витков $\omega\phi_{\partial}$ между точками б и в катушки. Следовательно, с увеличением $\omega\phi_{\partial}$ связь между контурами возрастает.

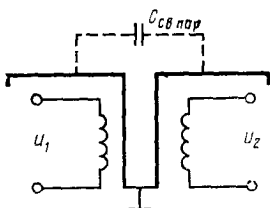


Рис. 11.16

При емкостной связи между контурами напряжение e_{12} , питающее вторичный контур, зависит от емкости конденсатора связи. Емкостную связь можно разделить на внутреннюю и внешнюю.

При внутренней (см. рис. 11.11, в) с уменьшением $C_{св}$ связь между контурами возрастает, так как в этом случае увеличивается сопротивление связи $X_{св} = 1/(\omega C_{св})$ и, как следствие, напряжение e_{12} .

При внешней связи (см. рис. 11.11, г), наоборот, связь возрастает с увеличением емкости конденсатора $C_{св}$.

При разработке монтажных радиотехнических схем следует учитывать, что между близко расположенными катушками индуктивности может возникнуть паразитная связь, которая бывает индуктивной (трансформаторной) и емкостной. Для устранения индуктивной связи катушку экранируют от соседней металлическим экраном. Магнитное поле экранированной катушки не проникает за пределы экрана, так как этому препятствуют вихревые токи, создаваемые полем катушки. Однако близко расположенный экран может существенно изменить параметры катушки, в частности уменьшить добротность. Поэтому экран располагают на расстоянии не меньше 5 мм от катушки.

Для устранения емкостной паразитной связи используют металлические экраны, заземленные на корпус схемы. При этом емкость связи $C_{св.пар}$ заменяется двумя последовательно соединенными емкостями, общий вывод которых заземлен (рис. 11.16).

1. Из каких элементов состоит колебательный контур?

2. Определить значение энергии, запасаемой в электрическом поле, образованном между пластинами конденсатора, емкостью 1 мкФ, если переключатель П находится в положении 1 (рис. 11.1, б). Напряжение батареи E составляет 10 В.
 Ответ. $W_c = 50$ мкДж.

3. Как изменяется энергия электрического поля конденсатора в схеме рис. 11.1, б при переключении переключателя П из положения 1 в положение 2?

4. Какова максимальная энергия магнитного поля катушки колебательного контура с индуктивностью $L = 1$ Гн (рис. 11.1, а), если максимальный ток контура равен 0,1 А? Потерями энергии в контуре можно пренебречь, т. е. $r = 0$.
 Ответ. $W_L = 0,005$ Дж.

5. Определить максимальный ток, протекающий через колебательный контур, состоящий из индуктивной катушки $L = 1$ Гн и конденсатора $C = 100$ мкФ. Максимальное напряжение на конденсаторе $U_{c \max} = 100$ В. Потерями энергии в контуре можно пренебречь ($r = 0$).
 Ответ. $I_{\max} = 1$ А.

6. Определить волновое сопротивление контура, элементы которого имеют следующие номиналы: $L = 10$ Гн; $C = 10$ мкФ.
 Ответ. $\rho = 1000$ Ом.

7. Что такое добротность Q колебательного контура? Как она зависит от величины потерь энергии, возникающих за счет активного сопротивления контура?

8. Определить добротность контура, состоящего из катушки индуктивности $L = 1$ Гн и конденсатора $C = 1$ мкФ. Активное сопротивление контура $r = 10$ Ом.
 Ответ. $Q = 100$.

9. Определить реактивное сопротивление последовательного колебательного контура (рис. 11.5, а) с элементами $L = 1$ Гн, $C = 1$ Ф, если на контур действует источник переменного напряжения с частотой $f = 10^3$ Гц. Будет ли эта частота резонансной?
 Ответ. $X = X_L - X_C = (6,28 \cdot 10^3 - 16)$ Ом $= 6\ 246$ Ом. Следовательно, полное реактивное сопротивление контура носит индуктивный характер.

10. Определить полное сопротивление колебательного контура (рис. 11.5, а), если активное и реактивное сопротивления соответственно равны $r = 10$ Ом, $X = 30$ Ом.
 Ответ. $Z = 32$ Ом.

11. Чему равно полное сопротивление последовательного колебательного контура (рис. 11.5, а) при резонансе? Почему?

12. Определить резонансную частоту последовательного колебательного контура с элементами $L = 1$ мГн, $C = 10$ мкФ.
 Ответ. $f_p = 1,6$ кГц.

13. Во сколько раз напряжения на индуктивной катушке и конденсаторе последовательного колебательного контура превышают при резонансе ЭДС источника?

14. Начертить векторную диаграмму последовательного колебательного контура для случая резонанса.

15. Где используется резонанс напряжений, возникающий в последовательном контуре?

16. Что такое резонансная кривая последовательного контура? Как по виду этой кривой определить добротность контура?

17. Определить резонансную частоту последовательного контура, если добротность и полоса пропускания контура равны 200 и 500 Гц.
 Ответ. $f_p = 100$ кГц.

18. Определить добротность, резонансную частоту и полосу пропускания последовательного контура с параметрами $L = 0,01$ Гн, $C = 100$ пФ, $r = 100$ Ом.
 Ответ. $f_p = 160$ кГц, $Q = 100$, $\Delta\omega_n = 1,6$ кГц.

19. Начертить векторные диаграммы токов в параллельном колебательном контуре (рис. 11.5, б) для трех случаев: а) $\omega > \omega_p$; б) $\omega = \omega_p$; в) $\omega < \omega_p$.

20. Почему резонанс в параллельном контуре называют резонансом токов? Во сколько раз ток в каждой из ветвей параллельного контура превышает ток в общей цепи?

21. Определить резонансную частоту параллельного колебательного контура с параметрами $L = 0,1$ Гн, $C = 1000$ пФ. Совпадает ли выражение для резо-

нансной частоты в параллельном контуре с выражением для резонансной частоты в последовательном? *Ответ.* $t_p = 16$ кГц.

22. Какой характер (индуктивный, активный или емкостный) носит эквивалентное сопротивление $Z_{эк}$ в параллельном колебательном контуре при резонансе?

23. Нарисовать резонансные кривые параллельного контура для трех случаев: а) $Z_{эк} \gg R_r$; б) $Z_{эк} \ll R_r$; в) $Z_{эк}$ соизмеримо с R_r .

24. Найти по резонансным кривым параллельного контура для случая $Z_{эк} \approx R_r$ полосу пропускания по току и напряжению.

25. Определить, во сколько раз уменьшится добротность параллельного контура с учетом шунтирующего действия сопротивления генератора колебаний $R_r = 400$ Ом. Эквивалентное сопротивление контура при резонансе $Z_{эп} = 200$ Ом. *Ответ.* В 1,5 раза.

26. Найти полосу пропускания по напряжению параллельного контура, если добротность с учетом шунтирующего действия внутреннего сопротивления генератора и резонансная частота контура равны 60 и 120 кГц. *Ответ.* $2\Delta\omega_{пV} = 2$ кГц.

27. Какие виды связи существуют между контурами?

28. Определить коэффициент трансформаторной связи контуров (рис. 11.11, а), имеющих индуктивность катушек связи $L_1 = L_2 = 0,1$ Гн. Взаимная индуктивность $M = 0,01$ Гн. Объяснить физический смысл коэффициента связи. *Ответ.* $K_{св} = 0,1$.

29. Начертить и объяснить векторную диаграмму связанных контуров.

30. Какое сопротивление (индуктивное, емкостное или активное) вносится в первичный контур вторичным контуром (рис. 11.11, а), настроенным в резонанс с частотой источника?

31. Определить величину сопротивления, вносимого вторичным контуром (рис. 11.11, а), настроенным на резонансную частоту источника $\omega_0 = 100$ кГц, в первичный контур при трансформаторной связи между контурами. Взаимная индуктивность $M = 0,001$ Гн. Активное сопротивление вторичного контура $r_2 = 100$ Ом. *Ответ.* $r_{вн} = 100$ Ом.

32. Начертить резонансные кривые контура (рис. 11.11, а) при различной степени связи. Собственные резонансные частоты контуров равны между собой.

33. Определить сопротивление, вносимое в первичный контур вторичным контуром (рис. 11.11, а), при критической связи между ними. Активное сопротивление первичного контура $r_1 = 15$ Ом.

34. Определить полосу пропускания связанных контуров (рис. 11.11, а) с добротностью $Q = 141$ при критической связи между ними. Собственные частоты контуров $f_{01} = f_{02} = f_0 = 100$ Гц. *Ответ.* $\Pi = 2\Delta\omega_{пV} = 1000$ Гц = 1 кГц.

35. Определить характер резонансной кривой при $r_{вн} > r_1$ для контуров, имеющих равные собственные частоты и связанных трансформаторной связью.

ГЛАВА 12

ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

§ 12.1. Принципы построения генераторов

Схемы, с помощью которых энергия источника питания преобразуется в энергию переменных электрических колебаний при отсутствии внешнего сигнала, называются генераторами.

Колебания на выходе генератора можно получить, охватив обычный усилитель положительной обратной связью (рис. 12.1). При выполнении условий (см. § 2.2)

$$K_{\alpha\beta} = 1; \quad (12.1)$$

$$\varphi_k + \varphi_{\beta} = 0 \quad (12.2)$$

в усилителе с положительной обратной связью возникают незатухающие колебания, так как первоначальное изменение напряжения на выходе схемы, возникшее за счет случайных колебаний (флуктуаций) на входе усилителя, передается по цепи обратной связи снова на вход, усиливается и вызывает еще большее изменение выходного сигнала.

С нарастанием амплитуды выходных колебаний рабочая точка каскадов, составляющих усилитель, заходит в нелинейную область динамических характеристик транзисторов усилителя и коэффициент усиления K_u уменьшается до значения, при котором $K_u\beta=1$; устанавливается стационарная амплитуда колебаний на выходе схемы.

Равенство (12.1) показывает, что усилитель усиливает сигнал во столько раз, во сколько ослабляет его цепь обратной связи, и называется условием баланса амплитуд.

При балансе амплитуд энергия источника питания через цепь положительной обратной связи компенсирует потери энергии в схеме.

Равенство (12.2) называют условием баланса фаз.

В зависимости от вида фазочастотных характеристик усилителя и цепи обратной связи условия баланса амплитуд и фаз могут выполняться для целого спектра частот и для одной частоты. В первом случае на выходе генератора будем иметь колебания сложной формы, во втором схема генерирует колебания синусоидальной формы. Выполнение условий баланса амплитуд и фаз на одной (генерируемой) частоте достигается применением частотно-избирательных элементов в схеме усилителя, но чаще в цепи обратной связи.

Положительная обратная связь в генераторах бывает *внешней* и *внутренней*. Внешняя создается с помощью частотно-зависимых цепей, а внутренняя возникает при работе некоторых электронных приборов в определенных режимах. Для создания генераторов синусоидальных колебаний применяется, как правило, внешняя обратная связь, позволяющая получать более высокую, чем внутренняя, стабильность частоты.

Амплитуду стационарных (незатухающих) колебаний генератора можно найти графически с помощью колебательной характеристики и линии обратной связи. Колебательная характеристика — это зависимость амплитуды основной (первой) гармоники выходного тока усилителя I_{r1} от амплитуды напряжения $U_{вх}$ поступающего на вход усилителя из цепи обратной связи. Колебательная характеристика нелинейна, так как ее вид определяется параметрами нелинейного элемента — усилителя.

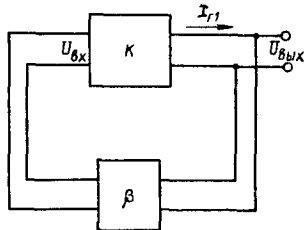


Рис. 121

Линия обратной связи — это зависимость амплитуды входного напряжения усилителя $U_{вх}$ от амплитуды основной гармоники выходного тока усилителя $I_{Г1}$. Линия обратной связи оказывает ослабляющее действие цепи обратной связи и имеет вид линейной прямой, наклон которой к оси абсцисс определяется параметрами линейного четырехполюсника обратной связи.

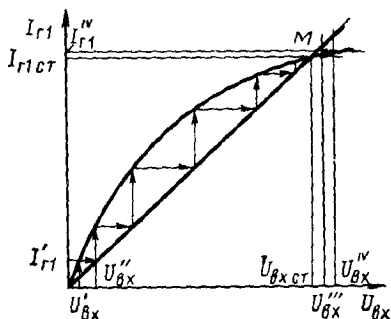


Рис. 12.2

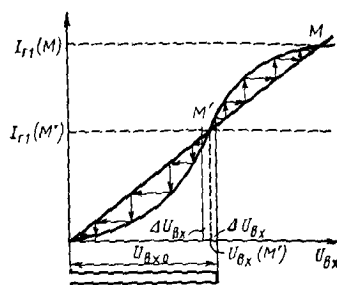


Рис. 12.3

Для определения амплитуды стационарных колебаний генератора линию обратной связи и колебательную характеристику строят на одном графике (рис. 12.2). Амплитуда стационарного тока $I_{Г1}$ соответствует положению точки их пересечения M . В точке M выполняется баланс амплитуд $K_u \beta \approx 1$, так как входной сигнал при прохождении усилительного тракта усиливается во столько раз, во сколько ослабляется четырехполюсником обратной связи.

Докажем, что точка M является точкой устойчивого динамического равновесия. Пусть на входе усилителя возникает флуктуация напряжения $U'_{вх}$. Ток $I'_{Г1}$, соответствующий значению $U'_{вх}$ определяется по колебательной характеристике. Ток $I'_{Г1}$ на линии обратной связи соответствует напряжению $U''_{вх}$. Таков первый цикл прохождения сигнала через усилитель и четырехполюсник обратной связи, в процессе которого напряжение $U'_{вх}$ увеличивается до значения $U''_{вх}$. После нескольких циклов напряжение $U_{вх}$ и ток $I_{Г1}$ возрастут до значения $U_{вх.ст}$ и $I_{Г1.ст}$, соответствующих положению точки M . Если теперь напряжение $U_{вх}$ случайно возрастет, например до значения $U_{вх}^{IV}$, то ток $I_{Г1}^{IV}$ на линии обратной связи будет соответствовать значению $U_{вх}^{III} < U_{вх}^{IV}$. В конечном счете ток $I_{Г1}$ и напряжение $U_{вх}$ возвращаются к значениям $I_{Г1.ст}$ и $U_{вх.ст}$.

Процесс установления стационарной амплитуды представлен на рис. 12.2 с помощью отрезков, характеризующих направление и величину изменений напряжения $U_{вх}$ и тока $I_{Г1}$ в течение одного цикла. Отрезки изменений напряжения $U_{вх}$ показаны горизон-

тальными стрелками, а отрезки изменений тока $I_{Г1}$ — вертикальными.

В зависимости от вида колебательной характеристики различают два режима самовозбуждения в генераторах.

1. *Мягкий режим* — когда колебательная характеристика начинается с нулевой точки и ее угол наклона к оси абсцисс в области малых амплитуд $U_{вх}$ больше, чем угол наклона линии обратной связи. Такая колебательная характеристика приведена на рис. 12.2. При включении питания в генераторе происходит плавное нарастание амплитуды колебаний до стационарного значения.

2. *Жесткий режим* — когда колебательная характеристика не удовлетворяет приведенным условиям мягкого режима. Примером колебательной характеристики, вызывающей жесткий режим, является характеристика, приведенная на рис. 12.3.

Линия обратной связи (рис. 12.3) пересекается с колебательной характеристикой в двух точках M' и M . Точка M является точкой устойчивого динамического равновесия. Рассуждая аналогично, можно доказать, что точка M' является точкой неустойчивого равновесия, когда отклонение напряжения $U_{вх}$ от значения $U_{вх}(M')$ в сторону уменьшения или увеличения на некоторую величину $\Delta U_{вх}$ приводит либо к срыву колебаний, либо к возрастанию амплитуды до значения $I_{Г1}(M)$. Таким образом, для возникновения незатухающих колебаний в генераторе с жестким режимом возбуждения необходим первоначальный импульс напряжения $U_{вх0} = U_{вх}(M') + \Delta U_{вх}$, обеспечивающий ток $I_{Г1} > I_{Г1}(M')$.

Генераторы синусоидальных колебаний разделяют на следующие типы: LC -тип, использующий в качестве частотно-зависимой цепи колебательный контур (генераторы LC -типа применяются, как правило, в диапазоне радиочастот); RC -тип, у которого частотно-зависимые цепи обратной связи представляют собой сочетание элементов R и C . В диапазоне звуковых и дозвуковых частот такие цепи обладают меньшими габаритами и весом по сравнению с колебательными контурами.

§ 12.2. Генератор с фазовращающей RC -цепью

Структурная схема такого генератора представляет собой усилитель с поворотом фазы на 180° , в котором для выполнения условия баланса фаз (12.2) включена цепь обратной связи, изменяющая на частоте генерации фазу выходного сигнала также на 180° . На остальных частотах баланс фаз выполняться не должен. В качестве фазовращающей цепи обратной связи обычно используются трехзвенные RC -цепи, приведенные на рис. 12.4, а, б. Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики RC -цепей даны на рис. 12.4, в, г.

Для цепи рис. 12.4, а частоту генерации ω_0 и коэффициент передачи β_0 на частоте ω_0 можно найти из формул

$$\omega_0 = 1/(RC\sqrt{6}); \quad (12.3)$$

$$\beta_0 = U_2/U_1 = 1/29. \quad (12.4)$$

Для схемы рис. 12.4, б выполняются следующие соотношения:

$$\omega_0 = \sqrt{6}/(RC); \quad (12.5)$$

$$\beta_0 = 1/29. \quad (12.6)$$

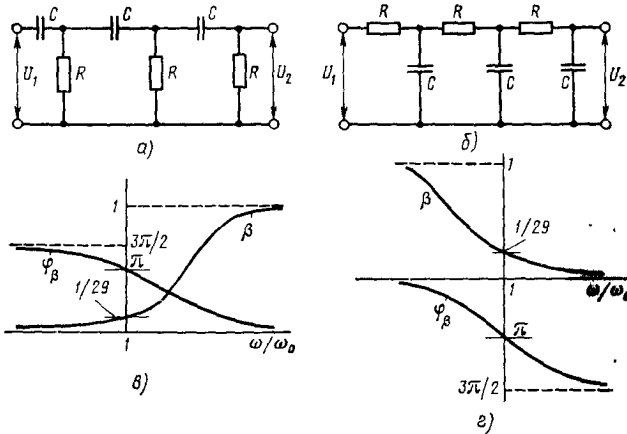


Рис. 12.4

Из формул (12.4) и (12.6) видно, что фазовращающие RC-цепи (рис. 12.4, а, б) существенно уменьшают сигнал обратной связи, поступающий на вход усилителя. Поэтому для обеспечения баланса амплитуд генератора и возникновения колебаний коэффициент усиления усилителя необходимо выбирать из условия $K_{u0} \geq 1/\beta_0 = 29$.

Принципиальная схема простейшего генератора с фазовращающей RC-цепью приведена на рис. 12.5.

В этой схеме усилитель выполнен на транзисторе VT₁, включенном по схеме каскада ОЭ.

Для уменьшения влияния элементов схемы на форму кривой генерируемых колебаний в усилителе

часто создается местная отрицательная обратная связь по току, не зависящая от частоты во всем диапазоне полосы пропускания усилителя.

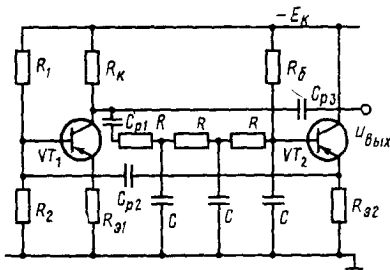


Рис. 12.5

Для нормальной работы генераторов необходим согласующий каскад — эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе VT_2 . При отсутствии эмиттерного повторителя условия самовозбуждения в схеме генератора выполнить трудно, так как, во-первых, фазовращающая цепь обратной связи шунтирует резистор R_k и тем самым уменьшает коэффициент усиления K_{u0} усилительного каскада; во-вторых, малое входное сопротивление каскада снижает коэффициент передачи β_0 .

Частоту генерации в схеме рис. 12.5 можно определить по формуле (12.5), если сопротивление резисторов R много меньше входного сопротивления эмиттерного повторителя, т. е. $R \ll R_{вх.п.}$

Если это условие не выполняется, то частоту генерации схемы с учетом шунтирующего действия $R_{вх.п.}$ определяют по формуле

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{6 + 4R/R_{вх.п.}} R_6}{RC}, \quad (12.7)$$

а необходимое для поддержания незатухающих колебаний значение коэффициента усиления усилителя с обратной связью — по формуле

$$K_u \geq 29 + 23R/(R_{вх.п.} R_6). \quad (12.8)$$

Расчет генератора низкой частоты

Расчитать элементы генератора незатухающих колебаний с частотой $\omega_0 = 1$ кГц (см. рис. 12.5). Напряжение питания $E_k = -10$ В. Рабочие напряжения и токи покоя транзисторов соответственно равны $I_{k01} = I_{k02} = I_{k0} = 4$ мА, $U_{k01} = U_{k02} = U_{k0} = 4$ В.

Решение. 1. Из условия $U_{kэ \max} > E_k$, $2I_{k0} < I_{k \text{ доп}}$ выбираем транзисторы типа МП42Б с параметрами $h_{21э} = 45-100$, $I_{k \text{ доп}} = 30$ мА, $U_{kэ \max} = 15$ В.

2. Записывая уравнение $E_k = U_{k02} + I_{э02} R_{э2}$ и учитывая, что $I_{k0} \approx I_{э0}$, найдем сопротивление

$$R_{э2} = (E_k - U_{k02}) / I_{э02} = 1,5 \text{ кОм.}$$

3. Из уравнения

$$I_{б02} = I_{k02} h_{21э2} \approx (E_k - I_{э02} R_{э2}) / R_6$$

найдем сопротивление:

$$R_6 = \frac{(E_k - U_{э02}) h_{21э2}}{I_{к02}} = 45 \text{ кОм (по ГОСТУ 43 кОм).}$$

4. Задавая $I_{э01} R_{э1} = 0,015 E_k$ и записав уравнение

$$E_k = I_{к01} R_k + U_{кэ01} + I_{э01} R_{э1},$$

находим

$$R_k = (0,985 E_k - U_{кэ01}) / I_{к01} = 1,5 \text{ кОм (по ГОСТУ 39 Ом);}$$

$$R_{э1} = U_{э01} / I_{э01} = 0,015 E_k / I_{э01} = 0,04 \text{ кОм.}$$

5. Определим входное сопротивление усилительного каскада без учета шунтирующего действия делителя $R_1 - R_2$:

$$R_{вх1} = r_{б1} + (1 + h_{21э}) R_{э1} = 1,8 \text{ кОм.}$$

6. Так как сопротивление параллельного соединения резисторов R_1 и R_2 не должно сильно шунтировать входное сопротивление $R_{вх1}$, принимаем $R_1 \parallel R_2 > R_{вх1}$ или $R_1 \parallel R_2 = 2R_{вх1} = 3,6$ кОм.

7. Определяем сопротивление

$$R_1 = \frac{E_k}{I_{э01} R_{э1} / (R_1 \parallel R_2) + I_{к01} / h_{21э1}} \approx \frac{E_k h_{21э1}}{I_{к0}} =$$

= 112 кОм (по ГОСТУ 110 кОм).

8. Находим сопротивление

$$R_2 = [1/(R_1 \parallel R_2) - 1/R_1]^{-1} = 3,8 \text{ кОм (по ГОСТУ 3,9 кОм)}.$$

9. Определяем входное сопротивление эмиттерного повторителя с учетом шунтирования резистора R_2 входным сопротивлением усилительного каскада $R'_{вх1} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{вх1} = 1,2$ кОм:

$$R_{вх.п} = r_{б2} + (1 + h_{21э2}) (R_2 \parallel R'_{вх1}) = 55,2 \text{ Ом}.$$

10. Находим сопротивление

$$R_{вх2} = R_6 \parallel R_{вх.п} = 24,6 \text{ кОм}.$$

11. Выбираем

$$R \approx 0,1 R_{вх2} = 2,3 \text{ кОм (по ГОСТУ 2,2 кОм)}.$$

12. Из формулы (127) определяем емкость конденсатора:

$$C \approx 1,7 \text{ мкФ}.$$

Примечание. Если значение емкости получается слишком большим (сотни микрофарад), то следует увеличить сопротивление R и пересчитать емкость C .

13. Определяем коэффициент усиления усилительного каскада:

$$K_{иос} \approx (h_{21э1} R_k) / R_{вх1} \approx 37,5.$$

Полученный коэффициент усиления удовлетворяет условию (128) поддержания незатухающих колебаний в схеме. При невыполнении условия (128) уменьшают сопротивление резистора обратной связи $R_{э1}$. Если обратная связь отсутствует, но полученный коэффициент усиления не удовлетворяет условию (128), то для повышения $K_{и}$ выбирают транзисторы с большим коэффициентом $h_{21э}$.

§ 12.3. Генератор с мостом Вина в цепи обратной связи

При использовании двухкаскадного усилителя, изменяющего фазу входного сигнала на 360° , генератор синусоидальных колебаний можно построить, включив в цепь положительной обратной связи частотно-избирательный четырехполюсник, не изменяющий фазу сигнала на частоте генерации. Примером такого четырехполюсника может служить цепь, представленная на рис. 12.6, *a* и называемая мостом Вина. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики этой цепи приведены на рис. 12.6, *б*.

Для цепи рис. 12.6, *a* частоту генерации ω_0 и коэффициент передачи β_0 на частоте ω_0 определяют из формул

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}; \quad (12.9)$$

$$\beta_0 = U_2/U_1 = 1/(1 + R_1/R_2 + C_2/C_1). \quad (12.9a)$$

Если $R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$, то формулы (12.9) и (12.9а) будут иметь вид $\omega_0=1/(RC)$, $\beta_0=1/3$.

Практическая схема генератора на транзисторах приведена на рис. 12.7. Для стабилизации частоты и амплитуды генерируемых колебаний в схему введена цепь отрицательной обратной связи, состоящая из элементов C_4 , R_{oc} , $R_{э1}$. Эффект стабилизации амплитуды $U_{вых}$ увеличивается, если в качестве резистора обратной связи R_{oc} использовать термистор. Действительно, с ростом $U_{вых}$ увеличивается ток цепи отрицательной обратной связи. Термистор нагревается, его сопротивление уменьшается и возрастает коэффициент передачи $\beta \approx R_{э1}/(R_{э1}+R_{oc}) \approx R_{э1}/R_{oc}$, что приводит к уменьшению выходного напряжения до первоначального значения.

На рис. 12.8 приведена схема генератора с мостом Вина на операционном усилителе. Принцип ее построения не отличается от принципа построения предыдущей схемы. Мост Вина включен в цепь положительной обратной связи между неинвертирующим входом ОУ и выходом. Резисторы R_3 , R_4 , R_5 образуют цепь отрицательной обратной связи для стабилизации частоты и амплитуды генерируемых колебаний.

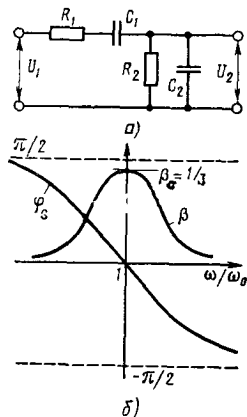


Рис. 12.6

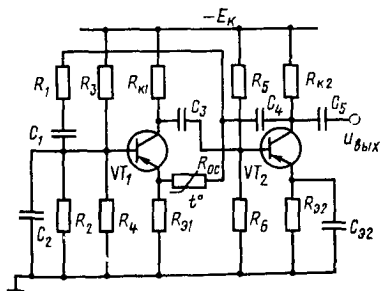


Рис. 12.7

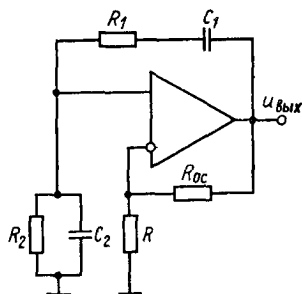


Рис. 12.8

§ 12.4. Генераторы с колебательными контурами

В качестве задающего генератора радиопередающих устройств связи и гетеродина супергетеродинного радиоприемника применяются генераторы высокой частоты с колебательными контурами в цепи обратной связи (LC -генераторы).

По способу включения колебательного контура в цепь обрат-

ной связи различают генераторы с индуктивной (трансформаторной), автотрансформаторной и емкостной обратной связью (рис. 12.9).

В схемах с автотрансформаторной (рис. 12.9, б) и емкостной (рис. 12.9, в) связями контур включен в схему тремя выводами, поэтому такие схемы часто называют индуктивной и емкостной трехточками. В схеме (рис. 12.9, а) для выполнения условий баланса фаз, т. е. создания положительной обратной связи, напряжение U_{L_2} на катушке L_2 должно быть противофазно напряжению U_{L_1} на катушке L_1 .

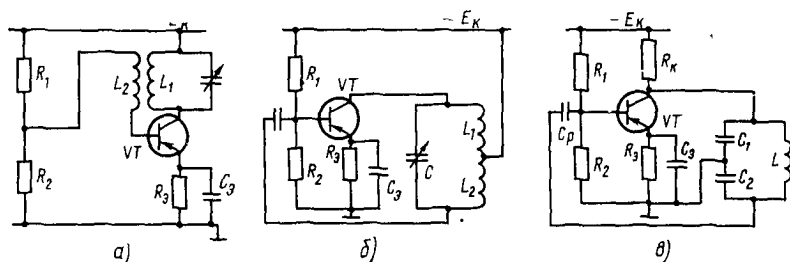


Рис. 12.9

Величина сигнала положительной обратной связи U_{L_2} определяется соотношением числа витков катушек индуктивности L_1 и L_2 и расстоянием между ними. С увеличением числа витков L_2 и сближении катушек глубина обратной связи возрастает. Число витков катушки L_1 определяют с учетом заданной частоты генерации, определяемой формулой для резонансной частоты контура

$$f_r = 1/2\pi \sqrt{L_1 C}.$$

При найденном значении L_1 число витков катушки L_2 определяют из условия обеспечения баланса амплитуд. В схеме индуктивной трехточки (рис. 12.9, б) условие баланса фаз выполняется благодаря тому, что выходной сигнал, снимаемый с коллектора транзистора или с обмотки катушки L_1 , противофазен сигналу положительной обратной связи, снимаемому с обмотки L_2 .

Для обеспечения сигнала положительной обратной связи, при котором выполняется условие баланса амплитуд, выбирают определенное число витков обмотки L_2 . При этом необходимо учитывать, что частота генерации определяется из формулы

$$f_r = 1/2\pi \sqrt{(L_1 + L_2) C},$$

т. е., подбирая число витков обмотки L_2 , следует одновременно корректировать также и число витков обмотки L_1 так, чтобы заданная частота генерации не изменилась.

Частоту генерации в схемах рис. 12.9, *а*, *б* изменяют с помощью конденсатора переменной емкости, включенного в цепь колебательного контура. Возможность перестройки частоты в широком диапазоне обусловили применение индуктивной трехточки в гетеродинах радиоприемников, возбуждителях радиопередатчиков и т. д.

Емкостная трехточечная схема автогенератора (рис. 12.9, *в*) аналогична резисторному усилителю напряжения, в цепь положительной обратной связи которого включен колебательный контур. Выходной сигнал снимается с конденсатора C_1 , а сигнал положительной обратной связи с конденсатора C_2 . Так как напряжения на C_1 и C_2 противофазны, то выполняется условие баланса фаз.

Условие баланса амплитуд выполняется при соответствующем сигнале положительной обратной связи U_{c_2} . Для его увеличения необходимо уменьшать емкость конденсатора C_2 , так как при этом возрастают емкостное сопротивление, а следовательно, и падение напряжения на конденсаторе от протекания тока через колебательный контур. При найденном значении C_2 емкость конденсатора C_1 определяют из условия обеспечения заданной частоты генерации

$$f_r = 1/2\pi \sqrt{[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)] L}.$$

Изменение частоты генерации в схеме емкостной трехточки не совсем удобно, так как для этого приходится изменять число витков катушки L или перемещать ее сердечник. Поэтому емкостную трехточку в основном используют в качестве тактовых генераторов с фиксированной частотой.

Малая добротность колебательного контура LC -генератора ($Q < 100$) вызывает искажения формы генерируемых колебаний, когда условия самовозбуждения выполняются для нескольких гармонических составляющих, близких к основной гармонике с частотой f_r .

Неправильный расчет схемы автогенератора также может привести к искажениям выходного сигнала. Например, при слишком большом коэффициенте передачи сигнала положительной обратной связи β условие баланса амплитуд $K_u \beta \gg 1$ выполняется для нескольких гармонических составляющих даже при большой добротности колебательного контура.

Для выполнения условия баланса амплитуд на одной частоте необходимо уменьшить коэффициент усиления K_u , что достигается обычно введением отрицательной частотно-независимой обратной связи, например включением переменного резистора в цепь эмиттера транзистора.

При построении генераторов на биполярных транзисторах следует учитывать, что зависимость коэффициента усиления по току h_{21} от частоты вызывает дополнительный фазовый сдвиг между входным напряжением усилителя и напряжением обратной связи.

зи, изменяющий условие баланса фаз в схеме генератора. В результате частота генерации будет отличаться от резонансной частоты контура.

Принципы построения генераторов на полевых транзисторах не отличаются от описанных выше.

Для повышения мощности автогенераторов в схемах рис. 12.9 увеличивают напряжение питания схемы. Однако при этом контур, включенный в коллекторную или стоковую цепь будет находиться под напряжением источника питания, которое в схемах мощных автогенераторов может достигать нескольких сотен вольт.

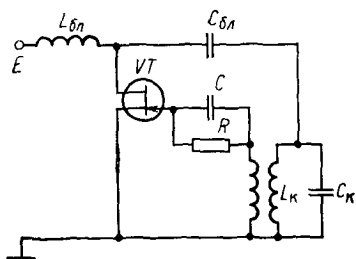


Рис. 12 10

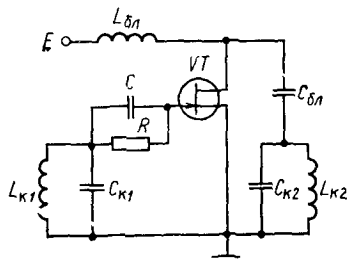


Рис. 12 11

Устранить этот недостаток можно в схеме генератора с параллельным питанием (рис. 12.10), где транзистор, контур и источник питания включены параллельно друг другу.

Блокировочный дроссель $L_{\delta n}$, имеющий большое сопротивление по переменному току, обеспечивает развязку источника питания и контура на частоте генерации, но не является препятствием для постоянной составляющей тока. Чтобы источник питания не замыкался через $L_{\delta n}$ и катушку индуктивности контура, включают конденсатор $C_{\delta n}$.

Цепь из параллельно соединенных резистора R и конденсатора C , включенная в цепь затвора, служит для создания мягкого режима возбуждения колебаний генератора. В области малых амплитуд колебания затвор транзистора имеет почти нулевое смещение. С увеличением амплитуды колебаний отрицательное смещение затвора возрастает за счет зарядки конденсатора C .

На практике встречаются схемы генераторов с двумя колебательными контурами. Примером такого генератора является схема, изображенная на рис. 12.11. Баланс фаз, при котором напряжение сток—затвор и затвор—исток находятся в противофазе, обеспечивается только в том случае, если на частоте генерации сопротивления контуров в цепях затвора и стока имеют индуктивный характер, так как при индуктивном характере сопротивлений контуров схема на рис. 12.11 эквивалентна схеме индуктивной трехточки.

§ 12.5. Стабилизация частоты LC -генераторов. Кварцевые генераторы

На стабильность частоты LC -генераторов сильно влияет напряжение источника питания, от которого зависят значение реактивных составляющих входного и выходного сопротивлений, изменяющих параметры колебательного контура. Поэтому использование высококачественного стабилизатора напряжения для питания генератора является одним из факторов, обеспечивающих высокую стабильность частоты генерации.

Частота LC -генераторов зависит и от температуры окружающей среды, так как с ее ростом обычно увеличиваются индуктивность катушки и емкость конденсатора контура, что приводит к снижению частоты генерации. Поэтому для стабилизации частоты генератора, работающего в широком диапазоне температур, параллельно основному контурному конденсатору C_0 в качестве элемента термокомпенсации включают тикондовый конденсатор C , емкость которого уменьшается с ростом температуры (рис. 12.12).

Температурную стабильность частоты количественно оценивают с помощью температурного коэффициента частоты (ТКЧ), равного относительной нестабильности частоты $\Delta f/f$ при изменении температуры на 1°C . Температурный коэффициент частоты транзисторных LC -генераторов обычно составляет $(1...2) \cdot 10^{-4}$.

При использовании термокомпенсирующих тикондовых конденсаторов ТКЧ удается уменьшить примерно на порядок, т. е. до $(1...2) \cdot 10^{-5}$.

Более высокую стабильность частоты можно получить в схемах кварцевых генераторов, где в качестве высокодобротного колебательного контура со стабильными параметрами используется пластина кварца, обладающая пьезоэлектрическими свойствами.

Если к обкладкам кварцевой пластины приложить переменное электрическое поле (напряжение), то в ней возникают механические колебания. Такое свойство пластины называется обратным пьезоэффектом. Возникшие в пластине механические колебания, в свою очередь, вызывают появление на обкладках электрических зарядов, знак которых изменяется с частотой механических колебаний. В результате через пластину будет протекать переменный электрический ток. Это свойство пластины называется прямым пьезоэффектом.

Кварцевая пластина, помещенная в кварцедержатель, эквивалентна колебательному контуру, электрическая схема которого приведена на рис. 12.13.

Величины $L_{\text{кв}}$, $C_{\text{кв}}$ и $r_{\text{кв}}$ зависят от геометрических размеров кварцевой пластины без держателя и от типа механических коле-

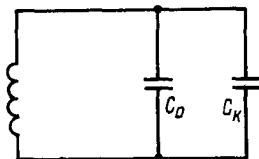


Рис. 12.12

баний. Для реальных кварцевых пластин указанные величины лежат в пределах $L_{кв}=0,01...0,1$ мкГн, $C_{кв}=0,1...0,3$ пФ, $r_{кв}=5...8$ Ом.

Так как $L_{кв}$, $C_{кв}$ и $r_{кв}$ образуют последовательный колебательный контур, то на частоте

$$\omega_{посл} = 1/\sqrt{L_{кв}C_{кв}} \quad (12.10)$$

в кварце возникает резонанс напряжений, при котором полное сопротивление контура мало.

Величина C_d возникает при помещении кварцевой пластины в держатель и определяется конструкцией последнего. Обычно $C_d = 15...25$ пФ.

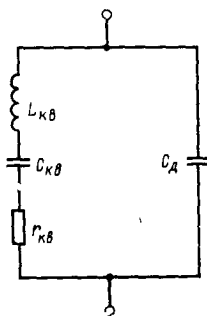


Рис. 12.13

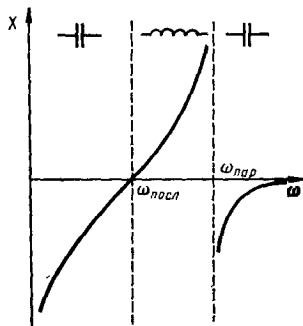


Рис. 12.14

С учетом C_d эквивалентная схема кварцевой пластины на рис. 12.14 представляет собой параллельный колебательный контур, на резонансной частоте которого

$$\omega_{пар} = 1/\sqrt{L_{кв}C_{общ}} \quad (12.11)$$

возникает резонанс токов, при котором полное сопротивление контура очень велико.

В формуле $C_{общ} = C_{кв}C_d / (C_{кв} + C_d)$ представляет собой последовательное включение внутри контура емкостей C_d и $C_{кв}$.

Сравнивая формулы (12.10) и (12.11), можно сделать следующие выводы: 1) частота последовательного резонанса $\omega_{посл}$ меньше частоты параллельного резонанса $\omega_{пар}$, т. е. $\omega_{посл} < \omega_{пар}$; 2) частота $\omega_{посл}$ близка к частоте $\omega_{пар}$, так как $C_{кв} \ll C_d$.

Характер изменения реактивного сопротивления кварца от частоты показан на рис. 12.14. Из рисунка видно, что в диапазоне частот $\omega_{посл} < \omega < \omega_{пар}$ реактивное сопротивление эквивалентного контура кварца имеет индуктивный характер, а в диапазонах $\omega < \omega_{посл}$ и $\omega > \omega_{пар}$ — емкостный.

Варианты построения схем кварцевых генераторов приведены на рис. 12.15, а, б; 12.16, а, б). Схемы на рис. 12.15 с включением

кварца между затвором (базой) и истоком (эмиттером) по своей структуре соответствуют двухконтурной схеме генератора (см. рис. 12.11), в которой возбуждение колебаний возможно только при индуктивном характере сопротивления кварца и стокового (коллекторного) контура. Для выполнения этих условий генерируемую частоту выбирают в пределах $\omega_{\text{посл}} < \omega_r < \omega_{\text{пар}}$, а стоковый (коллекторный) контур настраивают на частоту, лежащую несколько выше частоты $\omega_{\text{пар}}$.

Связь между стоковым (коллекторным) контуром и кварцем в схемах рис. 12.15, а, б осуществляется через межэлектродную емкость $C_{зс}$ ($C_{к*}$), что обуславливает малое влияние параметров стокового (коллекторного) контура на генерируемую частоту.

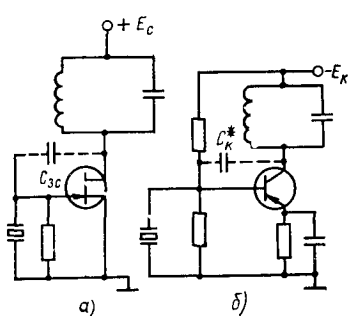


Рис. 12.15

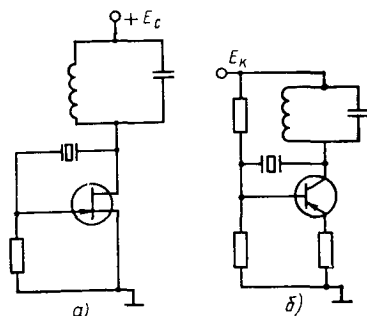


Рис. 12.16

Для возбуждения колебаний на частоте $\omega_{\text{посл}} < \omega_r < \omega_{\text{пар}}$ в схемах рис. 12.16, а, б с включением кварца между затвором (базой) и стоком (коллектором) необходимо, чтобы стоковый (коллекторный) контур имел емкостное реактивное сопротивление. Тогда схемы рис. 12.16, а, б будут эквивалентны схеме емкостной трехточки. Для обеспечения емкостного характера сопротивления стокового (коллекторного) контура его резонансная частота должна лежать несколько ниже частоты $\omega_{\text{пар}}$.

Контур в цепи стока (коллектора) (рис. 12.16) можно заменить резистором. Возбуждение колебаний в преобразованной схеме обеспечивается с помощью межэлектродной емкости $C_{сн}$ ($C_{кэ}$).

Благодаря высокой добротности кварца, достигающей нескольких сотен тысяч, и малому влиянию реактивных элементов лампы (транзистора) на параметры контура кварцевые генераторы имеют высокую стабильность частоты. Температурный коэффициент частоты кварцевых генераторов лежит в пределах 10^{-6} — 10^{-7} .

Недостатками этих генераторов являются относительно малая частота генерации, не превышающая 30 МГц, и невозможность плавной настройки.

ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Избирательными называются усилители, обладающие способностью выделять полезный сигнал, соответствующий заданной частоте или полосе частот, из всей совокупности сигналов, поступивших на вход усилителя.

В зависимости от назначения избирательные усилители можно разделить на следующие группы: 1) узкополосные RC-усилители, предназначенные для работы в области звуковых и дозвуковых частот; 2) резонансные LC-усилители, которые делятся на усилители напряжения, работающие в режиме А (они используются обычно в качестве усилителей высокой и промежуточной частот радиоприемников), и усилители мощности, работающие в режиме В и предназначенные в основном для усиления мощности высокочастотного сигнала, поступающего с задающего генератора радиопередатчика; такие усилители называются еще генераторами с независимым (внешним) возбуждением.

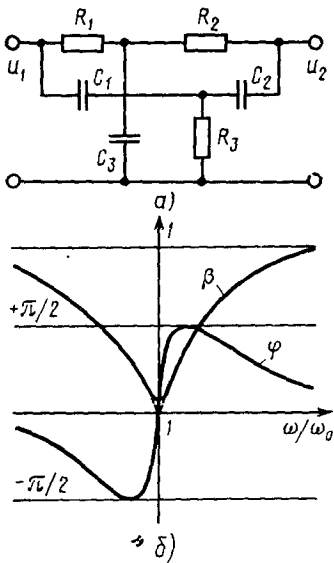


Рис. 13.1

§ 13.1. Узкополосные RC-усилители

Узкополосные усилители строятся на основе обычного усилителя с частотно-зависимой обратной связью.

В качестве цепей частотно-зависимой обратной связи узкополосных усилителей можно использовать мост Винна и фазовращающую RC-цепь (см. рис. 12.4 и 12.6). Однако усилители с такими цепями легко самовозбуждаются, так как для получения избирательной амплитудно-частотной характеристики цепи нужно создавать положительную обратную связь. Поэтому для устранения самовозбуждения в таких усилителях используется еще и частотно-независимая отрицательная обратная связь.

Поэтому чаще используют так называемый двойной T-образный мост (рис. 13.1, а), включенный в цепь отрицательной обратной связи.

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики реального двойного T-образного моста приведены на рис. 13.1, б. Частота, на которой коэффициент передачи β_0 имеет минимальное

значение (в идеале равен нулю), называется квазирезонансной и определяется по формуле

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (13.1)$$

при $C_3 = C_1 + C_2$ $R_3 = R_1 \parallel R_2$.

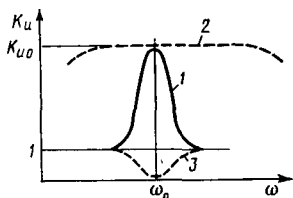


Рис. 13.2

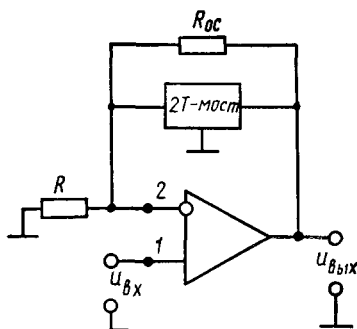


Рис. 13.3

Если принять

$$R_1 = R_2 = R, \quad R_3 = R/2 \quad (13.2)$$

и

$$C_1 = C_2 = C, \quad C_3 = 2C, \quad (13.3)$$

то можно записать

$$\omega_0 = 1/RC. \quad (13.4)$$

Из рис. 13.1, б видно, что на частоте ω_0 фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями моста равен нулю. Поэтому для включения моста как цепи отрицательной обратной связи необходимо, чтобы фаза выходного сигнала усилителя изменялась на 180° . При соблюдении этого условия отрицательная обратная связь на частоте ω_0 практически не действует. Следовательно, коэффициент усиления схемы на частоте ω_0 будет иметь максимальное значение, равное коэффициенту усиления усилителя без обратной связи K_{u0} . На всех остальных частотах действует сильная отрицательная обратная связь, уменьшающая коэффициент усиления схемы до значения $K_{uoc} = K_{u0}/(1 + \beta K_{u0})$. На рис. 13.2 приведена амплитудно-частотная характеристика узкополосного усилителя (кривая 1). Штриховыми линиями показаны характеристики усилителя без обратной связи (кривая 2) и двойного Т-образного моста (кривая 3).

На эквивалентную добротность $Q_{эк} = \omega_0/(2\Delta\omega_0)$ амплитудно-частотной характеристики узкополосного усилителя с двойным

мостом существенно влияет коэффициент усиления K_{u0} . Если выполняются условия (13.2) и (13.3), то

$$Q_{эк} \approx K_{u0}/4. \quad (13.5)$$

Выражения (13.4) и (13.5) справедливы, если двойной Т-образный мост работает на высокоомную нагрузку от генератора с малым внутренним сопротивлением. Эти требования легко выполняются при использовании операционного усилителя. В схеме

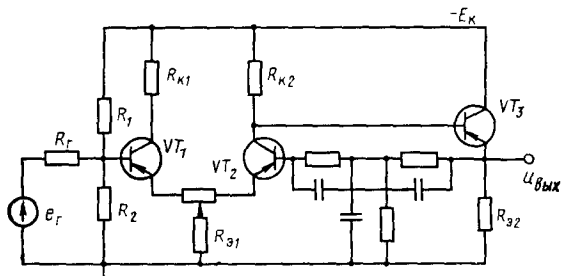


Рис. 13.4

узкополосного усилителя (рис. 13.3) сигнал обратной связи с двойного Т-образного моста поступает на инвертирующий вход операционного усилителя. В других случаях применяют буферные (согласующие) каскады. Например, узкополосный усилитель, изображенный на рис. 13.4, содержит дифференциальный каскад и эмиттерный повторитель на транзисторе VT_3 . В базу транзистора VT_2 на всех частотах, кроме ω_0 , поступает сигнал, синфазный с входным.

При $K_n \approx 1$ коэффициент усиления схемы на частоте ω_0 определяют из формулы (6.76) с соответствующей корректировкой обозначений.

§ 13.2. Резонансные усилители напряжения высокой частоты

Резонансные усилители напряжения широко используются в качестве усилителей высокой частоты радиоприемников, к которым предъявляются следующие основные требования: возможно больший коэффициент усиления по напряжению; высокая добротность амплитудно-частотной характеристики на частоте полезного сигнала.

Для выделения полезного сигнала высокой частоты в резонансном усилителе используются резонансные свойства параллельного колебательного контура, включенного в цепь нагрузки.

Включение контура в цепь нагрузки бывает трансформатор-

ным, автотрансформаторным, емкостным и через разделительный конденсатор (рис. 13.5, а—г).

Рассмотрим в качестве примера схему с трансформаторным включением. Выходной цепи этой схемы на резонансной частоте контура соответствует эквивалентная схема, представленная на рис. 13.6.

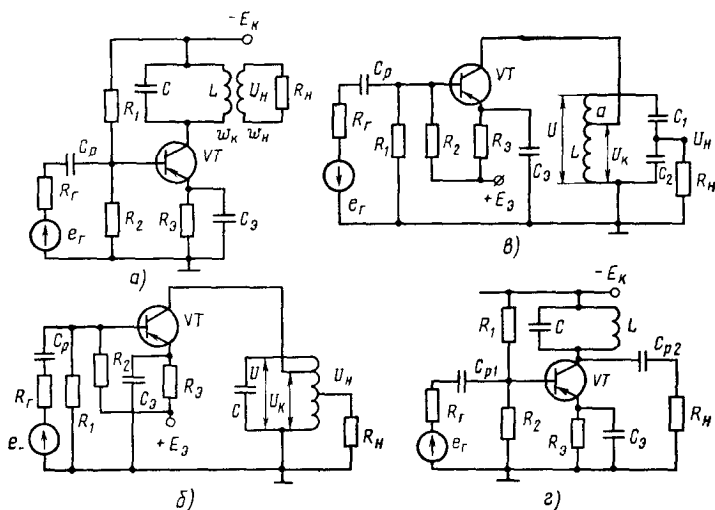


Рис. 13 5

В схеме контур дан как параллельное соединение индуктивности L , емкости C и эквивалентного сопротивления контура на резонансной частоте $Z_{эп}$; $R'_н = R_n/n^2_{тр} = R_n/(\omega_n/\omega_k)^2$ — приведенное сопротивление нагрузки. Из эквивалентной схемы следует, что при работе в схеме усилителя контур шунтируется сопротивлениями $r^*_к$ и $R'_н$, вносимыми в цепь контура транзистором и нагрузкой. При этом сопротивление контура на резонансной частоте изменяется и становится равным значению $Z'_{эп}$, которое определяют из выражения

$$1/Z'_{эп} = 1/Z_{эп} + 1/r^*_к + 1/R'_н. \quad (13.6)$$

За счет внесения в цепь контура емкости транзистора изменяется и емкость контура:

$$C' = C + C^*_к \quad (13.7)$$

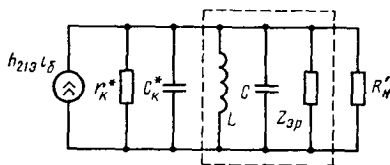


Рис. 13 6

Следовательно, резонансная частота усилителя ω_0' будет отличаться от резонансной частоты контура $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$

$$\omega_0' = 1/\sqrt{LC'} = \omega_0 \sqrt{C/C'}, \quad (13.8)$$

а добротность амплитудно-частотной характеристики усилителя Q' будет отличаться от добротности контура Q , не шунтированного дополнительными элементами:

$$Q' = \omega_0' C' Z'_{\text{эп}} = Q Z'_{\text{эп}} / Z_{\text{эп}}. \quad (13.9)$$

Так как сопротивление $Z'_{\text{эп}}$ является активной величиной и включается в коллекторную цепь схемы каскада ОЭ, то коэффициент усиления по напряжению (см. рис. 13.5, а) на резонансной частоте можно определить из формулы

$$K'_{\text{уп}} = \frac{u_{\text{н}}}{E_{\text{г}}} = \frac{h_{21\text{э}} Z'_{\text{эп}} n_{\text{тр}}}{R_{\text{г}} + h_{11\text{э}}}. \quad (13.10)$$

Трансформаторное включение контура в цепь нагрузки (см. рис. 13.5, а) позволяет уменьшить влияние нагрузки на $Z'_{\text{эп}}$. Влиянием нагрузки можно пренебречь, если выбрать коэффициент трансформации $n_{\text{тр}}$ из условия

$$Z_{\text{эп}} \ll Z'_{\text{н}} = R_{\text{н}} / n_{\text{тр}}^2. \quad (13.11)$$

Полагая, что условие (13.11) выполняется, если $Z_{\text{эп}} = 0,1 R_{\text{н}} / n_{\text{тр}}^2$, найдем

$$n_{\text{тр}} = \sqrt{0,1 R_{\text{н}} / Z_{\text{эп}}}. \quad (13.12)$$

При малых значениях $R_{\text{н}}$ коэффициент $n_{\text{тр}}$ получается меньше единицы, что снижает коэффициент усиления схемы.

Пусть $R_{\text{н}} = 1$ кОм, $Z_{\text{эп}} = 10$ кОм. Из формулы (13.12) будем иметь $n_{\text{тр}} = 0,1$. Следовательно, коэффициент усиления схемы при использовании трансформатора с $n_{\text{тр}} = 0,1$ уменьшится в 10 раз. При больших значениях $R_{\text{н}}$, когда выполняется условие $R_{\text{н}} \gg Z_{\text{эп}}$, связь контура с нагрузкой может осуществляться через разделительный конденсатор большой емкости $C_{\text{р2}}$ (см. рис. 13.5, з).

Неполное включение контура в цепь транзистора (отвод из точки a индуктивной катушки) позволяет в схемах с автотрансформаторной и емкостной связями (см. рис. 13.5, в) уменьшить влияние параметров транзистора $r_{\text{к}}^*$ и $C_{\text{к}}^*$ на характеристики контура, так как в этом случае емкость, вносимая в контур транзистором, равна $C_{\text{к}}^* m_{\text{к}}^2$, а сопротивление равно $r_{\text{к}}^* / m_{\text{к}}^2$, где $m_{\text{к}} = \frac{U_{\text{к}}}{U} < 1$ — коэффициент включения контура к транзистору.

В некоторых случаях для уменьшения влияния параметров транзистора на характеристики контура используют схему каскада ОБ. Тогда в контур при его полном включении в цепь тран-

зистора вносятся емкость $C_k = C_k^*/(1+h_{21э})$ и сопротивление $r_k = r_k^*(1+h_{21э})$, оказывающие меньшее влияние на характеристики контура, чем параметры схемы каскада ОЭ C_k^* и r_k^* .

Влияние нагрузки в схемах рис. 13.5, б, в уменьшается при неполном включении контура в цепь нагрузки, так как при этом сопротивление, вносимое в контур, равно R_H/m_H^2 , где $m_H = U_H/U < 1$ — коэффициент включения контура к нагрузке.

При построении транзисторных резонансных усилителей необходимо учитывать внутреннюю обратную связь, которая проявляется в том, что часть коллекторного тока транзистора ответвляется во входную цепь. Если усилительная схема каскада ОЭ работает от источника тока, то внутренняя обратная связь является положительной и параллельной по току. Если усилительная схема каскада ОЭ работает от источника ЭДС, то имеем отрицательную последовательную внутреннюю обратную связь по току.

Внутренняя обратная связь приводит к самовозбуждению резонансных усилителей. Так как расстроенный контур представляет собой реактивное сопротивление, то условия самовозбуждения в усилителе могут выполняться и при положительной, а при отрицательной обратных связях.

Для повышения устойчивости резонансных усилителей можно использовать схему каскада ОБ, в которой внутренняя обратная связь проявляется слабее, чем в схеме каскада ОЭ. Однако по сравнению с ОЭ схема ОБ имеет малое входное сопротивление и меньший коэффициент усиления по мощности. Эти свойства ограничивают применение включения ОБ в схемах резонансных усилителей.

Повысить устойчивость резонансных усилителей можно нейтрализацией внутренней обратной связи на частотах, близких к резонансной, с помощью RC-цепей коррекции и каскодных схем.

Элементы RC-цепи коррекций подбирают таким образом, чтобы в требуемом диапазоне частот сигнал, поступающий с выхода усилителя на его вход через цепь коррекции, был равен по величине и противоположен по фазе сигналу, поступающему на вход усилителя по цепи внутренней обратной связи.

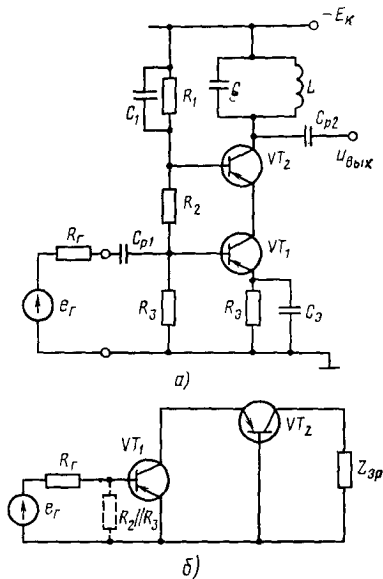


Рис. 13.7

Каскодная схема резонансного усилителя (рис. 13.7, а) содержит два последовательно включенных транзистора. Транзистор VT_1 в схеме ОЭ, а VT_2 , являясь нагрузкой VT_1 , — в ОБ (рис. 13.7, б). При последовательном включении транзисторов их токи равны, т. е.

$$i_{k1} = i_{k2} = i_k. \quad (13.13)$$

Тогда коэффициент усиления по напряжению на резонансной частоте

$$K_{u\text{ркаска}} = \frac{-i_k Z'_{\text{эп}}}{e_r} = \frac{i_6 Z'_{\text{эп}} h_{21э}}{i_6 (R_r + h_{11э})} = \frac{h_{21э} Z'_{\text{эп}}}{R_r + h_{11э}}. \quad (13.14)$$

Выражение (13.14) совпадает с выражением для коэффициента усиления каскада ОЭ на одном транзисторе.

Входное сопротивление каскодной схемы равно входному сопротивлению каскада ОЭ, т. е.

$$R_{\text{вх.каска}} = R_{\text{вх.э}} = h_{11э}. \quad (13.15)$$

Выходное сопротивление равно выходному сопротивлению каскада ОБ, т. е.

$$R_{\text{вых.каска}} = R_{\text{вых.б}} = r_k. \quad (13.16)$$

Таким образом, входные параметры и коэффициент усиления каскодной схемы соответствуют входным параметрам и коэффициенту усиления каскада ОЭ, а выходные — параметрам каскада ОБ.

Такое сочетание свойств схем каскадов ОЭ и ОБ позволяет использовать преимущества каскада ОБ (слабую внутреннюю обратную связь и малое влияние параметров транзистора на контур), сохранив в то же время преимущество каскада ОЭ в усилении. Кроме того, в каскодном усилителе емкость C_k транзистора VT_2 не связана непосредственно с входом схемы, что также обеспечивает хорошую развязку входа и выхода схемы на высокой частоте.

Каскодное включение транзисторов в резонансном усилителе широко используется при разработке интегральных схем, когда число транзисторов не имеет существенного значения. На рис. 13.8 приведена каскодная схема гибридного резонансного усилителя, выполненная на интегральной микросхеме К2УС241. Примером интегральных каскодных усилителей являются также микросхемы К118УН2 (А—В).

Для повышения входного сопротивления в каскодных усилителях используют полевые транзисторы. Схема каскодного усилителя на транзисторах с управляющим p - n -переходом (рис. 13.9) состоит из каскада с общим истоком на транзисторе VT_1 , нагрузкой которого является каскад с общим затвором на транзисторе VT_2 .

Токи, протекающие через транзисторы схемы, равны между собой, т. е.

$$i_{c1} = i_{c2} = i_c = \frac{\mu_1 u_{вх}}{r_{i1} + R_{c1экв}}, \quad (13.17)$$

где $R_{c1экв} = \frac{r_{i2} + Z_{эп}}{1 + \mu_2}$ — входное сопротивление каскада с общим затвором $\mu = \Delta U_{св} / \Delta U_{зн} = S r_i$.

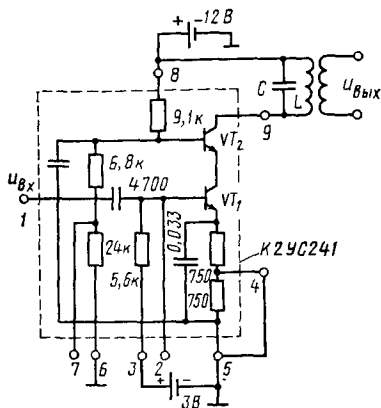


Рис. 13.8

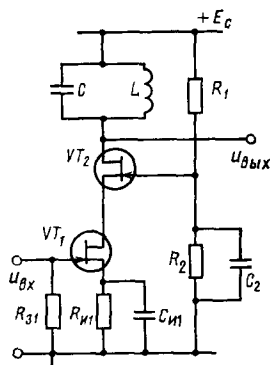


Рис. 13.9

Тогда выражение для коэффициента усиления каскодной схемы на резонансной частоте будет иметь вид

$$K_{ур} = \frac{u_{с2}}{u_{вх}} = - \frac{i_c Z_{эп}}{u_{вх}} = \frac{-\mu_1 Z_{эп}}{r_{i1} + R_{c1экв}}. \quad (13.18)$$

Подставляя в (13.18) выражение для $R_{c1экв}$, получим

$$K_{ур} = \frac{-\mu_1 (1 + \mu_2) Z_{эп}}{r_{i2} + r_{i1} (1 + \mu_2) + Z_{эп}}. \quad (13.19)$$

Если считать, что полевые транзисторы в схеме имеют малый разброс параметров, т. е. $\mu_1 \approx \mu_2 = \mu \gg 1$, $r_{i1} \approx r_{i2} = r_i$, то формула (13.19) принимает вид

$$K_{ур} = - \frac{\mu^2 Z_{эп}}{r_i \mu + Z_{эп}}. \quad (13.20)$$

Так как обычно выполняется соотношение $r_i \mu \gg Z_{эп}$, то формулу (13.20) можно упростить:

$$K_{ур} = - \frac{\mu Z_{эп}}{r_i} = - S Z_{эп}. \quad (13.21)$$

Сравнивая формулы (13.21) и (4.73), можно сделать вывод, что каскодная схема рис. 13.9 не дает преимуществ в усилении перед каскадом с общим истоком.

Однако каскодная схема обеспечивает хорошую развязку между входом и выходом, так как при каскодном включении полевых транзисторов уменьшается проходная емкость транзистора:

$$C_{\text{прох1каск}} = C_{\text{зс1}}(1 + K_{u1}),$$

где
$$K_{u1} = \frac{u_{c1}}{u_{\text{вх}}} = - \frac{\mu R_{c1эк}}{r_{i1} + R_{c1эк}} = \frac{-\mu_1(r_{i2} + Z_{эp})}{r_{i2} + r_{i1}(1 + \mu_2) + Z_{эp}} \ll K_{uр}.$$

Среди резонансных усилителей напряжения можно выделить полосовые усилители напряжения, которые характеризуются прямоугольной формой амплитудно-частотной характеристики и используются обычно в качестве усилителей промежуточной частоты радиоприемников.

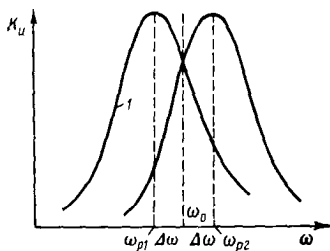


Рис. 13 10

Прямоугольность амплитудно-частотной характеристики обеспечивается двумя способами; 1) включением в выходную цепь усилителя системы двух связанных контуров, каждый из которых настроен на заданную частоту; при этом коэффициент связи между контурами выбирают близким к крити-

ческому; 2) использованием двух каскадов, имеющих в выходной цепи каждый по одному несвязанному контуру. Контуров каскадов симметрично расстроены относительно центральной частоты ω_0 . Резонансные кривые контуров соответствуют кривым 1 и 2 на рис. 13.10.

Полосовой усилитель с расстроенными контурами при одинаковой полосе пропускания обладает большим коэффициентом усиления, чем усилитель со связанными контурами. Однако усилитель с расстроенными контурами труднее настраивать на заданную полосу частот, так как для этого необходима настройка контуров на строго определенные частоты, симметричные относительно центральной частоты.

§ 13.3. Резонансные усилители мощности высокой частоты (генераторы с независимым возбуждением)

При построении резонансных усилителей мощности (генераторов с независимым возбуждением) необходимо обеспечить высокие значения КПД и выходной мощности, передаваемой в нагрузку. Для этого используется весь диапазон рабочих напряжений и токов усилительного элемента, работающего в схеме резо-

нансного усилителя мощности как правило, с отсечкой тока в режиме класса В или С.

Резонансный контур, включенный в выходную цепь усилителя, настроен на частоту полезного сигнала. Возникающие при отсечке тока высшие гармоники отфильтровываются контуром, и в нагрузку поступает только полезный сигнал с минимальными нелинейными искажениями. Степень фильтрации высших гармоник зависит от добротности контура.

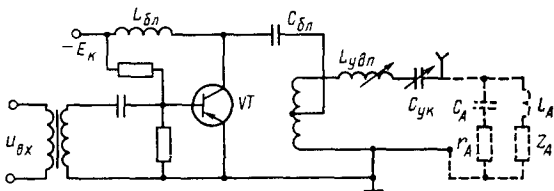


Рис. 13 11

Для получения максимальной мощности нагрузка усилителя должна быть согласована с контуром, т. е. иметь оптимальное сопротивление $R_{н\text{ опт}}$. Так как при использовании усилителя мощности в качестве выходной схемы радиопередатчика сопротивление антенны R_A значительно меньше сопротивления $R_{н\text{ опт}}$, то необходимость согласования антенны и усилителя является очевидной. Способы согласования могут быть различными и зависят от мощности передатчика.

В передатчиках малой мощности (до 1 кВт), которые обычно выполняются на биполярных транзисторах, антенна включается непосредственно в контур усилителя, т. е. является как бы его составной частью (рис. 13.11). Такая схема связи усилителя с антенной называется простой. Контур, составной частью которого является антенна, называется антенным. Для его настройки на более длинную волну, чем его собственная, используют так называемую удлинительную катушку индуктивности $L_{удл}$ (рис. 13.11). При включении $L_{удл}$ последовательно с антенной увеличивается общая индуктивность и соответственно длина волны настроенного антенного контура. Для настройки контура на более короткую длину волны, чем его собственная, последовательно с антенной включают укорачивающую емкость $C_{ук}$, уменьшающую общую емкость контура. Если собственная частота антенного контура лежит в пределах рабочего диапазона волн, то в антенную цепь включают индуктивность $L_{уд}$ и емкость $C_{ук}$.

В мощных радиопередатчиках (свыше 1 кВт) для согласования антенны с усилителем применяют сложную схему связи (рис. 13.12), состоящую из двух связанных между собой контуров, один из которых (промежуточный) включен в выходную цепь усилительного элемента, а другой (антенный) подключен к антенне.

Оба контура настраиваются на полный резонанс. Связь между контурами чаще всего делается трансформаторной. Изменяя сопротивление связи $\chi_{св}$, можно согласовать антенну с усилителем, обеспечив таким образом максимальную отдачу мощности в антенну.

Усилители мощности в радиопередатчиках свыше 10 кВт обычно выполняются на специальных генераторных лампах, рабочие напряжения которых лежат в пределах от сотен вольт до нескольких киловольт.

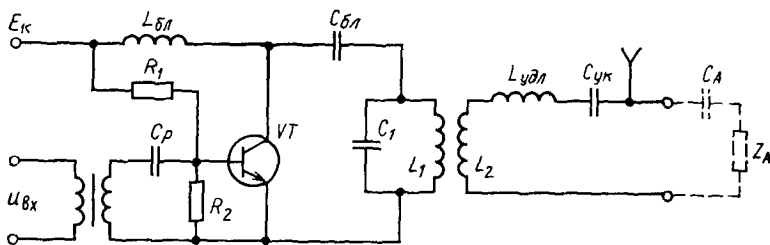


Рис. 13 12

Биполярные транзисторы в резонансных усилителях мощности работают при относительно низких рабочих напряжениях, не превышающих сотен вольт, но при больших токах, измеряемых амперами. С ростом тока уменьшаются входное и выходное сопротивления транзистора. Поэтому в транзисторных схемах усилителей мощности часто используются согласующие П-образные контуры, применение которых позволяет также улучшить фильтрацию высших гармоник.

С увеличением частоты падает коэффициент усиления транзистора, что приводит к снижению выходной мощности и КПД усилителя. Поэтому рабочая частота усилителя не должна превышать граничной частоты выбранного типа транзистора.

Зависимость параметров и характеристик биполярного транзистора от температуры окружающей среды вызывает изменение режима работы схемы.

Использование полевых транзисторов в резонансных усилителях мощности дает возможность исключить согласующие П-образные контуры, а также улучшить температурную стабильность параметров схем.

§ 13.4. Модуляция высокочастотного сигнала

Высокочастотный сигнал может быть промодулирован по амплитуде, частоте или фазе.

Амплитудная модуляция. При амплитудной модуляции (АМ) осуществляется управление амплитудой высокочастотного

сигнала без изменения его частоты и фазы в соответствии с законом передаваемого сообщения.

Амплитудная модуляция наиболее часто применяется при передаче сигналов звуковой частоты (речи, музыки и т. д.).

Для изменения амплитуды высокочастотного сигнала несущей частоты в радиопередатчиках модулирующий сигнал подают на один из электродов транзистора усилителя мощности. Например, можно одновременно подавать высокочастотный и модулирующий сигнал на затвор (базу) транзистора.

На рис. 13.13 приведена схема усилителя мощности с модуляцией на затворе транзистора.

Рассмотрим случай модуляции высокочастотного сигнала несущей частоты $u_{\text{нес}} = U_{\text{нес}} \cos \omega t$ низкочастотным сигналом $u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t$ в схеме усилителя мощности (рис. 13.13). На затвор транзистора поступают напряжение несущей частоты $u_{\text{нес}}$, модулирующее напряжение u_{Ω} и постоянное напряжение смещения E_3 , т. е.

$$u_c = u_{\text{нес}} + u_{\Omega} - E_3.$$

Если за счет смещения E_3 усилитель мощности работает с отсечкой стокового тока, то в цепи транзистора возникают импульсы тока, амплитуда которых изменяется с частотой модулирующего сигнала Ω .

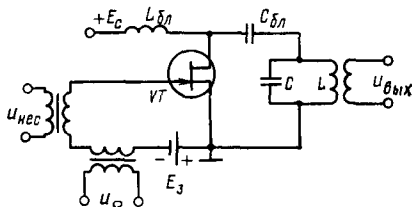


Рис. 13.13

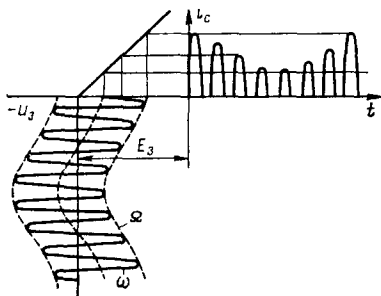


Рис. 13.14

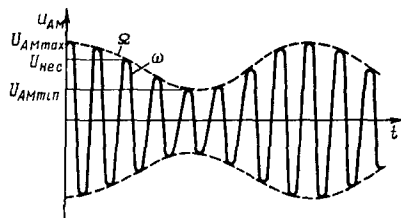


Рис. 13.15

Временные диаграммы напряжения на затворе u_c и тока стока транзистора для этого случая даны на рис. 13.14.

При разложении на гармоники импульсов тока стока изменение амплитуды каждой гармонической составляющей будет соответствовать закону изменения амплитуд импульсов. Так как контур выделяет только первую гармонику, то на выходе схемы по-

лучим амплитудно-модулированные колебания (рис. 13.15), аналитическое выражение которых для данного случая имеет вид

$$u_{AM} = U_{\text{нес}} (1 - m_A \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (13.22)$$

где

$$m_A = \frac{U_{AM \max} - U_{AM \min}}{U_{AM \max} + U_{AM \min}}$$

— коэффициент модуляции, в общем случае равный отношению разности между максимальной $U_{AM \max}$ и минимальной $U_{AM \min}$ амплитудами модулированного колебания к их сумме. При косинусоидальных высокочастотном и модулирующем сигналах коэффициент m_A определяется отношением их амплитуд, т. е.

$$m_A = U_{\Omega} / U_{\text{нес}}.$$

Зная коэффициент m_A , максимальное и минимальное значения амплитуды модулированного колебания можно найти из выражений

$$U_{AM \max} = U_{\text{нес}} (1 + m_A);$$

$$U_{AM \min} = U_{\text{нес}} (1 - m_A).$$

После несложных преобразований модулированное колебание, определяемое выражением (13.22), можно представить в виде суммы колебаний:

$$u_{AM} = U_{\text{нес}} \cos \omega t + 0,5m_A U_{\text{нес}} \cos (\omega + \Omega) + 0,5m_A U_{\text{нес}} \cos (\omega - \Omega) t. \quad (13.23)$$

В выражении (13.23) первый член описывает колебания несущей частоты; второй и третий представляют собой колебания так называемых боковых частот, отличающихся от несущей частоты на значение Ω , равное частоте модулирующего сигнала. Соответственно различают верхнюю $(\omega + \Omega)$ и нижнюю $(\omega - \Omega)$ боковые частоты. Амплитуда колебаний боковых частот вдвое меньше амплитуды колебаний несущей частоты.

На рис. 13.16 приведен спектр амплитудно-модулированного сигнала, состоящий, как уже было показано, из трех составляющих: несущей и двух боковых. На горизонтальной оси отложены частоты, а вертикальные отрезки соответствуют амплитудам колебаний.

Следует отметить, что работа усилителя мощности в режиме отсечки тока сток (коллектор) транзистора или на криволинейном участке стоко-затворной характеристики имеет принципиальное значение для получения модулированного высокочастотного колебания. При работе на прямолинейном участке характеристики модуляции напряжения на выходе не произойдет.

К достоинствам усилителей мощности с затворной или базовой модуляцией следует отнести малую мощность, которую необходимо отбирать от модулятора, так как напряжения и токи, действующие в управляющей цепи транзистора, имеют малое значение.

Недостатком таких усилителей является малый КПД, который меняется в процессе модуляции и в среднем составляет 30—40%.

Большой КПД можно получить с помощью стоковой (коллекторной) модуляции, когда модулирующий сигнал подается на сток (коллектор) транзистора усилителя мощности последовательно с напряжением питания (рис. 13.17). В результате стоковое напряжение u_c изменяется относительно своего среднего значения с частотой модулирующего сигнала. При косинусоидальной форме модулирующего напряжения будем иметь

$$u_c = E_c + U_{\Omega} \cos \Omega t. \quad (13.24)$$

Изменение стокового напряжения приводит к смещению динамической стоко-затворной характеристики. Тогда при поступлении на затвор транзистора усилителя мощности, работающего с отсечкой тока стока, сигнала несущей частоты импульсы тока стока окажутся промодулированными по амплитуде с частотой Ω .



Рис. 13.16

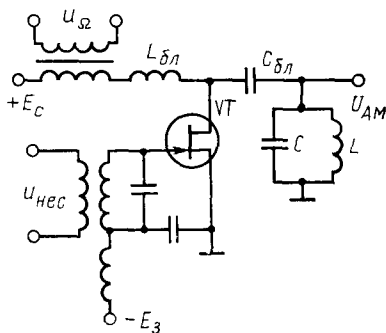


Рис. 13.17

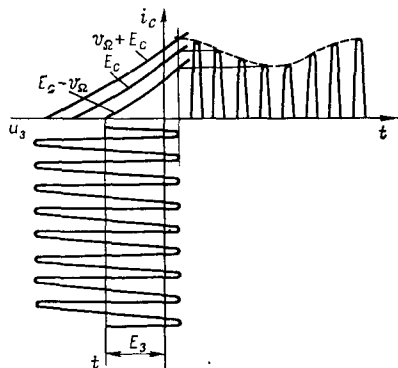


Рис. 13.18

Временные диаграммы, иллюстрирующие процесс стоковой модуляции в схеме рис. 13.17, приведены на рис. 13.18.

При стоковой модуляции коэффициент полезного действия усилителя мощности остается практически постоянным и составляет 70—80%. Недостатком стоковой модуляции является необходимость использования мощного модулятора.

Частотная и фазовая модуляции. При частотной модуляции (ЧМ) мгновенное значение частоты изменяется в соответствии с законом изменения передаваемого сообщения при постоянной амплитуде колебаний.

Пусть модулирующий сигнал изменяется по косинусоидальному закону, т. е. $u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t$. Тогда мгновенная частота частотно-модулированного сигнала определяется выражением

$$\omega(t) = \omega + \Delta\omega_{\max} \cos \Omega t,$$

где $\Delta\omega_{\max}$ — максимальное отклонение (девиация) частоты от среднего значения (несущей частоты ω), пропорциональное амплитуде ($\Delta\omega_{\max} = kU_{\Omega}$) и не зависящее от частоты модулирующего сигнала.

Так как частота представляет собой скорость изменения фазы, то мгновенная фаза ЧМ-сигнала

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt = \omega t + \frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0,$$

где φ_0 — начальная фаза колебания.

Следовательно, выражение для ЧМ-сигнала будет иметь вид

$$u_{\text{ЧМ}} = U_0 \cos \left(\omega t + \frac{\Delta\omega_{\max}}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 \right), \quad (13.25)$$

где U_0 — амплитуда колебания, не изменяющаяся в процессе частотной модуляции. Величина $m_f = \Delta\omega_{\max}/\Omega = k\Omega_{\Omega}/\Omega$ называется индексом частотной модуляции.

При фазовой модуляции (ФМ) фаза модулированного высокочастотного сигнала при постоянной амплитуде изменяется в соответствии с законом изменения модулирующего сигнала. При косинусоидальной форме модулирующего сигнала выражение для ФМ-сигнала имеет вид

$$u_{\text{ФМ}} = U_0 \cos (\omega t + \Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t + \varphi_0), \quad (13.26)$$

где $\Delta\varphi_{\max}$ — максимальное отклонение (девиация) фазы, соответствующее амплитуде косинусоидального модулирующего сигнала U_{Ω} .

Мгновенное значение фазового угла ФМ-сигнала

$$\varphi(t) = \omega t + \Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t + \varphi_0. \quad (13.27)$$

Продифференцировав выражение (13.27), найдем мгновенную частоту ФМ-сигнала:

$$\omega(t) = d\varphi/dt = \omega - \Delta\varphi_{\max} \Omega \sin \Omega t.$$

Выражения (13.25) и (13.26) показывают, что частотная и фазовая модуляции неотделимы друг от друга. Действительно, при изменении частоты колебаний будет изменяться также и его фаза

за. Между максимальными девиациями частоты и фазы выполняется соотношение

$$\Delta\omega_{\max} = \Delta\varphi_{\max}\Omega. \quad (13.28)$$

Следовательно,

$$m_f = \Delta\omega_{\max}/\Omega = \Delta\varphi_{\max}.$$

Учитывая связь между частотной и фазовой модуляциями, их общим определением является термин «угловая модуляция». Сигналы в устройствах с угловой модуляцией при высоких индексах модуляции имеют большую помехозащищенность, чем сигналы в устройствах с амплитудной модуляцией. Однако при угловой модуляции спектр модулированного колебания содержит бесконечно большое число пар боковых частот

$$u_n = U_n \cos(\omega \pm n\Omega t),$$

амплитуды которых убывают с увеличением номера n , так что при $n > m_f$ составляющими спектра можно пренебречь.

Наличие ряда боковых частот в спектре сигнала с угловой модуляцией при больших значениях m_f (рис. 13.19, а) ограничивает использование угловой модуляции в диапазонах длинных, средних и даже коротких волн. Угловую модуляцию целесообразно применять в УКВ-диапазоне, частотное содержание которого велико.

При малых значениях индекса модуляции $m_f < 1$ угловую модуляцию называют узкополосной, так как спектр ЧМ- или ФМ-сигнала содержит одну пару боковых частот (рис. 13.19, б), так же как и спектр АМ-сигнала.

Пусть выражение для ФМ-сигнала имеет вид

$$u_{\text{ФМ}} = U_0 \cos(\omega t + \Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t). \quad (13.29)$$

Используя формулу для косинуса суммы двух углов, получим

$$u_{\text{ФМ}} = U_0 [\cos \omega t \cos(\Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t) - \sin \omega t \sin(\Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t)]. \quad (13.30)$$

Так как $m_f < 1$, то приближенно можно записать:

$$\cos(\Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t) \approx 1;$$

$$\sin(\Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t) \approx \Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t.$$

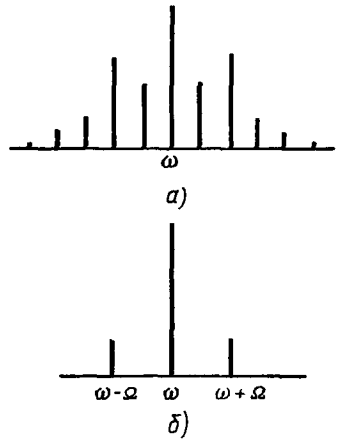


Рис. 13.19

Тогда выражение (13.30) будет иметь вид

$$\begin{aligned} u_{\text{ФМ}} &= U_0 \cos \omega t - U_0 \sin \omega t \Delta\varphi_{\text{max}} \cos \Omega t = \\ &= U_0 \cos \omega t - U_0 \Delta\varphi_{\text{max}} \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \cos \Omega t. \end{aligned}$$

Раскрывая $\cos(\omega t - \pi/2) \cos \Omega t$, получим

$$\begin{aligned} u_{\text{ФМ}} &= U_0 \cos \omega t + \frac{1}{2} \Delta\varphi_{\text{max}} U_0 \cos [(\omega - \Omega) t + \pi/2] + \\ &+ \frac{1}{2} \Delta\varphi_{\text{max}} U_0 \cos [(\omega + \Omega) t + \pi/2]. \end{aligned} \quad (13.31)$$

Из выражения (13.31) следует, что боковые составляющие спектра ФМ(ЧМ)-сигнала в отличие от боковых частот АМ-сигнала сдвинуты по фазе на $\pi/2$.

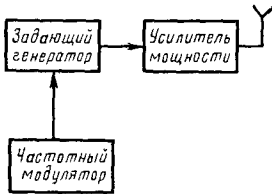


Рис. 13.20

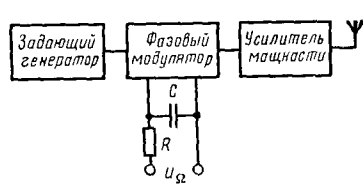


Рис. 13.21

Частотная модуляция может осуществляться двумя методами: прямым и косвенным.

При передаче информации в радиопередатчиках обычно используется прямой метод, когда частотная модуляция, как правило, осуществляется в задающем генераторе непосредственным изменением емкости или индуктивности колебательного контура так, чтобы частота генерации изменялась в соответствии с законом изменения амплитуды модулирующего сигнала. Структурная схема, иллюстрирующая прямой метод, представлена на рис. 13.20.

При косвенном методе нагрузкой задающего генератора является фазовый модулятор. В фазовом модуляторе под воздействием модулирующего сигнала осуществляется искаженная фазовая модуляция, при которой отклонение фазы $\Delta\varphi$ зависит не только от амплитуды, но и от частоты модулирующего сигнала (рис. 13.21).

В соответствии с соотношением (13.28) возникающая одновременно с фазовой частотная модуляция получается неискаженной, если на вход фазового модулятора поступает напряжение, обратно пропорциональное модулирующей частоте. Для получения такого напряжения используется интегрирующая RC -цепь с большой постоянной времени $\tau = RC$, обеспечивающей даже на самой низ-

кой модулирующей частоте Ω_n выполнение неравенства $1/\Omega_n \ll \tau$.

Тогда при подаче напряжения U_Ω амплитуда тока в цепи во всем диапазоне модулирующих частот $\Omega \geq \Omega_n$ равна

$$I = \frac{U_\Omega}{\sqrt{R^2 + (1/\Omega C)^2}} \approx \frac{U_\Omega}{R}.$$

Напряжение, поступающее на вход фазового модулятора,

$$U_{\text{вх ФМ}} = \frac{I}{\Omega C} = \frac{U_\Omega}{RC} \frac{1}{\Omega}.$$

Косвенный метод значительно усложняет схему и конструкцию радиопередатчика, поэтому применяется обычно в стационарной радиоаппаратуре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гальперин М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Основы промышленной электроники (под редакцией В. Г. Герасимова). — М.: Высшая школа, 1986.
3. Расчет электронных схем. / Г. И. Изъюрова, Г. В. Королев, В. А. Терехов и др. — М.: Высшая школа, 1987.
4. У. Титце, К. Шенк. Полупроводниковая схемотехника. — М.: Мир, 1983.
5. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / С. В. Якубовский, Л. И. Ниссельсон, В. И. Кулешова и др. Под ред. С. В. Якубовского. — М.: Радио и связь, 1989.
6. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры. Справочник / И. В. Новаченко, В. М. Петухов, И. П. Блудов, А. В. Юровский. — М.: Радио и связь, 1989.
7. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: Справочник / А. А. Зайцев, А. И. Миркин, В. Мокряков и др. Под ред. А. В. Голomedова. — М.: Радио и связь, 1989.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие ко второму изданию	3
Введение	4

Раздел I

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ И РЕЛЕЙНЫЕ СХЕМЫ

Глава 1. Основные показатели усилителей	7
§ 1.1. Общие определения	7
§ 1.2. Коэффициент усиления. Линейные и нелинейные искажения	8
§ 1.3. Эквивалентная схема усилителя. Входное и выходное сопротивление	12
§ 1.4. Показатели многокаскадных усилителей	15
§ 1.5. Шумы в усилителях	19
Глава 2. Обратная связь в усилителях	22
§ 2.1. Виды обратных связей	22
§ 2.2. Влияние обратной связи на коэффициент усиления и искажения сигнала	24
§ 2.3. Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление усилителя	31
§ 2.4. Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление усилителя	33
Глава 3. Принципы построения усилительных каскадов на транзисторах	37
§ 3.1. Включение транзистора в схему усилительного каскада. Графический анализ работы каскада	37
§ 3.2. Режимы работы транзистора в схеме усилительного каскада. Однотактные и двухтактные схемы усилительных каскадов	40
Глава 4. Практические схемы усилительных каскадов на транзисторах	50
§ 4.1. Каскад с общим эмиттером	50
§ 4.2. Схемы с общим эмиттером с термокомпенсацией рабочей точки покоя	59
§ 4.3. Частотные искажения в схеме с общим эмиттером. Область низких частот	60
§ 4.4. Широкополосные каскады с общим эмиттером	65
§ 4.5. Каскад с общей базой (повторитель тока)	70
§ 4.6. Каскад с общим коллектором (повторитель напряжения)	71
§ 4.7. Каскад с общим истоком	75
§ 4.8. Каскад с общим стоком (истоковый повторитель)	79
§ 4.9. Выходные каскады (усилители мощности)	81

Глава 5. Практические схемы многокаскадных усилителей	93
§ 5.1. Усилители с резистивно-емкостной связью	93
§ 5.2. Усилители с непосредственной связью (усилители постоянного тока)	95
§ 5.3. Дифференциальные усилители	101
§ 5.4. Усилители постоянного тока с преобразованием сигнала	110
§ 5.5. Регулировка усиления сигнала в усилителях низкой частоты	115
Глава 6. Операционные усилители	118
§ 6.1. Общие сведения	118
§ 6.2. Структурная схема и основные параметры	119
§ 6.3. Линейные схемы на операционных усилителях	123
§ 6.4. Устойчивость и частотная коррекция операционных усилителей	133
§ 6.5. Работа операционного усилителя на низкоомную нагрузку	136
Глава 7. Релейные схемы	138
§ 7.1. Электромагнитные контактные реле. Общие сведения и основные параметры	138
§ 7.2. Электронные реле	140
§ 7.3. Электронные реле времени	145
§ 7.4. Фотоэлектронные реле	150
§ 7.5. Электронные реле на тиристорах	153

Раздел II

ВЫПРЯМИТЕЛИ И СТАБИЛИЗАТОРЫ

Глава 8. Выпрямители	157
§ 8.1. Определение и параметры выпрямителя	157
§ 8.2. Схемы выпрямителей	159
§ 8.3. Сглаживающие фильтры	165
§ 8.4. Фазочувствительные выпрямители и усилители	171
§ 8.5. Управляемые выпрямители и инверторы	175
Глава 9. Стабилизаторы напряжения и тока	182
§ 9.1. Параметрические стабилизаторы	182
§ 9.2. Компенсационные стабилизаторы	186

Раздел III

ПРИНЦИП РАДИОСВЯЗИ. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Глава 10. Общие сведения о радиопередающих и радиоприемных устройствах радиосвязи	198
§ 10.1. Основные параметры радиопередающих и радиоприемных устройств	198
§ 10.2. Радиоприемник супергетеродинного типа	200
Глава 11. Колебательные контуры	202
§ 11.1. Свободные колебания в контуре	202
§ 11.2. Вынужденные колебания в последовательном контуре	207
§ 11.3. Вынужденные колебания в параллельном контуре	210
§ 11.4. Вынужденные колебания в связанных контурах	214
Глава 12. Генераторы синусоидальных колебаний	222
§ 12.1. Принципы построения генераторов	222
§ 12.2. Генератор с фазовращающей RC-цепью	225

§ 123. Генератор с мостом Вина в цепи обратной связи	22
§ 124. Генераторы с колебательными контурами	22
§ 125. Стабилизация частоты LC-генераторов. Кварцевые генераторы	23
Глава 13. Избирательные усилители	23
§ 131 Узкополосные RC-усилители	23
§ 132 Резонансные усилители напряжения высокой частоты	23
§ 133. Резонансные усилители мощности высокой частоты (генераторы с независимым возбуждением)	24
§ 134. Модуляция высокочастотного сигнала	24
Литература	25.

Учебное издание

Королев Геннадий Васильевич

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

АВТОМАТИКИ

Заведующий редакцией *В. И. Трефилов*
 Редактор *В. В. Пащенкова*
 Младшие редакторы *Пацева С. А., Скирдова И С*
 Художественный редактор *Т. М. Скворцова*
 Технический редактор *Г. А. Виноградова*
 Корректор *Г. А. Четкина*

ИБ № 9095.

Изд. № ЭР—540. Сдано в набор 29 08 90 Подп в печать 15 01 91. Формат 60×88^{1/16}. Бум офс. № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная Объем 15,68 усл печ л. 15,68 усл кр.-отт. 15,56 уч.-изд л. Тираж 30 000 экз. Зак. № 617. Цена 1 р. 80 к.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Московская типография № 8 Государственного комитета СССР по печати, 101898, Москва, Хохловский пер., 7.