

Ф.И. Вайсбурд
Г.А. Панаев
Б.Н. Савельев

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И УСИЛИТЕЛИ

Учебник
для
техникумов



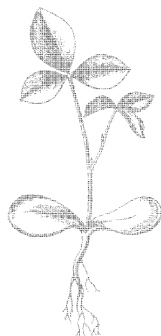
Ф.И. Вайсбурд
Г.А. Панаев
Б.Н. Савельев

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И УСИЛИТЕЛИ

*Допущено Министерством связи СССР
в качестве учебника для учащихся
электротехникумов связи
специальностей 0574, 0701, 0706, 0708,
0709, 0733, 0734, 0735, 0736*



Москва
«Радио и связь»
1987



Scan AAW

ББК 32.849
В 14
УДК 621.396.(075)

Вайсбурд Ф. И. и др.

В 14 Электронные приборы и усилители/Учебник для техникумов. Ф. И. Вайсбурд, Г. А. Панаев, Б. Н. Савельев.— М.: Радио и связь, 1987. — 472 с.: ил.

Рассмотрены физические основы работы, устройство, основные характеристики и параметры электронных приборов, а также принципы действия и основы работы усилительных устройств на новой элементной базе. Анализируются схемы электронных усилителей. Соответствует программе курса «Электронные приборы и усилители».

Для учащихся техникумов связи.

В $\frac{2402020000-144}{046(01)-87}$ **84—87**

ББК 32.849

Рецензенты: Н. Н. Дукина, В. Г. Северов

Редакция литературы по радиотехнике

Учебник

*Файвель Иосифович Вайсбурд, Георгий Александрович Панаев,
Борис Николаевич Савельев*

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И УСИЛИТЕЛИ

Заведующий редакцией *В. Л. Стерлигов*

Редактор *Л. И. Венгренюк*

Переплет художника *Ю. В. Архангельского*

Художественный редактор *Т. В. Бусарова*

Технический редактор *Г. З. Кузнецова*

Корректор *Н. В. Козлова*

ИБ № 1197

Сдано в набор 31.12.86

Подписано в печать 01.04.87

Т-10414

Формат 60×90/16

Бумага кн.-журн. № 2

Гарнитура литературная

Печать высокая Усл. печ. л. 29,5 Усл. кр.-отт. 29,5 Уч.-изд. л. 31,67 Тираж 35 000 экз.

Изд. № 21186

Зак. № 3

Цена 1 р. 40 к.

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

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат». 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1987

ПРЕДИСЛОВИЕ

Вы приступаете к изучению предмета, непосредственно связанного с Вашей будущей специальностью,— техника по эксплуатации оборудования связи и вещания, в состав которого входит аппаратура, содержащая электронные приборы и усилители, построенные на их основе. Для того чтобы грамотно эксплуатировать эту аппаратуру, уметь отыскивать и устранять неисправности, совершенствовать ее, техник связи должен хорошо знать устройство и особенности работы электронных приборов и усилителей.

Учебник отличается от других книг по данному предмету тем, что не только сообщает определенную информацию, но еще и учит.

Для того чтобы понять содержание каждого параграфа учебника, прежде всего необходимо научиться выделять его основную идею, поскольку умение выделить главную мысль — один из важнейших показателей настоящего понимания текста. В каждом параграфе, знакомясь с новыми понятиями, постарайтесь их осмыслить, запомнить, и Вы овладеете новым языком — языком электроники, который поможет войти в мир электроники, — основу прогресса современной техники.

Обратите особое внимание на изучение электронных схем. Умение грамотно читать схемы необходимое условие для того, чтобы стать квалифицированным специалистом.

В первой части учебника описаны различные электронные приборы. Хотя они и разные по принципу действия, устройству, назначению, тем не менее у всех у них есть общее: во всех электронных приборах производится управление потоком заряженных частиц с целью преобразования одного вида электрического тока в другой, одного вида энергии в другой, т. е. преобразование переменного тока в постоянный, постоянного тока в переменный, электрической энергии в световую, световой энергии в электрическую.

У всех электронных приборов, которые Вы будете изучать, одна и та же логическая структура изложения в учебнике: способы создания потока заряженных частиц, методы управления этим потоком, характеристики управления, т. е. графически выраженные зависимости между управляемым потоком заряженных частиц и управляющим воздействием на этот поток, параметры управления, т. е. наиболее существенные свойства, которые приобретает электронный прибор в результате управления. Запомните эту структуру, и это поможет самостоятельно изучать каждый новый прибор, сравнивать приборы между собой.

Вторая часть учебника посвящена электронным усилителям, принципам и схемам усиления электрических сигналов с помощью электронных приборов. В этой части постарайтесь также усвоить

логическую структуру изучения работы электронных усилителей: сущность процесса усиления, основные качественные и количественные показатели усилителей, реализация этих показателей в различных типах усилителей, пути улучшения качественных и количественных показателей в различных схемах усилителей.

Особое внимание обратите на последние главы: интегральные микросхемы и усилители на интегральных микросхемах. В настоящее время это наиболее перспективные устройства.

С целью самопроверки в учебнике помещены контрольные вопросы. Постарайтесь ответить на эти вопросы, чтобы убедиться в том, что Вы, действительно усвоили содержание данного параграфа или главы.

Введение, предисловие, главы 4, 5, 6, 7, 9, 11, 15, 16, 19, 20 написаны Ф. И. Вайсбурдом, главы 1, 2, 3 — Г. А. Панаевым, главы 8, 10, 12, 13, 14, 17, 18 — Б. Н. Савельевым.

ВВЕДЕНИЕ

Электронные приборы — устройства, принцип действия которых основан на использовании явлений, связанных с управлением потоками заряженных частиц. В зависимости от среды, в которой происходит управление, электронные приборы делят на электровакуумные, газоразрядные, полупроводниковые. В настоящее время трудно назвать такую отрасль народного хозяйства, в которой в той или иной степени не применялась бы электроника.

Космические и авиационные летательные аппараты, атомная техника, все виды транспорта, медицина, биология, астрономия, физика, машиностроение используют электронику во все нарастающих масштабах.

Колоссальную роль в развитии технического прогресса оказало создание ЭВМ, в которых наиболее полно используются все новейшие достижения электроники. Устройства связи и вещания, телевизионные передатчики и приемники, аппаратура передачи и приема радиовещания, телеграфная аппаратура, электронные и квазиэлектронные АТС, аппаратура междугородней телефонной связи — все они созданы на основе применения электронных приборов.

Рассмотрим кратко историю создания и развития электронных приборов. Следует иметь в виду, что история создания электронных приборов — это не случайный процесс, а закономерность, связанная с необходимостью в них бурно развивающихся промышленности, средств связи, транспорта. Новые электронные приборы возникали тогда, когда существовавшие приборы уже не могли удовлетворять растущим к ним требованиям и становились в каком-то смысле тормозом на пути технического прогресса.

Основой для создания первых электронных приборов явились изобретение в 1872 г. известным русским электротехником А. Н. Лодыгиным электрической лампы накаливания и открытие американским исследователем Т. А. Эдисоном в 1883 г. явления испускания электронов накалившимся проводником.

В 1904 г. английским ученым Д. А. Флемингом была создана первая электронная лампа — диод. Эта лампа, как Вы в этом убедитесь, имела ограниченные возможности, например не могла усиливать электрические сигналы, и поэтому постепенно совершенствовалась. Вскоре новые электронные лампы-триоды, дали возможность усиливать и генерировать электрические сигналы. Первые электронные лампы в России начали создаваться в 1914—1915 гг. Н. Д. Папалекси и М. А. Бонч-Бруевичем.

После Великой Октябрьской социалистической революции Нижегородская радиолaborатория, созданная по инициативе В. И. Ле-

нина, добилась больших успехов в деле создания новых и совершенствования существующих электронных приборов.

Параллельно с электронными лампами шло создание и других видов электронных приборов. В 1897 г. была создана первая электронно-лучевая трубка с холодным катодом. В 1907 г. профессор Петербургского технологического института Б. Л. Розинг предложил применить электронно-лучевую трубку для приема телевизионного изображения.

Большое значение для создания фотоэлектронных приборов имело открытие основных законов фотоэлектрического эффекта в 1888 г. А. Г. Столетовым — крупным русским физиком. В 20-е и 30-е годы эти приборы совершенствовались и на их основе создавались все более сложные устройства.

В 40-е годы, когда появились первые ЭВМ, а также сложные устройства связи, содержащие тысячи ламп, особенно заметно стали проявляться основные недостатки аппаратуры — большие габаритные размеры, масса, значительное потребление энергии, малый срок службы. Потребовались новые электронные приборы, которые могли бы выполнять те же функции, что и лампы, но лишённые этих недостатков.

В 1948 г. У. Браттейн, Дж. Бардин и У. Шокли создали транзисторы, обладающие большими преимуществами по сравнению с электронными лампами по габаритным размерам, массе, потреблению энергии, сроку службы. Началось бурное развитие полупроводниковой техники: 1952 г. — появляется полевой транзистор; 1959 г. — создан тиристор, переключающий полупроводниковый прибор, который в основном заменил многие виды газоразрядных приборов; 1960 г. — полевой транзистор усовершенствован, открыты МДП-транзисторы.

Не прошло и 10—15 лет после создания первых транзисторов, как появилась электронная аппаратура, которая содержала порой десятки, а то и сотни тысяч транзисторов и других полупроводниковых приборов. Снова возникла проблема уменьшения габаритных размеров, массы, потребления энергии, надёжности соединения элементов схемы между собой.

В начале 60-х годов появляются интегральные микросхемы, в которых за счёт новых конструктивных, схемотехнических, а главным образом технологических методов удалось резко уменьшить габаритные размеры, массу, потребление энергии и значительно повысить надёжность.

В настоящее время ведутся интенсивные работы по созданию больших интегральных микросхем, содержащих до десятков и сотен тысяч транзисторов в одной микросхеме.

Приборы, в которых сочетаются электрические и оптические явления, построенные на принципе преобразования электрической энергии в световую и обратно, появились в 70-е годы и получили название оптоэлектронных приборов. Без всякого сомнения, последующие годы должны ознаменоваться новыми открытиями в области элементной базы электроники.

Одним из наиболее важных применений электронных приборов является усиление электрических сигналов, т. е. увеличение их мощности, амплитуды тока или напряжения до заданной величины.

Эту задачу А. С. Попов поставил еще в 1903 г. перед одним из первых отечественных специалистов — В. И. Коваленковым. Однако на базе существующих тогда диодов эта задача не могла быть решена. Только после появления электронных ламп, содержащих, в отличие от диода, еще третий электрод — управляющую сетку, В. И. Коваленков сумел создать требуемый усилитель, который применил впервые в мире для увеличения дальности телефонной связи.

Основатель уже упоминавшейся Нижегородской радиолaborатории М. А. Бонч-Бруевич заложил основы теории работы электронных усилителей, впервые предложив идею замены электронной лампы эквивалентным генератором переменного тока или напряжения, что служит основой анализа усилительных схем и по сей день.

Начиная с 20-х годов в нашей стране усиленно проводится радиофикация, создается сеть проводного вещания, что требует создания мощных усилителей, и, следовательно, разработки их теории и методики расчета.

В 30-е годы в связи с развитием телевидения и радиолокации были разработаны широкополосные усилители.

В конце 30-х годов начали разрабатывать многоканальные системы телефонной связи, которые потребовали разработки специальных мер для уменьшения искажений, приводящих к взаимным помехам для отдельных телефонных разговоров. Для борьбы с искажениями были разработаны схемы отрицательной обратной связи.

В настоящее время усилительные устройства развиваются во многих направлениях — расширяется диапазон усиливаемых частот, увеличивается выходная мощность, улучшаются качественные показатели.

Громадные перспективы в развитии усилительных устройств открывает применение интегральных микросхем.

XXVII съезд КПСС наметил широкую программу по ускорению научно-технического прогресса, ведущим звеном которого является применение электронно-вычислительной техники, автоматизированных электронных систем управления. Большое внимание в ней уделено развитию и совершенствованию техники связи и телевидения.

Глава 1. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

1.1. СОБСТВЕННЫЙ ПОЛУПРОВОДНИК

ОБЩИЕ ПОНЯТИЯ

К полупроводникам относят твердые вещества, занимающие по удельному электрическому сопротивлению промежуточное положение между проводниками (металлами) и диэлектриками. Собственным принято называть полупроводник, не имеющий примесей. В качестве исходного материала для изготовления полупроводниковых приборов в основном используют кремний Si и германий Ge. Характерной особенностью полупроводников является ярко выраженная температурная зависимость их удельного электрического сопротивления. Причем с повышением температуры оно уменьшается (до 5...6% на градус), в то время как у металлов удельное электрическое сопротивление с повышением температуры незначительно увеличивается (на десятые доли процента на градус). Удельное сопротивление полупроводника также резко уменьшается при введении в него незначительного количества примеси. Физическую сущность указанных свойств полупроводников и механизм их электропроводности можно понять, рассмотрев строение атомов и кристаллической решетки полупроводников.

СТРОЕНИЕ АТОМОВ И КРИСТАЛЛИЧЕСКОЙ РЕШЕТКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Как известно, атом любого вещества состоит из ядра, вокруг которого вращаются электроны. Число электронов равно порядковому номеру элемента в периодической системе элементов Менделеева. Каждый электрон имеет отрицательный электрический заряд $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл. Ядро атома содержит положительно заряженные протоны. Заряд протона равен заряду электрона. Число протонов в ядре равно числу электронов. Поэтому общий положительный заряд ядра равен суммарному отрицательному заряду электронов и в целом атом электрически нейтрален, т. е. не имеет ни положительного, ни отрицательного избыточного электрического заряда.

Чем дальше от ядра атома удалена орбита электрона, тем большей энергией обладает электрон, так как для перевода элект-

рона с орбиты, расположенной ближе к ядру, на более удаленную орбиту необходимо затратить энергию по частичному преодолению сил притяжения электрона к ядру. Согласно квантовой теории электрон обладает как свойствами частицы, так и свойствами волны. Длина волны электрона

$$\lambda = \frac{h}{mv},$$

где $h=6,62 \cdot 10^{-34}$ Дж·с — постоянная Планка, m — масса электрона, v — скорость электрона. Электрон может вращаться только по тем орбитам, на которых укладывается целое число длин волн, т.е. имеющих длины $n(h/mv)$, где $n=1, 2, 3, \dots$ — целое число, называемое главным квантовым числом. Из этого следует, что орбиты электронов могут находиться только на определенных расстояниях от ядра и поэтому электроны могут обладать только определенными значениями энергии или, как принято говорить, находиться на определенных энергетических уровнях.

Согласно принципу Паули в атоме не может быть двух электронов, находящихся в одинаковом состоянии. Все электроны атома в своем движении отличаются чем-либо друг от друга. Энергетический уровень, выражаемый главным квантовым числом и характеризующий удаленность орбиты от ядра, является одним из четырех отличительных признаков, характеризующих электрон в атоме. Различие может проявляться и в форме орбиты: окружность или эллипс с тем или иным соотношением осей, направлением вращения эллиптической орбиты, и, наконец, направлением вращения электрона вокруг собственной оси (спином). В соответствии с этим на каждой электронной оболочке максимально может размещаться только определенное число электронов

$$N = 2n^2,$$

где n — главное квантовое число, соответствующее данной электронной оболочке (энергетическому уровню). Так, на ближайшей к ядру электронной оболочке ($n=1$) могут разместиться только два электрона, вращающиеся по круговым орбитам и имеющие противоположные спины. На второй электронной оболочке максимально могут разместиться 8 электронов, на третьей — 18 и т. д. Согласно изложенному электроны в атомах кремния и германия распределяются по электронным оболочкам следующим образом (рис. 1.1).

Электроны, находящиеся на внешней оболочке, называют валентными. Они образуют межуатомные парноэлектронные или ковалентные связи в полупроводнике. Сущность ковалентной связи проще всего можно показать на примере образования молекулы водорода из двух атомов. Каждый атом состоит из ядра, содержащего один протон, вокруг которого по круговой орбите вращается один электрон. При сближении двух атомов водорода взаимодействие между зарядами возрастает и изменяется характер движения электронов возле ядер: они начинают вращаться по

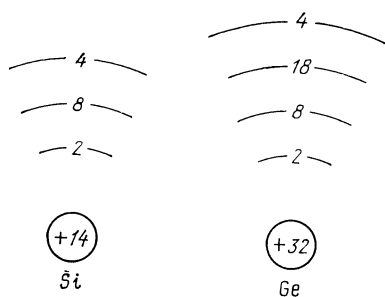


Рис. 1.1. Схема размещения электронов на электронных оболочках атомов кремния и германия

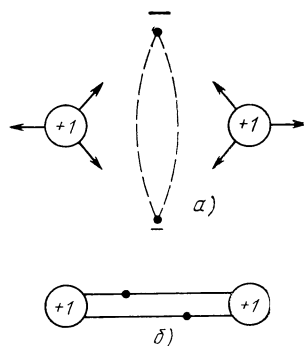


Рис. 1.2. Ковалентная связь в молекуле водорода (а) и ее плоскостное изображение (б)

общей орбите, расположенной между ядрами атомов (рис. 1.2,а). При этом атомы оказываются связанными в одно целое, так как взаимное отталкивание положительных ядер уравнивается притяжением со стороны отрицательно заряженных электронов, движущихся по круговой орбите. Ковалентную связь на плоскости изображают в виде двух параллельных линий, соединяющих атомы. Для большей наглядности на этих линиях обычно в виде точек изображают электроны, образующие ковалентную связь (рис. 1.2,б). Каждый из четырех валентных электронов данного атома кремния (германия) совместно с электроном одного из четырех соседних атомов образует ковалентную связь. При этом атомы располагаются в вершинах куба через одну вершину и в центре куба еще один атом, образуя кристаллическую решетку алмазного типа (рис. 1.3). На плоскости кристаллическую решетку кремния (германия) изображают так, как показано на рис. 1.4. Здесь кружками с цифрой +4 обозначены атомы без валентных

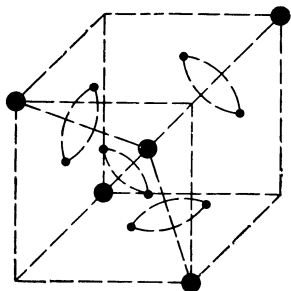


Рис. 1.3. Ковалентные связи в кристаллической решетке кремния (германия)

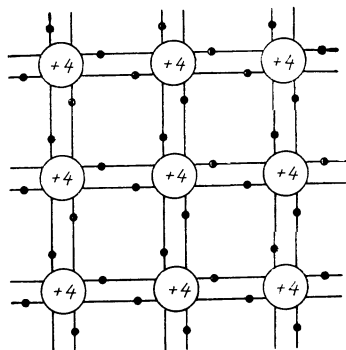


Рис. 1.4. Плоскостное изображение кристаллической решетки полупроводника

электронов, называемые атомным остатком, с результирующим зарядом $+4q$ ($+14-10=+4$ для кремния и $+32-28=+4$ для германия).

СОБСТВЕННАЯ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКА

Валентные электроны слабее, чем другие, связаны с ядром, и поэтому при сообщении им соответствующей дополнительной энергии (например, тепловой) они могут отрываться от атома и становиться *свободными электронами*, совершающими хаотическое тепловое движение в межуатомном пространстве полупроводника. Для того чтобы валентный электрон кремния оторвался от атома и стал свободным, ему необходимо сообщить энергию $\Delta W \geq 1,12$ эВ. Один электронвольт (эВ) — это энергия, необходимая для перемещения электрона в электрическом поле между точками с разностью потенциалов в один вольт. Наличие 18-электронной оболочки у атома германия ослабляет связь валентных электронов с ядром, и поэтому для их отрыва от атома требуется меньшая энергия $-\Delta W \geq 0,72$ эВ.

При температуре абсолютного нуля (0 К) все электроны полупроводника находятся на орбитах. Свободных электронов нет. Поскольку при этом в полупроводнике нет носителей заряда, его электропроводность равна нулю. Полупроводник ведет себя как диэлектрик. Если тепловая энергия, сообщаемая электронам полупроводника при комнатной температуре (300 К), распределялась бы между ними равномерно, то на долю каждого электрона приходилась бы энергия 0,025 эВ, т. е. значительно меньше необходимой для отрыва электрона от атома, и в полупроводнике не было бы носителей заряда. Однако в действительности тепловая энергия, сообщаемая полупроводнику, распределяется между электронами очень неравномерно и поэтому при комнатной температуре небольшая часть валентных электронов полупроводника получает энергию, достаточную для отрыва от атома. Когда какой-либо валентный электрон кремния, получив дополнительную энергию $\Delta W \geq 1,12$ эВ, уходит с орбиты и становится свободным электроном, одна ковалентная связь оказывается неполной (с одним электроном на орбите). Отсутствие одного электрона в ковалентной связи принято называть *дыркой*. Процесс образования свободного электрона и дырки называется *ионизацией* (так как атом, потерявший электрон, превращается в положительный ион с зарядом $+q$) или *генерацией носителей заряда*. Дырка может быть заполнена другим электроном — валентным, перешедшим из соседней ковалентной связи, или свободным. В первом случае исчезает одна дырка, но рядом возникает другая. Таким образом, дырки, как и свободные электроны, совершают хаотическое тепловое движение в полупроводнике. Во втором случае исчезают два носителя заряда: свободный электрон с зарядом $-q$ и дырка с зарядом $+q$. Процесс заполнения дырки свободным электроном

называется *рекомбинацией*. Поскольку свободный электрон и дырка появляются одновременно (при ионизации) и исчезают одновременно (при рекомбинации), в собственном полупроводнике число свободных электронов всегда равно числу дырок. Таким образом, для собственного полупроводника, или *I*-полупроводника (от английского *Intrinsic* — собственный), справедливо равенство

$$N_I = P_I,$$

где N_I — концентрация свободных электронов, т. е. их число в одном кубическом сантиметре, в собственном полупроводнике (*N* — *Negative* — отрицательный), P_I — концентрация дырок в собственном полупроводнике (*P* — *Positive* — положительный).

Процессы ионизации и рекомбинации протекают в полупроводнике непрерывно. Причем в стационарных условиях (когда полупроводник не подвергается случайным воздействием каких-либо видов энергии) среднее число случаев ионизации в единицу времени равно среднему числу случаев рекомбинации за это же время. Таким образом, в полупроводнике поддерживается определенная концентрация носителей заряда, называемая равновесной. Равновесная концентрация носителей заряда зависит от энергии ионизации полупроводника и от температуры, с повышением которой она возрастает. При одной и той же температуре равновесная концентрация у кремния меньше, чем у германия, так как энергия ионизации у кремния выше, чем у германия.

Итак, при комнатной температуре в полупроводнике имеется небольшое число носителей заряда: отрицательно заряженных свободных электронов и положительно заряженных дырок. Благодаря этому полупроводник обладает способностью проводить электрический ток. Если к полупроводнику приложить напряжение таким образом, как показано на рис. 1.5, то под действием электрического поля свободные электроны, совершающие хаотическое тепловое движение в межуатомном пространстве, начнут смещаться (дрейфовать) в сторону положительного электрода. В нижней части рисунка показано направление дрейфа одного из сво-

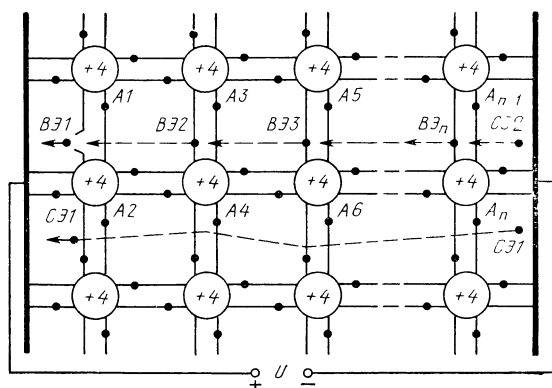


Рис. 1.5. Схема, поясняющая образование электронного и дырочного составляющих тока в полупроводнике

бодных электронов — СЭ1. В результате этого в цепи будет протекать электрический ток. Это — обычный электронный ток, такой же, как и в металлических проводниках. Но, в отличие от проводников, в полупроводнике будет протекать еще ток, возникающий в результате перехода валентных электронов с орбиты ковалентной связи одной пары атомов на орбиту с дыркой ковалентной связи соседней пары атомов, расположенной в направлении положительного электрода. Рассмотрим подробнее механизм образования этого тока. В верхней части рис. 1.5 стрелками показаны пути перемещения нескольких валентных электронов (ВЭ). Сначала ВЭ1 уходит с ковалентной связи атомов А1 и А2 в металлический электрод, соединенный с положительным полюсом источника (так как там источником создан недостаток электронов и поэтому — более высокий потенциал, чем в полупроводнике). В образовавшуюся в этой ковалентной связи дырку с орбиты ковалентной связи атомов А3 и А4 перейдет ВЭ2. При этом исчезает дырка в ковалентной связи атомов А1 и А2, но появляется в ковалентной связи атомов А3 и А4. В нее переходит валентный электрон с ковалентной связи атомов А5 и А6. Теперь пропадает дырка в ковалентной связи атомов А3 и А4 и возникает в ковалентной связи атомов А5 и А6 и т. д. Таким образом, дырка переходит от левого края полупроводника к правому. Дойдя до крайней пары атомов ($n-1$ и n), она рекомбинирует со свободным электроном, поступившим в полупроводник из металлического электрода, соединенного с отрицательным полюсом источника (так как в этом электроде источником создан избыток свободных электронов и поэтому — более низкий потенциал, чем в полупроводнике). Скорость перемещения валентных электронов примерно в 2—3 раза меньше скорости перемещения (дрейфа) свободных электронов. Кроме того, валентные электроны обладают меньшей энергией, чем свободные. Для того чтобы различать эти два тока в полупроводнике, ток, образованный перемещением валентных электронов, принято называть *дырочным током*, так как положительно заряженные дырки перемещаются с той же скоростью в противоположном направлении.

Таким образом, в полупроводнике под действием электрического поля, созданного источником, протекает, так называемый *дрейфовый ток*, содержащий электронную и дырочную составляющие:

$$I_{\text{др}} = I_{N\text{др}} + I_{P\text{др}}.$$

Плотность дрейфового тока в полупроводнике определяется концентрацией носителей заряда, их подвижностью и напряженностью электрического поля:

$$j_{\text{др}} = j_{N\text{др}} + j_{P\text{др}} = q N_{\text{I}} \mu_{\text{N}} E + q P_{\text{I}} \mu_{\text{P}} E.$$

Подвижность носителей заряда — это их средняя направленная скорость в электрическом поле с напряженностью 1 В/см. Значения подвижности электронов μ_{N} и дырок μ_{P} при комнатной температуре для кремния и германия приведены в таблице. Большая

Таблица 1.1

Полупровод- ник	Подвижность, см/В·с	
	μ_N	μ_P
Кремний	1300	500
Германий	3800	1800

подвижность носителей заряда у германия объясняется тем, что его атомы имеют 18-электронную оболочку. Эта оболочка ослабляет притяжение дрейфующих электронов к ядрам атомов, тормозящее их направленное движение в кристаллической решетке.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ (ЗОННЫЕ) ДИАГРАММЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Как уже отмечалось, каждой электронной оболочке в отдельно взятом атоме соответствует определенный энергетический уровень. Если по вертикали откладывать энергию, то энергетические уровни электронных оболочек атома кремния можно представить в виде трех горизонтальных линий (рис. 1.6,а). При этом верхняя линия соответствует энергии валентного электрона. При взаимодействии атомов в кристаллической решетке энергетические уровни электронов смещаются («расщепляются»), образуя *энергетические зоны* (рис. 1.6,б). Внутренние электронные оболочки атомов слабо взаимодействуют с другими атомами кристаллической решетки, так как они как бы заэкранированы внешней оболочкой. Поэтому внутренние энергетические зоны уже внешней. Изображенные на рис. 1.6 диаграммы являются одномерными, т. е. по горизонтали на них ничего не откладывают, а вместо точек рисуют линии произвольной длины лишь для наглядности. Поскольку электроны с энергетическими уровнями, лежащими во внутренних

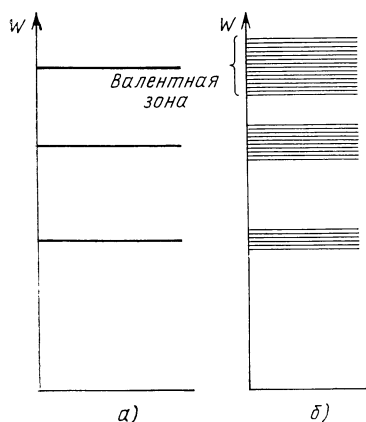


Рис. 1.6. Энергетические уровни электронных оболочек отдельно взятого атома кремния (а) и энергетические уровни электронов атомов кремния в кристаллической решетке (б)

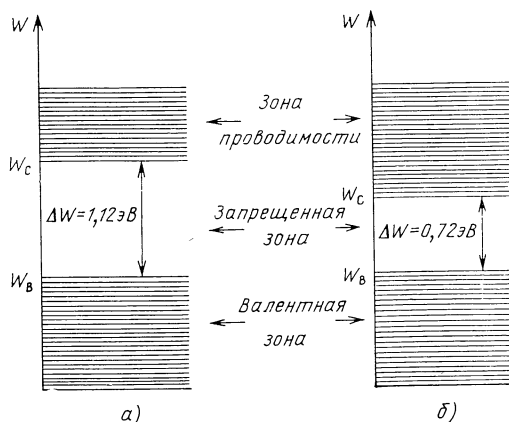


Рис. 1.7. Энергетические (зонные) диаграммы:
а — кремния, б — германия

зонах, не могут принимать участие в процессе электропроводности, их на энергетических диаграммах обычно не изображают и отсчет энергии ведут от низшего уровня валентной зоны. На рис. 1.7 изображены энергетические (зонные) диаграммы кремния и германия. Выше валентной зоны расположена *зона проводимости*, представляющая собой совокупность энергетических уровней свободных электронов. Эту зону иногда называют *свободной*. Между валентной зоной и зоной проводимости находится так называемая *запрещенная зона* с шириной, равной минимальной энергии, которую необходимо сообщить валентному электрону для того, чтобы он мог оторваться от атома и стать свободным (для перехода электрона с высшего уровня валентной зоны W_v на низший уровень зоны проводимости W_c), т. е. 1,12 эВ для кремния и 0,72 эВ для германия. Запрещенной эта зона называется потому, что электрон не может длительно находиться в ней (т. е. длительно иметь энергетические уровни, соответствующие этой зоне). Если валентный электрон получил дополнительную энергию, меньшую необходимой для его отрыва от атома, например для кремния меньшую 1,12 эВ, то электрон лишь переходит на более удаленную от ядра орбиту. Такое состояние атома принято называть *возбужденным*. Электрон вскоре возвращается на свою обычную орбиту, отдавая при этом в окружающее пространство полученную ранее энергию в виде электромагнитной волны — фотона.

В зонной теории часто употребляют выражения: «электрон переходит из валентной зоны в зону проводимости», «электрон перемещается в зоне проводимости» и т. п. Следует заметить, что при этом имеют в виду энергетические уровни электронов, а сами электроны разумеется, перемещаются не в зонах, а в кристалле полупроводника.

УРОВЕНЬ ФЕРМИ

Вероятность нахождения электрона на том или ином энергетическом уровне при температуре T определяется функцией распределения Ферми — Дирака:

$$F_N(W) = 1/\{\exp [(W - W_F)/kT] + 1\},$$

где $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура, в кельвинах, W_F — энергетический уровень, называемый уровнем Ферми. При $T = 0$ вероятность занятия электронами уровней $W > W_F$ равна нулю:

$$F_N(W) = 1/(e^\infty + 1) = 1/\infty = 0,$$

а уровней $W < W_F$ единице:

$$F_N(W) = 1/(e^{-\infty} + 1) = 1.$$

Но при $T = 0$ свободных электронов в полупроводнике нет (ни один уровень в зоне проводимости не занят электроном), все электроны находятся на орбитах (в валентной зоне). Следовательно,

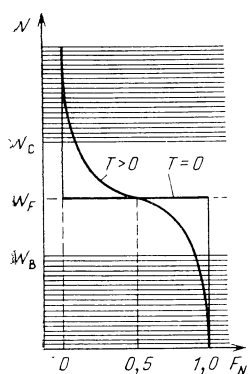


Рис. 18 Функция распределения Ферми — Дирака

от абсолютного нуля ($T > 0$), уровень Ферми — это такой энергетический уровень $W = W_F$, формальная вероятность занятия которого электроном равна 0,5 (так как $e^0 = 1$). Формальная потому, что уровень Ферми находится в запрещенной зоне и фактически не может быть занят электроном. Таким образом, конкретный смысл имеют только те участки кривой распределения $F_N(W)$, которые расположены в зоне проводимости и в валентной зоне. Кривая распределения Ферми — Дирака всегда симметрична относительно уровня Ферми. Из этого, в частности, следует, что в собственном полупроводнике уровень Ферми расположен посередине запрещенной зоны. При повышении температуры от нуля появляется определенная вероятность занятия электронами энергетических уровней в зоне проводимости. Но при этом на такую же величину снижается вероятность нахождения электронов в валентной зоне. Нетрудно видеть, что при симметричном размещении кривой распределения $F_N(W)$ относительно уровня Ферми это возможно только в случае, если уровень Ферми будет находиться посередине запрещенной зоны.

Выводы. 1. В полупроводнике, в отличие от металлического проводника, ток образуется не только за счет направленного движения (дрейфа) отрицательно заряженных свободных электронов, но и за счет дрейфа положительно заряженных дырок. 2. Электропроводность собственного (беспримесного) полупроводника очень мала, так как при комнатной температуре в нем мало носителей заряда — свободных электронов и дырок. Из-за этого собственный полупроводник имеет ограниченное применение в полупроводниковой технике.

энергетические уровни зоны проводимости соответствуют условию $W > W_F$, а энергетические уровни валентной зоны — условию $W < W_F$. Это говорит о том, что уровень Ферми W_F расположен ниже «дна» зоны проводимости W_C и выше «потолка» валентной зоны W_B , т. е. в запрещенной зоне. На рис. 1.8 приведены кривые функции Ферми — Дирака. При $T = 0$ функция $F_N(W)$ имеет ступенчатый характер. Вероятность занятия электронами уровней в зоне проводимости равна нулю, а в валентной зоне — единице. При $T > 0$ появляется небольшая вероятность занятия электронами уровней в зоне проводимости, а вероятность занятия уровней в валентной зоне соответственно уменьшается. Из формулы Ферми — Дирака видно, что при температуре, отличной

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Объясните сущность ковалентной связи.
2. Что в теории полупроводников принято называть дыркой?
3. Объясните сущность процессов ионизации и рекомбинации.
4. Объясните механизм образования электронной и дырочной составляющих тока в собственном полупроводнике.
5. Что означает понятие «запрещенная зона» в зонной теории?

1.2. ПРИМЕСНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКИ

Резко повысить электропроводность полупроводника можно путем введения в него незначительного количества примеси. Так, например, добавление в германий $10^{-5}\%$ мышьяка понижает его удельное сопротивление в 200 раз. Причем, добавляя ту или другую примесь, можно получить полупроводник с преобладанием электронной или дырочной проводимости. Для того чтобы получить полупроводник с преобладанием электронной проводимости или *N-полупроводник*, к чистому полупроводнику добавляют пятивалентные элементы: фосфор или мышьяк. Допустим, что в результате введения примеси в кристаллической решетке кремния вместо атома кремния оказался атом фосфора, имеющий на внешней оболочке пять валентных электронов. Тогда четыре из них образуют ковалентные связи с четырьмя соседними атомами кремния, а пятый валентный электрон фосфора оказывается «лишним». Он под действием тепловой энергии легко отрывается от атома фосфора и становится свободным электроном (рис. 1.9), а атом фосфора превращается в неподвижный положительный ион с зарядом $+q$. Таким образом, получен полупроводник, в котором свободных электронов больше, чем дырок. Однако электрическая нейтральность кристалла при этом не нарушается. Ведь в кристалл кремния были введены нейтральные атомы фосфора, а

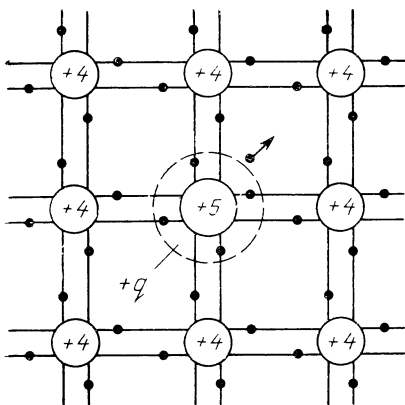


Рис 1.9 Схема кристаллической решетки полупроводника с атомом донорной примеси

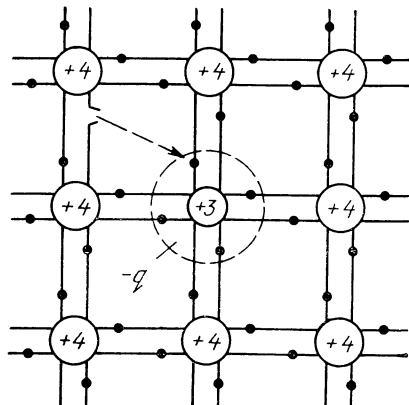


Рис. 1.10 Схема кристаллической решетки полупроводника с атомом акцепторной примеси

электроны, оторвавшиеся от атомов фосфора и ставшие свободными, остаются в пределах кристалла и своими отрицательными зарядами компенсируют положительные заряды атомов фосфора. Название «*N*-кремний» означает, что *основными носителями заряда* в таком полупроводнике являются отрицательно заряженные свободные электроны (так как их много больше, чем дырок). А положительно заряженные дырки являются *неосновными носителями заряда*. Пятивалентные примеси, вызывающие преобладание числа свободных электронов над числом дырок, называют *донорными* (отдающими электроны).

Добавляя к чистому полупроводнику трехвалентный элемент (бор, индий или алюминий), получают *P-полупроводник* с преобладанием числа дырок над числом свободных электронов, т. е. полупроводник с дырочной проводимостью. Атом примеси в этом случае имеет на внешней оболочке только три валентных электрона и поэтому, попав на место атома полупроводника, он образует ковалентные связи с тремя соседними атомами полупроводника, а для образования ковалентной связи с четвертым атомом полупроводника у него недостает одного электрона. Таким образом, одна ковалентная связь оказывается неполной (общая орбита с одним электроном), т. е. возникает дырка. Эта дырка может быть заполнена валентным электроном, перешедшим под действием тепла с орбиты соседнего атома полупроводника, т. е. за счет образования дырки в другом атоме. При этом атом примеси становится неподвижным отрицательным ионом с зарядом $-q$ (рис. 1.10). В *P*-полупроводнике дырки являются основными носителями заряда, а свободные электроны — неосновными. Примеси трехвалентных элементов, позволяющие получить полупроводник с дырочной проводимостью, называются *акцепторными* (забирающими электроны). Кристалл в целом и в данном случае остается электрически нейтральным, поскольку отрицательные заряды атомов акцепторной примеси компенсируются положительными зарядами дырок, совершающих хаотическое тепловое движение в кристалле.

Концентрация примесей в *N*- и *P*-полупроводниках, используемых для изготовления полупроводниковых приборов, в большинстве случаев не превышает $10^{15} \dots 10^{17}$ атомов в 1 см^3 . Однако в некоторых случаях применяют полупроводники с более высокой концентрацией примеси (которая может достигать 10^{21} см^{-3}). Такие полупроводники с повышенной концентрацией примеси принято обозначать: N^+ и P^+ .

Рассмотрим энергетические диаграммы примесных полупроводников, изображенные на рис. 1.11. На этих диаграммах показаны также кривые функции распределения и уровни Ферми. Энергетическая диаграмма, изображенная на рис. 1.11,а, соответствует *N*-полупроводнику. Для того чтобы пятый валентный электрон донорной примеси, оказавшийся вне ковалентной связи, смог оторваться от атома донора и стал свободным электроном, ему необходимо сообщить дополнительную энергию всего лишь около 0,01 эВ. С точки зрения зонной теории это означает, что указан-

ные электроны атомов донора располагаются на энергетическом уровне, лежащем ниже «дна» зоны проводимости на $\Delta W_d = 0,01$ эВ. Этот энергетический уровень принято называть *донорным*. Наличие электронов на донорном уровне резко увеличивает вероятность занятия электронами энергетических уровней в зоне проводимости. При комнатной температуре почти все электроны, находящиеся на донорном уровне, переходят в зону проводимости. Повышение вероятности занятия энергетических уровней в зоне проводимости отражено на диаграмме смещением вверх

кривой функции распределения и уровня Ферми (так как кривая функции распределения всегда симметрична относительно уровня Ферми). При этом, как видно из диаграммы, повышается также вероятность занятия электронами энергетических уровней в валентной зоне. Объясняется это тем, что значительное увеличение числа свободных электронов в полупроводнике приводит к усиленной рекомбинации. Это означает, что растет число электронов, перешедших из зоны проводимости в валентную зону.

Перейдем к энергетической диаграмме *P*-полупроводника (рис. 1.11, б). Для того чтобы валентный электрон атома кремния мог перейти на орбиту ковалентной связи атома акцепторной примеси с атомами кремния, ему необходимо сообщить дополнительную энергию также около 0,01 эВ. Следовательно, энергетический уровень акцептора W_a располагается на $\Delta W_a = 0,01$ эВ выше «потолка» валентной зоны. При переходе валентных электронов кремния на энергетический уровень акцептора в валентной зоне остаются дырки. При комнатной температуре таких переходов будет почти столько, сколько атомов акцепторной примеси в полупроводнике. В результате снижается вероятность занятия электронами уровней в валентной зоне. Появление большого числа дырок приводит к усиленной рекомбинации, что снижает также вероятность нахождения электронов на уровнях зоны проводимости. На зонной диаграмме это отражено соответствующим смещением вниз кривой функции распределения и уровня Ферми.

Увеличение числа носителей заряда одного знака за счет введения примеси в полупроводник приводит, как уже отмечалось, к усиленной рекомбинации, в результате которой число носителей заряда другого знака уменьшается. При этом установлено, что во сколько раз возрастает концентрация носителей заряда

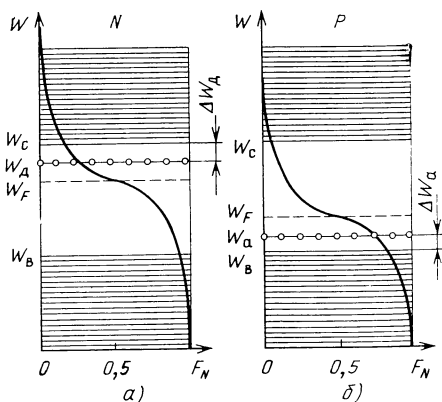


Рис. 1.11. Энергетические диаграммы и кривые функции распределения примесных полупроводников: а — *N*-типа, б — *P*-типа

одного знака, во столько же раз уменьшается концентрация носителей заряда другого знака и поэтому произведение концентраций носителей заряда противоположных знаков для данного полупроводника при заданной температуре есть величина постоянная:

$$N_N P_N = N_I P_I = N_I^2 \text{ — для } N\text{-полупроводника}$$

и $N_P P_P = N_I P_I = N_I^2 \text{ — для } P\text{-полупроводника.}$

При введении примеси в полупроводник концентрация одноименных носителей заряда в одной части полупроводника может быть больше, чем в другой. В этом случае возникает диффузия, т. е. перемещение носителей заряда в направлении понижения их концентрации. Такое перемещение зарядов в полупроводнике образует *ток диффузии*, прямо пропорциональный градиенту концентрации, представляющему собой отношение изменения концентрации носителей заряда данного знака к расстоянию, на котором происходит это изменение. Рисунок 1.12 поясняет определение градиента концентрации свободных электронов при равномерном (линейном) изменении концентрации последних в полупроводнике. В общем случае изменение концентрации носителей заряда в полупроводнике может быть нелинейным. В этом случае градиент концентрации в данной точке полупроводника более точно определяется производной

$$\text{grad } N = dN/dx.$$

Плотность тока диффузии, образованного перемещением, например, свободных электронов в полупроводнике, определяется выражением

$$j_{N \text{ диф}} = q D_N (dN/dx),$$

где $D_N = \varphi_T \mu_N$ — коэффициент диффузии электронов; $\varphi_T = kT/q$ — температурный потенциал; k — постоянная Больцмана. При комнатной температуре, т. е. при $T=300$ К, $\varphi_T \approx 0,025$ В, μ_N — подвижность свободных электронов.

Выводы. 1. Введение в полупроводник незначительного количества примеси резко повышает его электропроводность. 2. Примесь пентавалентных элементов вызывает преобладание числа электронов над числом дырок. Такой полупроводник принято называть *N-полупроводником* или полупроводником с электронной проводимостью. Свободные электроны в таком полупроводнике являются основными, а дырки — неосновными носителями заряда. 3. В полупроводнике с примесью трехвалентного элемента число дырок преобладает над числом свободных электронов, и поэтому его называют *P-полупроводником* или

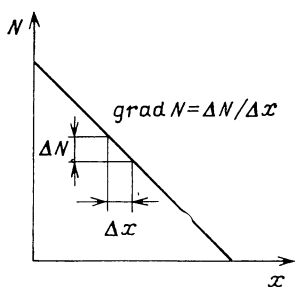


Рис 1.12. К определению градиента концентрации свободных электронов при линейном изменении их концентрации в полупроводнике

полупроводником с дырочной проводимостью. Дырки в таком полупроводнике являются основными, а свободные электроны — неосновными носителями заряда.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое N -полупроводник и как его получают?
2. Что такое P -полупроводник и как его получают?

1.3. ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ И ВАРИСТОРЫ

Терморезистор — это простейший полупроводниковый прибор, электрическое сопротивление которого в сильной мере зависит от температуры. Наибольшее применение нашли терморезисторы, сопротивление которых с повышением температуры уменьшается, т. е. имеющие отрицательный температурный коэффициент сопротивления. При прохождении электрического тока через терморезистор последний нагревается, в результате чего усиливается ионизация полупроводника и его сопротивление уменьшается. Таким образом, терморезисторы являются ярко выраженными нелинейными сопротивлениями. По способу подогрева терморезисторы делятся на терморезисторы с прямым подогревом (ТП), у которых ток подогрева протекает через рабочее тело терморезистора, и с косвенным подогревом (ТКП), у которых ток подогрева протекает через подогреватель, электрически не связанный с рабочим телом терморезистора. На рис. 1.13 приведены зависимости сопротивления рабочего тела от тока подогрева терморезистора ТКП-300 для трех значений температуры окружающей среды и условное обозначение терморезистора. Терморезисторы находят широкое

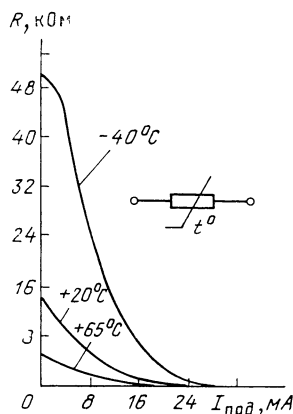


Рис. 1.13 Зависимости сопротивления рабочего тела терморезистора от тока подогрева для трех значений температуры окружающей среды

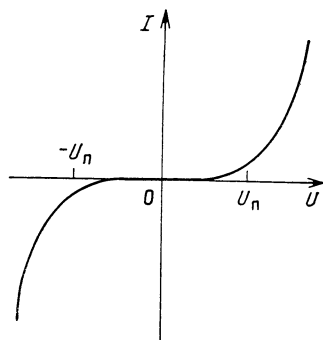


Рис. 1.14. Вольт-амперная характеристика варистора

применение в различных устройствах автоматического регулирования: в частности, их используют для автоматического регулирования усиления усилителей, установленных в необслуживаемых усилительных пунктах на кабельных магистралях связи.

Варистор — полупроводниковый резистор, сопротивление которого зависит от приложенного напряжения. Поскольку сопротивление варистора не зависит от направления протекающего тока, его вольт-амперная характеристика, показывающая зависимость тока от приложенного напряжения, симметрична относительно начала координат: одинаковым по абсолютной величине напряжениям противоположного знака соответствуют равные по абсолютной величине токи (рис. 1.14). Материалом для изготовления варисторов в основном служит размельченный карбид кремния с добавкой связывающего вещества. Основное назначение варисторов — ограничение амплитуд напряжений. Для этого варистор включают параллельно нагрузке (рис. 1.15). При амплитудах напряжения, не превышающих порогового напряжения варистора $U_{\text{п}}$ (рис. 1.14), сопротивление варистора велико ($R_{\text{в}} \gg R_{\text{н}}$) и он не оказывает влияния на работу схемы. При амплитудах напряжения, больших $U_{\text{п}}$, сопротивление варистора резко падает и он шунтирует нагрузку. Происходит перераспределение напряжения между параллельным соединением $R_{\text{в}} \parallel R_{\text{н}}$ и балластным сопротивлением $R_{\text{б}}$, при этом излишек напряжения падает на $R_{\text{б}}$.

1.4. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД

КЛАССИФИКАЦИЯ. МЕТОДЫ ИЗГОТОВЛЕНИЯ

В полупроводниковых приборах широко применяют электрические переходы. Под электрическим переходом понимают переходный слой в полупроводниковом материале между двумя областями с различными типами электропроводности или разными значениями удельной электрической проводимости. Наибольшее применение имеет электронно-дыроочный переход (сокращенно *PN*-переход), представляющий собой переходный слой между областями полупроводника с электропроводностью *P*-типа и *N*-типа.

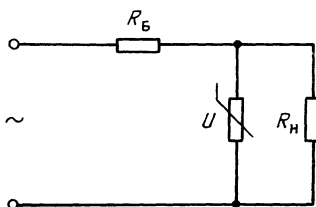


Рис. 1.15. Схема включения варистора

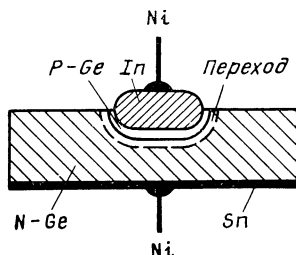


Рис. 1.16. К пояснению изготовления сплавного перехода

Если концентрация примесей в обеих областях примерно одинакова ($P_p = N_n$), то такой PN -переход называют *симметричным*. При значительном преобладании концентрации примеси в одной из областей PN -переход называют *несимметричным*. По площади PN -переходы делятся на *плоскостные*, у которых линейные размеры, определяющие площадь перехода, значительно превышают его толщину, и *точечные*, у которых эти размеры меньше толщины перехода. Наиболее широко применяются плоскостные переходы. Они являются рабочими элементами транзисторов и большинства полупроводниковых диодов. Получить PN -переход путем простого соприкосновения полупроводников P -типа и N -типа невозможно. Этому препятствуют пленки окислов, покрывающие поверхности полупроводников, а также воздушная прослойка. Электронно-дырочный переход образуется в единой пластинке полупроводника с помощью той или иной технологии. Наибольшее применение имеют два метода изготовления PN -переходов: *сплавной* и *диффузионный*. Сущность сплавного метода состоит в следующем. К пластинке, например, N -германия прикрепляют таблетку индия и нагревают в вакууме до 500°C . При этом таблетка индия расплавляется и растворяет прилегающую к ней поверхность пластинки германия. На границе между пластинкой германия и таблеткой индия образуется тонкий слой германия с примесью индия, т. е. P -германий. Между слоем P -германия и пластинкой N -германия возникает PN -переход (рис. 1.16). Таблетка индия служит омическим контактом. К ней припаивают никелевую проволочку — один из выводов. На противоположную грань пластинки N -германия наносят слой олова, к которому припаивают второй вывод. Кремниевый сплавной PN -переход получают вплавлением алюминия в пластинку N -кремния при температуре 700°C .

При диффузионном методе изготовления германиевого PN -перехода исходную пластинку N -германия нагревают в печи, наполненной парами индия, до 900°C . При этом происходит интенсивная диффузия атомов индия в пластинку N -германия. На поверхности последней образуется слой P -германия. Толщина этого слоя регулируется продолжительностью процесса диффузии. Затем путем травления удаляют слой P -германия со всех граней пластинки кроме одной, создают омические контакты, к которым припаивают выводы.

Германиевый точечный PN -переход получают следующим образом. К хорошо отполированной поверхности пластинки N -германия прижимают заостренную иглу из бериллиевой бронзы. Затем полученный контакт подвергают формовке, заключающейся в том, что через контакт пропускают мощные, но кратковременные импульсы тока. При этом происходит сильный местный разогрев контакта, в результате чего атомы бериллия, являющегося акцептором по отношению к германию, диффундируют в пластинку N -германия и образуют тонкую полусферическую P -область вблизи иглы. Кончик иглы сплавляется с полупроводником, благодаря чему обеспечивается стабильность и механическая прочность.

Промежуточное положение между плоскостными и точечными переходами по площади занимают *микросплавные* переходы, которые получают путем сплавления очень маленькой таблетки.

СВОЙСТВА *PN*-ПЕРЕХОДА

Рассмотрим процессы, происходящие в плоскостном симметричном *PN*-переходе.

***PN*-переход без внешнего напряжения.** В момент образования *PN*-перехода как *P*-область, так и *N*-область электрически нейтральны. Но в *P*-области много дырок и мало свободных электронов, а в *N*-области наоборот, много свободных электронов и мало дырок. На рис. 1.17 схематично показана структура *PN*-перехода в момент его образования. Резкое различие концентраций одноименных носителей заряда в *P*- и *N*-областях приводит к возникновению диффузии. Дырки, совершающие хаотическое тепловое движение в *P*-области, начнут переходить в *N*-область. В обратном направлении будут перемещаться свободные электроны. Таким образом, через границу раздела областей начнет протекать ток диффузии, образованный основными носителями заряда и содержащий дырочную и электронную составляющие:

$$I_{\text{диф}} = I_{P \text{ диф}} + I_{N \text{ диф}}.$$

Поскольку за направление тока принято направление перемещения положительных зарядов, ток диффузии будет протекать от *P*-области к *N*-области. В момент начала процесса диффузии ток диффузии максимален и его плотность

$$j_{\text{диф}} = j_{P \text{ диф}} + j_{N \text{ диф}} = -q D_P (dP/dx) + q D_N (dN/dx).$$

Наличие знака минус в первом слагаемом объясняется тем, что дырочная составляющая диффузии совпадает по направлению с движением дырок в сторону уменьшения их концентрации. Поэтому $dP/dx < 0$, а дырочный ток должен быть положительным. В результате диффузии нарушается электрическая нейтральность

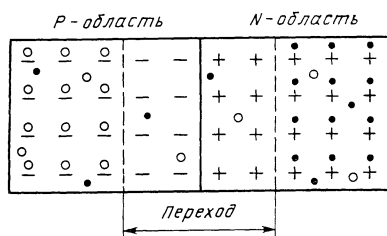


Рис. 1.17. Структурная схема *PN*-перехода в момент его образования

Рис. 1.18. К пояснению образования потенциального барьера в *PN*-переходе

P - и N -областей. В P -области вблизи границы раздела областей выступают нескомпенсированные отрицательные заряды атомов акцепторной примеси, так как часть ранее компенсировавших их положительно заряженных дырок перейдет в N -область, а другая часть рекомбинирует с пришедшими из N -области свободными электронами. В приконтактной части N -области выступают нескомпенсированные положительные заряды атомов донорной примеси, поскольку компенсировавшие их ранее отрицательно заряженные свободные электроны частично перейдут в P -область, а частично рекомбинируют с диффундировавшими в N -область дырками. Таким образом, по обе стороны от границы раздела областей выступают заряды противоположных знаков (рис. 1.18). Между ними образуется электрическое поле, препятствующее диффузионному перемещению основных носителей заряда и называемое поэтому *потенциальным барьером*. Приконтактные участки P - и N -областей с выступившими нескомпенсированными зарядами атомов акцепторной и донорной примесей являются PN -переходом. По мере перехода основных носителей заряда через границу раздела и роста в результате этого потенциального барьера ток диффузии будет уменьшаться, так как все меньшее число основных носителей заряда будет иметь энергию, достаточную для преодоления потенциального барьера.

С возникновением электрического поля на границе раздела областей появляется возможность обратного перехода носителей заряда: дырок из N -области в P -область и свободных электронов из P -области в N -область. Так, дырка, совершающая тепловое хаотическое движение в N -области вблизи перехода, может попасть в электрическое поле перехода, которое для нее в данном случае (при переходе из N -области в P -область) не является потенциальным барьером, а, наоборот, является ускоряющим. Поэтому дырка будет переброшена полем в P -область. При этом в P -области будет скомпенсирован отрицательный заряд одного из атомов акцепторной примеси, расположенного вблизи границы раздела областей. В то же время свободный электрон, совершающий хаотическое тепловое движение в P -области, попав в поле перехода будет переброшен им в N -область, где скомпенсирует один из положительных зарядов атомов донорной примеси. Переходя через границу раздела областей, неосновные носители заряда образуют дрейфовый ток, состоящий, как и ток диффузии, из дырочной и электронной составляющих:

$$I_{др} = I_{P\ dr} + I_{N\ др}.$$

Дрейфовый ток препятствует повышению потенциального барьера и уменьшению тока диффузии до нуля. В установившемся режиме в PN -переходе наступает динамическое равновесие: ток диффузии, уменьшаясь, становится равным встречному дрейфовому току и результирующий ток через переход становится равным нулю (рис. 1.19). Величина дрейфового тока определяется концентрацией неосновных носителей заряда в P и N -областях (чем боль-

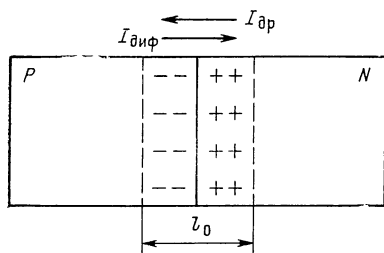


Рис 1.19. Токи в PN -переходе без внешнего напряжения в установившемся режиме

ше неосновных носителей в данной области, тем больше вероятность попадания их в поле перехода) и практически не зависит от напряженности электрического поля перехода. Поскольку концентрация неосновных носителей заряда в P - и N -областях, а значит и дрейфовый ток, в сильной мере зависит от температуры, дрейфовый ток через PN -переход принято называть *тепловым током*.

Диффузия основных носителей заряда в смежную область при образовании PN -перехода и усиленная рекомбинация их там приводят к тому, что внутри PN -перехода остается очень мало носителей заряда, т. е. PN -переход представляет собой так называемый *обедненный слой*. Однако сопротивление PN -перехода не определяется сопротивлением обедненного слоя, так как токи, протекающие через PN -переход, образуются в основном носителями заряда P - и N -областей, а не обедненного слоя.

Основными величинами, характеризующими PN -переход в равновесном состоянии, являются высота потенциального барьера, называемая также *контактной разностью потенциалов*, $\Delta\varphi_0$ и ширина перехода l_0 .

Анализ перехода в равновесном состоянии дает следующие формулы для указанных величин:

$$\nabla\varphi_0 = \varphi_T \ln \frac{\rho_I^2 (b+1)^2}{\rho_P \rho_N b}, \quad (1.1)$$

где $b = \mu_N/\mu_P$, ρ_I — удельное сопротивление собственного полупроводника, ρ_P и ρ_N — удельные сопротивления P - и N -областей;

$$l_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon \Delta\varphi_0}{q} \left(\frac{1}{N_D} + \frac{1}{N_A} \right)}, \quad (1.2)$$

где N_D и N_A — концентрации донорной и акцепторной примесей.

Подсчитаем $\Delta\varphi_0$ для германиевого перехода, приняв $\rho_P = 0,01$ Ом·см и $\rho_N = 1$ Ом·см. Для германия при комнатной температуре (300 К) $\rho_I \approx 50$ Ом·см. Взяв значения μ_N и μ_P из табл. 1.1, получим

$$\Delta\varphi_0 = 0,025 \ln \frac{50^2 (2,1+1)^2}{0,01 \cdot 1 \cdot 2,1} \approx 0,35 \text{ В.}$$

У кремниевого перехода $\Delta\varphi_0$ примерно в 2 раза выше, чем у германиевого, за счет значительно большего собственного удельного сопротивления. Физически это можно объяснить следующим образом. При комнатной температуре у кремния много меньше собственных носителей заряда — свободных электронов и дырок, чем у германия. Поэтому разность концентраций носителей заряда од-

ного знака в смежных областях у кремниевого перехода больше, чем у германиевого. Чем больше разность концентраций носителей одного знака в смежных областях, тем больше основных носителей перейдет в смежную область в результате диффузии до установления равновесного состояния в PN -переходе. Величина $\Delta\phi_0$ зависит и от концентраций примеси в P - и N -областях. Повышение концентраций (уменьшение ρ_P и ρ_N) вызывает увеличение $\Delta\phi_0$, так как при этом также возрастает разность концентраций носителей одного знака в смежных областях.

Ширина перехода согласно (1.2) зависит от контактной разности потенциалов и концентраций примеси в P - и N -областях. При больших концентрациях донорной и акцепторной примесей переход получается узким. Физически это можно объяснить тем, что при большой концентрации примеси в P - и N -областях достаточно перейти в смежную область основным носителем заряда, расположенным в узком приконтактном слое, чтобы образовался потенциальный барьер, соответствующий равновесному состоянию. Переходы с малой концентрацией примесей в P - и N -областях имеют большую ширину. Ширина PN -перехода в равновесном состоянии составляет десятки доли микрометра.

PN -переход при прямом включении. Прямым называется такое включение PN -перехода, при котором происходит понижение потенциального барьера и через переход протекает относительно большой ток. Для этого электрическое поле, создаваемое внешним источником, должно быть направлено встречно внутреннему полю перехода. Следовательно, плюс источника должен быть подключен к P -области, а минус — к N -области (рис. 1.20). Поскольку сопротивление P и N -областей мало, практически все напряжение источника оказывается приложенным к PN -переходу. Полярность напряжения внешнего источника, приложенного к PN -переходу, на рис. 1.20 условно показана знаками «+» и «—» над переходом. Понижение потенциального барьера приводит к увеличению тока диффузии, а на величину дрейфового тока не влияет.

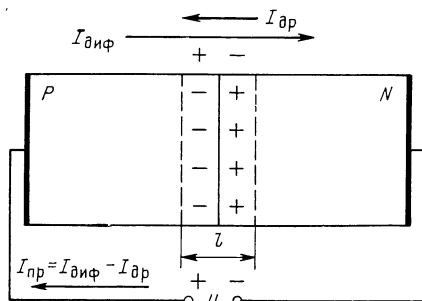


Рис. 1.20. Схема прямого включения PN -перехода

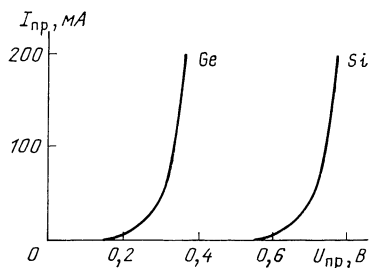


Рис. 1.21. Вольт-амперные характеристики германиевого и кремниевого PN -переходов при прямом включении

Поэтому через PN -переход и во внешней цепи будет протекать *прямой ток*, равный разности токов диффузии и дрейфового:

$$I_{\text{пр}} = I_{\text{диф}} - I_{\text{др.}}$$

При комнатной температуре даже при незначительном понижении потенциального барьера имеет место соотношение $I_{\text{диф}} \gg I_{\text{др.}}$, и поэтому можно считать $I_{\text{пр}} \approx I_{\text{диф}}$, т. е. прямой ток через PN -переход — это ток диффузии, образованный основными носителями заряда.

На рис. 1.21 изображены примерные вольт-амперные характеристики германиевого и кремниевых PN -переходов при прямом включении. Начальные криволинейные участки характеристик соответствуют наличию потенциального барьера. При дальнейшем повышении прямого напряжения, когда потенциальный барьер оказывается полностью скомпенсированным, зависимость $I_{\text{пр}}$ от $U_{\text{пр}}$ становится близкой к линейной. При этом величина прямого тока определяется объемным сопротивлением P - и N -областей. Поскольку высота потенциального барьера у германиевого PN -перехода меньше, чем у кремниевых, криволинейный участок характеристики у германиевого перехода заканчивается при меньшем напряжении, чем у кремниевых, т. е. характеристика германиевого перехода сдвинута влево относительно характеристики кремниевых переходов.

Процесс введения неосновных носителей заряда в данную область полупроводника через пониженный потенциальный барьер из области, где эти носители являются основными, называется *инжекцией*. В N -область из P -области инжектируются дырки, а в P -область из N -области — свободные электроны. В результате инжекции в полупроводнике образуется избыточная (по сравнению с равновесной) концентрация неосновных носителей заряда. Инжектированные неосновные носители заряда, диффундируя в глубь данной области, рекомбинируют с основными носителями этой области. Поэтому избыточная концентрация неосновных носителей заряда по мере увеличения расстояния от перехода уменьшается. Таким образом, инжектированные носители заряда обладают лишь определенным *временем жизни* τ . Расстояние, на котором избыточная концентрация неосновных носителей заряда уменьшается в e раз, называется *диффузионной длиной* ($e = 2,718$ — основание натуральных логарифмов). Диффузионная длина выражается через коэффициент диффузии и время жизни

$$L = \sqrt{D\tau}. \quad (1.3)$$

При наличии внешнего выражения U ширина PN -перехода

$$l = l_0 \sqrt{(\Delta\phi_0 - U)/\Delta\phi_0}, \quad (1.4)$$

где l_0 — равновесная ширина перехода, определяемая (1.2). При прямом включении $U > 0$ ширина перехода уменьшается. Физически это объясняется тем, что под действием электрического поля

источника основные носители заряда в P - и N -областях смещаются в сторону границы раздела областей.

PN -переход при обратном включении. Обратным называется такое включение PN -перехода, при котором происходит повышение потенциального барьера. Для этого плюс источника подключают к N -области, а минус — к P -области (рис. 1.22). Повышение потенциального барьера приводит к уменьшению тока диффузии, а дрейфовый ток практически остается неизменным, так как он зависит, как мы знаем, не от напряженности электрического поля, а от концентрации неосновных носителей заряда в P - и N -областях. В результате через PN -переход и во внешней цепи будет протекать небольшой разностный ток, называемый *обратным током*:

$$I_{\text{обр}} = I_{\text{др}} - I_{\text{диф}}.$$

При повышении внешнего напряжения от нулевого значения ток диффузии быстро уменьшается до нуля (при $U_{\text{обр}}$ порядка десятых долей вольта) и обратный ток становится равный дрейфовому (тепловому) току (рис. 1.23): $I_{\text{обр}} = I_T$. Таким образом, обратный ток через PN -переход — это ток, образованный неосновными носителями заряда, которых при комнатной температуре мало. Поэтому значение обратного тока небольшое. При комнатной температуре тепловой ток у германиевых плоскостных PN -переходов, рассчитанных на прямой ток порядка сотен миллиампер, имеет порядок десятков микроампер. Тепловой ток у кремниевых PN -переходов при прочих равных условиях на шесть — семь порядков (т. е. в единицы — десятки миллионов раз) меньше, чем у германиевых. Последнее является существенным преимуществом кремниевых PN -переходов. На рис. 1.23 показан начальный участок вольт-амперной характеристики германиевого PN -перехода при обратном включении. Изобразить в этом же масштабе начальный участок характеристики обратного тока кремниевого PN -перехода невозможно из-за очень малого значения этого тока (характеристика сливается с осью напряжений).

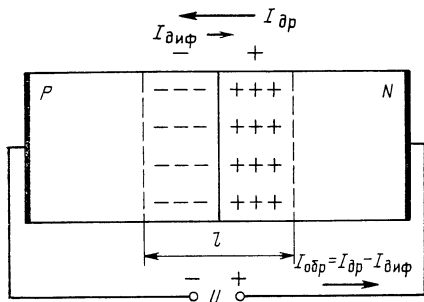


Рис 1.22 Схема обратного включения PN -перехода

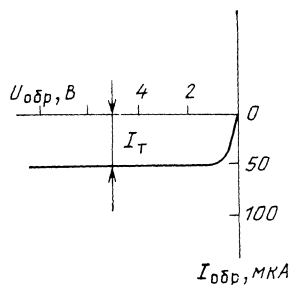


Рис 1.23 Вольт-амперная характеристика германиевого PN -перехода при обратном включении

Из сравнения приведенных характеристик прямого и обратного токов видно, что прямой ток через германиевый PN -переход примерно на три порядка больше обратного (у кремниевого PN -перехода эта разница еще больше). Это говорит о том, что электронно-дырочный переход практически обладает односторонней проводимостью, благодаря чему он широко применяется для выпрямления переменных токов.

Поскольку при обратном включении PN -перехода неосновные носители заряда данной области могут только уходить из нее через PN -переход в смежную область, а в обратном направлении их переход невозможен из-за повышенного источником потенциального барьера, в данной области понижается концентрация неосновных носителей заряда и становится ниже равновесной. Процесс отвода неосновных носителей заряда в смежную область через PN -переход, когда на него подано обратное напряжение, называется *экстракцией*.

При обратном включении PN -перехода $U < 0$ и согласно (1.4) ширина перехода увеличивается. Это объясняется тем, что электрическое поле, создаваемое источником, перемещает основные носители заряда в P - и N -областях из участков, прилегающих к границе раздела, в глубь областей.

Несимметричный PN -переход. Мы рассмотрели процессы, происходящие в симметричном PN -переходе при его образовании и прямом и обратном включении. Однако в полупроводниковых приборах чаще используется несимметричный PN -переход, в котором P - и N -области имеют резко различную концентрацию примеси. В частности, концентрация примеси в N -области может быть в сотни раз меньше, чем в P -области. Рассмотрим процесс образования несимметричного PN -перехода. Как мы знаем, при образовании PN -перехода в результате диффузии в каждой области выступают нескомпенсированные заряды атомов примеси. Причем в данной области часть из них выступает в результате ухода в смежную область основных носителей заряда, а другая часть — за счет прихода из смежной области неосновных носителей, которые рекомбинируют с основными носителями данной области и нейтрализуют заряды последних. В симметричном PN -переходе эти части — величины одного порядка. В несимметричном PN -переходе соотношение между этими частями выступивших зарядов иное. Если концентрация донорной примеси в N -области будет на 2—3 порядка меньше концентрации акцепторной примеси в P -области, то градиент концентрации и соответственно ток диффузии свободных электронов в сторону P -области будут много меньше градиента концентрации и тока диффузии дырок в сторону N -области. Поэтому в P -области число выступивших зарядов акцептора за счет прихода свободных электронов из N -области будет много меньше числа выступивших зарядов акцептора за счет диффузии дырок в N -область. В N -области число выступивших зарядов донора за счет диффузии свободных электронов в P -область будет много меньше числа выступивших зарядов донора за счет

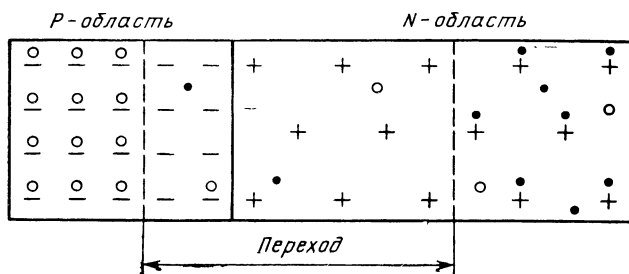


Рис. 1.24. Несимметричный PN -переход

прихода из P -области дырок. Однако при любом соотношении указанных частей общее количество выступивших отрицательных зарядов акцепторной примеси в P -области будет равно общему количеству положительных зарядов донорной примеси, выступивших в N -области. Так как концентрация донорной примеси в N -области много меньше концентрации акцепторной примеси в P -области, нескомпенсированные положительные заряды донорной примеси займут больший объем, чем то же количество отрицательных зарядов акцепторной примеси, выступивших в P -области (рис. 1.24). Таким образом, несимметричный PN -переход оказывается в основном расположенным в области с большим удельным сопротивлением.

В несимметричном PN -переходе при понижении потенциального барьера внешним источником происходит практически односторонняя инжекция из области с большой концентрацией примеси в область с малой концентрацией примеси. Поэтому область полупроводника с большой концентрацией примеси и основных носителей заряда, из которой инжектируются носители заряда, называется *эмиттером* (от слова эмиссия — излучение, испускание), а область с малой концентрацией примеси, в которую инжектируются носители заряда — *базой*. Область с малой концентрацией примеси называется базой потому, что обычно она является частью исходной пластинки полупроводника, на которой создают область с высокой концентрацией примеси. В рассматриваемом примере (рис. 1.24) P -область является эмиттером, а N -область — базой.

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА PN -ПЕРЕХОДА

Зависимость как прямого, так и обратного тока через PN -переход от приложенного напряжения, т. е. вольт-амперная характеристика PN -перехода, выражается следующей формулой:

$$I = I_T [\exp (U/\varphi_T) - 1],$$

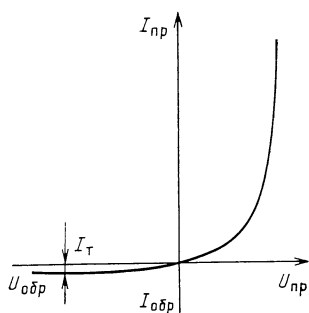


Рис 1.25. Теоретическая вольт-амперная характеристика PN -перехода

где I_T — тепловой ток (определяется для заданной температуры в основном исходным материалом и площадью PN -перехода), U — приложенное (с учетом знака) напряжение. График указанной зависимости представлен на рис. 1.25. Равенство $I_{обр} = I_T$ соответствует идеализированному PN -переходу, толщина которого предполагается настолько малой, что можно пренебречь составляющей обратного тока, возникающей за счет образования носителей заряда в самом переходе. Кроме того, не учитывается еще одна, третья составляющая обратного тока, имеющая место в реальном PN -переходе, — ток

утечки по поверхности кристалла. Об этих составляющих обратного тока PN -перехода более подробно будет сказано в следующей главе.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ДИАГРАММА PN -ПЕРЕХОДА

Рассмотренные ранее энергетические диаграммы кремния и германия были одномерными. Теперь же мы будем пользоваться энергетическими диаграммами, на которых по горизонтальной оси откладывается длина полупроводника. Вначале изобразим энергетическую диаграмму полупроводника, к которому не приложено напряжение (рис. 1.26, а). В этом случае энергия электронов не зависит от расстояния, откладываемого по оси x : в любой точке оси x в пределах пластинки полупроводника значения энергетических уровней, в том числе W_c и W_b , остаются неизменными.

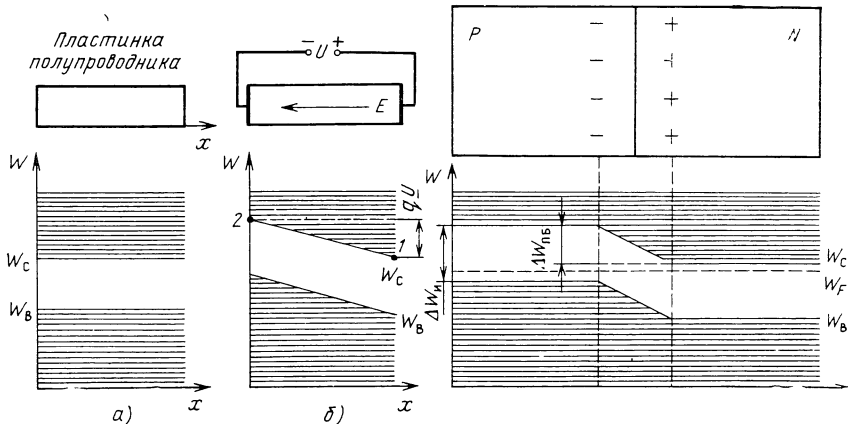


Рис. 1.26 Зонные диаграммы полупроводника
а — без приложенного напряжения, б — с приложенным напряжением

Рис. 1.27. Зонная диаграмма PN -перехода без внешнего напряжения

Теперь изобразим энергетическую диаграмму для случая, когда к полупроводнику приложено напряжение (рис. 1.26,б). В данном случае энергия свободных электронов, находящихся, например, на «дне» зоны проводимости, но у противоположных концов пластинки, будет неодинаковой. Энергия свободного электрона в точке 2 будет на qU больше, чем энергия свободного электрона в точке 1, так как для перемещения электрона от правого конца пластинки к левому необходимо совершить работу, равную qU . Таким образом, энергетическая диаграмма полупроводника при наличии приложенного к нему напряжения получает наклон, пропорциональный величине этого напряжения.

Перейдем к рассмотрению энергетической диаграммы PN -перехода, изображенной на рис. 1.27. Из-за наличия потенциального барьера в PN -переходе энергетическая диаграмма P -области поднялась относительно энергетической диаграммы N -области. Свободный электрон, находящийся на «дне» зоны проводимости N -области, для перехода в P -область должен получить дополнительную энергию $\Delta W_{п.б} = qU_{п.б}$, т. е. преодолеть потенциальный барьер. Валентный электрон P -области для перехода в N -область прежде всего должен стать свободным, т. е., получив энергию ионизации $\Delta W_{и}$, перейти в зону проводимости P -области. В этом случае появляется возможность его перехода в N -область как неосновного носителя заряда.

Искривление энергетической диаграммы PN -перехода можно объяснить также с помощью уровня Ферми. Согласно теории твердого тела в отсутствие внешнего электрического поля уровень Ферми должен быть единым для всего объема полупроводника. При совмещении энергетических диаграмм, изображенных на рис. 1.11, так, чтобы уровень Ферми W_F являлся общей горизонтальной линией, энергетическая диаграмма P -области поднимается относительно энергетической диаграммы N -области.

ЯВЛЕНИЕ ПРОБОЯ PN -ПЕРЕХОДА

Если постепенно повышать обратное напряжение, приложенное к PN -переходу, то можно заметить, что при определенной величине этого напряжения обратный ток через переход резко возрастает, а напряжение на переходе почти не повышается, что свидетельствует о резком увеличении дифференциальной проводимости PN -перехода.

Явление резкого увеличения дифференциальной проводимости PN -перехода при достижении обратным напряжением (током) критического для данного перехода значения называется *пробоем* PN -перехода.

Различают *электрический* и *тепловой* пробой PN -перехода. Электрический пробой — явление обратимое, т. е. при снятии обратного напряжения свойства PN -перехода полностью восстанавливаются. Тепловой пробой — необратимый процесс, в результате

которого разрушается кристаллическая решетка полупроводника и PN -переход выходит из строя.

Электрический пробой делится на *лавинный*, вызванный лавинным размножением носителей заряда внутри перехода под действием сильного электрического поля, и *туннельный*, вызванный туннельным эффектом.

Сущность лавинного пробоя состоит в следующем. Чем больше напряженность электрического поля в переходе, тем больше скорость электронов, перебрасываемых полем из P -области в N -область. При определенном значении обратного напряжения эти электроны приобретают энергию, достаточную для ударной ионизации атомов полупроводника, находящихся внутри перехода. Выбитые из атомов электроны, в свою очередь, ионизируют другие атомы, с которыми они сталкиваются при своем движении под действием электрического поля. Этот процесс подобно цепной реакции развивается лавинообразно. Поэтому обратный ток через переход резко возрастает. Дальнейшие попытки увеличить напряжение на переходе приводят лишь к дальнейшему увеличению обратного тока через переход, а напряжение на нем почти не возрастает. Поскольку ток в цепи возрастает, увеличивается падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника. Таким образом, ЭДС источника в этом режиме перераспределяется между PN -переходом и внутренним сопротивлением источника. Незначительная часть ЭДС падает также на P и N -области.

Перейдем к рассмотрению туннельного пробоя. Для объяснения сущности туннельного эффекта воспользуемся энергетической диаграммой PN -перехода, которую будем изображать упрощенно, показывая лишь энергетические уровни, соответствующие «потолку» валентной зоны и «дну» зоны проводимости в P - и N -областях. Под действием обратного напряжения потенциальный барьер повышается и относительный сдвиг энергетических диаграмм P - и N -областей возрастает. При некоторой величине обратного напряжения «потолок» валентной зоны P -области станет выше «дна» зоны проводимости N -области, т. е. будет иметь место взаимное перекрытие верхней части валентной зоны P -области и нижней части зоны проводимости N -области (рис. 1.28,а). При этом часть валентных электронов P -области оказывается на энергетических уровнях, равных уровням, занимаемым свободными электронами зоны проводимости N -области. Поэтому при наличии незанятых энергетических уровней в последней отдельные электроны P -области могут перейти в N -область, оставаясь на том же энергетическом уровне, т. е. без преодоления запрещенной зоны. В то же время свободный электрон N -области при наличии свободного энергетического уровня в P -области может перейти в последнюю, не преодолевая потенциального барьера (как бы сквозь него, через «туннель»). Электроны, у которых имеется возможность перехода в смежную область, изображены на рис. 1.28,а со стрелками. На этой диаграмме учтено также то, что электронами в большей мере занимаются более низкие энергетические уровни (расстоя-

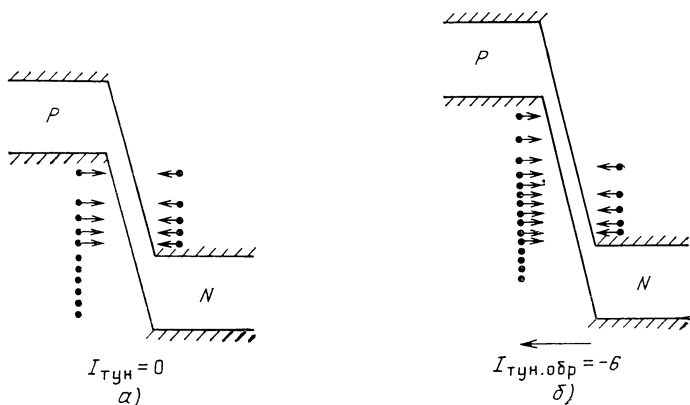


Рис. 1.28. Зонные диаграммы PN -перехода

a — при обратном включении (равновесное состояние) и b — при обратном напряжении, соответствующем туннельному пробую

ние между соседними уровнями с понижением уровня уменьшается). Энергетическая диаграмма, приведенная на рис. 1.28, a , соответствует обратному напряжению, при котором имеет место равновесное состояние: число валентных электронов P -области с энергетическими уровнями, лежащими выше «дна» зоны проводимости N -области, равно числу свободных электронов, занимающих такие же уровни в зоне проводимости N -области. Поэтому вероятность перехода электронов в том и другом направлениях одинакова и туннельный ток через переход равен нулю. Количество энергетических уровней в зоне проводимости N -области, которое могут занимать свободные электроны этой области, ограничено, тогда как количество энергетических уровней, занятых электронами в валентной зоне P -области, очень велико. Поэтому при дальнейшем повышении обратного напряжения из P -области в N -область будет переходить больше электронов, чем в обратном направлении (рис. 1.28, b). В результате через PN -переход протекает обратный туннельный ток, величина которого будет резко возрастать с дальнейшим повышением обратного напряжения. На энергетической диаграмме, изображенной на рис. 1.28, b , этот ток равен шести условным единицам.

Тепловой пробой PN -перехода наступает при нарушении теплового баланса, когда в единицу времени в переходе выделяется тепла за счет прохождения обратного тока больше, чем он способен рассеять в окружающее пространство. В этом случае температура перехода повышается, что приводит к дополнительной ионизации атомов полупроводника, находящихся в PN -переходе, а следовательно, — к еще большему увеличению обратного тока и повышению температуры перехода. Если этот процесс не будет ограничен, то наступает разрушение кристаллической решетки полупроводника и PN -переход приходит в негодность. Обычно тепловому

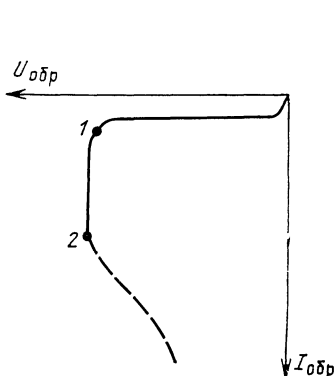


Рис. 1.29. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики PN -перехода при пробое

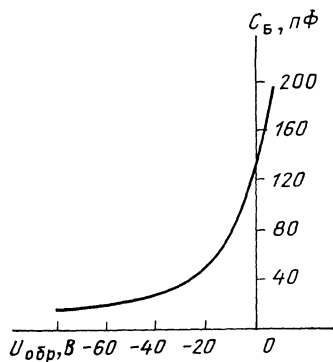


Рис. 1.30. Зависимость барьерной емкости от обратного напряжения

пробую PN -перехода предшествует электрический пробой. На рис. 1.29 изображена обратная ветвь вольт-амперной характеристики PN -перехода. Ее участок между точками 1 и 2 соответствует электрическому пробую, а участок после точки 2 — тепловому.

ЕМКОСТЬ PN -ПЕРЕХОДА

Нескомпенсированные объемные заряды атомов акцепторной ($-Q_n$) и донорной ($+Q_n$) примесей в PN -переходе, разделенные обедненным слоем с малой электропроводностью, образуют емкость. Эту емкость принято называть *барьерной* или *зарядной* емкостью PN -перехода. Барьерная емкость зависит от приложенного к PN -переходу напряжения. При повышении обратного напряжения ширина PN -перехода возрастает и барьерная емкость уменьшается. При повышении прямого напряжения, наоборот, ширина PN -перехода уменьшается и барьерная емкость возрастает.

Барьерная емкость сплавного несимметричного ($N_a \gg N_d$) PN -перехода определяется по формуле

$$C_n = S \sqrt{0,5 \epsilon_0 \epsilon q N_d / U}, \quad (1.5)$$

где S — площадь перехода в см^2 , N_d — концентрация донорной примеси в базе N -типа, U — обратное напряжение. На рис. 1.30 показана примерная зависимость барьерной емкости от напряжения, приложенного к PN -переходу.

Барьерная емкость затрудняет использование PN -перехода для выпрямления токов высокой частоты, так как на высоких частотах ее сопротивление уменьшается и она начинает шунтировать обратное сопротивление PN -перехода: обратная полуволна тока замыкается через барьерную емкость, т. е. теряется выпрямительный эффект. В высокочастотных полупроводниковых приборах, содержащих PN -переход, барьерная емкость сведена к ми-

нимуму. В то же время барьерная емкость находит полезное применение. Зависимость барьерной емкости от обратного напряжения дает возможность использовать PN -переход при обратном включении как электрически регулируемую емкость (об этом подробнее будет сказано в § 2.6).

При прямом напряжении, приложенном к несимметричному PN -переходу, из эмиттера в базу инжектируются неосновные носители заряда, например дырки. В результате этого база заряжается положительно и в нее из соединительного проводника поступает соответствующее количество свободных электронов. Поскольку дырки не могут мгновенно рекомбинировать в базе, в последней оказываются противостоящими объемные заряды: положительный, созданный инжектированными дырками, и отрицательный, созданный поступившими в базу свободными электронами. На основании этого принято говорить о наличии в базе *диффузионной* емкости. При смене полярности внешнего напряжения на обратную избыточные неосновные носители заряда базы в результате экстракции переходят в эмиттер. Однако при высоких частотах этот процесс не успевает завершиться за время обратной полуволны внешнего напряжения и происходит накопление неосновных носителей в базе. Таким образом, PN -переход обладает определенной инерционностью, в результате чего нарушается нормальная работа PN -перехода. В этом проявляется отрицательное воздействие диффузионной емкости на работу PN -перехода. Для устранения указанного явления принимаются специальные меры, о которых будет сказано в следующей главе.

Выводы. 1. PN -переход образуется на границе P - и N -областей, созданных в едином кристалле полупроводника. 2. В результате диффузии основных носителей заряда в смежные области в PN -переходе возникает электрическое поле — потенциальный барьер, препятствующее выравниванию концентраций основных носителей заряда в смежных областях. 3. В отсутствие внешнего напряжения в PN -переходе устанавливается динамическое равновесие: ток диффузии уменьшается до величины встречного дрейфового (теплого) тока, образованного неосновными носителями заряда, и результирующий ток через переход становится равным нулю. 4. При прямом включении PN -перехода потенциальный барьер понижается и через переход протекает относительно большой ток диффузии. 5. При обратном включении PN -перехода потенциальный барьер повышается, ток диффузии уменьшается до нуля и через переход протекает малый дрейфовый ток. 6. Таким образом, PN -переход обладает односторонней проводимостью, благодаря чему он широко используется для выпрямления переменных токов. 7. Ширина PN -перехода зависит от концентрации примесей в P - и N -областях и от знака и величины приложенного напряжения. Увеличение концентрации примесей приводит к уменьшению ширины перехода. С увеличением прямого напряжения ширина PN -перехода уменьшается. При увеличении обратного напряжения — возрастает.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое электронно-дырочный переход?
2. Какие Вы знаете методы изготовления электронно-дырочных переходов? В чем их сущность?
3. В чем сущность процесса диффузии в PN -переходе?
4. Что такое потенциальный барьер? Как он возникает?
5. Может ли в результате диффузии выравниваться концентрация одноименных носителей заряда в смежных областях PN -перехода при отсутствии напряжения? Приведите обоснование Вашего ответа.
6. Как образуется дрейфовый ток в PN -переходе и почему его называют тепловым током?
7. Объясните в чем сущность динамического равновесия в PN -переходе при отсутствии внешнего напряжения.
8. Какое включение PN -перехода называется прямым? Что представляет собой прямой ток через PN -переход?
9. Изобразите примерные вольт-амперные характеристики кремниевого и германиевого PN -переходов при прямом включении.
10. Что такое инжекции неосновных носителей заряда?
11. Какое включение PN -перехода называется обратным? Что представляет собой обратный ток через PN -переход?
12. Изобразите и объясните ход вольт-амперной характеристики германиевого PN -перехода при обратном включении.
13. Что такое экстракция неосновных носителей заряда?
14. Изобразите и объясните энергетическую диаграмму PN -перехода без внешнего напряжения.
15. Как изменится энергетическая диаграмма PN -перехода при прямом и обратном включениях?
16. Что такое электрический пробой PN -перехода?
17. В чем сущность лавинного пробоя PN -перехода?
18. Объясните сущность туннельного пробоя PN -перехода.
19. Что такое тепловой пробой PN -перехода?
20. Почему барьерная емкость зависит от приложенного к PN -переходу напряжения?
21. Каким образом диффузионная емкость влияет на свойства PN -перехода?

1.5. ПЕРЕХОД МЕТАЛЛ — ПОЛУПРОВОДНИК

Электрические переходы между металлом и полупроводником принято называть *контактами металл — полупроводник*. Свойства контакта металл — полупроводник определяются типом электропроводности полупроводника и соотношением работ выхода из металла A_m и полупроводника A_n . Рассмотрим контакт металла с полупроводником N -типа при соотношении $A_m > A_n$.

Металл, как известно, содержит большое число свободных электронов, поэтому атомы металла являются положительно заряженными ионами. Отрицательные заряды свободных электронов компенсируют положительные заряды атомов, и поэтому металл в целом является электрически нейтральным.

Полупроводник N -типа также содержит большое количество свободных электронов, заряды которых компенсируют положительные заряды атомов донорной примеси. В отдельно взятых кусочках металла и полупроводника N -типа свободные электроны, оказавшиеся в поверхностном слое, испытывают притяжение со стороны положительно заряженных атомов кристаллической решетки, которое не дает им возможности оторваться от металла (полупроводника) и уйти за его пределы. Для того чтобы элект-

рон мог оторваться от металла (полупроводника) и уйти за его пределы, ему необходимо сообщить дополнительную энергию, например тепловую.

Работа, которую необходимо затратить для преодоления сил притяжения свободного электрона к атомам кристаллической решетки и перевода его из металла (полупроводника) в вакуум вблизи поверхности металла (полупроводника), называется *работой выхода*.

При образовании контакта металл-полупроводник на свободные электроны, оказавшиеся вблизи границы раздела двух сред, будут действовать силы притяжения как со стороны атомов кристаллической решетки металла, так и со стороны атомов донорной примеси полупроводника. Преобладающим будет притяжение со стороны той среды, у которой больше работа выхода. В рассматриваемом случае — со стороны металла. Поэтому свободные электроны начнут переходить из полупроводника в металл, заряжая его отрицательно. В полупроводнике вблизи границы раздела выступят нескомпенсированные положительные заряды атомов донорной примеси (рис. 1.31). При этом возникает потенциальный барьер, препятствующий переходу электронов из полупроводника в металл. В контакте, как и в *PN*-переходе, устанавливается динамическое равновесие, при котором сила, действующая на электрон со стороны электрического поля, становится равной по величине силе притяжения электрона со стороны атомов металла. В результате ухода свободных электронов в металл в полупроводнике образуется приконтактный слой, обедненный основными носителями заряда — свободными электронами. В отличие от *PN*-перехода этот слой, имеющий высокое удельное сопротивление, определяет сопротивление всего контакта металл — полупроводник. Поэтому данный обедненный слой называют *запирающим*.

Если к металлу приложить минус, а к полупроводнику — плюс внешнего напряжения, то под действием электрического поля, созданного внешним источником, свободные электроны в полупроводнике сместятся от приконтактного слоя в глубь полупроводника, ширина запирающего слоя увеличится и сопротивление контакта возрастет. Такое включение контакта металл — *N*-полупроводник является обратным. Если изменить полярность внешнего напряжения (плюс источника подключить к металлу, а минус — к полупроводнику), то ширина и сопротивление запирающего слоя уменьшатся по сравнению с первоначальным значением, что соответствует прямому включению контакта.

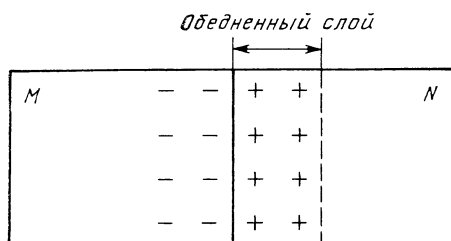


Рис. 1.31. Структурная схема контакта металл — полупроводник

Запирающий слой в контакте металл — полупроводник можно получить и с помощью P -полупроводника. Но в этом случае должно выполняться соотношение: $A_m < A_p$. При таком соотношении работ выхода свободные электроны будут переходить из металла в полупроводник и рекомбинировать с дырками. В результате этого приконтактный слой в полупроводнике окажется обедненным основными носителями заряда — дырками, т. е. образуется запирающий слой. При этом металл окажется заряженным положительно, а P -полупроводник — отрицательно (в нем выступят некомпенсированные отрицательные заряды атомов акцепторной примеси).

Возможны еще два варианта контактов металл — полупроводник: металл — N -полупроводник при $A_m < A_p$ и металл — P -полупроводник при $A_m > A_p$. В обоих случаях концентрация основных носителей заряда в приконтактном слое полупроводника не уменьшается, а увеличивается, т. е. запирающий слой не образуется и поэтому такие контакты металл — полупроводник не обладают выпрямляющим свойством.

Исследованиями контактов металл — полупроводник занимался Шотки. В частности, в 1938 г. им был обнаружен потенциальный барьер в приконтактной области. Поэтому контакт металл — полупроводник с запирающим слоем называют *барьером Шотки*.

Поскольку в выпрямляющих контактах металл — полупроводник нет инжекции и накопления неосновных носителей заряда, они имеют очень малую инерционность (обусловленную лишь барьерной емкостью перехода). Благодаря этому контакты металл — полупроводник могут применяться на сверхвысоких частотах. В этом их преимущество перед PN -переходом.

Выводы. 1. Свойства контакта металл — полупроводник определяются типом электропроводности полупроводника и соотношением работ выхода из металла A_m и полупроводника A_p . 2. В тех случаях, когда в полупроводнике вблизи границы раздела металла и полупроводника образуется запирающий слой, контакт металл — полупроводник обладает выпрямляющим свойством. 3. В контакте металла с N -полупроводником запирающий слой образуется при $A_m > A_p$, а в контакте металла с P -полупроводником — при $A_m < A_p$. 4. В выпрямляющих контактах металл — полупроводник нет инжекции и накопления неосновных носителей заряда. Благодаря этому они имеют очень малую инерционность, что делает возможным их применение для выпрямления токов сверхвысоких частот.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое работа выхода?
2. Объясните, при каких условиях и каким образом возникает запирающий слой в контакте металл — полупроводник.

2.1. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковым диодом называется полупроводниковый прибор с одним электрическим переходом и двумя выводами.

Выпрямительные диоды являются плоскостными. Площадь перехода определяется расчетным значением выпрямленного тока.

На рис. 2.1 приведены вольт-амперные характеристики германиевого Д7В (а) и кремниевого Д208 (б) выпрямительных диодов малой мощности при комнатной и максимально допустимой температуре окружающей среды. Наиболее существенно отличаются обратные ветви приведенных характеристик. Это различие проявляется в характере зависимости как обратного тока от обратного напряжения, так и, особенно сильно, от температуры. Обратные ветви указанных характеристик отличаются также от характеристик идеального PN -перехода. Выясним причины этих различий. Рассматривая PN -переход при обратном включении, мы считали обратный ток равным тепловому (дрейфовому) току I_T , который не зависит от обратного напряжения. Поэтому характеристика обратного тока идеального PN -перехода шла параллельно горизонтальной оси. В реальном PN -переходе при обратном напряжении кроме теплового тока протекают еще токи *термогенерации* (I_T) и утечки (I_y). Остановимся кратко на причинах их

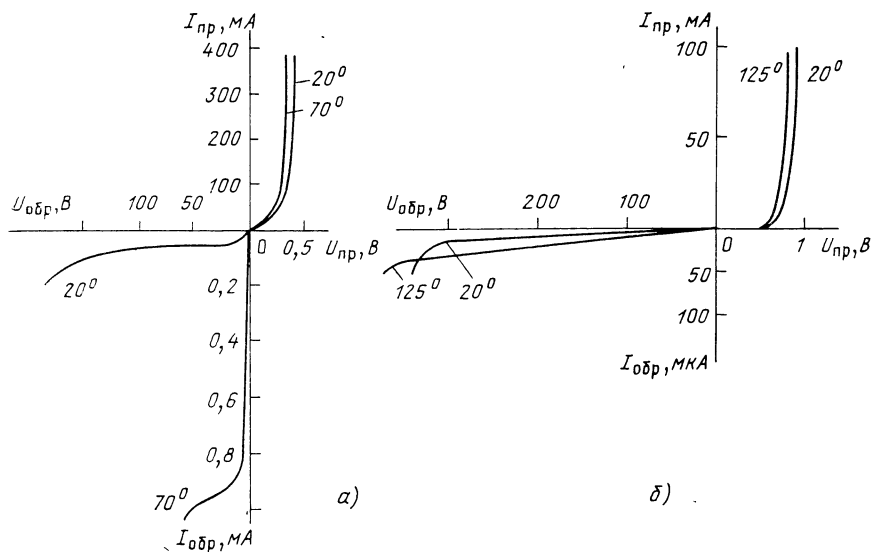


Рис. 2.1. Вольт-амперные характеристики германиевого (Д7В) и кремниевого (Д208) диодов

возникновения. В отличие от теплового тока, образующегося, как было показано, за счет наличия носителей заряда в P - и N -областях, ток термогенерации является следствием возникновения носителей заряда в самом PN -переходе. Внутри PN -перехода, как в каждом полупроводнике, при комнатной температуре имеет место ионизация атомов, в результате которой образуется небольшое количество носителей заряда — свободных электронов и дырок. Электрическим полем перехода дырки перебрасываются в P -область, а электроны — в N -область, увеличивая таким образом обратный ток диода. Поскольку указанные носители заряда возникают за счет тепловой энергии, этот ток называют током термогенерации. С повышением обратного напряжения ширина PN -перехода возрастает и ток термогенерации увеличивается. Повышение температуры также приводит к росту тока термогенерации.

Ток утечки протекает по поверхности кристалла под действием обратного напряжения и зависит от наличия на этой поверхности молекулярных или ионных пленок, шунтирующих переход, например молекул окислов основного материала, молекул газов и т. п. С увеличением обратного напряжения ток утечки возрастает. От температуры ток утечки практически не зависит. Таким образом, обратный ток через диод имеет три составляющие:

$$I_{\text{обр}} = I_T + I_r + I_y.$$

Поскольку I_r и I_y зависят от обратного напряжения, суммарный ток диода также зависит от приложенного к нему обратного напряжения.

Соотношение между составляющими обратного тока у германиевого и кремниевого диодов различно. У германиевых диодов при комнатной температуре $I_T \gg I_r + I_y$ и поэтому, во-первых, характеристика обратного тока в своем начале имеет изгиб: переход от быстрого нарастания тока к медленному (объясняемый, как было показано, уменьшением до нуля тока диффузии), и, во-вторых, при повышении температуры обратный ток сильно возрастает (значение теплового тока у германиевого диода удваивается примерно на каждые 10°C). При повышении температуры от 20 до 70°C обратный ток германиевого диода Д7В увеличивается примерно в 30 раз. У кремниевых диодов, наоборот, тепловой ток при комнатной температуре очень мал, и поэтому $I_r + I_y \gg I_T$. При чем часто $I_y > I_r$, т. е. ток утечки является основной составной частью обратного тока у кремниевого диода. Так как I_r и I_y увеличиваются с повышением обратного напряжения, обратный ток у кремниевых диодов равномерно возрастает от начала координат. Обратный ток у кремниевого диода Д208 при повышении температуры от 20 до 125°C увеличивается только примерно в 3 раза, несмотря на то, что тепловой ток у кремниевых диодов растет быстрее, чем у германиевых (удваивается примерно на каждые 8°C). Относительно слабая температурная зависимость обратного тока у кремниевых диодов объясняется тем, что значительную

(а часто основную) часть обратного тока у них составляет не зависящий от температуры ток утечки.

Из приведенных характеристик видно, что при комнатной температуре электрический пробой у германиевого диода наступает примерно при $U_{обр}=150$ В, а у кремниевого — при $U_{обр}=300$ В. С повышением температуры напряжение пробоя у германиевого диода резко падает, а у кремниевого даже несколько возрастает. Таким образом, кремниевые диоды могут работать при более высоких обратных напряжениях и с меньшими обратными токами, чем германиевые. Поэтому в настоящее время выпрямительные диоды, как правило, изготавливаются на базе кремния.

Прямой ток диода при повышении температуры также возрастает, поскольку увеличивается число носителей заряда, в P - и N -областях в результате ионизации. Подробнее о влиянии температуры на величину прямого тока через PN -переход сказано в § 3.4.

Эквивалентная схема диода для низких частот показана на рис. 2.2. В этой схеме R_0 — небольшое суммарное сопротивление P - и N -областей, R_n — сопротивление PN -перехода, зависящее от полярности и значения приложенного напряжения, C_n — емкость перехода.

При прямом включении сопротивление $R_{пр}=U_{пр}/I_{пр}$ выпрямительного диода малой мощности имеет порядок единиц — десятков ом, а при обратном включении $R_{обр}=U_{обр}/I_{обр}$ — единиц мегом, т. е. имеет место ярко выраженное соотношение $R_{обр} \gg R_{пр}$, дающее возможность использовать диод в качестве выпрямительного элемента.

Из-за большой площади перехода емкость у выпрямительных диодов относительно велика (десятки пикофарад). Поэтому их можно применять для выпрямления токов с частотами не более 1—2 кГц.

На рис. 2.3 приведены простейшая схема однополупериодного выпрямителя на полупроводниковом диоде (а) и временные диаграммы (б), поясняющие работу схемы. При первых (после включения) положительных полуволновых синусоидального напряжения $u_{тр}$ на вторичной обмотке трансформатора (+ сверху) прямой ток, протекающий через диод, создаст падение напряжения на нагрузке и зарядит конденсатор до напряжения $U_c=U_n$. Поскольку прямое сопротивление диода мало, конденсатор зарядится почти до амплитудного $U_{мтр}$ значения напряжения $u_{тр}$. При отрицательных полуволнах напряжения $u_{тр}$ диод находится под обратным напряжением $U_{обр}=u_{тр}+U_n$ и ток через него не протекает (током $I_{обр}$ ввиду его малого значения пренебрегаем). В это время конденсатор частично разряжается на сопротивление нагрузки, подерживая на нем напряжение, близкое к $U_{мтр}$. В установившемся режиме (ко-

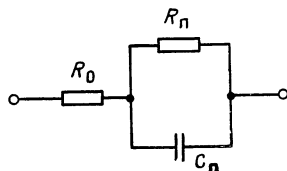


Рис 2.2 Эквивалентная схема диода для низких частот

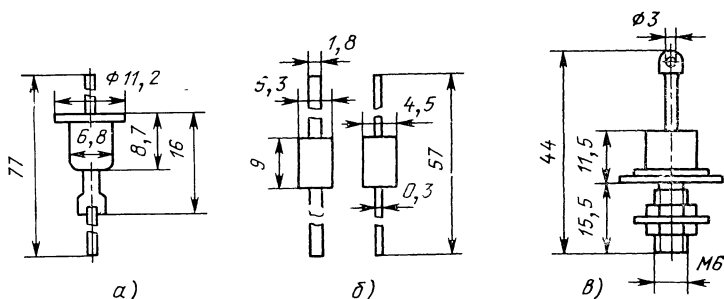


Рис 2.4. Конструкции выпрямительных диодов:

а — маломощный диод в металлическом корпусе, *б* — маломощный диод в пластмассовом корпусе, *в* — диод средней мощности

Однотипные диоды можно соединять между собой последовательно или параллельно. Необходимость в последовательном соединении диодов возникает в тех случаях, когда выпрямляемое напряжение по своей амплитуде превышает максимально допустимое обратное напряжение диода. Из-за разброса параметров соединяемые диоды могут иметь неодинаковое обратное сопротивление. Это приведет к тому, что обратное напряжение распределится между ними неравномерно. Отдельные диоды, имеющие наибольшее обратное сопротивление, будут работать при повышенном обратном напряжении и могут выйти из строя. Причем пробой одного из диодов приведет к выходу из строя остальных, соединенных с ним последовательно, так как выпрямляемое напряжение распределится между еще работающими диодами и на долю каждого из них придется обратное напряжение, значительно превышающее допустимое. Поэтому при последовательном соединении диодов обычно параллельно каждому из них подключают уравнивательные резисторы с сопротивлением порядка сотен килоом (рис. 2.5, *а*).

К параллельному соединению диодов прибегают тогда, когда нужно получить ток больше предельного тока диода данного типа. При параллельном соединении различие в прямых сопротивлениях диодов приводит к тому, что они оказываются неодинаково нагруженными и ток через диод с наименьшим прямым сопротивлением может превысить предельный. Поэтому для выравнивания токов последовательно с диодами включают резисторы с малым сопротивлением (порядка десятых долей ома или единиц ом, рис. 2.5, *б*).

Выводы. 1. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики реального диода отличается от идеального *PN*-перехода из-за наличия токов термогенерации и утечки. 2. С повышением температу-

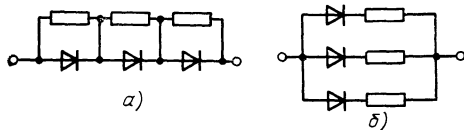


Рис. 2.5. Последовательное (*а*) и параллельное соединения (*б*) диодов

ры обратный ток у германиевого диода резко увеличивается за счет роста теплового тока. 3. У кремниевых диодов тепловой ток очень мал, и поэтому они могут работать при более высоких температурах и с меньшим обратным током, чем германиевые. 4. Кремниевые диоды могут работать при значительно больших обратных напряжениях, чем германиевые. Максимально допустимое обратное напряжение у германиевых диодов с повышением температуры до максимальной резко падает, в то время как у кремниевых даже несколько увеличивается. 5. Благодаря указанным преимуществам кремниевых диодов в настоящее время выпрямительные диоды изготавливают, как правило, на базе кремния.

2.2. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДИОДЫ

Высокочастотные диоды предназначены для работы на частотах до 1000 МГц. На таких частотах могут работать только диоды с малой емкостью перехода (не более 1—2 пФ). Поэтому в качестве высокочастотных в большинстве случаев используют точечные диоды. При не очень высоких частотах (до 100 МГц) могут применяться микросплавные диоды. Поскольку высокочастотные диоды могут хорошо работать и на низких частотах, т. е. в широком диапазоне частот, их называют также *универсальными*.

Из-за малой площади перехода максимально допустимый прямой ток у высокочастотных диодов обычно не превышает нескольких десятков миллиампер. По этой же причине даже у германиевых диодов этой группы мал и тепловой ток. Последним объясняется то, что обратный ток точечного германиевого диода (рис. 2.6) с повышением обратного напряжения возрастает почти равномерно от начала координат (как у кремниевых диодов). Максимально допустимое обратное напряжение у точечных диодов невелико — десятки вольт.

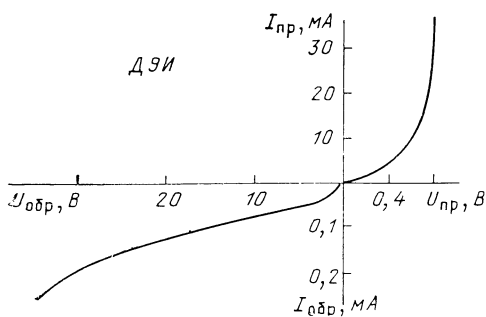


Рис. 2.6. Вольт-амперная характеристика точечного диода

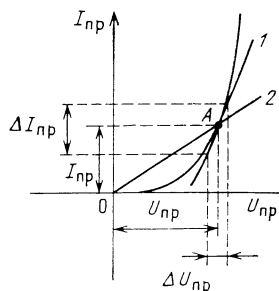


Рис. 2.7. К определению дифференциального сопротивления диода и сопротивления диода постоянному току

Так как высокочастотные диоды могут применяться в преобразователях частоты и других нелинейных устройствах, важным параметром для них является дифференциальное прямое сопротивление или сопротивление переменному току, представляющее собой отношение малого приращения прямого напряжения к вызванному этим приращением приросту прямого тока:

$$r_{\text{диф}} = \Delta U_{\text{пр}} / \Delta I_{\text{пр}}.$$

Дифференциальное сопротивление следует отличать от сопротивления диода постоянному току, которое определяется, как было отмечено ранее, отношением напряжения к току в заданной точке характеристики

$$R_{\text{пр}} = U_{\text{пр}} / I_{\text{пр}}.$$

Из рис. 2.7 видно, что дифференциальное сопротивление диода, определяемое наклоном касательной I в данной точке A характеристики, всегда меньше сопротивления постоянному току, определяемого наклоном прямой 2 , проходящей через начало координат и эту же точку: $r_{\text{диф}} < R_{\text{пр}}$. Дифференциальное сопротивление точечных диодов имеет порядок единиц — десятков ом, а сопротивление постоянному току — десятков — сотен ом. Поскольку дифференциальное сопротивление диода в сильной мере зависит от прямого тока, при котором оно определяется, в справочниках обычно приводят зависимости $r_{\text{диф}}$ от $I_{\text{пр}}$. Другим важным параметром высокочастотных диодов является его емкость $C_{\text{д}}$. Так как емкость диода зависит от обратного напряжения, в справочниках указывают обратное напряжение, которому соответствует приведенное значение $C_{\text{д}}$. Остальные параметры высокочастотных диодов аналогичны параметрам низкочастотных выпрямительных диодов ($U_{\text{пр}}$, $I_{\text{обр макс}}$, $U_{\text{обр макс}}$, $I_{\text{пр макс}}$ или $I_{\text{выпр макс}}$).

Выводы. 1. Высокочастотные диоды предназначены для выпрямления (детектирования) токов с частотами до 1000 МГц. 2. Нормальная работа диодов на таких частотах может быть обеспечена только при малом значении его емкости. Поэтому высокочастотные диоды изготавливают с точечным или микросплавным PN -переходом. 3. Максимально допустимый выпрямленный ток у высокочастотных диодов не превышает десятков миллиампер, а максимально допустимое обратное напряжение — десятков вольт.

2.3. ИМПУЛЬСНЫЕ ДИОДЫ

Импульсным называется диод с малой длительностью переходных процессов и предназначенный для применения в импульсных режимах работы. Импульсные диоды работают в различных электронных схемах в качестве электронного ключа (рис. 2.8). На диод, соединенный последовательно с нагрузкой, подается импульсное напряжение. При положительном импульсе диод находится под прямым напряжением, его сопротивление мало (ключ замкнут), через нагрузку протекает ток. При отрицательном импульсе

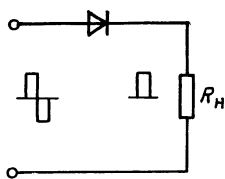


Рис. 2.8. Простейшая схема диодного ключа

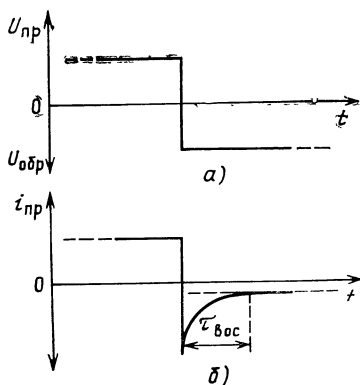


Рис. 2.9. К пояснению переходного процесса при переключении диодного ключа

к диоду приложено обратное напряжение, его сопротивление велико (ключ разомкнут), тока в нагрузке нет. Длительность импульсов может быть очень мала. Тогда для нормальной работы схемы диод должен очень быстро переходить из одного состояния в другое. Однако это затруднено инерционностью диода. При смене полярности с прямой на обратную сопротивление диода не может мгновенно измениться от $R_{пр}$ до $R_{обр}$, требуется определенное время.

Рассмотрим подробнее процессы, протекающие в этом случае в PN -переходе диода. На временной диаграмме, изображенной на рис. 2.9,а, показаны конец положительного импульса напряжения и начало следующего за ним отрицательного импульса. За время положительного импульса в результате инжекции в базе возникает избыточная концентрация неосновных носителей заряда, например дырок в базе N -типа. Причем она будет наибольшей около PN -перехода. При смене полярности напряжения на обратную (в момент времени t_1) большое число неравновесных дырок, находящихся в базе в непосредственной близости от PN -перехода, начнет, перебрасываясь полем перехода обратно в P -область. Это вызовет возникновение импульса обратного тока через диод (рис. 2.9,б), который может превышать стационарное значение обратного тока в десятки раз. Резкое увеличение обратного тока означает резкое уменьшение обратного сопротивления диода. По мере того как избыточная концентрация дырок в базе будет уменьшаться (как за счет перехода их в P -область, так и за счет рекомбинации с основными носителями заряда база — свободными электронами), обратный ток будет убывать, а обратное сопротивление диода возрастать. Когда концентрация дырок в базе уменьшится до равновесного значения, а обратный ток снизится до своего стационарного значения, обратное сопротивление диода восстановится.

Интервал времени от момента переключения диода с прямого напряжения на обратное, в течение которого обратное сопротивление перехода полупроводникового диода восстановится до по-

стоянного значения, называется *временем восстановления обратного сопротивления* и обозначается $\tau_{\text{вос}}$.

На импульс обратного тока оказывает также влияние емкость диода C_d . При переходе на обратное напряжение эта емкость заряжается и ток заряда увеличивает импульс обратного тока. Уменьшение $\tau_{\text{вос}}$ в импульсных диодах достигается в основном путем ускорения процесса рекомбинации в базе (за счет введения в базу очень малой примеси золота), а также уменьшением емкости диода (применением микросплавных переходов). Значительное уменьшение времени восстановления обратного сопротивления дает использование диодов с контактом металл — полупроводник (диоды Шотки). Эти диоды, как было отмечено, работают без инжекции неосновных носителей в базу, а значит, у них нет накопления и рассасывания этих носителей в базе. Инерционность диодов Шотки обусловлена лишь их емкостью.

Переходный процесс возникает в диоде и при переключении с обратного напряжения на прямое: по мере накопления в базе инжектированных неосновных носителей заряда происходит постепенное повышение ее электропроводности и уменьшение прямого сопротивления диода. В результате этого прямое падение напряжения на диоде в момент переключения будет максимальным, а затем снижается до установившегося значения.

Импульсные диоды характеризуются как общими с выпрямительными диодами параметрами, так и специально импульсными параметрами.

Общие параметры импульсных диодов

$U_{\text{пр}}$ — прямое напряжение на диоде при заданном прямом токе;

$I_{\text{выпр max}}$ — максимально допустимый выпрямленный ток;

$U_{\text{обр max}}$ — максимально допустимое обратное напряжение;

$I_{\text{обр max}}$ — максимальный обратный ток;

C_d — емкость диода.

Специально импульсные параметры

$U_{\text{пр.и}}$ — прямое импульсное напряжение на диоде при заданном импульсе прямого тока;

$I_{\text{пр.и max}}$ — максимально допустимый импульсный прямой ток при заданной длительности импульса;

$\tau_{\text{вос}}$ — время восстановления обратного сопротивления.

Выводы. 1. Импульсные диоды работают в режиме электронного ключа: при положительном импульсе к диоду приложено прямое напряжение, его сопротивление мало (ключ замкнут), при отрицательном импульсе приложено обратное напряжение, его сопротивление велико (ключ разомкнут). 2. Поскольку длительность импульсов может быть очень мала, диод должен очень быстро переходить из одного состояния в другое. 3. Быстродействие импульсных диодов характеризуется их основным параметром — временем восстановления обратного сопротивления $\tau_{\text{вос}}$. 4. Для уменьшения $\tau_{\text{вос}}$ в импульсных диодах принимают специальные

меры, ускоряющие процесс рассасывания неосновных носителей заряда в базе. 5. Требованиям, предъявляемым к импульсным диодам, хорошо удовлетворяют диоды Шотки, имеющие очень малую инерционность из-за отсутствия инжекции и накопления неосновных носителей заряда в базе.

2.4. СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДИОДЫ

Диоды СВЧ предназначены для работы в диапазонах сантиметровых и миллиметровых волн ($10^8 \dots 10^9$ Гц). Такие диоды делятся на *смесительные*, используемые в супергетеродинных радиолокационных приемниках в качестве нелинейного элемента, на котором в результате взаимодействия СВЧ сигнала и сигнала гетеродина получают сигнал с разностной частотой, называемой промежуточной; *видеодетекторные*, предназначенные для детектирования СВЧ сигнала; *параметрические*, применяемые в параметрических усилителях СВЧ; *переключающие*, служащие для электронного переключения цепей СВЧ; *умножительные*, используемые для умножения частоты путем получения высших гармоник исходной частоты за счет нелинейности диода.

Диоды СВЧ изготовляют из полупроводника с малым удельным сопротивлением (с большой концентрацией примеси в базе), и они имеют точечный *PN*-переход очень малых размеров. Этим достигается быстрая рекомбинация носителей заряда в базе и малая емкость перехода. Однако применение полупроводника с большой концентрацией примеси приводит, во-первых, к повышению контактной разности потенциалов, а значит, и к увеличению прямого напряжения; во-вторых, — к уменьшению толщины перехода, а следовательно, к уменьшению пробивного напряжения. Пробивное напряжение у СВЧ диодов составляет единицы вольт. Из-за очень малой площади перехода максимально допустимый прямой ток также мал ($15 \dots 20$ мА). Указанные недостатки СВЧ диодов особенно сильно сказываются при их использовании в качестве переключающих элементов, так как в сильной мере ограничивают мощность переключаемых СВЧ сигналов. В связи с этим в настоящее время в качестве переключательных СВЧ диодов большое применение находят диоды с *PIN*-структурой.

Рассмотрим работу диодов с *PIN*-структурой. В них между *P*- и *N*-областями расположена область полупроводника с собственной проводимостью. Без внешнего напряжения в данной

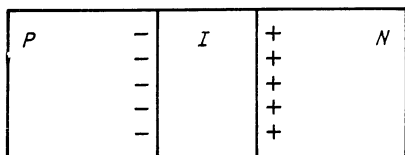


Рис. 2.10. Структурная схема *PIN*-диода без внешнего напряжения

структуре образуются два перехода: *PI* и *IN* (рис. 2.10). При одинаковой концентрации примесей в *P*- и *N*-областях в момент образования структуры дырки из *P*-области, а свободные электроны из *N*-области начнут примерно в равном количестве диффундировать в *I*-

область. При этом последняя не будет приобретать избыточных зарядов, а в P - и N -областях будут выступать соответственно некомпенсированные отрицательные заряды атомов акцепторной примеси и положительные заряды атомов донорной примеси. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока ток диффузии в каждом переходе не уменьшится до значения встречного теплового тока, образованного неосновными носителями заряда, и в переходах наступит динамическое равновесие. Таким образом, потенциальные барьеры в переходах образуются за счет выступивших зарядов с одной стороны каждого перехода. Если к P -области приложить плюс внешнего напряжения, а к N -области минус, то потенциальные барьеры понизятся и в каждом переходе возрастет ток диффузии. Диффундирующие навстречу друг другу дырки из P -области и свободные электроны из N -области будут рекомбинировать между собой в I -области. Через структуру в целом будет протекать ток диффузии. Следовательно, данное включение диода является прямым. При обратном включении (минус — к P -области, плюс — к N -области) потенциальные барьеры повысятся и ток диффузии станет равным нулю. Через диоды будет протекать небольшой тепловой ток. Как видим, PIN -диод, как и диод с PN -переходом, обладает односторонней проводимостью. Но у PIN -диода малая барьерная емкость, так как заряды противоположного знака (обкладки конденсатора) разделены областью I . Таким образом, удалось получить плоскостной диод, способный пропускать достаточно большие токи и в то же время имеющий малую емкость, позволяющую применять его на СВЧ.

В качестве СВЧ диодов широко применяются также диоды Шотки.

Конструкция СВЧ диодов существенно отличается от конструкции диодов, рассчитанных на работу при более низких частотах. Диоды СВЧ не имеют проволочных выводов, так как индуктивность этих выводов заметно повлияла бы на сопротивление диода при сверхвысоких частотах и его частотную характеристику. Наиболее распространенными конструкциями СВЧ диодов являются конструкции коаксиального (рис. 2.11,а) и патронного (рис. 2.11,б) типов.

Каждая из перечисленных выше разновидностей СВЧ диодов имеет свои электрические параметры, характеризующие свойства диодов данной подгруппы, а в ряде случаев — свойства того радиотехнического устройства, в котором используется данный диод. Определения таких параметров содержат понятия и термины, относящиеся к специальным радиотехническим дисциплинам. Объяснение сущности этих параметров выходит за пределы данного курса. Определения и величины параметров СВЧ диодов приводятся в справочниках по полупроводниковым приборам.

Выводы. 1. СВЧ диоды предназначены для работы на частотах $10^8 \dots 10^9$ Гц и поэтому имеют точечный PN -переход. 2. Для ускорения рассасывания неосновных носителей заряда в базе СВЧ диоды изготавливают из полупроводника с высокой концентрацией

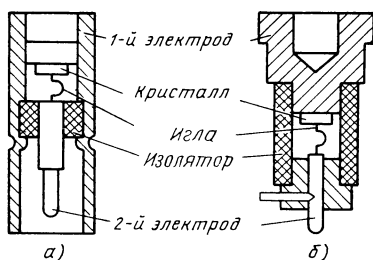


Рис. 2.11. Конструкции СВЧ диодов

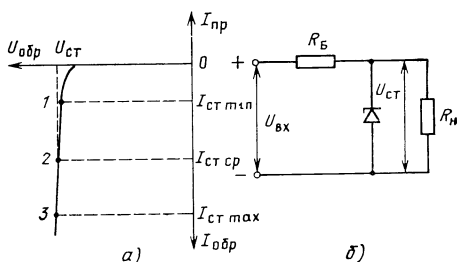


Рис. 2.12. Вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона (а) и схема его включения (б)

примеси. В результате этого PN -переход получается очень тонким и пробивное напряжение составляет единицы вольт. 3. Малое пробивное напряжение и выпрямленный ток у СВЧ диодов ограничивают возможности их применения в качестве переключающих элементов. 4. Этого недостатка не имеют PIN -диоды, которые являются плоскостными, но имеют очень малую емкость.

2.5. СТАБИЛИТРОНЫ

Полупроводниковым стабилитроном называется кремниевый диод, работающий в режиме электрического пробоя и предназначенный для стабилизации напряжения.

Применение кремния в качестве исходного материала при изготовлении стабилитронов объясняется малым значением и слабой зависимостью от температуры обратного тока у кремниевых диодов. Поскольку электрический пробой в диоде имеет место при обратном напряжении, последнее является рабочим напряжением для стабилитрона.

На рис. 2.12,а показана вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона, а на рис. 2.12,б — схема стабилизации напряжения с помощью стабилитрона. Точка 1 соответствует минимальному значению тока, при котором обеспечивается режим электрического пробоя. Точка 3 соответствует максимально допустимой мощности, рассеиваемой диодом при обратном включении. Схема стабилизации рассчитывается так, чтобы при номинальном входном напряжении $U_{вх}$ через сопротивление нагрузки R_n протекал требуемый ток, при котором напряжение на нагрузке и стабилитроне было равно напряжению стабилизации $U_{ст}$, а ток, протекающий через стабилитрон, равен $I_{ст.ср}$ (точка 2). Процесс стабилизации напряжения на нагрузке протекает следующим образом. Если, например, входное напряжение повысилось, то сопротивление стабилитрона уменьшится, ток через него возрастет, а напряжение на нем и на нагрузке почти не изменится. Излишек напряжения гасится на балластном сопротивлении R_6 .

Напряжение стабилизации стабилитрона зависит от удельного сопротивления базы (определяемого, в свою очередь, концентрацией примеси): чем больше удельное сопротивление базы, тем выше напряжение стабилизации. Промышленностью выпускаются стабилитроны с напряжением стабилизации 3,3 ... 180 В.

Основные параметры стабилитронов

$U_{ст}$ — напряжение стабилизации, т. е. напряжение на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации;

$r_{ст}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона, т. е. отношение приращения напряжения стабилизации на стабилитроне к соответствующему этому приращению малому приросту тока;

$\alpha_{ст}$ — температурный коэффициент напряжения стабилизации, т. е. отношение относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры окружающей среды при постоянном токе стабилизации:

$$\alpha_{ст} = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}} \frac{1}{\Delta T}.$$

Предельные параметры стабилитронов

$I_{ст\ min}$ — минимально допустимый ток стабилизации, т. е. наименьший ток через стабилитрон, при котором напряжение стабилизации находится в заданных пределах;

$I_{ст\ max}$ — максимально допустимый ток стабилизации, т. е. наибольший ток стабилизации, при котором напряжение стабилизации находится в заданных пределах, а температура перехода не выше допустимой;

P_{max} — максимально допустимая рассеиваемая мощность, при которой не возникает тепловой пробой перехода.

Для стабилизации малых напряжений (0,7 ... 1,9 В) используется прямая ветвь вольт-амперной характеристики кремниевых диодов, называемых *стабисторами*. Параметры стабисторов аналогичны параметрам стабилитронов.

Конструктивно кремниевые стабилитроны оформляются в металлическом корпусе, подобно выпрямительным диодам.

Выводы. 1. Полупроводниковый стабилитрон представляет собой кремниевый диод, работающий при обратном напряжении, в режиме электрического пробоя. 2. Стабилитрон включают параллельно нагрузке, а в неразветвленную цепь включают балластное сопротивление. 3. Схема должна быть рассчитана так, чтобы при номинальном входном напряжении и заданном токе в нагрузке ток через стабилитрон был равен среднему значению между максимально и минимально допустимыми токами стабилизации. 4. У нас в стране выпускают кремниевые стабилитроны на напряжения стабилизации 3,3 ... 180 В. Необходимое напряжение стабилизации получают выбором соответствующей концентрации примеси в базе диода.

2.6. ВАРИКАПЫ

Варикапом называют полупроводниковый диод, действие которого основано на использовании зависимости емкости от обратного напряжения и который предназначен для применения в качестве электрически управляемой емкости.

Варикапы широко применяют в схемах автоматической подстройки частоты, частотной модуляции, в параметрических усилителях.

Зависимость барьерной емкости PN -перехода от обратного напряжения была приведена на рис. 1.30.

Параметры варикапов

C_n — номинальная емкость, емкость между выводами, измеренная при заданном обратном напряжении;

K_c — коэффициент перекрытия по емкости, отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений;

Q — добротность варикапа, отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте к сопротивлению потерь при заданной емкости или обратном напряжении;

$\alpha_{св} = \Delta C / C_n \Delta T$ — температурный коэффициент емкости, представляющий собой относительное изменение емкости варикапа, приходящееся на один градус изменения температуры окружающей среды;

$U_{обр\ max}$ — максимально допустимое обратное напряжение;

P_{max} — максимально допустимая рассеиваемая мощность.

Относительное изменение емкости неодинаково для различных абсолютных значений температуры. Поэтому в справочниках обычно приводится температурная зависимость коэффициента $\alpha_{св}$. Добротность варикапа также зависит от температуры. В справочниках приводится температурная зависимость либо добротности Q , либо относительного изменения добротности Q/Q_{20} .

Варикап имеет кремниевый PN -переход, полученный сплавным или диффузионным методом.

Конструктивно варикапы могут быть оформлены в металлическом, металлостеклянном или пластмассовом герметичном корпусе со стеклянными изоляторами и гибкими или жесткими выводами и болтом для крепления.

2.7. ТУННЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Туннельным называется полупроводниковый диод на основе вырожденного полупроводника, в котором туннельный эффект приводит к появлению на вольт-амперной характеристике при прямом включении участка с отрицательной дифференциальной проводимостью.

Вольт-амперная характеристика туннельного диода, приведенная на рис. 2.13, содержит (между точками 1 и 3) падающий уча-

сток, на котором уменьшение приложенного напряжения, т. е. отрицательный его прирост, вызывает увеличение тока. Это означает, что туннельный диод на этом участке обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением $r_d = \Delta U_{пр} / \Delta I_{пр} < 0$. Благодаря этому туннельные диоды можно использовать для усиления и генерирования электрических колебаний.

Для возникновения туннельного эффекта, как было показано выше (§ 1.4), необходим соответствующий относительный сдвиг зонных диаграмм P - и N -областей. Указанный сдвиг, в частности, образуется при определенном обратном напряжении, что служит одной из причин электрического пробоя PN -перехода. В туннельных диодах такой сдвиг достигается за счет очень высокой концентрации примесей в P - и N -областях. С повышением концентрации примесей в P - и N -областях уменьшается удельное сопротивление последних, а это согласно (1.1) приводит к повышению потенциального барьера. При этом зонная диаграмма P -области сдвигается вверх относительно зонной диаграммы N -области. Концентрация примесей в полупроводниках, предназначенных для изготовления туннельных диодов, на три — четыре порядка выше, чем в полупроводниках обычных диодов (достигает $10^{20} \dots 10^{21} \text{ см}^{-3}$). Полупроводники с такой высокой концентрацией примеси по своей электропроводности приближаются к металлам, и поэтому их называют *вырожденными* или *полуметаллами*.

Поясним ход вольт-амперной характеристики туннельного диода, изображенной на рис. 2.13, с помощью зонных диаграмм. При определенной концентрации примесей в P - и N -областях можно получить начальный (без внешнего напряжения) относительный сдвиг зонных диаграмм этих областей, соответствующий равновесному состоянию (рис. 1.28,а). При этом туннельный ток равен нулю. Если теперь к диоду приложить прямое напряжение, повышая его от 0 до 0,18 В, то зонная диаграмма P -области начнет опускаться относительно диаграммы N -области. Электроны с более низкими энергетическими уровнями в валентной зоне P -области и с наиболее высокими уровнями в зоне проводимости N -области окажутся при этом напротив запрещенных зон, уровни которых они занять не могут. Из-за неравномерной плотности уровней, занимаемых электронами, против запрещенной зоны N -области окажется больше электронов, чем против запрещенной зоны P -области (рис. 2.14,а). Таким образом, равновесное состояние нарушится. Число электронов, способных перейти из зоны проводимости N -области в валентную зону P -области, будет больше,

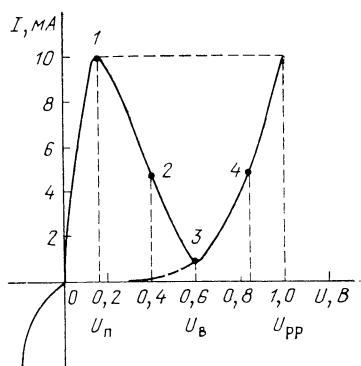


Рис. 2.13 Вольт-амперная характеристика туннельного диода: АЙ301Г

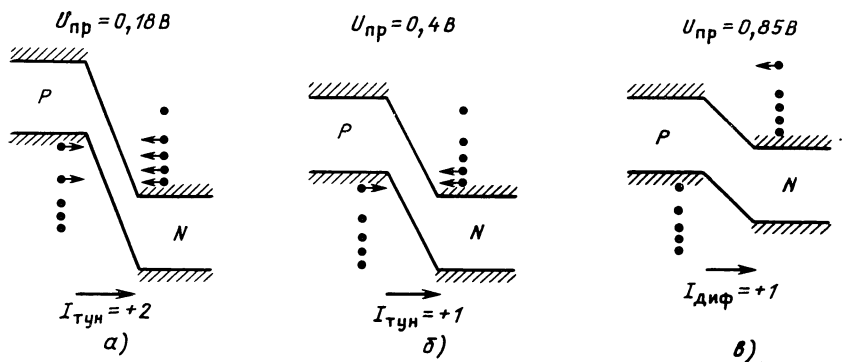


Рис. 2.14 Зонные диаграммы, поясняющие вольт-амперную характеристику туннельного диода

чем в обратном направлении. Поэтому через диод потечет прямой туннельный ток, значение которого при $U_{пр}=0,18$ В наибольшее (точка 1 на рис. 2.13). При дальнейшем повышении прямого напряжения туннельный ток уменьшается. При напряжении $U_{пр}=0,4$ В туннельный ток равен примерно половине максимального значения (точка 2 на рис. 2.13). При напряжении примерно 0,6 В туннельный ток становится равным нулю, так как взаимное перекрытие зон в P - и N -областях прекращается и туннельный эффект невозможен (точка 3 на рис. 2.13). Но при этом потенциальный барьер понижается настолько, что становится заметным обычный ток диффузии, который быстро растет с повышением прямого напряжения. Зонная диаграмма, изображенная на рис. 2.14, в, соответствует $U_{пр}=0,85$ В (точка 4 на рис. 2.13). При обратном напряжении взаимное перекрытие зон по сравнению с исходным равновесным состоянием возрастет и через диод потечет обратный туннельный ток, резко увеличивающийся при повышении обратного напряжения. Зонная диаграмма, соответствующая этому случаю, была приведена на рис. 1.28, б.

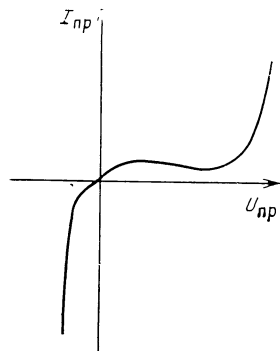


Рис. 2.15. Вольт-амперная характеристика обращенного диода

По назначению туннельные диоды делятся на усилительные, генераторные и переключающие. Поскольку возникновение туннельного тока не связано с инжекцией носителей заряда, туннельные диоды имеют очень малую инерционность, обусловленную лишь небольшой емкостью. Благодаря этому их применяют для усиления и генерирования колебаний СВЧ.

На практике находят применение так называемые *обращенные* диоды, изготовленные из полупроводника с несколько меньшей концентрацией примеси, чем у туннельных (критической),

при которой туннельный эффект при прямом напряжении выражен слабо или совсем отсутствует, а при обратном напряжении проявляется, как у туннельных диодов. Примерная вольт-амперная характеристика обращенного диода показана на рис. 2.15. У обращенных диодов обратная ветвь характеристики используется в качестве прямой, а прямая в качестве обратной (отсюда и название таких диодов). Достоинством обращенных диодов является очень малое «прямое» напряжение. Благодаря этому они обладают более высокой чувствительностью, чем другие диоды при работе в качестве детектора. «Обратное» напряжение у обращенных диодов тоже невелико (0,3 ... 0,5 В).

Основные параметры туннельных диодов

I_p — пиковый ток, прямой ток в точке максимума вольт-амперной характеристики (точка 1 на рис. 2.13);

U_p — напряжение пика, прямое напряжение, соответствующее пиковому току;

I_v — ток впадины, прямой ток в точке минимума вольт-амперной характеристики (точка 3 на рис. 2.13);

U_v — напряжение впадины, прямое напряжение, соответствующее току впадины;

U_{pp} — напряжение раствора, прямое напряжение, большее напряжения впадины, при котором ток равен пиковому;

C_d — емкость; L_d — индуктивность диода.

Предельные параметры:

$I_{пр\ max}$ — максимально допустимый постоянный прямой ток на второй восходящей ветви;

$I_{обр\ max}$ — максимально допустимый постоянный обратный ток;

$U_{пр}$ — максимальное постоянное прямое напряжение, приводимое в справочниках для усилительных и генераторных диодов.

Исходным материалом для изготовления туннельных диодов служит арсенид галлия или германий.

Устройство туннельного диода показано на рис. 2.16, а, а внешний вид и размеры одного из вариантов конструктивного оформления — на рис. 2.16, б.

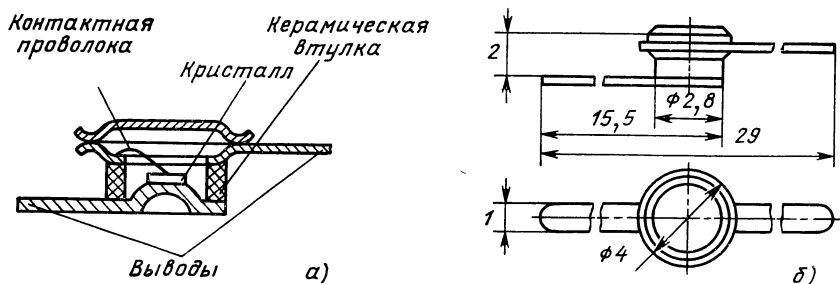


Рис 2.16. Устройство (а) и конструктивное оформление (б) туннельного диода

Выводы. 1. Отличительной особенностью туннельных диодов является наличие на прямой ветви характеристики участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Благодаря этому туннельный диод может быть использован в качестве усилительного элемента. 2. В туннельных диодах туннельный эффект достигается за счет очень высокой концентрации примесей в *P*- и *N*-областях. 3. Так как возникновение туннельного тока не связано с инжекцией носителей заряда, туннельные диоды имеют очень малую инерционность (за счет емкости) и поэтому могут применяться для усиления и генерирования колебаний СВЧ.

2.8. СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Согласно ГОСТ 10862—72 полупроводниковым диодам присваивается обозначение из четырех элементов:

первый элемент — буква или цифра, обозначающая исходный материал: Г или 1 — германий, К или 2 — кремний, А или 3 —

Таблица 21

Классификация диодов по назначению	Обозначение		
	Второй элемент	Первая цифра 3-го элемента	Графическое
Выпрямительные:	Д	1	
малой мощности прямой ток до 0,3 А		2	
средней мощности прямой ток 0,3...10 А		4	
Высокочастотные универсальные		5	
Импульсные	А	1	
Сверхвысокочастотные:		2	
смесительные		4	
детекторные		5	
параметрические		6	
переключательные			
умножительные	С	7	
Стабилитроны:		8	
мощностью не более 0,3 Вт с напряжением стабилизации:		9	
до 10 В		1	
10...99 В	В	2	
100...199 В		3	
мощностью 0,3...5 Вт с напряжением стабилизации:		7	
до 10 В		8	
10...99 В	И	9	
100...199 В		1	
Варикапы		2	
Туннельные:		3	
усилительные		4	
генераторные			
переключательные			
Обращенные			

арсенид галлия (цифровые обозначения имеют приборы, используемые в устройствах специального назначения);

второй элемент — буква, указывающая подкласс прибора;

третий элемент — число, первая цифра которого указывает назначение прибора и его электрические свойства, а последующие две цифры (от 1 до 99) обозначают порядковый номер разработки (кроме стабилитронов, для стабилитронов последующие две цифры обозначают: при напряжении стабилизации менее 10 В — увеличенное в 10 раз напряжение стабилизации, например КС147А — 4,7 В; при напряжении стабилизации 10 ... 99 В — номинальное напряжение стабилизации, например КС213Б — 13 В; при напряжении стабилизации 100 ... 199 В — уменьшенное на 100 номинальное напряжение стабилизации, например 2С950А — 150 В);

четвертый элемент — буква, указывающая разновидность прибора данного типа (для стабилитронов — очередность разработки).

В табл. 2.1 дана классификация диодов по назначению, их условные графические обозначения, а также указаны основные элементы буквенно-цифрового обозначения.

Для полупроводниковых диодов, разработанных до 1964 г., применяется обозначение из трех элементов:

первый элемент — буква Д — диод;

второй элемент — цифры, определяющие материал, из которого изготовлен диод, его назначение и порядковый номер разработки

точечные	
германиевые	1—100
кремниевые	101—200
плоскостные	
кремниевые	201—300
германиевые	301—400
германиевые и кремниевые	
смесительные	401—500
умножительные	501—600
видеодетекторы	601—700
параметрические	701—800
стабилитроны	801—900
варикапы	901—1000
третий элемент — буква, указывающая на разновидность данного типа прибора.	

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему характеристика обратного тока выпрямительного диода, снятая при комнатной температуре, отличается от идеальной характеристики *PN*-перехода?

2. Почему выпрямительные диоды изготавливают, как правило, с кремниевым *PN*-переходом?

3. Что такое дифференциальное сопротивление диода? Как определяется сопротивление диода постоянному току?

4. Что такое время восстановления обратного сопротивления диода?

5. В чем преимущество *PIN*-диодов и где они применяются?

6. Почему на СВЧ хорошо работают диоды Шоттки?

7. В чем состоит конструктивное отличие СВЧ диодов?
8. Каким образом кремниевый стабилитрон стабилизирует напряжение?
9. Почему полупроводниковые стабилитроны изготавливают только на базе кремния?
10. Что такое стабистор?
11. Что такое варикап?
12. За счет чего в туннельном диоде получают туннельный эффект при прямом напряжении?
13. Изобразите вольт-амперную характеристику туннельного диода и покажите на ее прямой ветви участок, соответствующий туннельному эффекту.
14. За счет чего туннельный диод обладает усилительной способностью?
15. Что такое обращенный диод, какова его характеристика и в чем его достоинство?
16. Что означают обозначения: ГИ304Б, КС196А, ГД507А, 2А601А?

Глава 3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ. УСТРОЙСТВО

Биполярный транзистор является одним из основных элементов современных электронных устройств. Биполярные транзисторы широко применяются как в аппаратуре связи, так и в устройствах автоматики и вычислительной техники, а также в другой электронной аппаратуре.

Биполярный транзистор представляет собой полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими переходами и тремя или более выводами, усилительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда. Слово «биполярный» означает, что работа транзистора зависит от носителей обеих полярностей: отрицательно заряженных свободных электронов и положительно заряженных дырок. Поскольку в данной главе рассматриваются только биполярные транзисторы, слово «биполярный» в дальнейшем для краткости изложения опущено.

Наиболее просто транзистор можно изготовить с помощью сплавной технологии, при которой на противоположных плоскостях исходной (базовой) пластинки из слабо легированного полупроводника, например, *N*-типа вплавлением создают *P*-области с несколько различной концентрацией примеси. Одна область с большей концентрацией примеси служит эмиттером, а другая — коллектором (собирателем носителей заряда). Между ними находится тонкий слой базы. На границе раздела областей эмиттера и базы образуется эмиттерный, а на границе между областями коллектора и базы — коллекторный *PN*-переходы. Полученный таким образом транзистор представляет собой трехслойную структуру *PNP*. Если транзистор создается на базовой пластинке из *P*-полупроводника, то на ее поверхностях получают *N*-области и транзистор имеет структуру *NPN*.

При работе транзистора в усилительном режиме на эмиттерный переход подают прямое напряжение порядка десятых долей вольта, а на коллекторный переход — обратное напряжение порядка единиц или десятков вольт.

На рис. 3.1 показаны структурные схемы транзисторов *PNP* и *NPN*, их условные схемные обозначения и график распределения концентрации основных носителей заряда вдоль структуры транзистора, а на рис. 3.2 — разрез сплавного транзистора структуры *PNP*. Поскольку принцип действия транзисторов структуры *PNP* и *NPN* одинаков, в дальнейшем будут рассматриваться процессы, протекающие в транзисторе, и его свойства на примере транзистора структуры *PNP*.

Выводы. 1. Транзистор содержит эмиттерный и коллекторный переходы и может иметь структуру *PNP* и *NPN*. 2. В усилительном режиме на эмиттерный переход подают небольшое прямое напряжение, а на коллекторный переход — обратное.

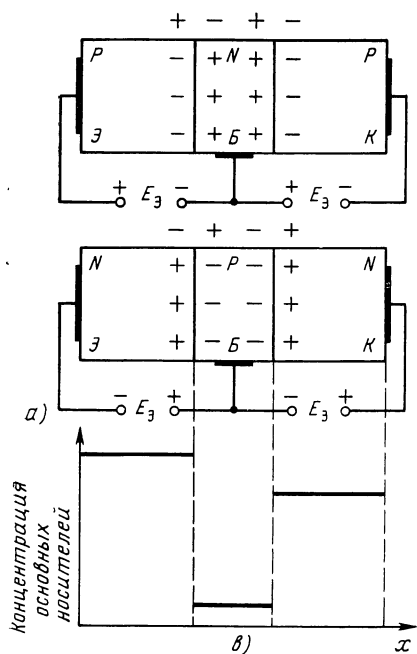


Рис. 3.1. Структурные схемы транзисторов *PNP* и *NPN* (а), их условные схемные обозначения (б) и график распределения концентраций основных носителей заряда вдоль структуры транзистора (в)

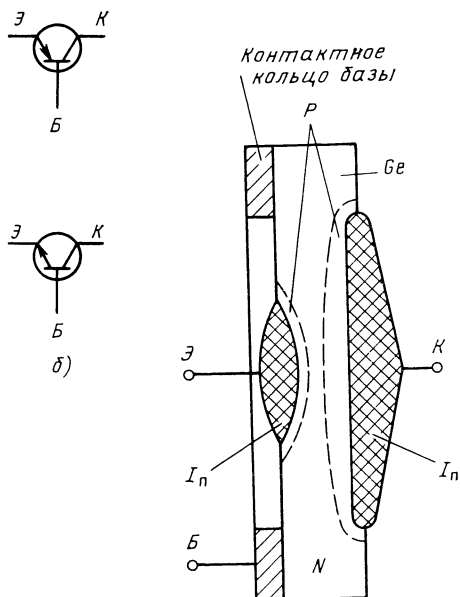


Рис. 3.2. Разрез сплавного плоскостного германиевого транзистора типа *PNP*

3.2. ПРОЦЕССЫ, ПРОТЕКАЮЩИЕ В ТРАНЗИСТОРЕ. ТОКИ ТРАНЗИСТОРА

Рассмотрение процессов, протекающих в транзисторе, начнем со случая, когда подано напряжение только на коллекторный переход, а источник эмиттерного напряжения отключен с помощью ключа K (рис. 3.3,а). В этом случае эмиттерный переход находится в равновесном состоянии ($I_{\text{диф}} = -I_{\text{др}}$), а в коллекторном переходе $I_{\text{диф}} = 0$ и поэтому через переход и в цепи коллектора будет протекать малый обратный ток $I_{\text{КБО}}$, равный дрейфовому (тепловому) току.

Рассмотрим второй случай: коллекторное напряжение равно нулю (коллектор соединен с базой), а на эмиттерный переход подано прямое напряжение (рис. 3.3,б). В данном случае потенциальный барьер в эмиттерном переходе понизится и через переход потечет значительный ток диффузии $I_{\text{диф}} = I_{\text{диф}P} + I_{\text{диф}N}$. Встречным дрейфовым током можно пренебречь, так как он много меньше тока диффузии. Дырочная и электронная составляющие тока диффузии неодинаковы: $I_{\text{диф}N} \ll I_{\text{диф}P}$, так как из-за низкой

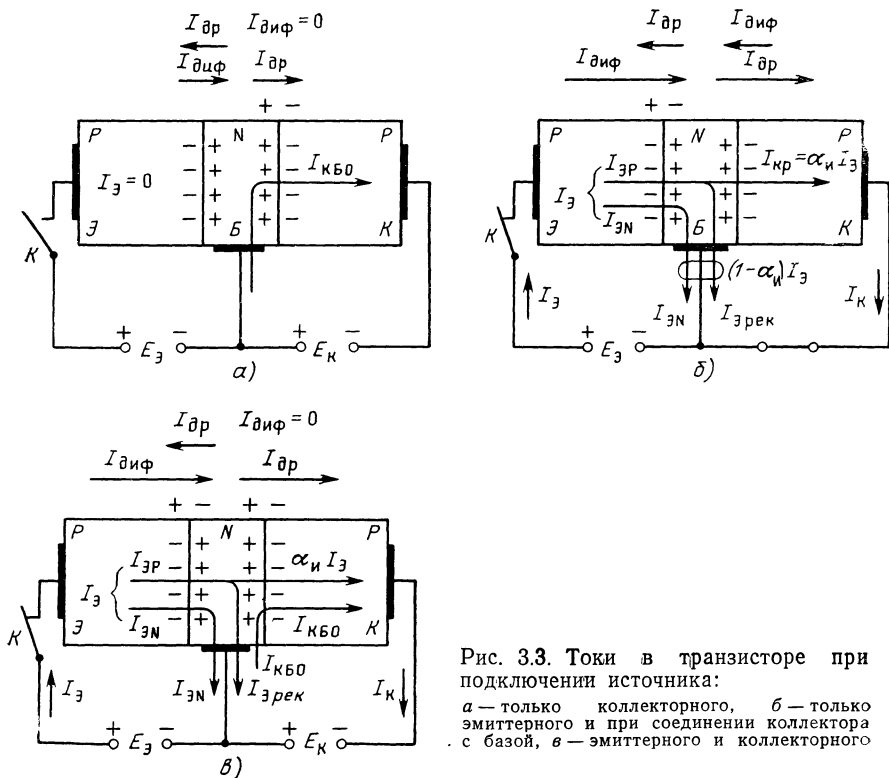


Рис. 3.3. Токи в транзисторе при подключении источника:

а — только коллекторного, б — только эмиттерного и при соединении коллектора с базой, в — эмиттерного и коллекторного

концентрации основных носителей заряда в базе градиент концентрации свободных электронов в направлении база — эмиттер много меньше градиента концентрации дырок в направлении эмиттер — база.

Итак, ток эмиттера — это ток диффузии, состоящий из значительной дырочной составляющей и малой электронной составляющей: $I_{\Sigma} = I_{\Sigma P} + I_{\Sigma N}$. Из-за ухода свободных электронов из базы в эмиттер в результате диффузии база зарядится положительно. Это значит, что потенциал базы станет выше потенциала соединенного с ней проводника. Под действием этой разности потенциалов из соединительного проводника в базу будут поступать электроны. Таким образом, электронная составляющая $I_{\Sigma N}$ тока эмиттера замыкается через базовый вывод и поэтому является одной из составляющих тока базы. Электронная составляющая тока эмиттера в рассматриваемом транзисторе структуры PNP является бесполезной, так как она не участвует в создании управляемого тока коллектора. Чем меньше эта составляющая, тем выше эффективность эмиттера, оцениваемая коэффициентом инжекции

$$\gamma = I_{\Sigma P} / (I_{\Sigma P} + I_{\Sigma N}) = I_{\Sigma P} / I_{\Sigma} \approx 1 - \rho_B / \rho_B. \quad (3.1)$$

Обычно ρ_B на 2—3 порядка больше ρ_B и значение γ близко к 1 ($\gamma = 0,998 \dots 0,999$). Дырки, перешедшие в результате диффузии из эмиттера в базу (инжекция), продолжают диффундировать в базе в сторону коллектора, поскольку их концентрация вблизи коллектора меньше, чем около эмиттера. Так как толщина базы очень мала (10 ... 25 мкм) и концентрация свободных электронов в ней низкая, то 95 ... 99% перешедших из эмиттера дырок не успевают рекомбинировать в базе. Они достигают коллекторного перехода и как неосновные носители перебрасываются полем этого перехода в коллектор (экстракция), образуя управляемый ток коллектора I_{KP} . Влияние рекомбинации дырок в базе на ток коллектора характеризуется коэффициентом переноса дырок через базу κ , равным отношению той части дырочной составляющей тока эмиттера, которая дошла до коллекторного перехода, к дырочной составляющей тока эмиттера, поступившей из эмиттера в базу $\kappa = I_{KP} / I_{\Sigma P}$. Согласно теории транзисторов коэффициент переноса

$$\kappa = 1 / \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_{PB}} \right)^2 \right] \approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L_{PB}} \right)^2, \quad (3.2)$$

где W — толщина базы, L_{PB} — диффузионная длина дырок в базе. Коэффициент переноса имеет значения, близкие к единице. Произведение коэффициентов инжекции и переноса называется интегральным (статическим) коэффициентом передачи тока эмиттера:

$$\alpha_n = \gamma \kappa = I_{KP} / I_{\Sigma}.$$

Поскольку коэффициенты γ и κ меньше единицы, интегральный коэффициент передачи тока эмиттера также меньше единицы (0,95 ... 0,98). Дырки, успевшие рекомбинировать в базе, вносят в

нее положительный заряд. Для компенсации этого заряда в базу из соединительного проводника поступит соответствующее число электронов. Таким образом, примерно 2...5% дырочной составляющей $I_{ЭР}$ тока эмиттера замыкается через цепь базы, образуя вторую, рекомбинационную $I_{Э\text{ рек}}$, составляющую тока базы.

Итак, при наличии прямого напряжения на эмиттере и коллекторном напряжении, равном нулю, в цепи коллектора протекает ток, почти равный току эмиттера:

$$I_{КР} = I_{Э} - I_{Б} \approx I_{Э}.$$

Если теперь, оставив включенным эмиттерный источник, подать напряжение на коллектор (третий случай), то под действием коллекторного напряжения повысится потенциальный барьер в коллекторном переходе и ток диффузии в этом переходе станет равным нулю. В результате через коллекторный переход будет протекать еще малый обратный ток $I_{КБ0}$ (рис. 3.3, в), как в первом случае. Таким образом, ток коллектора

$$I_{К} = \alpha_n I_{Э} + I_{КБ0}. \quad (3.3)$$

Ток $I_{КБ0}$ является третьей составляющей тока базы. Причем эта составляющая направлена навстречу составляющим $I_{ЭН}$ и $I_{Э\text{ рек}}$, т. е. вычитается из них:

$$I_{Б} = I_{ЭН} + I_{Э\text{ рек}} - I_{КБ0}. \quad (3.4)$$

Выводы. 1. Под действием прямого напряжения, приложенного к эмиттерному переходу, потенциальный барьер понижается и в базу диффундируют (инжектируются) дырки. 2. Инжектированные в базу дырки диффундируют в сторону коллекторного перехода. 3. Так как база очень тонкая и концентрация основных носителей заряда — свободных электронов — в ней низкая, почти все инжектированные в базу дырки достигают коллекторного перехода и перебрасываются полем этого перехода в коллектор, образуя управляемый ток коллектора. 4. Небольшая часть инжектированных дырок, успевшая рекомбинировать в базе, образует рекомбинационную составляющую тока эмиттера $I_{Э\text{ рек}}$, замыкающуюся через цепь базы. 5. Через цепь базы замыкаются также небольшая электронная составляющая тока эмиттера $I_{ЭН}$, образованная диффузией свободных электронов из базы в эмиттер, и обратный ток коллекторного перехода $I_{КБ0}$. Последний направлен навстречу составляющим $I_{ЭН}$ и $I_{Э\text{ рек}}$.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Объясните сущность процессов инжекции и экстракции неосновных носителей заряда в транзисторе.
2. Что такое интегральный коэффициент передачи тока эмиттера?
3. Как образуется ток базы?
4. Почему обратный ток коллектора $I_{КБ0}$ сильно возрастает при повышении температуры?

3.3. ТРИ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА

СХЕМА С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

В рассматриваемой схеме включения транзистора относительно источников питания базовый вывод является общей точкой подключения эмиттерной цепи с источником эмиттерного напряжения и коллекторной цепи с коллекторным источником. Поэтому данную схему включения транзистора называют схемой с общей базой (ОБ). В практических схемах общую точку обычно заземляют. Поэтому данную схему включения транзистора иногда называют схемой с заземленной базой. Однако заземление общей точки не оказывает влияния на процессы, происходящие в транзисторе, и поэтому не является необходимым условием для его нормальной работы.

Различают *статический* режим транзистора, при котором на его электроды поданы только напряжения от источников питания, и *динамический*, при котором кроме этих напряжений на вход транзистора подается усиливаемый сигнал, а в цепь выходного электрода включено сопротивление нагрузки. В данной главе рассматривается статический режим транзистора и соответствующие этому режиму статические характеристики и параметры транзистора.

Статические характеристики транзистора представляют собой зависимости тока в цепи одного из электродов от изменяющегося питающего напряжения на этом электроде при неизменном питающем напряжении на другом электроде или токе в цепи последнего. На рис. 3.4 приведена схема для снятия статических характеристик с ОБ. Различают входные и выходные характеристики транзистора. Для схемы с ОБ входной является эмиттерная характеристика, представляющая собой зависимость тока эмиттера от напряжения эмиттер — база при неизменном напряжении на коллекторе:

$$I_Э = f(U_{ЭБ}) \text{ при } U_{КБ} = \text{const};$$

выходной или коллекторной характеристикой — зависимость то-

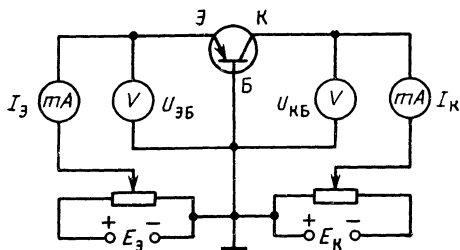


Рис. 3.4. Схема для снятия статических характеристик транзистора при включении с ОБ

ка коллектора от напряжения на коллекторе при неизменном токе эмиттера:

$$I_K = f(U_{KB}) \text{ при } I_3 = \text{const.}$$

Несколько одноименных статических характеристик, сняты при различных значениях поддерживаемой постоянной третьей величины и построены в одной общей системе координат, называются *семейством статических характеристик*. На рис. 3.5 показаны семейства эмиттерных и коллекторных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с ОБ. В справочниках обычно приводятся две входные статические характеристики: для коллекторного напряжения, равного нулю и минус 5 В. Эмиттерная характеристика при $U_{KB} = 0$ представляет собой вольт-амперную характеристику диода при прямом включении. При $|U_{KB}| > 0$ эмиттерная характеристика смещается влево. Это означает, что при $U_{ЭБ} = \text{const}$ увеличение (по модулю) коллекторного напряжения вызывает увеличение тока эмиттера, причем значительное. Из приведенных на рис. 3.5, а эмиттерных характеристик видно, что при неизменном напряжении $U_{ЭБ} = 0,25$ В прирост коллекторного напряжения в 5 В вызывает увеличение тока эмиттера с 8 до 14,5 мА, т. е. почти вдвое. Коллекторное напряжение влияет и на ток базы. Посмотрим, каким образом происходят эти влияния. Коллекторный переход находится под обратным напряжением. Повышение обратного напряжения вызывает расширение коллекторного перехода. При этом последний приближается к эмиттерному переходу, в результате чего уменьшается рабочая толщина базы (от значения W и W' на рис. 3.6). Явление изменения рабочей толщины базы под действием изменяющегося коллекторного напряжения принято называть *модуляцией толщины базы*. Уменьшение рабочей толщины базы приводит, во-первых, к увеличению градиента концентрации инжектированных в базу дырок (штри-

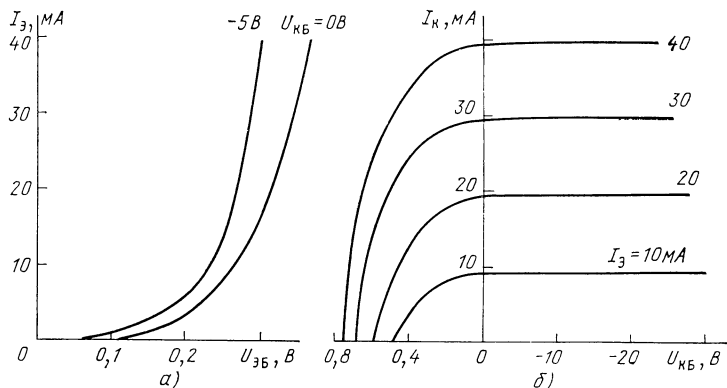


Рис. 3.5. Семейство входных (а) и выходных (б) статических характеристик транзистора при включении с ОБ

ховая линия на рис. 3.6 идет круче), в результате чего увеличивается ток диффузии, т. е. ток эмиттера, а во-вторых, — к уменьшению рекомбинационной составляющей $I_{\text{эрек}}$, так как уменьшение числа дырок, успевающих рекомбинировать в базе, происходит быстрее, чем увеличение тока эмиттера.

Поясним последнее числовым примером. Пусть при первоначальном значении $U_{\text{КБ}}$ из 1000 инжектированных в базу дырок до коллекторного перехода в среднем доходит 990 дырок, а 10 рекомбинируют в базе, создавая ток $I_{\text{эрек}}$. Предположим, что повышение напряжения $U_{\text{КБ}}$ на 5 В вызовет увеличение тока диффузии вдвое, т. е. теперь за тот же промежуток времени в базу инжектируется не 1000, а 2000 дырок. Но из-за уменьшения толщины базы теперь из каждой 1000 дырок рекомбинируют, например, только 3 дырки, а из 2000 дырок — 6. Таким образом, рекомбинационная составляющая $I_{\text{эрек}}$ уменьшится. Поскольку $I_{\text{эрек}}$ является основной составляющей тока базы, последний при этом также уменьшится.

При подаче на коллектор напряжения $|U_{\text{КБ}}| > 0$ появляется обратный ток коллектора $I_{\text{КБ0}}$, который тоже уменьшает ток базы. Уменьшение тока базы вызывает дополнительный прирост тока эмиттера, так как уменьшается падение напряжений на объемном сопротивлении базы $r_{\text{б0}}$, и поэтому возрастает прямое напряжение, приложенное непосредственно к эмиттерному переходу:

$$U_{\text{э.п}} = E_{\text{э}} - I_{\text{Б}} r_{\text{б0}}.$$

На рис. 3.7 приведена эквивалентная схема сопротивлений транзистора для постоянного тока, поясняющая сказанное. В этой схеме $r_{\text{э0}}$ и $r_{\text{к0}}$ — сопротивления эмиттерного и коллекторного переходов постоянному току, $r_{\text{б0}}$ — объемное сопротивление базы в направлении, перпендикулярном потоку дырок.

Из характеристик, приведенных на рис. 3.5,а, видно, что малые изменения эмиттерного напряжения вызывают значительные

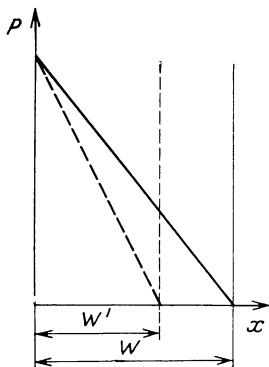


Рис. 3.6. График, иллюстрирующий увеличение градиента концентрации в базе при уменьшении ее толщины

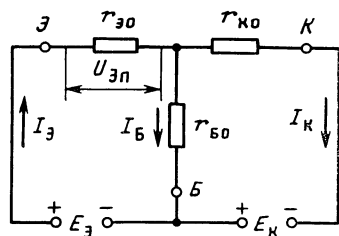


Рис. 3.7. Эквивалентная схема сопротивлений транзистора для постоянного тока при включении с ОБ

прироста тока эмиттера. Это говорит о том, что транзистор, включенный по схеме с ОБ, имеет малое входное дифференциальное сопротивление

$$R_{\text{вх.б}} = dU_{\text{ЭБ}}/dI_{\text{Э}} \approx \Delta U_{\text{ЭБ}}/\Delta I_{\text{Э}} \text{ при } U_{\text{КБ}} = \text{const.}$$

Для транзисторов малой мощности это сопротивление в зависимости от точки, в которой оно определяется, составляет единицы — десятки ом.

В семействе коллекторных характеристик, изображенных на рис. 3.5,б, нет характеристики, соответствующей $I_{\text{Э}}=0$. При $I_{\text{Э}}=0$ в базу из эмиттера не поступают дырки и в цепи коллектора протекает только обратный ток $I_{\text{КБ0}}$, который при комнатной температуре даже у германиевых транзисторов настолько мал, что в одном масштабе с характеристиками для $I_{\text{Э}} > 0$ изобразить характеристику для $I_{\text{Э}}=0$ невозможно, так как она сольется с горизонтальной осью. Коллекторные характеристики идут почти параллельно горизонтальной оси, т. е. ток коллектора почти не зависит от коллекторного напряжения. Объясняется это тем, что при $I_{\text{Э}}=\text{const}$ прирост тока коллектора при увеличении коллекторного напряжения происходит лишь за счет уменьшения рекомбинационного тока $I_{\text{Э рек}}$, который очень мал. Слабая зависимость тока коллектора от коллекторного напряжения свидетельствует об очень высоком выходном сопротивлении транзистора с общей базой

$$R_{\text{вых.б}} = dU_{\text{КБ}}/dI_{\text{К}} \approx \Delta U_{\text{КБ}}/\Delta I_{\text{К}} \text{ при } I_{\text{Э}} = \text{const.}$$

Для транзисторов малой мощности $R_{\text{вых.б}}$ имеет порядок сотен тысяч ом, а у некоторых типов транзисторов может даже превышать 1 МОм.

Транзистор, включенный по схеме с ОБ, характеризуется также дифференциальным коэффициентом передачи тока эмиттера

$$\alpha = dI_{\text{К}}/dI_{\text{Э}} \approx \Delta I_{\text{К}}/\Delta I_{\text{Э}} \text{ при } U_{\text{КБ}} = \text{const.}$$

Поскольку всегда $\Delta I_{\text{К}} < \Delta I_{\text{Э}}$, $\alpha < 1$ ($\alpha = 0,96 \dots 0,99$). т. е. транзистор, включенный по схеме с ОБ, не дает усиления по току. Но в то же время он обладает способностью усиления по напряжению и мощности. Это может быть объяснено следующим образом. Входное сопротивление транзистора мало. Поэтому с помощью малого прироста входного напряжения $\Delta U_{\text{ЭБ}}$ можно получить значительный прирост входного тока $\Delta I_{\text{Э}}$. Этот прирост тока почти полностью передается в коллекторную цепь: $\Delta I_{\text{К}} \approx \Delta I_{\text{Э}}$. Благодаря тому, что выходное сопротивление транзистора велико и напряжение коллекторного источника $E_{\text{К}} \gg E_{\text{Э}}$, в коллекторную цепь можно включить нагрузочное сопротивление $R_{\text{К}}$, во много раз превышающее входное сопротивление транзистора, от этого прирост коллекторного тока практически не уменьшится. Прирост коллекторного тока $\Delta I_{\text{К}}$ создаст прирост падения напряжения на нагрузочном резисторе примерно во столько раз больший, чем прирост входного напряжения, во сколько раз $R_{\text{К}} > R_{\text{вх.б}}$. При

этом возникает такой же по величине, но с обратным знаком прирост падения напряжения на коллекторе $\Delta U_{КБ} = -\Delta I_{К} R_{К}$. Коэффициент усиления по напряжению определяется отношением

$$K_{уб} = \Delta U_{КБ} / \Delta U_{ЭБ} = |\Delta I_{К} R_{К}| / \Delta I_{Э} R_{вх.б} \approx R_{К} / R_{вх.б}.$$

Таким образом, транзистор дает возможность перейти от цепи с малым сопротивлением к цепи с большим сопротивлением, но практически с тем же приростом тока, т. е. транзистор как бы преобразует сопротивление цепи. Отсюда и его название, состоящее из начала слова transfer (преобразователь) и окончания слова resistor (сопротивление). Наличие усиления по напряжению при $\Delta I_{К} \approx \Delta I_{Э}$ означает, что транзистор вносит также усиление по мощности.

На рис. 3.8 показана простейшая схема усилителя на транзисторе с ОБ.

Выводы. 1. В схеме с ОБ входная (эмиттерная) характеристика представляет собой характеристику PN -перехода при прямом включении. 2. Дифференциальное входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ мало (единицы — десятки ом), так как малые изменения напряжения на эмиттере вызывают значительные приросты тока эмиттера. 3. В схеме с ОБ коллекторное напряжение существенно влияет на ток эмиттера. Причем с увеличением (по абсолютному значению) коллекторного напряжения ток эмиттера увеличивается (эмиттерная характеристика сдвигается влево). 4. У транзистора с ОБ ток коллектора очень слабо зависит от коллекторного напряжения. Это означает, что выходное сопротивление транзистора с ОБ очень велико (может превышать 1 МОм). 5. Дифференциальный коэффициент передачи тока эмиттера $\alpha < 1$. Это говорит о том, что транзистор в схеме с ОБ не дает усиления по току. 6. Транзистор, включенный по схеме с ОБ, вносит усиление по напряжению и по мощности.

СХЕМА С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Рассмотренная схема включения транзистора с ОБ имеет ряд недостатков, наиболее существенный из которых состоит в том, что схема с ОБ не дает усиления по току. Кроме того, из-за малого входного сопротивления транзистор с общей базой потреб-

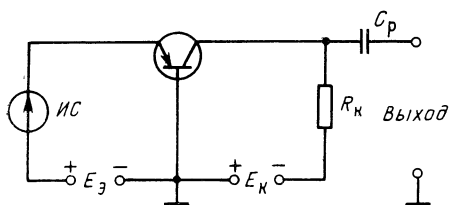


Рис. 3.8 Схема простейшего усилителя на транзисторе с ОБ

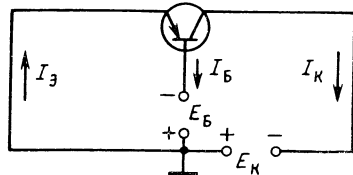


Рис. 3.9 Схема с общим эмиттером

ляет относительно большой ток от источника сигнала. Чрезмерно большое выходное сопротивление транзистора в схеме с ОБ также в большинстве случаев является нежелательным, так как затрудняет согласование с нагрузкой. Указанные недостатки устраняются, если источник эмиттерного напряжения (а в рабочем режиме и источник сигнала) включить не в эмиттерный, а в базовый провод (рис. 3.9). В этом случае общей точкой подключения входной и выходной цепей транзистора является вывод эмиттера. Поэтому данную схему включения транзистора называют схемой с общим эмиттером (ОЭ). При таком включении транзистора воздействие приростов напряжения источника E_B на эмиттерный переход (а значит, и на ток эмиттера) остается по существу тем же, что и в схеме с ОБ, поскольку они также приложены между выводами эмиттера и базы. Но теперь источник включен в участок входной цепи с малым током базы. Последний в данном случае является входным током и поэтому усилительное свойство транзистора в схеме с ОЭ характеризуется дифференциальным коэффициентом передачи тока базы:

$$\beta = dI_K/dI_B' \approx \Delta I_K/\Delta I_B \text{ при } U_{KЭ} = \text{const.}$$

Но $\Delta I_B = \Delta I_Э - \Delta I_K$. В свою очередь, $\Delta I_K = \alpha \Delta I_Э$, откуда $\Delta I_Э = \Delta I_K/\alpha$. Поэтому $\Delta I_B = \Delta I_K/\alpha - \Delta I_K = \Delta I_K(1-\alpha)/\alpha$. Подставив значение ΔI_B в выражение для β , получим $\beta = \alpha/(1-\alpha)$. При $\alpha = 0,98$ $\beta = 0,98/(1-0,98) = 49$; при $\alpha = 0,99$ $\beta = 0,99/(1-0,99) = 99$. Таким образом, транзистор, включенный по схеме с ОЭ, усиливает приращения тока базы (амплитуду тока сигнала) в десятки раз. Усиление по напряжению в данной схеме остается примерно таким же, как и в схеме с ОБ, т. е. тоже порядка десятков. Поэтому коэффициент усиления по мощности в схеме с ОЭ

$$K_{PЭ} = K_{uЭ} K_{iЭ} = 10^3 - 10^4.$$

Дифференциальное входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ

$$R_{вх.Э} = dU_{БЭ}/dI_B \approx \Delta U_{БЭ}/I_B \text{ при } I_{КЭ} = \text{const}$$

значительно больше, чем в схеме с ОБ (сотни ом), так как при одном и том же приросте напряжения на эмиттерном переходе прирост тока базы много меньше прироста тока эмиттера.

Выходное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ

$$R_{вых.Э} = dU_{КЭ}/dI_K \approx \Delta U_{КЭ}/\Delta I_K \text{ при } I_B = \text{const}$$

меньше, чем в схеме с ОБ (десятки килоом), поскольку один и тот же прирост коллекторного напряжения в схеме с ОЭ вызывает больший прирост коллекторного тока, чем в схеме с ОБ. Объясняется это тем, что в схеме с ОЭ небольшая часть напряжения коллекторного источника (а также приростов коллекторного напряжения) прикладывается к эмиттерному переходу (плюс к эмиттеру непосредственно, а минус через коллектор и коллекторный переход к базе). При этом, например, повышение $U_{КЭ}$ на $\Delta U_{КЭ}$

вызывает дополнительное понижение потенциального барьера в эмиттерном переходе, что приводит к увеличению токов эмиттера и коллектора. Кроме того, повышение $U_{кэ}$ приводит к увеличению и $U_{кб}$, а от этого расширяется коллекторный переход, что, в свою очередь, приводит к уменьшению тока базы. Но $R_{вых.э}$ определяется при условии $I_B = \text{const}$. Поэтому для восстановления прежнего значения I_B приходится несколько повысить напряжение $U_{бэ}$, а от этого возрастают токи I_E и I_K .

Схема для снятия статических характеристик транзистора с ОЭ приведена на рис. 3.10, а на рис. 3.11 — семейства входных и выходных статических характеристик для схемы с ОЭ.

Входная статическая характеристика для схемы с ОЭ представляет собой зависимость тока базы от напряжения на базе при неизменном напряжении на коллекторе:

$$I_B = f(U_{бэ}) \text{ при } U_{кэ} = \text{const.}$$

Рассматривая зависимость тока базы от напряжения на базе, следует иметь в виду, что последнее воздействует на ток базы

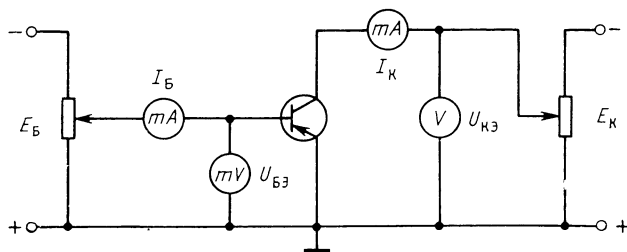


Рис. 3.10. Схема для снятия статических характеристик транзистора при включении с ОЭ

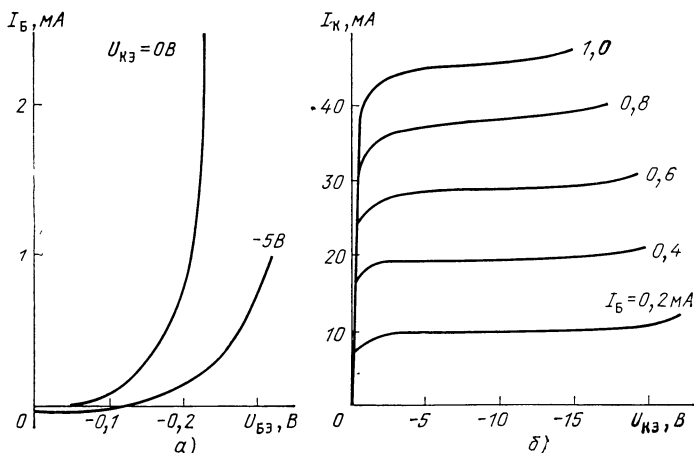


Рис. 3.11. Семейство входных (а) и выходных (б) статических характеристик транзистора при включении с ОЭ

не непосредственно, а, как и в схеме с ОБ, через ток эмиттера. Так, например, увеличение напряжения $U_{БЭ}$ вызовет увеличение тока эмиттера. При этом за счет роста составляющих $I_{ЭН}$ и $I_{Э\text{рек}}$ увеличится и ток базы.

Сравнивая входные статические характеристики транзистора в схеме с ОЭ с одноименными характеристиками для схемы с ОБ, можно заметить некоторые различия между ними. Во-первых, в схеме с ОЭ коллекторное напряжение не увеличивает входной ток (базы), а уменьшает его, т. е. смещает характеристику влево. Причем резкое уменьшение тока базы происходит при изменении коллекторного напряжения от нуля до значения, примерно равного напряжению на базе E_B , т. е. до нескольких десятых долей вольта. А дальнейшее увеличение коллекторного напряжения мало влияет на ток базы (входная характеристика очень мало смещается вправо); во-вторых, входные характеристики в схеме с ОЭ, снятые при наличии коллекторного напряжения, имеют отрицательный участок ($I_B < 0$). Для объяснения указанных особенностей входных статических характеристик транзистора в схеме с ОЭ рассмотрим схему, изображенную на рис. 3.12. При $U_{КЭ} = 0$ (коллектор замкнут накоротко с эмиттером) оба перехода находятся под прямым напряжением источника E_B . При этом ток базы равен сумме прямых (диффузионных) токов эмиттера и коллектора и ограничивается сопротивлением базы $r_{б0}$. При включении коллекторного источника и повышении его напряжения примерно до E_B прямой ток через коллекторный переход уменьшается до нуля, а при дальнейшем повышении коллекторного напряжения коллекторный переход оказывается под обратным напряжением и дырки, инжектированные в базу из эмиттера, доходят до коллекторного перехода (так как теперь им не препятствует встречный поток дырок из коллектора) и перебрасываются полем этого перехода в коллектор. Ток коллектора опять быстро возрастает, но теперь он имеет свое обычное направление — вытекает из коллектора. Ток базы при этом уменьшается до нормального значения, транзистор входит в свой обычный режим.

Слабое влияние коллекторного напряжения на положение базовой характеристики в нормальном режиме работы транзистора (при $|U_{КЭ}| > |E_B|$) объясняется тем, что на ток базы оказывают противоположное воздействие два фактора: с одной стороны, при увеличении по абсолютной величине коллекторного напряжения расширяется коллекторный переход, что, как известно, приводит к уменьшению тока базы, а с другой стороны, напряжение

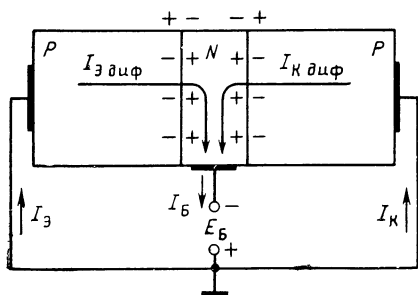


Рис. 3.12 Цепи прохождения токов в транзисторе с ОЭ при коллекторном напряжении, равном нулю

коллекторного источника, частично прикладываясь к эмиттерному переходу, увеличивает ток эмиттера, а значит, и ток базы. Поскольку влияние первого фактора оказывается более сильным, ток базы все же уменьшается, но очень мало. Поэтому статические базовые характеристики, снятые при различных значениях $|U_{кэ}| > |E_B|$, почти сливаются.

Наличие отрицательного начального участка у характеристики тока базы можно объяснить следующим образом. При малых значениях напряжения на базе (на эмиттерном переходе) суммарный ток, образованный составляющими тока базы $I_{эН}$ и $I_{эРек}$, оказывается меньше встречной составляющей — тока $I_{кБ0}$. Поэтому результирующий ток базы совпадает с направлением тока $I_{кБ0}$, т. е. втекает в базу. Входная характеристика пересекает горизонтальную ось в точке, для которой выполняется равенство

$$I_{эН} + I_{эРек} = -I_{кБ0}.$$

Выходная или коллекторная статическая характеристика транзистора, включенного по схеме с ОЭ (см. рис. 3.11,б), представляет собой график зависимости тока коллектора от напряжения на коллекторе при неизменном токе базы:

$$I_K = f(U_{кэ}) \text{ при } I_B = \text{const.}$$

Поскольку при $U_{кэ} = 0$ ток коллектора представляет собой диффузионный ток, протекающий в обратном направлении, статические коллекторные характеристики начинаются не с нуля, а с некоторого отрицательного значения тока. При $U_{кэ} = 0,15 \dots 0,2$ В, когда коллекторное напряжение компенсирует напряжение E_B и коллекторный переход оказывается под обратным напряжением, ток коллектора меняет свое направление на обычное, т. е. становится положительным. Однако в принятом для $U_{кэ}$ масштабе отложить напряжение $0,15 \dots 0,2$ В практически трудно и к тому же это не имеет существенного значения, поскольку напряжение на коллекторе обычно не уменьшается до величины напряжения на базе. Поэтому коллекторные характеристики транзистора с ОЭ изображают исходящими из начала координат.

Коллекторные характеристики в схеме с ОЭ имеют заметно больший угол наклона к горизонтальной оси, чем в схеме с ОБ. Это говорит о меньшем сопротивлении транзистора по сравнению со схемой ОБ, о чем было сказано выше.

Простейшая схема усилителя на транзисторе с ОЭ приведена на рис. 3.13.

Выводы. 1. В отличие от схемы с ОБ схема с ОЭ наряду с усилением по напряжению дает также усиление по току. Поэтому усиление по мощности в схеме с ОЭ значительно больше, чем в схеме с ОБ. 2. Транзистор, включенный по схеме с ОЭ, имеет более приемлемые значения входного и выходного сопротивлений (входное больше, а выходное меньше), чем в схеме с ОБ. 3. Благодаря указанным преимуществам схема с ОЭ находит наибольшее применение на практике.

СХЕМА С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ

В отличие от схемы с ОЭ в схеме с общим коллектором (ОК) нагрузочный резистор включают не в цепь коллектора, а в цепь эмиттера и выходное напряжение снимают не с коллектора транзистора, а с указанного нагрузочного резистора в цепи эмиттера (рис. 3.14). Особенность данной схемы состоит в том, что входное и выходное напряжения сигнала действуют в одной цепи база — эмиттер. Причем приросты напряжения, создаваемые источником сигнала, вызывают близкие по значению приросты падения напряжения на нагрузочном резисторе $R_э$, но противоположной полярности. Поэтому непосредственно между базой и эмиттером будет приложена разность указанных приростов напряжения, которая во много раз меньше прироста напряжения источника сигнала, поступающего на базу транзистора в отсутствие $R_э$, т. е. в схеме с ОЭ. Соответственно будут меньшими и приросты токов в транзисторе, в частности тока базы. Последним объясняется то, что схема с ОК имеет наибольшее из всех схем включения транзистора дифференциальное входное сопротивление

$$R_{вх.к} = dU_{БК}/dI_B \approx \Delta U_{БК}/\Delta I_B \text{ при } U_K = \text{const.}$$

($R_{вх.к}$ может составлять десятки килоом). Выходное сопротивление схемы с ОК наименьшее из всех схем включения транзистора (десятки — сотни ом). Очевидно, что в данной схеме прирост падения напряжения на $R_э$, т. е. $U_{вых}$ всегда меньше $U_{вх}$. Это означает, что схема с ОК не дает усиления по напряжению. В то же время схема с ОК дает усиление по току и мощности.

Статические характеристики транзистора снимаются при отсутствии нагрузочного резистора ($R_K = R_э = 0$). Но в этом случае схема с ОК превращается в схему с ОЭ. Поэтому статические характеристики для схемы с ОК те же, что и для схемы с ОЭ.

Выводы. 1. Схема с ОК вносит усиление по току и мощности, но не дает усиления по напряжению. 2. Схема с ОК имеет наибольшее из всех схем включения транзистора входное и наименьшее выходное сопротивления.

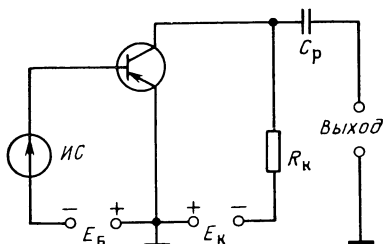


Рис. 3.13. Схема простейшего усилителя на транзисторе с ОЭ

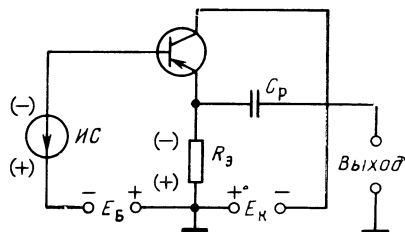


Рис. 3.14. Схема с общим коллектором

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему в схеме с ОБ ток коллектора почти не зависит от напряжения на коллекторе и остается почти равным току эмиттера даже при напряжении на коллекторе равном нулю?
2. Каков механизм влияния коллекторного напряжения на эмиттерную характеристику?
3. Какие недостатки имеет схема с ОБ?
4. Изобразите структурную схему с ОЭ и объясните, в чем состоит отличие ее от схемы с ОБ.
5. Почему схема с ОЭ не имеет недостатков, присущих схеме с ОБ? Что такое дифференциальный коэффициент передачи тока базы?
6. Каким образом в схеме с ОЭ напряжение на коллекторе влияет на входную характеристику?
7. Изобразите схему с ОК. Как отличаются основные показатели схемы с ОК от показателей схем с ОБ и ОЭ? Чем объясняется это отличие?

3.4. ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРА

Изменения температуры окружающей среды влияют на температуру PN -переходов транзистора. Это приводит к изменению токов транзистора (так как изменяется число носителей заряда в P - и N -областях) и, следовательно, влияет на статические характеристики транзистора. Так, при изменении температуры окружающей среды от t_n до t эмиттерная характеристика сдвигается примерно на

$$\Delta U_{ЭБ} = 0,002 (t_n - t) \text{ В},$$

где t_n — температура, при которой снималась приводимая в справочнике характеристика (обычно $+20$ или $+25^\circ\text{C}$). Из рис. 3.15 видно, что при температуре $+20^\circ\text{C}$ и напряжении на эмиттере $U_{ЭБ0} = 0,2$ В ток эмиттера $I_{Э0} = 5$ мА. При повышении температуры до $+70^\circ\text{C}$ ток эмиттера возрастает до $I'_{Э0} = 40$ мА. Прежнему значению тока $I_{Э0} = 5$ мА теперь соответствует напряжение на эмиттере, равное $0,1$ В. Таким образом, эмиттерная характеристика получила сдвиг $\Delta U_{ЭБ} = 0,002 (20 - 70) = -0,1$ В.

Столь большое увеличение прямого тока через PN -переход можно объяснить следующим образом. Значительное повышение температуры вызывает усиленную ионизацию атомов полупроводника, в результате чего резко возрастает число носителей заряда в каждой из областей PN -перехода. В частности, в P -области возрастает число свободных электронов, и они переходят в N -область, где компенсируют положительные заряды атомов донорной примеси. В обратном направлении переходит большое число дырок, компенсирующих отрицательные заряды атомов акцепторной примеси. В результате резко снижается потенциальный барьер и возрастает прямой ток через PN -переход.

Изменения температуры оказывают влияние и на коллекторные характеристики. Причиной этого влияния являются температурные изменения обратного тока коллектора $I_{КБ0}$, являющегося,

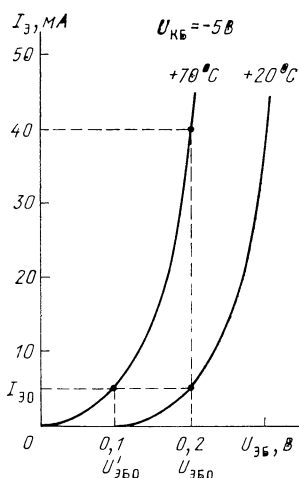


Рис. 3.15. Влияние температуры окружающей среды на эмиттерные характеристики транзистора

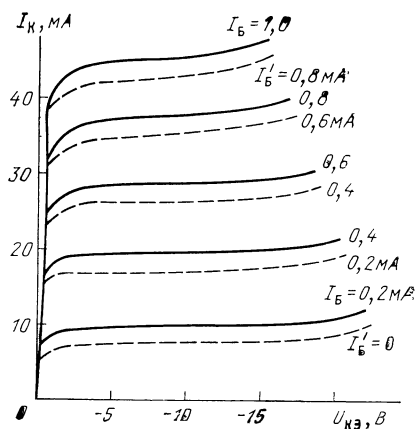


Рис. 3.16. Влияние температуры окружающей среды на коллекторные характеристики транзистора при включении с ОЭ

как известно, составной частью и тока коллектора (3.3), и тока базы (3.4). При комнатной температуре ток $I_{КБ0}$ у маломощных германиевых транзисторов составляет 3...5 мкА, а у кремниевых 0,1...0,5 мкА. Ток $I_{КБ0}$ у германиевых транзисторов примерно удваивается на каждые 10°C приращения температуры. При повышении температуры на 50°C (от $+20$ до $+70^\circ\text{C}$) ток $I_{КБ0}$ германиевого транзистора возрастет в $2^5 = 32$ раза и составит $5 \times 32 = 160 \text{ мкА} = 0,16 \text{ мА}$. Степень влияния температурных изменений тока $I_{КБ0}$ на коллекторные характеристики в схемах с ОБ и с ОЭ различна. В схеме с ОБ коллекторные характеристики снимаются при фиксированных значениях тока эмиттера, которые не зависят от тока базы и его составляющей $I_{КБ0}$. Поэтому влияние температурных изменений тока $I_{КБ0}$ на коллекторные характеристики в схеме с ОБ проявляется лишь в том, что согласно (3.3) к управляемому току коллектора добавляется ток $I_{КБ0}$. В нашем примере температурный прирост тока $I_{КБ0}$ составляет $\Delta I_{КБ0} = 160 - 5 = 155 \text{ мкА} = 0,155 \text{ мА}$. Поскольку ток коллектора у транзисторов малой мощности имеет порядок единиц и десятков миллиампер, относительное изменение его за счет температурного прироста тока $I_{КБ0}$ получается настолько незначительным, что им в большинстве случаев можно пренебречь. Посмотрим теперь, как этот же температурный прирост тока $I_{КБ0}$ повлияет на коллекторные характеристики в схеме с ОЭ. При температуре $+20^\circ\text{C}$ ток $I_{КБ0}$ равен 5 мкА. В схеме с ОЭ начальная коллекторная характеристика снимается при $I_Б = 0$. Для выполнения этого условия с помощью напряжения $U_{БЭ}$ должны быть установлены сос-

тавляющие $I_{ЭН}$ и $I_{ЭРек}$ такими, чтобы их сумма стала равной по величине току $I_{КБ0}$, т. е. тоже 5 мкА: $I_{ЭН} + I_{ЭРек} = (1-\alpha)I_{Э} = I_{КБ0} = 5 \text{ мкА}$.

Откуда

$$I_{Э} = I_{КБ0} / (1-\alpha) = 5 / (1-0,98) = 250 \text{ мкА} = 0,25 \text{ мА}.$$

При $I_{Б} = 0$ ток коллектора равен току эмиттера: $I_{К} = I_{Э} = 0,25 \text{ мА}$. Как видим, при комнатной температуре ток коллектора при $I_{Б} = 0$ получается малым. Поэтому данную характеристику в семействе коллекторных характеристик не показывают. При повышении температуры до $+70^{\circ}\text{C}$ обратный ток коллектора возрастает до $I'_{КБ0} = 0,16 \text{ мА}$ и при $I_{Б} = 0$

$$I'_{К} = I'_{Э} = I'_{КБ0} / (1-\alpha) = 0,16 / (1-0,98) = 8 \text{ мА}.$$

Таким образом, все коллекторные характеристики семейства сместятся вверх на 8 мА (рис. 3.16), т. е. влияние температуры на коллекторные характеристики в схеме с ОЭ достаточно большое. Как следует из приведенных выше данных, у кремниевых транзисторов значение тока $I_{КБ0}$ при $+20^{\circ}\text{C}$ примерно на порядок меньше, чем у германиевых. Но это не значит, что в такой же мере у них меньше и влияние температуры на коллекторные характеристики в схеме с ОЭ. У кремниевых транзисторов ток $I_{КБ0}$ с повышением температуры растет быстрее, чем у германиевых: увеличивается примерно втрое на каждые 10°C приращения температуры. При повышении температуры на 50°C ток $I_{КБ0}$ у кремниевого транзистора возрастет в $3^5 = 243$ раза и составит $0,5 \times 243 = 122 \text{ мкА} = 0,122 \text{ мА}$. При этом токе $I_{КБ0}$ и принятом в рассмотренном примере значении $\alpha = 0,98$ условию $I_{Б} = 0$ будет соответствовать ток коллектора $I'_{К} = 0,122 / (1-0,98) = 6 \text{ мА}$; т. е. влияние температуры на коллекторные характеристики в схеме с ОЭ у кремниевых транзисторов не намного меньше, чем у германиевых.

В транзисторных усилителях и других устройствах принимают меры по температурной стабилизации режима работы транзисторов, о чем будет сказано в гл. 14.

Выводы. 1. Изменения температуры окружающей среды влияют на статические характеристики транзистора: на входные — за счет изменения количества носителей заряда в P - и N -областях, на выходные — из-за изменения величины обратного тока коллектора. 2. Эмиттерная характеристика сдвигается примерно на 2 мВ на 1°C . Соответствующий сдвиг получает и базовая характеристика. 3. Коллекторные характеристики в схеме с ОЭ намного сильнее подвержены температурному влиянию, чем в схеме с ОБ.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как влияют изменения температуры окружающей среды на эмиттерную характеристику транзистора?

2. Почему температурные изменения почти не влияют на коллекторные характеристики транзистора при включении по схеме с ОБ и сильно влияют при включении по схеме с ОЭ?

3.5. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ И СИСТЕМЫ СТАТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА

Т-ОБРАЗНАЯ ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА И ФИЗИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА

При анализе и расчете транзисторных схем, в частности усилителей, обычно пользуются эквивалентной схемой транзистора для переменных составляющих токов и напряжений, параметры которой соответствуют электрическим параметрам транзистора. Эффект передачи входного тока в выходную цепь транзистора учитывается путем включения в выходную цепь управляемого генератора, величина тока или ЭДС которого зависит от входного сигнала. Имеется несколько эквивалентных схем транзистора и соответствующих им систем параметров. Наилучшим образом отражает структуру транзистора и происходящие в нем физические процессы Т-образная эквивалентная схема с управляемым генератором тока (рис. 3.17,а). Этой схеме соответствует система физических или собственных параметров транзистора, характеризующих свойства самого транзистора и не зависящих от схемы его включения. Наиболее важными физическими параметрами являются:

1. Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода

$$r_e = \left. \frac{dU_{э.п}}{dI_э} \right|_{U_K=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta U_{э.п}}{\Delta I_э} \right|_{U_K=\text{const}} = \left. \frac{u_{э.п}}{i_э} \right|_{u_K=0},$$

где $U_{э.п}$ — напряжение, приложенное к эмиттерному переходу, т. е. напряжение между клеммой эмиттера и внутренней точкой базы Б'. Условие $U_K=\text{const}$ означает, что на выходе схемы должен быть обеспечен режим короткого замыкания (КЗ) по переменному току $u_K=0$.

2. Объемное сопротивление базы r_b .

3. Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода

$$r_K = \left. \frac{dU_{K.п}}{dI_K} \right|_{I_э=\text{const}},$$

где $U_{K.п}$ — обратное напряжение на коллекторном переходе. Поскольку падение напряжения на сопротивлении базы много меньше напряжения на коллекторе, можно считать $U_{Kп}=U_K$ и дифференциальное сопротивление коллекторного перехода определять как

$$r_K = \left. \frac{dU_K}{dI_K} \right|_{I_э=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta U_K}{\Delta I_K} \right|_{I_э=\text{const}} = \left. \frac{u_K}{i_K} \right|_{i_э=0}.$$

4. Дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока

$$\alpha = \left. \frac{dI_K}{dI_э} \right|_{U_K=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_э} \right|_{U_K=\text{const}} = \left. \frac{i_K}{i_э} \right|_{u_K=0}.$$

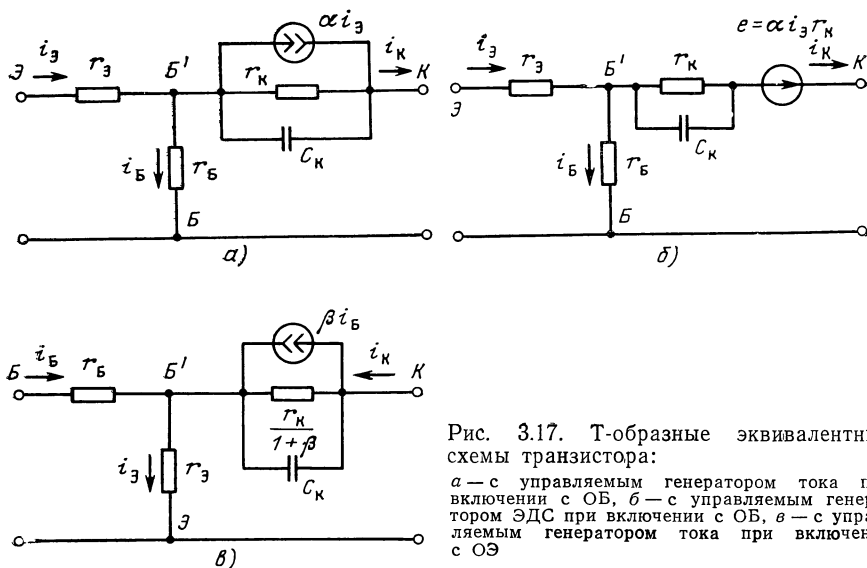


Рис. 3.17. Т-образные эквивалентные схемы транзистора:

а — с управляемым генератором тока при включении с ОБ, б — с управляемым генератором ЭДС при включении с ОБ, в — с управляемым генератором тока при включении с ОЭ

На эквивалентных схемах транзистора принято показывать стрелками направление мгновенных значений токов при положительной полуволне напряжения на входном электроде. Токи в транзисторе при наличии сигнала на его входе являются пульсирующими. Увеличение мгновенного значения пульсирующего тока можно рассматривать как результат сложения постоянного тока (при отсутствии сигнала) и мгновенного значения переменного тока (сигнала) того же направления, а уменьшение — как результат вычитания из постоянного тока мгновенного значения переменного тока обратного направления. В схеме с ОБ входным электродом является эмиттер. При положительной полуволне сигнала на входе (при «+» на эмиттере) ток эмиттера возрастает. Это значит, что переменная составляющая тока эмиттера совпадает по направлению с постоянной, т. е. втекает в эмиттер. Поскольку при увеличении тока эмиттера увеличиваются также токи базы и коллектора, переменные составляющие этих токов тоже совпадают по направлению с постоянными составляющими — вытекают из базы и коллектора.

На рис. 3.17,б показана эквивалентная схема транзистора с управляемым генератором ЭДС.

Эквивалентные схемы, изображенные на рис. 3.17,а и б, соответствуют включению транзистора с ОБ. Эквивалентная схема транзистора, включенного по схеме с ОЭ, приведена на рис. 3.17,в. В данной схеме изменилось направление всех токов. Объясняется это тем, что в схеме с ОЭ входным электродом является база, а при «+» на базе все токи в транзисторе уменьшаются. Это означает, что переменные составляющие токов теперь имеют встречное направление с постоянными составляющими.

СИСТЕМЫ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА КАК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА

Общие положения. Недостаток системы физических параметров транзистора в том, что не все из них могут быть измерены непосредственно. Поэтому на практике чаще пользуются внешними параметрами, которые можно получить, если транзистор рассматривать как активный линейный четырехполюсник, т. е. как электрическую схему, имеющую два входных и два выходных зажима (полюса, рис. 3.18).

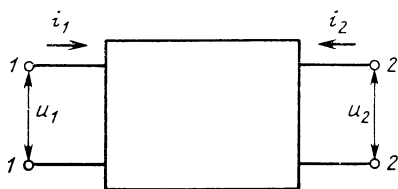


Рис. 3.18. Линейный четырехполюсник

Активным называется четырехполюсник, способный усиливать сигналы по мощности за счет энергии источника питания.

Для того чтобы транзистор можно было считать линейным четырехполюсником, амплитуды переменных напряжений, приложенных к транзистору, должны быть достаточно малы.

Из четырех взаимосвязанных величин напряжений и токов на входе и выходе четырехполюсника можно выбрать любую пару в качестве независимых переменных. Тогда оставшиеся две величины будут зависимыми переменными. При этом возможны шесть вариантов указанного выбора и соответственно шесть систем параметров четырехполюсника.

Z-параметры. Если выбрать в качестве независимых переменных i_1 и i_2 , то можно записать уравнения:

$$u_1 = Ai_1 + Bi_2, \quad u_2 = Ci_1 + Di_2.$$

Коэффициенты (параметры) A , B , C и D в этих уравнениях должны иметь размерность сопротивления, так как при умножении каждого из них на ток должно быть получено напряжение. Поэтому данные уравнения можно переписать в виде

$$u_1 = Z_{11}i_1 + Z_{12}i_2, \quad u_2 = Z_{21}i_1 + Z_{22}i_2.$$

Эта система параметров носит название системы Z-параметров. Двухзначные индексы при коэффициентах показывают, какую пару величин связывает данный параметр. Например, параметр Z_{12} (читается: «зэт один два») связывает между собой u_1 и i_2 , параметр Z_{21} — u_2 и i_1 и т. д. При этом первая цифра индекса относится к зависимой, а вторая — к независимой переменной.

Данные уравнения справедливы для любых значений независимых переменных, в том числе и для $i_1=0$ и $i_2=0$. Если положить $i_2=0$ (холостой ход на выходе четырехполюсника, т. е. зажимы 2—2 разомкнуты для переменного тока), то уравнения примут вид

$$u_1 = Z_{11}i_1, \quad u_2 = Z_{21}i_1.$$

Откуда $Z_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0}$ — входное сопротивление транзистора в

режиме холостого хода (ХХ) на выходе; $Z_{21} = \frac{u_2}{i_1} \Big|_{i_2=0}$ — параметр, характеризующий степень воздействия входного тока на выходное напряжение, т. е. усилительную способность транзистора. Если же положить $i_1=0$ (ХХ на входе транзистора, т. е. зажимы 1—1 разомкнуты для переменного тока), то получим $Z_{12} = \frac{u_1}{i_2} \Big|_{i_1=0}$ — параметр, характеризующий влияние выходного тока на входное напряжение, т. е. обратную связь в транзисторе; $z_{22} = \frac{u_2}{i_2} \Big|_{i_1=0}$ — выходное сопротивление транзистора в режиме ХХ на входе.

Система Z -параметров на практике неудобна тем, что при измерении параметров Z_{11} и Z_{21} необходимо обеспечить на выходе режим ХХ по переменному току (а для постоянного тока цепь обрывать нельзя, так как необходимо подавать напряжение питания на коллектор). Для этого в цепь коллектора необходимо включить индуктивность, сопротивление которой для переменного тока звуковой частоты было бы много больше выходного сопротивления транзистора. Это условие трудно выполнить, поскольку выходное сопротивление транзистора очень велико. Поэтому система Z -параметров не нашла широкого применения на практике.

y -параметры. Если в качестве независимых переменных принять u_1 и u_2 , то получим систему y -параметров, имеющих размерность проводимости:

$$i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2, \quad i_2 = y_{21} u_1 + y_{22} u_2.$$

При $u_2=0$ (короткое замыкание на выходе) получим

$y_{11} = \frac{i_1}{u_1} \Big|_{u_2=0}$ — входная проводимость в режиме КЗ на выходе;

$y_{21} = \frac{i_2}{u_1} \Big|_{u_2=0}$ — проводимость прямой передачи (крутизна проходной характеристики) — параметр, характеризующий усилительную способность транзистора.

При $u_1=0$ (КЗ на входе)

$y_{12} = \frac{i_1}{u_2} \Big|_{u_1=0}$ — проводимость обратной связи;

$y_{22} = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{u_1=0}$ — выходная проводимость в режиме КЗ на входе. В системе y -параметров для измерения y_{12} и y_{22} требуется режим КЗ на входе транзистора, что также трудно практически обеспечить, так как входное сопротивление транзистора мало и для получения режима КЗ параллельно входу транзистора должен быть включен конденсатор очень большой емкости (чтобы на низкой частоте выполнялось условие: $1/\omega C \ll R_{вх}$). Другой недостаток системы y -параметров в том, что для практического использования этой системы параметров необходимо иметь семейство

коллекторных статических характеристик, снятых при фиксированных значениях напряжения на входе ($U_{\text{Э}} = \text{const}$ или $U_{\text{Б}} = \text{const}$), а в справочниках обычно приводятся статические коллекторные характеристики, снятые при фиксированных значениях входного тока ($I_{\text{Э}} = \text{const}$ или $I_{\text{Б}} = \text{const}$). Поэтому необходимо перестраивать указанные характеристики, что создает определенные неудобства. Тем не менее система y -параметров находит практическое применение при расчетах транзисторных усилителей и других устройств. Объясняется это, во-первых, тем, что при анализе схем различных каскадов усиления приходится рассматривать цепи с параллельным соединением большого числа элементов. А в этом случае, как известно, удобнее пользоваться проводимостями. Во-вторых, в системе y -параметров основным параметром, характеризующим усилительные свойства транзистора, как и у электронной лампы — пентода, является крутизна проходной характеристики $I_{\text{К}} = f(U_{\text{БЭ}})$:

$$y_{21} = i_2/u_1 = \Delta I_{\text{К}}/\Delta U_{\text{БЭ}} = S_{\text{п}}. \quad (3.5)$$

Это в известной мере дает возможность при расчетах транзисторных устройств воспользоваться хорошо разработанной методикой расчета ламповых схем.

h -параметры. На практике наибольшее применение нашла смешанная система h -параметров, в которой параметры имеют разные размерности и легко измеряются. В системе h -параметров в качестве независимых переменных принимают i_1 и u_2 . При этом

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2, \quad i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2.$$

Если положить $u_2 = 0$, то получим

$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0}$ — входное сопротивление транзистора в режиме КЗ на выходе;

$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0}$ — коэффициент передачи (усиления) тока в режиме КЗ на выходе.

При $i_1 = 0$

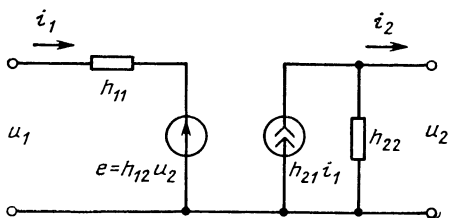
$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1=0}$ — коэффициент обратной связи в режиме ХХ на входе;

$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0}$ — выходная проводимость в режиме ХХ на входе.

Указанные условия измерений: $u_2 = 0$ (КЗ на выходе) и $i_1 = 0$ (ХХ на входе) обеспечиваются включением конденсатора достаточно большой емкости параллельно выходу транзистора и включением последовательно в цепь эмиттера катушки достаточной индуктивности. Необходимые при этом соотношения: $1/\omega C \ll R_{\text{вых}}$ и $\omega L \gg R_{\text{вх}}$ практически легко выполняются, поскольку $R_{\text{вых}}$ очень велико, а $R_{\text{вх}}$ мало.

На рис. 3.19 приведена эквивалентная схема транзистора как четырехполюсника, соответствующая h -параметрам.

Рис. 3.19. Эквивалентная схема транзистора как четырехполюсника, соответствующая h -параметрам



Нами рассмотрены три системы параметров транзистора как четырехполюсника. Из остальных трех возможных систем параметров две системы, у которых независимые переменные u_1 и i_1 , а также u_2 и i_2 вообще не могут быть использованы, так как не содержат таких важных параметров как входное и выходное сопротивления (проводимости), а оставшаяся система g -параметров (тоже смешанная, но в качестве независимых переменных приняты u_1 и i_2) не находит применения на практике, так как требует обеспечения трудно выполнимых режимов ХХ на выходе и КЗ на входе транзистора.

h -параметры транзистора, включенного по схеме с ОБ. Низкочастотные h -параметры транзистора можно с достаточной для практики точностью измерить без источника переменного напряжения (сигнала), используя приращения постоянных напряжений и токов. В этом случае отпадает также необходимость включения конденсатора параллельно выходу и катушки индуктивности — последовательно со входом транзистора, так как режим КЗ по переменному току на выходе $u_2 = 0$ в данном случае обеспечивается неизменностью постоянного напряжения на выходе ($U_2 = \text{const}$), а режим ХХ по переменному току на входе ($i_1 = 0$) — неизменностью постоянного входного тока ($I_1 = \text{const}$). Для измерения h -параметров транзистора при включении с ОБ может быть использована схема для снятия статических характеристик транзистора с ОБ (см. рис. 3.4).

Для схемы с ОБ

$$u_1 = u_{ЭБ} = \Delta U_{ЭБ}; \quad i_1 = i_Э = \Delta I_Э; \quad u_2 = u_{КБ} = \Delta U_{КБ}, \quad i_2 = i_К = \Delta I_К.$$

$$h_{11Б} = \left. \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta I_Э} \right|_{U_{КБ}=\text{const}} \quad \text{—} \quad \text{входное дифференциальное сопротивление}$$

транзистора в заданной точке. Условие $U_{КБ} = \text{const}$ необходимо соблюдать для того, чтобы изменения $U_{КБ}$ не влияли на $\Delta I_Э$, а значит, и на $h_{11Б}$.

$$h_{12Б} = \left. \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta U_{КБ}} \right|_{I_Э=\text{const}} \quad \text{—} \quad \text{коэффициент обратной связи по напряжению,}$$

показывающий, какому изменению напряжения на эмиттере в вольтах равноценен по своему воздействию на ток эмиттера один вольт изменения напряжения на коллекторе. Условие $I_Э = \text{const}$ означает, что приросты $\Delta U_{ЭБ}$ и $\Delta U_{КБ}$ вызывают одинаковые по величине и противоположные по знаку приросты тока эмиттера и поэтому последний остается неизменным.

$$h_{21Б} = \left. \frac{\Delta I_К'}{\Delta I_Э} \right|_{U_{КБ}=\text{const}} \quad \text{—} \quad \text{коэффициент передачи тока эмит-$$

тера. Условие $U_{КБ} = \text{const}$ говорит о том, что прирост тока кол-

лктора $\Delta I'_K$ возник только за счет приращения тока эмиттера ΔI_Σ .

Параметр h_{216} численно равен физическому параметру — дифференциальному коэффициенту передачи тока эмиттера в схеме с ОБ, но имеет отрицательный знак:

$$h_{216} = -\alpha.$$

Последнее объясняется тем, что когда транзистор представлять как четырехполюсник, за положительные направления входного и выходного токов принимают направления в сторону четырехполюсника, т. е. положительными считаются токи, втекающие в четырехполюсник (см. рис. 3.18). А в схеме с ОБ, как было показано выше, коллекторный ток вытекает из транзистора и поэтому считается отрицательным.

$$h_{226} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KB}} \right|_{I_\Sigma = \text{const}} \quad \text{— выходная проводимость тран-}$$

зистора. Условие $I_\Sigma = \text{const}$ указывает на то, что в данном случае прирост коллекторного тока ΔI_K обусловлен лишь изменением ΔU_{KB} коллекторного напряжения.

h -параметры транзистора, включенного по схеме ОЭ.

h -параметры транзистора, включенного по схеме с ОЭ, могут быть измерены с помощью схемы для снятия статических характеристик транзистора с ОЭ (см. рис. 3.10).

Для схемы с ОЭ:

$$u_1 = u_{БЭ} = \Delta U_{БЭ}; \quad i_1 = i_B = \Delta I_B;$$

$$u_2 = u_{КЭ} = \Delta U_{КЭ}; \quad i_2 = i_K = \Delta I_K.$$

$$h_{11э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} \quad \text{— входное дифференциальное сопро-}$$

тивление транзистора, в заданной точке;

$$h_{12э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_B = \text{const}} \quad \text{— коэффициент обратной связи по на-}$$

пряжению;

$$h_{21э} = \left. \frac{\Delta I'_K}{\Delta I_B} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} \quad \text{— коэффициент усиления по току,}$$

обозначаемый ранее β ;

$$h_{22э} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_B = \text{const}} \quad \text{— выходная проводимость.}$$

ОПРЕДЕЛЕНИЕ h -ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА ПО ЕГО СТАТИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Для определения h -параметров транзистора по его статическим характеристикам необходимо иметь не менее двух входных и двух выходных характеристик. В справочниках обычно приводят-

ся две входные характеристики, соответствующие $U_K=0$ и $U_K=-5$ В, а также семейство коллекторных характеристик. Определение h -параметров по статическим характеристикам рассмотрим на конкретных примерах. Для этого воспользуемся семействами статических характеристик, приведенными на рис. 3.5 и 3.11. Указанные характеристики соответствуют одним и тем же типам транзисторов. Поскольку значения этих параметров зависят от тока эмиттера, в справочниках приводится значение указанного тока, при котором определялись параметры (для маломощных транзисторов обычно при $I_E = 1$ мА).

На рис. 3.20 приведены в увеличенном масштабе начальные участки эмиттерных характеристик, изображенных на рис. 3.5. Параметр h_{116} определяют по характеристике, соответствующей $U_{KB} = -5$ В. Для точки O с ординатой 1 мА

$$h_{116} = \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta I_E} \bigg|_{U_{KB}=\text{const}} = \frac{0,12 - 0,10}{(1,25 - 0,70) \cdot 10^{-3}} \bigg|_{U_{KB}=-5 \text{ В}} = 36,4 \text{ Ом}.$$

Для определения параметра h_{126} из точки O проводим горизонтальную линию до пересечения со статической характеристикой, соответствующей $U_{KB} = 0$. Отрезок OA , заключенный между характеристиками, обозначим $\Delta U'_{ЭБ}$. Тогда

$$h_{126} = \frac{\Delta U'_{ЭБ}}{\Delta U_{KB}} \bigg|_{I_E=\text{const}} = \frac{0,148 - 0,110}{0 - (-5)} \bigg|_{I_E=1 \text{ мА}} = 7,6 \cdot 10^{-3}.$$

Остановимся подробнее на физическом смысле параметра h_{126} . Этот параметр, как известно, характеризует воздействие коллекторного напряжения на ток эмиттера. Из рассмотренного примера следует, что изменение напряжения на коллекторе на 5 В вызывает такой же по величине прирост тока эмиттера, как изменение напряжения на эмиттере на $0,148 - 0,110 = 0,038$ В. Действительно, за счет изменения U_{KB} от 0 до -5 В (при неизменном $U_{ЭБ} = 0,148$ В) ток эмиттера возрос от 1 до 2,25 мА (точка, определяющая ток эмиттера, переместилась по вертикали из положения A в положение B). Для того чтобы при новом значении $U_{KB} = -5$ В ток эмиттера уменьшился до первоначального значения 1 мА (так как надо выполнить условие $I_E = \text{const}$), необходимо уменьшить напряжение $U_{ЭБ}$ от 0,148 до 0,110 В (точка, определяющая величину тока эмиттера, переместится по характеристике, соответствующей $U_{KB} = -5$ В, из положения B в положение O). Таким образом, приросты напряжения $\Delta U_{KB} = 5$ В и $\Delta U'_{ЭБ} = 0,038$ В равноценны по своему воздействию на ток эмиттера. Уменьшив в 5 раз значения обеих этих величин, получим, что 1 В изменения напряжения на коллекторе равноценен по своему воздействию на ток эмиттера изменению напряжения на эмиттере на $7,6 \cdot 10^{-3}$ В. Это и показывает параметр h_{126} в нашем примере.

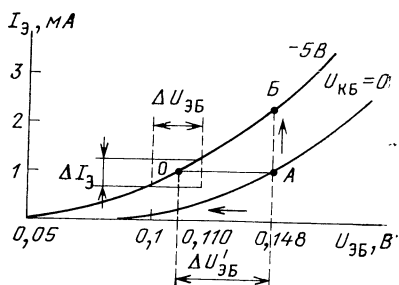


Рис. 3.20. Определение параметров h_{116} и h_{126} по эмиттерным характеристикам транзистора

Параметр h_{126} дает возможность учесть влияние изменений напряжения на коллекторе на эмиттерную цепь путем включения в последнюю эквивалентного генератора с ЭДС, равной $e = h_{126}u_K$, что нашло отражение в эквивалентной схеме транзистора для h -параметров, изображенной на рис. 3.19, где $u_2 = u_K$ — напряжение сигнала на коллекторе.

Параметр h_{113} определяется аналогично параметру h_{116} по статической входной характеристике $I_B = f(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ} = -5$ В. Для определения параметра h_{213} входная характеристика для $U_{КЭ} = 0$ В оказывается непригодной. Дело в том, что параметр h_{123} характеризует влияние коллекторного напряжения на эмиттерный переход и через него на ток базы. При $|U_{КЭ}| < |E_B|$ ток базы резко возрастает, но не из-за влияния коллекторного напряжения на эмиттерный переход, а за счет того, что коллекторный переход оказывается под прямым напряжением и ток базы становится равным сумме прямых (диффузионных) токов эмиттерного и коллекторного переходов (см. рис. 3.12). Поэтому параметр h_{123} следует вычислять по формуле:

$$h_{123} = 12,5 h_{223} / I_3,$$

где I_3 — значение тока эмиттера в мА, при котором были определены параметры h_{116} и h_{126} . В нашем примере $I_3 = 1$ мА. Таким образом, для вычисления параметра h_{123} необходимо сначала определить параметр h_{223} .

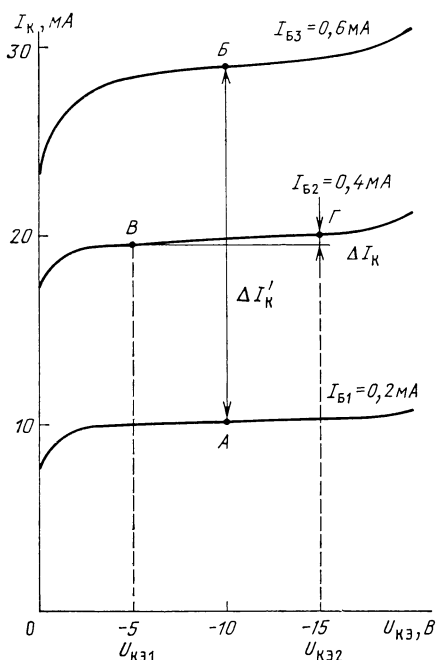


Рис. 3.21. Определение параметров h_{213} и h_{223} по коллекторным характеристикам транзистора

Перейдем к определению параметров h_{21} и h_{22} по выходным характеристикам. Определение параметров h_{216} и h_{226} по семейству коллекторных характеристик для схемы с ОБ дает большую погрешность, поскольку невозможно с необходимой точностью определить по характеристикам величину $\Delta I'_K$, соответствующую выбранному значению ΔI_3 при вычислении параметра h_{216} , а также прирост коллекторного тока ΔI_K , вызванный изменением коллекторного напряжения, необходимый для определения h_{226} (коллекторные характеристики для схемы с ОБ идут почти параллельно горизонтальной оси). Поэтому параметры h_{216} и h_{226} лучше определять че-

рез h -параметры для схемы с ОЭ, пользуясь формулами пересчета:

$$|h_{216}| = h_{21э}/(1 + h_{21э}), \quad h_{226} = h_{22э}/(1 + h_{21э}).$$

Параметры же $h_{21э}$ и $h_{22э}$ с достаточной для практических расчетов точностью можно определить по коллекторным характеристикам. На рис. 3.21 приведены три коллекторные характеристики для схемы с ОЭ, воспользовавшись которыми определим параметры $h_{21э}$ и $h_{22э}$:

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_K'}{\Delta I_B} \bigg|_{U_{КЭ}=\text{const}} = \frac{I_{K(B)} - I_{K(A)}}{I_{B3} - I_{B1}} \bigg|_{U_{КЭ}=-10\text{В}} = \frac{29 - 10}{0,6 - 0,2} = 47,5;$$

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} \bigg|_{I_B=\text{const}} = \frac{I_{K(r)} - I_{K(B)}}{U_{КЭ1} - U_{КЭ2}} \bigg|_{I_B=0,4 \text{ мА}} =$$

$$= \frac{(20 - 19,5) \cdot 10^{-3}}{-5 - (-15)} = 50 \cdot 10^{-6} \text{ См.}$$

$$R_{\text{вых } \varepsilon} = 1/h_{22э} = 1/(50 \cdot 10^{-6}) = 20 \text{ кОм.}$$

По полученным значениям параметров $h_{21э}$ и $h_{22э}$ вычислим по формулам пересчета:

$$|h_{216}| = h_{21э}/(1 + h_{21э}) = 47,5/(1 + 47,5) = 0,979;$$

$$h_{226} = h_{22э}/(1 + h_{21э}) = 50 \cdot 10^{-6}/(1 + 47,5) = 1,03 \cdot 10^{-6} \text{ См};$$

$$R_{\text{вых } 6} = 1/h_{226} = 1/(1,03 \cdot 10^{-6}) = 970 \text{ кОм.}$$

Имея значения параметров h_{216} и $h_{22э}$, можно вычислить параметры:

$$h_{11э} = h_{116}/(1 - |h_{216}|) = 36,4/(1 - 0,979) = 1733 \text{ Ом};$$

$$h_{12э} = 12,5 h_{22э}/I_э = 12,5 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 0,625 \cdot 10^{-3}.$$

Параметр $h_{11э}$, как было отмечено, может быть определен по базовой характеристике, соответствующей $U_{КЭ} = -5 \text{ В}$. Но в данном примере это затруднено из-за малого значения тока базы: участок характеристики, на котором необходимо определить прирост тока базы, расположен в самом ее начале. Поэтому для большей точности $h_{11э}$ определен по формуле пересчета.

Если известны h -параметры для схемы с ОБ, то можно вычислить физические параметры транзистора. Для этого сначала в зависимости от заданного тока эмиттера определить

$$r_э = \varphi_r/I_э \approx 25/I_э$$

(где $I_э$ — в мА), затем

$$r_6 = \frac{h_{116} - r_э}{1 - |h_{216}|}; \quad r_k = \frac{1}{h_{226}}; \quad \alpha = |h_{216}|$$

ЗАВИСИМОСТЬ h -ПАРАМЕТРОВ ОТ РЕЖИМА РАБОТЫ И ТЕМПЕРАТУРЫ

Режим работы транзистора определяется током эмиттера и напряжением на коллекторе. Значения параметров зависят от режима: так параметры транзисторов малой мощности, приводимые в справочниках, обычно соответствуют $I_3 = 1$ мА и $U_K = -5$ В.

На рис. 3.22,а показаны зависимости h -параметров для схемы с ОБ от тока эмиттера, а на рис. 3.22,б — от напряжения на

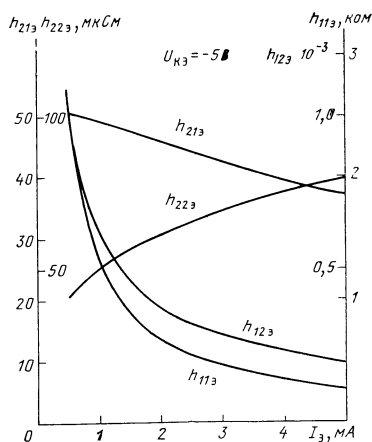
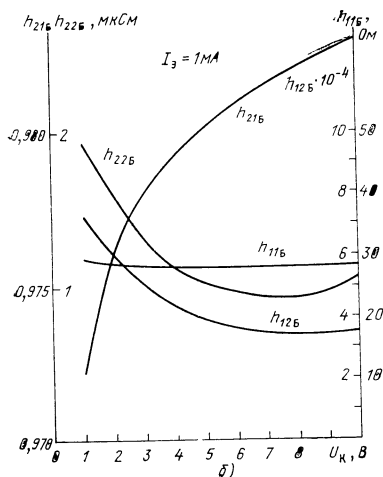
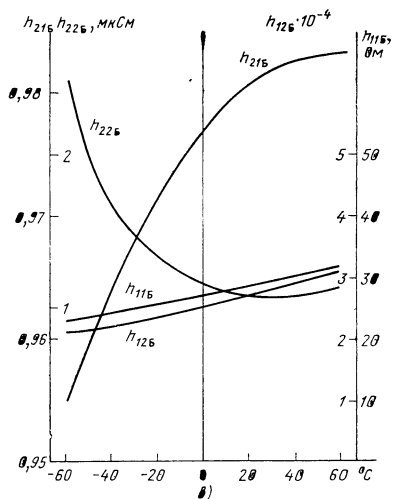
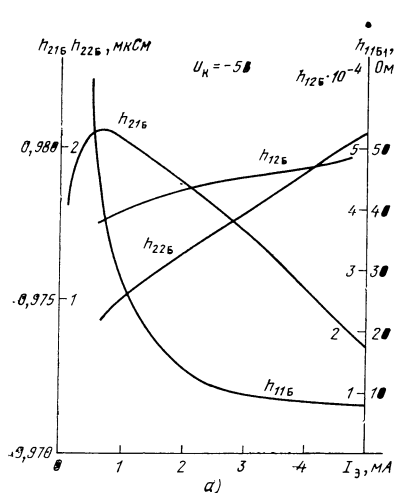


Рис. 3.22. Зависимость h -параметров транзистора с ОБ:

а — тока эмиттера, б — от напряжения на коллекторе, в — от температуры

Рис. 3.23. Зависимость h -параметров транзистора с ОЭ от тока эмиттера

коллекторе. Из кривых рис. 3.22 видно, что увеличение тока эмиттера вызывает уменьшение коэффициента передачи тока эмиттера h_{216} . Уменьшается также и без того малое входное сопротивление транзистора h_{116} . Поэтому выбор режима с $I_{\Sigma} > 1$ мА для мало-мощных транзисторов должен быть обоснованным. Уменьшение h_{216} при увеличении тока эмиттера объясняется в основном уменьшением коэффициента инжекции. При большем токе I_{Σ} в базу из эмиттера поступает больше носителей заряда и поэтому уменьшается ее удельное сопротивление ρ_6 . Это, как следует из (3.1), приводит к уменьшению коэффициента инжекции. Уменьшение параметра h_{116} при росте I_{Σ} очевидно из рассмотрения эмиттерной характеристики транзистора: рабочая точка переходит на участок с большей крутизной.

Коллекторное напряжение наиболее сильно влияет на параметр h_{216} . Рост коэффициента передачи тока эмиттера при повышении коллекторного напряжения объясняется модуляцией толщины базы: из-за расширения коллекторного перехода уменьшается толщина базы, а при этом увеличивается коэффициент переноса дырок κ , а значит, — и коэффициент передачи тока эмиттера. Остальные параметры при $|U_K| > 5$ В зависят от коллекторного напряжения слабо.

В § 3.4 было рассмотрено влияние температуры на статические характеристики транзистора. В частности, было показано, что при повышении температуры эмиттерная характеристика смещается влево, т. е. ток эмиттера увеличивается при неизменном напряжении на эмиттере. Изменение тока эмиттера, как мы только что видели, приводит к изменению параметров. Такую зависимость параметров транзистора от температуры можно назвать косвенной. Зная зависимость тока эмиттера от температуры, можно определить, пользуясь кривыми рис. 3.22,а, температурную зависимость параметров. Однако даже при неизменном режиме транзистора изменения температуры приводят к изменениям его параметров, т. е. имеет место непосредственная зависимость параметров от температуры (рис. 3.22,в). Здесь наиболее существенной является температурная зависимость коэффициента передачи тока эмиттера h_{216} . При повышении температуры h_{216} увеличивается. Это объясняется в основном температурной зависимостью времени жизни τ : с повышением температуры τ возрастает, это согласно (1.3) и (3.2) приводит к увеличению коэффициента переноса κ и, следовательно, к росту h_{216} .

На рис. 3.23 приведены зависимости h -параметров для схемы с ОЭ от тока эмиттера.

Выводы. 1. При анализе и расчете транзисторных схем пользуются эквивалентной схемой транзистора и соответствующей ей системой параметров. 2. Наилучшим образом структуру транзистора и его свойства выражают Т-образная эквивалентная схема и соответствующая ей система физических параметров. Физические параметры определяются свойствами самого транзистора и не зависят от схемы его включения. Поэтому их называют собствен-

ными. Однако не все из этих параметров могут быть измерены непосредственно. Поэтому система физических параметров не нашла широкого применения на практике. 3. Наибольшее применение на практике имеет система h -параметров, в которой параметры транзистора определяются как параметры активного линейного четырехполюсника. Все h -параметры легко измеряются. 4. h -параметры имеют различные значения для схем включения транзистора с ОБ и с ОЭ. 5. h -параметры могут быть определены по статическим характеристикам транзистора. Для большей точности результатов рекомендуется по эмиттерным характеристикам определять параметры $h_{11б}$ и $h_{12б}$ и по базовой для $U_{кэ} = -5$ В — параметр $h_{11э}$. По коллекторным характеристикам для схемы с ОЭ — $h_{21э}$ и $h_{22э}$. Остальные параметры: $h_{21б}$, $h_{22б}$ и $h_{12э}$ вычислять по формулам.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите физические параметры транзистора и его эквивалентную схему для этой системы параметров.
2. Приведите систему h -параметров транзистора. Почему эта система имеет наибольшее применение на практике?
3. Как по статическим характеристикам транзистора определить h -параметры?
4. Чем определяется режим работы транзистора?
5. Как и почему параметр $h_{21б}$ зависит от режима работы транзистора?
6. Объясните зависимость параметра $h_{11б}$ от тока эмиттера.
7. Как зависит от температуры параметр $h_{21б}$?

3.6. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРА. ДРЕЙФОВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

На высоких частотах усилительная способность транзистора снижается. Это происходит в основном по двум причинам: из-за конечного времени перемещения дырок через базу и шунтирующего действия емкости коллекторного перехода.

Для того чтобы инжектированные в базу дырки достигли коллекторного перехода, требуется некоторое время. За это время

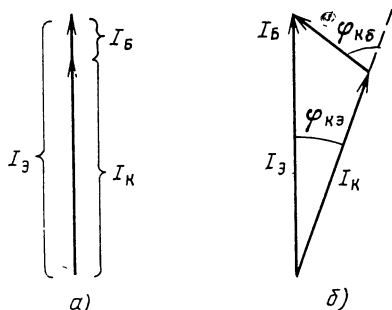


Рис. 3.24. Соотношения между токами в транзисторе на нижних (а) и верхних (б) частотах

происходит соответствующее изменение фазы переменной составляющей тока эмиттера, и поэтому переменная составляющая тока коллектора отстает по фазе от переменной составляющей тока эмиттера на некоторый угол $\varphi_{кэ}$. На низких частотах (порядка единиц килогерц) этот фазовый сдвиг настолько мал, что им можно пренебречь и считать все переменные токи в транзисторе находящимися в фазе, как показано на векторной диаграмме рис. 3.24, а. На высоких частотах (порядка ме-

гагерц) указанный фазовый сдвиг становится значительным и приводит к увеличению тока базы и уменьшению тока коллектора (рис. 3.24,б). В результате этого уменьшаются коэффициенты передачи тока эмиттера $h_{21б}$ и тока базы $h_{21э}$.

При наличии сдвига фаз между токами коллектора и эмиттера, а также между токами коллектора и базы коэффициенты передачи тока эмиттера и базы становятся комплексными величинами и определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} h_{21б} &= h_{21б0} / (1 + jf/f_{h21б}); \\ h_{21э} &= h_{21э0} / (1 + jf/f_{h21э}), \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

где $h_{21б0}$ и $h_{21э0}$ значения коэффициентов передачи тока на низкой частоте, $f_{h21б}$ и $f_{h21э}$ — частоты, на которых значения коэффициентов передачи тока уменьшаются в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с значениями на низкой частоте, называемые *предельными*.

Модули и углы выражений (3.6) могут быть определены по формулам:

$$|h_{21б}| = \frac{h_{21б0}}{\sqrt{1 + (f/f_{h21б})^2}};$$

$$|h_{21э}| = \frac{h_{21э0}}{\sqrt{1 + (f/f_{h21э})^2}},$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{кэ} = -f/f_{h21б};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{кб} = -f/f_{h21э}.$$

На рис. 3.25 приведены частотные зависимости модулей коэффициентов передачи тока эмиттера и базы. Из рисунка видно, что предельная частота для транзистора, включенного по схеме с ОЭ, намного ниже предельной частоты при включении по схеме с ОБ, т. е. частотные свойства транзистора в схеме с ОЭ хуже, чем в схеме с ОБ.

Частотные свойства транзистора часто характеризуют также граничной частотой $f_{гр}(f_{\tau})$, на которой коэффициент передачи тока базы $h_{21э}$ уменьшается до единицы. Граничная частота связана с предельными частотами следующими соотношениями:

$$f_{h21б} = (1 + mh_{21б}) f_{гр}; \quad f_{h21э} \approx f_{гр}/h_{21э}$$

(коэффициент m равен 0,2 для бездрейфовых и 0,6 для дрейфовых транзисторов).

Шунтирующее действие емкости коллекторного перехода рассмотрим с помощью эквивалентной схемы, изображенной на рис. 3.26. На высоких частотах сопротивление емкости C_k уменьшается и становится соизмеримым с сопротивлением $(R_n + r_e)$. При этом значительная часть тока $h_{21б}i_b$, создаваемого генератором тока, замыкается через C_k . В результате уменьшаются ток на выходе схемы и падение напряжения на R_n , т. е. уменьшается усиление. При $1/\omega C_k = (R_n + r_e)$ через емкость будет замыкаться при-

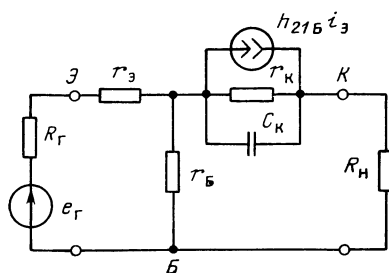
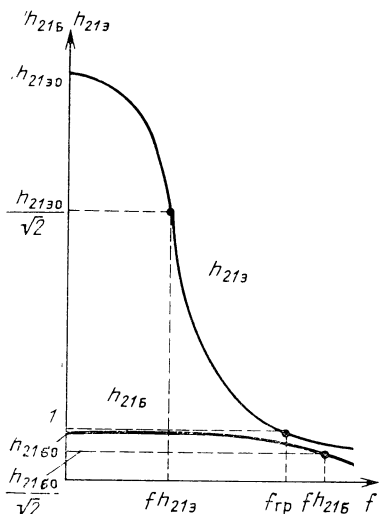


Рис 3.26. Эквивалентная схема транзистора, поясняющая шунтирующее действие емкости C_k на высоких частотах

Рис. 3.25 Частотные зависимости коэффициентов передачи тока при включении транзистора с ОБ и ОЭ

мерно 50% тока $h_{21\beta} i_{\beta}$, так как $r_k \gg 1/\omega C_k$ и $r_k \gg (R_n + r_6)$. Поэтому током, ответвляющимся в r_k , можно пренебречь. Для простоты не будем также учитывать влияние $R_g + r_{\beta}$. Чем выше частота, при которой выполняется это равенство, тем лучше частотные свойства коллекторной цепи. Однако частотные свойства коллекторной цепи, как видно из приведенного равенства, определяются не только данными самого транзистора, но и зависят от сопротивления нагрузки R_n . Если же принять $R_n = 0$, то получим значение круговой частоты $\omega_k = 1/r_6 C_k$, характеризующее частотные свойства непосредственно самого транзистора. Произведение $r_6 C_k$ называется постоянной времени цепи обратной связи.

На предельной и граничной частотах транзистор еще может усиливать или генерировать колебания. Но есть более высокая частота f_{\max} , называемая *максимальной частотой генерации*, на которой коэффициент усиления по мощности становится равным единице, т. е. транзистор полностью теряет усилительную способность и не может генерировать колебания в схеме автогенератора. Эта частота определяется по формуле

$$f_{\max} = \sqrt{h_{21\beta} f_{h21\beta} / 30 r_6 C_k},$$

где $f_{h21\beta}$ в герцах, $r_6 C_k$ — в пикосекундах, f_{\max} — в мегагерцах. Итак, для улучшения частотных свойств транзистора необходимо уменьшать: время перемещения инжектированных носителей заряда через базу, емкость коллекторного перехода и сопротивление базы.

Однако выполнить все требования вместе невозможно, так как они противоречивы. Для уменьшения времени перемещения носителей заряда через базу надо уменьшать ее толщину, но при этом увеличивается сопротивление базы. Уменьшение удельного сопротивления базы за счет увеличения концентрации примеси в ней

приводит к уменьшению ширины коллекторного перехода и, следовательно, к увеличению емкости C_k . Поэтому транзисторы, у которых перемещение носителей заряда через базу осуществляется за счет диффузии (бездрейфовые), имеют относительно низкие значения граничной частоты — единицы — десятки мегагерц.

Сократить время перемещения носителей заряда через базу можно не только уменьшением ее толщины, но и повышением скорости перемещения носителей под действием электрического поля. Этот принцип был положен в основу при разработке высокочастотных дрейфовых транзисторов. У дрейфовых транзисторов ускоряющее электрическое поле в базе образуется за счет разной концентрации примеси в ней: вблизи эмиттерного перехода большой ($10^{17} \dots 10^{19} \text{ см}^{-3}$), вблизи коллекторного перехода малой (10^{14} см^{-3}). Последнее достигается технологически введением примеси методом диффузии. Из-за указанной разницы концентраций примеси, а значит и основных носителей заряда, например свободных электронов в базе с электропроводностью N -типа, образуется градиент концентрации свободных электронов. Под действием этого градиента свободные электроны начнут перемещаться в сторону коллекторного перехода. В результате чего между выступившими положительными зарядами атомов донорной примеси вблизи эмиттерного перехода и объемным зарядом отрицательно заряженных свободных электронов вблизи коллекторного перехода образуется электрическое поле, препятствующее дальнейшему перемещению свободных электронов к коллекторному переходу.

Для основных носителей заряда в базе устанавливается динамическое равновесие: действие градиента концентрации уравнивается действием электрического поля. Неосновные же носители заряда — дырки, инжектированные из эмиттера и диффундирующие в базу, будут под действием электрического поля ускорять свое движение к коллектору. У дрейфовых транзисторов из-за наличия низкоомного слоя базы (с большой концентрацией примеси) вблизи эмиттерного перехода r_b получается достаточно малым даже при очень тонкой базе несмотря на то, что слой базы вблизи коллекторного перехода имеет низкую концентрацию примеси и соответственно большое удельное сопротивление. Из-за малой концентрации примесей в базе вблизи коллектора и в самом коллекторе (последнее необходимо для получения требуемой разницы концентраций примеси в слоях базы, расположенных около эмиттера и около коллектора) коллекторный переход получается довольно широким. Соответственно емкость коллекторного перехода у дрейфового транзистора почти в 10 раз меньше чем у бездрейфового. Таким образом, дрейфовый транзистор имеет очень тонкую базу при малых r_b и C_k , что само по себе существенно улучшает частотные свойства транзистора. С учетом же действия ускоряющего поля в базе дрейфовый транзистор приобретает очень высокие частотные свойства. У современных высокочастотных транзисторов граничная частота достигает 1500...

... 2000 МГц. Такие транзисторы могут применяться на СВЧ. Исходным материалом для их изготовления служит германий, и они имеют структуру *NPN*, поскольку подвижность свободных электронов у германия наибольшая (см. табл. 1.1).

Выводы. 1. Для того чтобы транзистор хорошо усиливал токи высоких частот, он должен иметь очень тонкую базу и малые емкости коллекторного перехода и сопротивления базы.

2. Выполнить указанные требования в одном и том же бездрейфовом транзисторе невозможно из-за их противоречивости. Поэтому бездрейфовые транзисторы имеют относительно низкую граничную частоту (до 3 МГц).

3. Хорошие частотные свойства имеют дрейфовые транзисторы, у которых база имеет неодинаковую концентрацию примеси: большую около эмиттера и малую около коллектора. Возникающее в результате этого электрическое поле в базе ускоряет движение инжектированных носителей заряда к коллекторному переходу, благодаря чему улучшаются частотные свойства транзистора.

4. Из-за низкоомного слоя в базе вблизи эмиттера уменьшение толщины базы не приводит к существенному увеличению ее сопротивления. Это дает возможность получить транзистор с очень тонкой базой при малом ее сопротивлении и с малой емкостью коллекторного перехода. Благодаря этому, а также ускоряющему действию электрического поля, граничная частота у дрейфовых транзисторов может достигать 2000 МГц.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему на высоких частотах снижается усилительная способность транзистора?
2. Что такое предельная частота?
3. Что такое граничная частота?
4. В каком случае транзистор имеет лучшие частотные свойства: при включении по схеме с ОБ или с ОЭ?
5. Что такое максимальная частота генерации?
6. Чем дрейфовый транзистор отличается от бездрейфового?
7. За счет чего дрейфовый транзистор обладает лучшими частотными свойствами, чем бездрейфовый?

3.7. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ, КЛАССИФИКАЦИЯ И СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ТРАНЗИСТОРОВ

Основные электрические параметры транзисторов, приводимые в справочниках:

$h_{21э}$ — дифференциальный коэффициент передачи тока базы,

$I_{КБ0}$ — обратный ток коллектора,

$f_{гр}$ — граничная частота (или $f_{h21э}$ — предельная частота). Иногда в справочниках вместо $f_{гр}$ или $f_{h21э}$ приводится частота, при которой измерен дифференциальный коэффициент передачи тока базы. В этом случае граничная частота может быть определена по формуле $f_{гр} = h_{21э} f_{изм}$.

Для многих транзисторов (для высокочастотных, как правило) в справочниках приводятся также значения постоянной времени цепи обратной связи $t_b C_k$ и емкости коллекторного перехода C_k .

К основным параметрам транзистора относятся также важнейшие параметры предельных режимов, которые рекомендуется не превышать, но при которых еще обеспечивается заданная надежность. Это максимально допустимые:

$U_{KB\max}$ — постоянное обратное напряжение коллектор—база,

$U_{KЭ\max}$ — постоянное напряжение коллектор—эмиттер;

$I_{K\max}$ — постоянный ток коллектора,

$P_{K\max}$ — мощность на коллекторе,

$t_{п\max}$ — температура коллекторного перехода.

Остановимся на тепловых параметрах транзистора. При работе транзистора в усилительном режиме токи эмиттера и коллектора примерно одинаковы, а напряжение на эмиттерном переходе много меньше напряжения на коллекторе. Поэтому мощностью, выделяемой в эмиттерном переходе, пренебрегают и за мощность, выделяемую транзистором, принимают мощность коллекторного перехода. Способность транзистора рассеивать выделяемую мощность в окружающую среду в виде тепла зависит от материала, размеров и конструкции транзистора. Интенсивность отвода тепла от перехода в окружающую среду принято оценивать тепловым сопротивлением переход—окружающая среда $R_{т.п.с.}$, которое показывает повышение температуры перехода относительно окружающей среды, приходящееся на 1 Вт выделяемой мощности:

$$R_{т.п.с.} = (t_{п} - t_{с}) / P_{K}^{\circ}C/Вт.$$

В транзисторах средней и большой мощности для лучшего отвода тепла вывод коллектора соединяют с корпусом транзистора. Применение специальных теплоотводов — радиаторов — позволяет значительно повысить максимально допустимую мощность транзистора. В этом случае тепловое сопротивление $R_{т.п.с.}$ является суммой тепловых сопротивлений участков: 1) переход—корпус транзистора ($R_{т.п.к.}$), 2) корпус транзистора — теплоотвод ($R_{т.к.т.}$) и 3) теплоотвод — окружающая среда ($R_{т.т.с.}$). Из этих трех тепловых сопротивлений только $R_{т.п.к.}$ характеризует тепловые свойства самого транзистора и поэтому приводится в справочниках.

Транзисторы принято классифицировать в основном по двум наиболее важным показателям: максимально допустимой мощности рассеяния на коллекторе и граничной частоте. По мощности рассеяния транзисторы делятся на три группы: малой мощности ($P_{K\max}$ до 0,3 Вт), средней ($P_{K\max}=0,3...1,5$ Вт) и большой ($P_{K\max}$ более 1,5 Вт). В свою очередь, транзисторы каждой из этих групп делятся на низкочастотные (с $f_{гр}$ до 3 МГц), среднечастотные (с $f_{гр}$ 3...30 МГц) и высокочастотные (с $f_{гр}$ более 30 МГц). Транзисторы с граничной частотой более 300 МГц относят к сверхвысокочастотным.

Обозначение транзисторов согласно ГОСТ 10862—72 состоит из пяти элементов:

первый элемент — буква или цифра, обозначающая, как и у диодов, исходный материал: Г или 1 — германий, К или 2 — кремний, А или 3 — арсенид галлия; буквенное обозначение имеют транзисторы, предназначенные для устройств широкого применения, цифровое — для устройств специального назначения;

второй элемент — буква Т — показывает, что данный прибор относится к подклассу биполярных транзисторов;

третий элемент — цифра, указывающая на принадлежность транзистора к одной из приведенных выше классификационных групп по рассеиваемой мощности и граничной частоте;

малой мощности: низкочастотные (1), среднечастотные (2), высокочастотные (3);

средней мощности: низкочастотные (4), среднечастотные (5), высокочастотные (6);

большой мощности: низкочастотные (7), среднечастотные (8), высокочастотные (9);

четвертый элемент — число, обозначающее порядковый номер разработки транзистора от 01 до 99;

пятый элемент — буква, характеризующая деление технологического типа транзистора на параметрические группы. Пример обозначения: КТ312Б — кремниевый транзистор широкого применения, малой мощности, высокой частоты, номер разработки 12, группы Б.

Транзисторы, разработанные до 1964 г., имеют обозначения, состоящие из трех элементов:

первый элемент — буква П (полупроводниковый триод, транзистор) или МП (в унифицированном корпусе);

второй элемент — цифры, обозначающие материал, назначение и порядковый номер прибора:

для низкой частоты (до 5 МГц):

при мощности рассеяния до 0,25 Вт: германиевые от 1 до 99; кремниевые от 101 до 199;

при мощности рассеяния свыше 0,25 Вт: германиевые от 201 до 299; кремниевые от 301 до 399;

для высокой частоты (свыше 5 МГц):

при мощности рассеяния до 0,25 Вт: германиевые от 401 до 499; кремниевые от 501 до 599;

при мощности рассеяния свыше 0,25 Вт: германиевые от 601 до 699; кремниевые от 701 до 799;

третий элемент — буква, обозначающая разновидность транзистора данного типа. Например, МП39Б — низкочастотный германиевый транзистор с мощностью рассеяния до 0,25 Вт, группы Б (с повышенным коэффициентом передачи тока базы).

3.8. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Методом сплавления, кратко описанным выше, изготавливают бездрейфовые низкочастотные транзисторы. Объясняется это тем, что при образовании областей эмиттера и коллектора трудно по-

лучить ровный фронт сплавления и поэтому базу приходится делать относительно толстой (50...60 мкм). Сплавные транзисторы выпускают на мощности от десятков милливатт до десятков ватт.

Дрейфовые (высоочастотные) транзисторы могут быть изготовлены с помощью диффузионной, сплавно-диффузионной, меза-сплавно-диффузионной, планарной и эпитаксиально-планарной технологий.

Диффузионный метод изготовления транзисторов основан на том, что скорости диффузии донорной и акцепторной примесей в германий и кремний резко различны: в германий быстрее диффундируют атомы донорной примеси, а в кремний — акцепторные. Поэтому при одновременной диффузии донорной и акцепторной примесей (двойная диффузия) за одно и то же время атомы этих примесей проникнут в исходную пластинку полупроводника (которая в дальнейшем становится коллектором) на разную глубину. Атомы примеси, которые проникнут на большую глубину, образуют область базы и коллекторный переход с полупроводником исходной пластинки. Атомы примеси, имеющие меньшую скорость диффузии, проникнут на меньшую глубину и образуют область эмиттера и эмиттерный переход. На рис. 3.27,а показана исходная концентрация примеси в пластинке и распределение концентраций в результате диффузии, а на рис. 3.27,б — результирующая концентрация примесей $N_a - N_d$. Из рис. 3.27 следует, что для получения необходимого градиента концентрации примеси в базе исходная концентрация примеси в пластинке должна быть небольшой, т. е. исходная пластинка полупроводника должна быть высокоомной. При данной технологии оба перехода транзистора образуются в результате процесса диффузии (без сплавления), который хорошо контролируется. Поэтому можно получить транзистор с очень тонкой базой (1 мкм). Поскольку в германии область базы образуется донорной примесью, исходная пластинка должна быть изготовлена из *P*-германия и транзистор может иметь только структуру *PNP*. Кремниевые транзисторы, изготовленные методом двойной диффузии, могут быть только структуры *NPN*. Это является недостатком данного метода. К недостаткам рассмотренного метода изготовления транзистора можно также отнести сложность подключения выводов к очень тонким слоям базы и эмиттера, что ограничивает применение диффузионного метода в производстве дрейфовых транзисторов.

Последний недостаток, однако, устраняется при сплавно-диффузионной технологии, сущность которой состоит в следующем. На пластинке, например, *P*-германия с небольшой концентрацией примеси, с помощью ультразвука делают большое число (несколько сот) прямоугольных углублений размером примерно $0,4 \times 0,15 \times 0,1$ мм. Пластику с кусочком сурьмы помещают в колбу и из последней удаляют воздух. Колбу нагревают в печи до высокой температуры, при которой происходит напыление сурьмы из паровой фазы и ее диффузия в глубь пластинки. При этом на поверхности пластинки образуется диффузионный слой *N*-типа толщиной около 20 мкм. Затем травлением этот слой удаляют со всей поверхности пластинки кроме углублений. На противоположных краях каждого углубления помещают таблетки. Одну (эмиттерную), содержащую как донорную, так и акцепторную примеси, а другую (базовую) только с донорной примесью и свинцом. Пластику с таблетками подвергают термообработке в водородной печи. При этом таблетки расплавляются и происходит диффузия при-

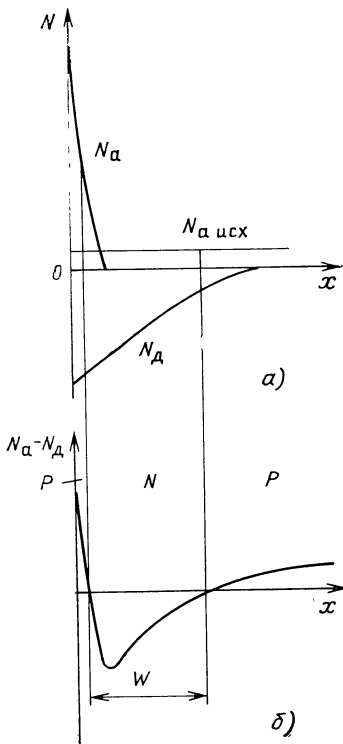


Рис. 3.27. Распределение концентраций исходной примеси и диффундирующих примесей (а) и результирующая концентрация в кристалле (б)

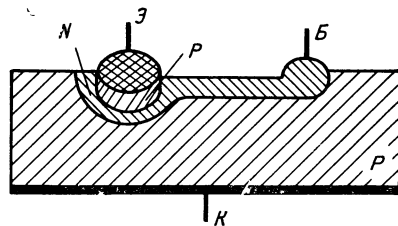


Рис. 3.28. Схематичное изображение транзистора, изготовленного по сплавно-диффузионной технологии

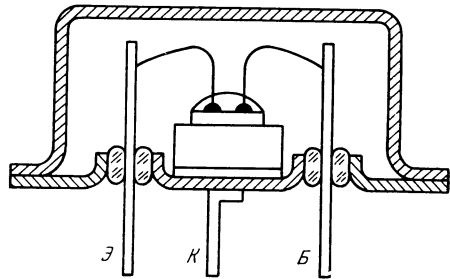


Рис. 3.29. Конструкция высокочастотного транзистора в металлическом корпусе

месеи в пластинку. Донорная примесь из эмиттерной капли диффундирует быстрее, чем акцепторная, и вблизи границы первоначального N -слоя с P -германием пластинки образует тонкий слой базы, электрически соединенный с N -слоем (рис. 3.28). Акцепторные примеси, проникшие на меньшую глубину, создают слой эмиттера. Из базовой капли диффундирует донорная примесь и образует электрический контакт с N -слоем и базой. Пластинка разрезается на элементы размером 1×1 мм, каждый из которых укрепляют на основании корпуса транзистора. Выводы базы и эмиттера припаивают к внешним выводам транзистора, а коллектор для лучшего теплоотвода обычно припаивают к основанию корпуса (рис. 3.29). Затем к основанию корпуса приваривают колпачок.

Недостатком описанной технологии является сложность разделения пластинки на одинаковые по площади и контуру элементы, что приводит к значительному разбросу электрических параметров транзисторов. Для устранения этого недостатка была разработана меза-технология. Изготовление, например, германиевых дрейфовых транзисторов по меза-сплавно-диффузионной технологии производится следующим образом. В исходной пластинке P -германия с не-

большой концентрацией примеси, как и при рассмотренной выше сплавно-диффузионной технологии, создают слой с проводимостью N -типа. Этот слой оставляют только на одной стороне пластинки. Затем пластинку со стороны N -слоя покрывают светочувствительным лаком — фоторезистом. На пластинку накладывают фотошаблон с овальными отверстиями, через которые освещают фоторезист. Освещенные участки фоторезиста после проявления становятся нерастворимыми в травителе (негативный фоторезист). При травлении участки пластинки, которые были под неосвещенным резистом, вытравливаются. В результате этого на пластинке образуются овальные выступы — столики (по испански *mesa* — стол). В этих выступах сплавно-диффузионным методом получают слои базы и эмиттера. В этом случае разноразмерность элементов при разрезании пластинки не имеет значения, так как площадь и контур PN -переходов определяется сечением столиков (рис. 3.30).

Метод создания рельефа на плоской поверхности полупроводника с применением фоторезистов и фотошаблонов называют фотолитографией. Этот метод стал одним из основных процессов наиболее совершенной технологии производства дрейфовых транзисторов — планарной. Рассмотрим основные этапы производства кремниевого дрейфового транзистора при планарной технологии (рис. 3.31).

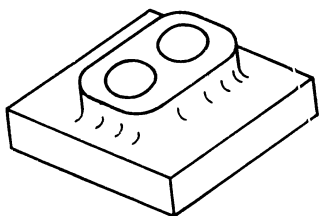


Рис. 3.30. Внешний вид кристалла транзистора, изготовленного по меза-сплавно-диффузионной технологии

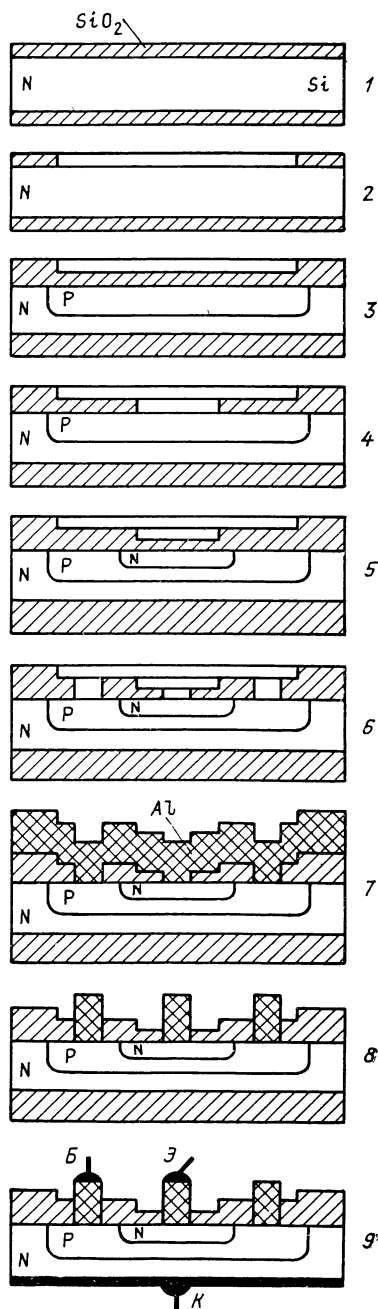


Рис. 3.31. Изображения поэтапного изготовления транзисторов при планарной технологии

1. Пластинку из слабо легированного *N*-кремния (диаметром примерно 50 мм и толщиной 200 мкм) окисляют в атмосфере кислорода при температуре 1100°С. В результате на ее поверхности образуется слой двуокси кремния SiO_2 толщиной 0,6 ... 0,8 мкм.

2. С помощью фотолитографии в окисном слое вытравливается большое число (несколько тысяч) круглых окон для создания баз транзисторов. На пластинку с нанесенным фоторезистом накладывают фотошаблон с круглыми отверстиями и освещают ее. В этом случае применяется позитивный фоторезист, который после освещения и проявления становится растворимым.

3. Через полученные окна в окисном слое производят диффузию бора, который является акцептором. При этом образуются базовые области с электропроводностью *P*-типа. Поскольку диффузия происходит не только в глубь полупроводника, но и в стороны, базовая область оказывается расположенной и под краем окисной пленки. Диффузия бора происходит в атмосфере кислорода. Поэтому на поверхности пластинки одновременно образуется окисный слой.

4. Проводится вторая фотолитография, с помощью которой получают круглые окна меньшего диаметра для образования эмиттеров.

5. Проводится диффузия фосфора (донора), в результате которой образуются области эмиттера с электропроводностью *N*-типа. При этом также образуется окисный слой.

6. С помощью третьей фотолитографии над каждой структурой вытравливаются два окна: одно в виде кольца для подключения к базовой области, другое круглое с меньшим диаметром для подключения к эмиттеру.

7. Наносится алюминий для получения невыпрямляющих контактов с базой и эмиттером.

8. В результате четвертой фотолитографии алюминий удаляется с поверхности пластинки, кроме окон, полученных в п. 6.

9. С обратной стороны пластинки сошлифовывается окисная пленка, и ее поверхность металлизирована для создания контакта с коллектором.

10. Пластинку разделяют на отдельные элементы, каждый из которых монтируют в корпусе.

При данной технологии все три области структуры — база, эмиттер и коллектор — выходят на одну плоскость, лежащую под окисной пленкой. Отсюда и ее название — планарная, т. е. плоская.

К преимуществам планарной технологии можно отнести:

1. Одновременность обработки больших групп структур (до 7,5 тыс. на пластинке диаметром 50 мм).

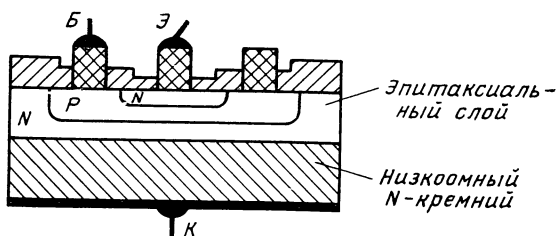
2. Универсальность. На одном и том же оборудовании, изменяя фотошаблоны и режимы, можно изготавливать различные по параметрам типы транзисторов.

3. В структурах, полученных с помощью планарной технологии, границы *PN*-переходов защищены от внешних влияний плотным окисным слоем. Это повышает стабильность параметров приборов и их надежность.

Благодаря преимуществам планарная технология является основной при изготовлении как дрейфовых транзисторов, так и других полупроводниковых приборов.

Как отмечалось выше, для получения необходимого градиента концентрации примеси в базе дрейфового транзистора исходная (коллекторная) пластинка полупроводника должна иметь малую концентрацию примеси (см. рис. 3.27). Кроме того, при малой концентрации примеси в коллекторе коллекторный пе-

Рис 3.32. Структура эпитаксиально-планарного транзистора



переход получается достаточно широким, в результате чего уменьшается емкость коллекторного перехода и повышается его пробивное напряжение. Таким образом, большое удельное сопротивление слоя коллектора — необходимое условие получения транзистора с высокими частотными свойствами. Поэтому дрейфовые транзисторы, изготовленные по всем рассмотренным выше технологиям, имеют сравнительно толстую область коллектора с большим удельным сопротивлением. Это затрудняет их использование в переключаемых схемах (происходит относительно большое падение напряжения $U_{ЭК}$ на транзисторе в режиме замкнутого ключа). Указанный недостаток устраняется в транзисторах, изготовленных по эпитаксиально-планарной технологии, сущность которой состоит в следующем. В качестве исходной берут пластинку N-кремния, но не с малой, а с большой концентрацией примеси, т. е. низкоомную. На этой пластинке наращивают тонкий (20 ... 25 мкм) высокоомный эпитаксиальный слой N-кремния, структура которого полностью соответствует структуре пластинки (подложки). В полученном высокоомном слое с помощью планарной технологии создают *NP*N-структуру (рис. 3.32). Таким образом получают транзистор с хорошими частотными свойствами, но с сопротивлением в режиме замкнутого ключа в несколько раз меньше, чем у обычных планарных транзисторов.

Глава 4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

4.1. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С УПРАВЛЯЮЩИМ PN-ПЕРЕХОДОМ

ЦЕЛИ СОЗДАНИЯ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Все задачи, которые решаются с помощью электронных приборов в практических схемах, по существу сводятся к управлению потоком носителей заряда. Естественно, что при выборе того или иного прибора предпочтение отдается такому, у которого при прочих равных условиях меньше затраты мощности для управления, меньше токи в цепи управления.

У биполярных транзисторов сравнительно мало входное сопротивление в основных схемах включения с ОЭ и особенно с ОБ, поэтому в цепи управления протекают сравнительно большие токи, особенно в схеме с ОБ, и требуется значительная мощность

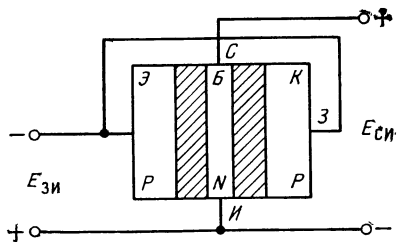


Рис. 4.1. К пояснению создания полевого транзистора на основе биполярного

для управления потоком носителей заряда. Поэтому возникла задача — создать полупроводниковый прибор с большим входным сопротивлением, минимальным потреблением тока и мощностью на входе для управления потоком носителей заряда. Как решается подобная задача? Напомним, что у биполярных транзисторов в активном режиме работы эмиттерный переход открыт, потенциаль-

ный барьер компенсируется, входное сопротивление уменьшается. Для того чтобы входное сопротивление было велико, чтобы не было тока в цепи управления, а следовательно, и затрат мощности, необходимо, чтобы входной PN -переход был закрыт, находился под обратным напряжением. В биполярном транзисторе это соответствует режиму отсечки, при котором транзистор не поддается управлению. Эта задача — создание полупроводникового прибора с PN -переходом на входе, работающим при обратном напряжении, была решена с помощью полевых транзисторов. Чтобы лучше уяснить принцип работы полевого транзистора, рассмотрим биполярный транзистор, например, типа PNP , у которого к двум концам продольного сечения базы подключен источник питания, коллектор и эмиттер соединены между собой и образуют с базой PN -переходы, на которые подается обратное напряжение (рис. 4.1).

Концентрация примесей в базе гораздо меньше, чем в эмиттере и коллекторе, поэтому при подаче обратного напряжения PN -переход в основном расположится в базе. Напомним, что при различных концентрациях примесей PN -переход при подаче обратного напряжения расширяется в направлении области с меньшей концентрацией примеси. Не занятая переходом область в базе является *токопроводящим каналом*. Очевидно, что чем больше обратное напряжение, приложенное к PN -переходу, тем шире PN -переход, и, следовательно, меньше сечение токопроводящего канала, что ведет к увеличению его сопротивления. Таким образом, управление в данном приборе сводится к изменению обратного напряжения, приложенного к PN -переходу, в результате меняется сопротивление токопроводящего канала и, следовательно, его ток. Вместе с тем благодаря тому, что входной PN -переход, на который подаются сигналы управления, включен под обратное напряжение, его сопротивление остается постоянным большим, т. е. для управления практически не требуется тока (если не считать незначительного обратного тока неосновных носителей PN -перехода) и мощности.

УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С УПРАВЛЯЮЩИМ PN -ПЕРЕХОДОМ

Рассмотрим, как практически реализуется идея, изложенная выше. Полевой транзистор, в котором управление осуществляется с помощью изменения обратного напряжения, подаваемого на управляющий PN -переход, состоит из токопроводящего канала, в данном случае N -типа с двумя выводами, которые получили названия *исток* и *сток* (рис. 4.2). Токопроводящий канал находится между двумя областями противоположной проводимости, в данном случае P -типа, с которым он образует два PN -перехода. Эти области соединяются между собой и имеют один вывод — *затвор*.

Имеются также полевые транзисторы с токопроводящим P -каналом, который в этом случае расположен между двумя N -областями. Таким образом, токопроводящий канал и окружающие его области противоположной полярности образуют два PN -перехода. Концентрация примеси в токопроводящем канале гораздо ниже, чем в областях, соединенных с затвором. На участках канала, примыкающих к электродам сток и исток, создается повышенная концентрация примесей — N_+ , чтобы уменьшить их сопротивление и, следовательно, падение напряжения на них. Условное обозначение полевого транзистора с управляющим PN -переходом показано на рис. 4.3: a — с N -каналом, b — с P -каналом.

Будем менять обратное напряжение в точках затвор—исток $U_{зи}$ при постоянном напряжении сток—исток $U_{си}$. Напряжение $U_{зи}$ управляет толщиной канала, следовательно, его сопротивлением. Очевидно, с ростом обратного напряжения $U_{зи}$, канал становится тоньше, его сопротивление увеличивается, и при неизменном напряжении $U_{си}$ ток стока I_c уменьшается. При некотором значении обратного напряжения $U_{зи}$ канал перекрывается. Это напряжение называется *напряжением отсечки*. Таким образом, ток стока I_c — это ток основных носителей заряда, который течет под действием электрического поля в канале, т. е. дрейфовый ток.

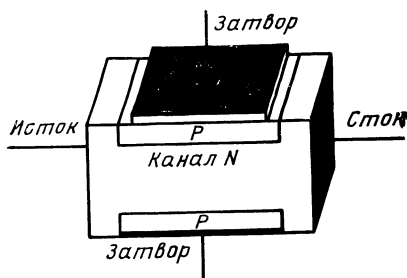


Рис. 4.2. Устройство полевого транзистора с управляющим PN -переходом

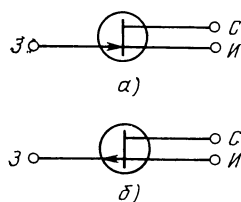


Рис. 4.3. Условное обозначение полевого транзистора с управляющим PN -переходом:

a — с N -каналом, b — с P -каналом

Так как ток стока обусловлен носителями заряда только одного знака, то полевые транзисторы являются *униполярными* полупроводниковыми приборами в отличие от биполярных транзисторов.

ВЛИЯНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ $U_{\text{си}}$ НА СЕЧЕНИЕ КАНАЛА

При $U_{\text{си}}=0$ и $U_{\text{зи}}=0$ электрическое поле PN -перехода однородно и толщина канала по всей длине одинакова. Если за точку отсчета взять исток, то сопротивление канала в каждой точке будет различным в зависимости от расстояния данной точки от истока. Чем ближе к стоку, тем сопротивление канала будет больше. Наибольшее сопротивление, очевидно, будет иметь канал вблизи стока. Ток $I_{\text{с}}$, протекая по каналу от истока к стоку, создает вдоль канала падение напряжения, причем это напряжение будет меняться по длине канала от нуля у истока до наибольшего значения $U_{\text{си}}$ у стока. Это напряжение приложено плюсом к N -области канала (или минусом, если канал P -проводимости) и, следовательно, является обратным напряжением для PN -перехода затвор—канал. Естественно, что, складываясь с обратным напряжением $U_{\text{зи}}$, напряжение $U_{\text{си}}$ будет способствовать увеличению ширины PN -перехода и уменьшению сечения канала. При этом в тех точках канала, где обратное напряжение больше, PN -переход будет шире, а канал уже. Следовательно, сечение канала вдоль его длины будет меняться, уменьшаясь постепенно от истока к стоку (рис. 4.4,а). Очевидно, что при постоянном $U_{\text{зи}}$ и увеличении $U_{\text{си}}$ общее обратное напряжение в наиболее узком месте канала может достигнуть значения напряжения отсечки и канал перекроется (рис. 4.4,б).

Таким образом, изменение напряжения $U_{\text{си}}$ влияет на величину сечения токопроводящего канала. С увеличением напряжения $U_{\text{си}}$ сечение канала уменьшается, так как это напряжение является обратным для управляющего PN -перехода.

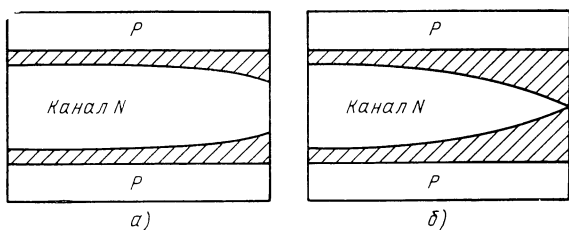


Рис. 4.4. Изменение толщины канала под влиянием напряжения $U_{\text{си}}$ при $U_{\text{зи}} = \text{const}$

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С УПРАВЛЯЮЩИМ *PN*-ПЕРЕХОДОМ

Полевой транзистор, как и биполярный, является активным четырехполюсником и также имеет три электрода. Следовательно, возможны три схемы включения полевого транзистора: 1) с общим истоком — ОИ, 2) общий затвором — ОЗ и 3) общий сток — ОС. Рассмотрим характеристики чаще применяемой схемы с ОИ. Схема для снятия характеристик показана на рис. 4.5.

Выходные (стоковые) характеристики. Выходной (стоковой) характеристикой полевого транзистора называется графически выраженная зависимость $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$ (рис. 4.6). Для снятия выходной характеристики меняют напряжение $U_{си}$, поддерживая управляющее напряжение $U_{зи}$ постоянным, и фиксируют для каждого значения напряжения $U_{си}$ соответствующее ему значение тока I_c . На рис. 4.6 показано семейство выходных характеристик полевого транзистора с управляющим *PN*-переходом и каналом *N*-типа.

Рассмотрим характеристику, снятую при $U_{зи} = 0$. На этой характеристике можно отметить три участка. На первом участке от 0 до точки А наблюдается почти линейная зависимость тока I_c от напряжения $U_{си}$. С ростом $U_{си}$ увеличивается скорость перемещения носителей заряда от истока к стоку, сужение канала под влиянием роста $U_{си}$ еще мало сказывается, так как ток I_c мал. На втором участке (АВ) происходит дальнейшее возрастание тока I_c , что приводит к большему падению напряжения на канале и соответственно его сужению в сторону стока. Сопротивление канала возрастает, скорость изменения тока замедляется, характеристика становится более пологой.

Таким образом, возрастание тока I_c становится основной причиной замедления скорости его роста, ток I_c как бы сам препятствует своему возрастанию. На третьем участке (начиная с точки В) рост тока почти прекращается, несмотря на увеличение напряжения $U_{си}$. В точке В происходит максимальное сужение канала, которое условно называют *перекрытием канала*. Напряжение $U_{си}$, при котором происходит перекрытие канала, называют *напряжением насыщения*, а так как ток I_c при напряжениях $U_{си} > U_{си\text{нас}}$ практически не зависит от $U_{си}$, то и ток I_c при этом

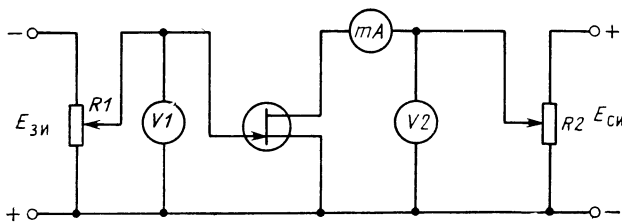


Рис 4.5. Схема для снятия статических характеристик полевого транзистора

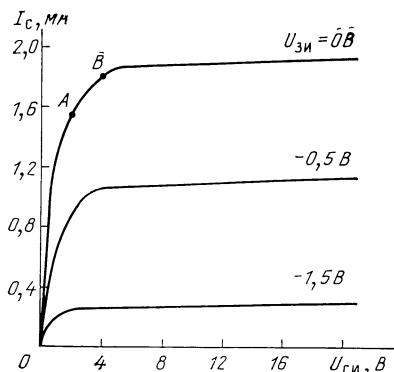


Рис. 46. Выходные характеристики полевого транзистора с управляющим PN -переходом

ограничительного сопротивления. Увеличение напряжения $U_{си}$ вызовет только удлинение токопроводящего промежутка, а следовательно, падение напряжения на нем возрастет, и в результате $U_{си} - \Delta U_{си} = U_{си\text{нас}} \approx \text{const}$. Наблюдаемое незначительное увеличение тока I_c при возрастании $U_{си} > U_{си\text{нас}}$ объясняется эффектом уменьшения при этом длины канала. Действительно, при удлинении области условного перекрытия уменьшается длина оставшейся части канала, а следовательно, уменьшается и ее сопротивление, ток стока I_c возрастает, но весьма незначительно. Увеличение напряжения $U_{си}$ вызывает увеличение напряженности поля в PN -переходе. Очевидно, что для каждого транзистора существует такое напряжение $U_{си}$, при котором произойдет электрический пробой PN -перехода, лавинное размножение носителей и резкий рост тока I_c . При этом следует учитывать, что к PN -переходу приложено обратное напряжение $U_{си} + U_{зи}$, поэтому чем больше напряжение $U_{зи}$, тем при меньшем напряжении $U_{си}$ произойдет пробой. При подаче на вход обратного напряжения $U_{зи}$ сечение канала при $U_{си} = 0$ уменьшится, а сопротивление его увеличится, поэтому начальный участок характеристики пройдет более полого. При большем обратном напряжении $U_{зи}$ насыщение наступает при меньшем напряжении $U_{си}$, так как $U_{отс} = U_{зи} + U_{си}$. Чем больше обратное напряжение $U_{зи}$, тем выходная характеристика располагается ниже, так как увеличивается сопротивление канала и ток I_c соответственно уменьшается.

Передаточная (стоко-затворная) характеристика. Передаточной характеристикой полевого транзистора называется графически выраженной зависимостью $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$ (рис. 4.7). При $U_{зи} = 0$ ток I_c достигает максимального значения, так как в данном случае ширина канала максимальна, а сопротивление минимально. С ростом обратного напряжения при неизменном $U_{си}$ уменьшается ток I_c . При $U_{зи} = U_{зи\text{отс}}$ канал перекрывается, ток I_c становится близким нулю. Однако при этом в цепи течет не-

называют *током насыщения*. В действительности токопроводящий канал (в режиме насыщения) полностью не перекрывается. Около стока остается очень узкий токопроводящий промежуток (его иногда называют горловиной). При дальнейшем увеличении напряжения область условного перекрытия канала у стока удлиняется и узкий токопроводящий промежуток (горловина) удлиняется вместе с ней. На этом промежутке создается падение напряжения $\Delta U_{си} = U_{си} - U_{си\text{нас}}$, вследствие чего этот промежуток играет роль

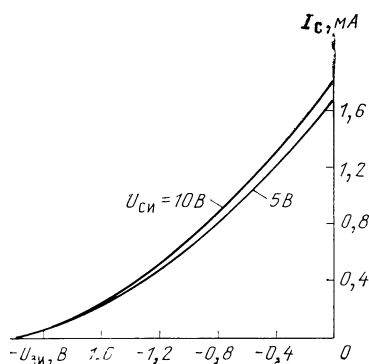


Рис. 4.7. Передаточные характеристики полевого транзистора с управляющим PN -переходом

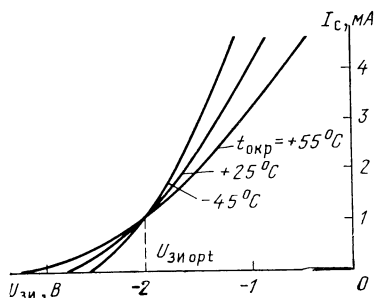


Рис. 4.8. Влияние температуры на работу полевого транзистора с управляющим PN -переходом

значительный ток неосновных носителей заряда. При тех же значениях напряжения $U_{ЗИ}$, но разных напряжениях $U_{СИ}$ ток I_C меняется мало, что объясняется тем, что напряжения $U_{СИ}$ берутся при насыщении тока I_C .

Таким образом, передаточная характеристика определяет эффективность управления током I_C с помощью изменения входного напряжения $U_{ЗИ}$. В то время как в режиме насыщения большие изменения напряжения $U_{СИ}$ почти не влияют на изменение тока I_C , даже незначительные изменения напряжения $U_{ЗИ}$ вызывают большое изменение этого же тока I_C . В отличие от биполярных транзисторов входные характеристики $I_{ВХ} = f(U_{ВХ})$ при $U_{ВЫХ} = \text{const}$ не представляют особого интереса, так как входной ток, который является током неосновных носителей заряда, очень мал и при изменении $U_{ЗИ}$ практически не меняется.

ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА РАБОТУ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Прежде всего рассмотрим влияние температуры на сопротивление канала. При возрастании температуры, как известно, уменьшаются потенциальный барьер и ширина PN -перехода, в результате ширина канала увеличивается, сопротивление канала уменьшается. В то же время при возрастании температуры уменьшается подвижность основных носителей заряда в канале, что приводит к увеличению сопротивления канала. Таким образом, оба фактора оказывают противоположное влияние на изменение сопротивления канала и, следовательно, на изменение тока I_C при изменении температуры. На рис. 4.8 показано влияние температуры на передаточные характеристики. Здесь видно, что при $U_{ЗИ \text{ опт}}$ ток стока I_C не меняется при изменении температуры. При $|U_{ЗИ}| > |U_{ЗИ \text{ опт}}|$ I_C растет с увеличением температуры, что

свидетельствует о том, что влияние уменьшения потенциального барьера и расширения канала при этом является преобладающим.

Очень важно, что при $|U_{зи}| < |U_{зи\text{opt}}|$ преобладающим фактором, очевидно, становится уменьшение подвижности носителей зарядов при росте температуры. Таким образом, при больших токах в полевых транзисторах получается уменьшение тока с ростом температуры.

Следует напомнить, что в биполярных транзисторах наблюдается обратная картина. При возрастании температуры ток коллектора увеличивается и при больших мощностях, вызывающих неизбежное увеличение температуры, очень трудно обеспечить его термоустойчивую работу. В этом отношении полевой транзистор выгодно отличается от биполярного, что является еще одним его достоинством.

Следует учесть, что с ростом температуры увеличивается ток в цепи затвора (обратный ток PN -перехода), что объясняется возрастанием количества неосновных носителей заряда. Это, в свою очередь, вызывает уменьшение $R_{вх}$ полевого транзистора.

ПАРАМЕТРЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С УПРАВЛЯЮЩИМ PN -ПЕРЕХОДОМ

Итак, на ток I_c в канале влияют изменения двух напряжений: $U_{зи}$ и $U_{си}$. Приращение каждого из этих напряжений при неизменном другом вызывает соответствующее изменение тока. Отношения этих приращений отражают наиболее существенные свойства полевых транзисторов, выражаемые их параметрами. Крутизна S характеризует управляющее действие входного напряжения $U_{зи}$ и является одним из важнейших для электронных приборов:

$$S = dI_c/dU_{зи} \quad (\text{при } U_{си} = \text{const}).$$

Однако для каждого участка характеристики с небольшим приращением можно найти усредненное значение крутизны, заменив производную отношением соответствующих приращений. При малых приращениях это вполне допустимо: $S = \Delta I_c / \Delta U_{зи}$ при $U_{си} = \text{const}$.

Крутизна выражается числом, которое показывает, на сколько миллиампер изменится ток I_c при изменении напряжения $U_{зи}$ на 1 В, и измеряется в миллиамперах на вольт. Чем больше крутизна, тем эффективнее процесс управления, так как при одном и том же приращении входного напряжения можно получить большее приращение тока ΔI_c . Крутизна зависит от сопротивления канала. Очевидно, чем меньше сопротивление канала, тем больше приращение тока I_c можно получить при том же изменении напряжения $U_{зи}$. Поэтому крутизна в различных точках стоко-затворных характеристик различна. Чем больше обратное напряжение $U_{зи}$, тем ширина канала меньше, его сопротивление больше и крутизна S меньше. Чтобы добиться большей крутизны в по-

левых транзисторах, надо уменьшить сопротивление канала $R_{\text{кан}} = \rho l / hW$, где ρ — удельное сопротивление, l — длина, W — ширина, h — толщина канала. Для получения малого сопротивления $R_{\text{кан}}$ требуется иметь короткий и широкий канал. В полевых транзисторах с управляющим PN -переходом длина канала l составляет единицы микрометров, а ширина W — сотни микрометров. При тех же конструктивных данных и том же изменении напряжения $U_{\text{зи}}$ изменение тока тем больше, чем больше подвижность носителей заряда в канале. Так как подвижность электронов больше подвижности дырок, в полевых транзисторах с N -каналом крутизна при прочих равных условиях больше, чем в транзисторах с P -каналом.

Крутизна S в полевых транзисторах с управляющим PN -переходом составляет единицы миллиампер на вольт. Коэффициент усиления μ показывает, во сколько раз напряжение $U_{\text{зи}}$ сильнее влияет на изменение тока в канале, чем напряжение $U_{\text{си}}$

$$\mu = dU_{\text{си}}/dU_{\text{зи}} \text{ или } \mu = \Delta U_{\text{си}}/\Delta U_{\text{зи}} \text{ при } I_{\text{с}} = \text{const.}$$

Количественно μ выражается числом, которое показывает, на сколько нужно изменить напряжение $U_{\text{си}}$ при изменении напряжения $U_{\text{зи}}$ на 1 В, чтобы при этом ток $I_{\text{с}}$ остался неизменным. В режиме насыщения μ велико, так как обычно влияние изменения напряжения на ток $I_{\text{с}}$ незначительно, а влияние напряжения $U_{\text{зи}}$ велико. Обычно коэффициент усиления μ составляет 10...100. Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ характеризует влияние изменения напряжения $U_{\text{си}}$ при неизменном напряжении $U_{\text{зи}}$ на ток $I_{\text{с}}$:

$$R_{\text{вых}} = dU_{\text{си}}/dI_{\text{с}} \text{ или } R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{си}}/\Delta I_{\text{с}} \text{ при } U_{\text{зи}} = \text{const.}$$

В режиме насыщения изменение напряжения $U_{\text{си}}$ вызывает незначительное изменение тока $I_{\text{с}}$ и сопротивление составляет десятки килоом.

Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ характеризует влияние изменения напряжения $U_{\text{зи}}$ на ток затвора $I_{\text{з}}$:

$$R_{\text{вх}} = dU_{\text{зи}}/dI_{\text{з}} \text{ или } R_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{зи}}/\Delta I_{\text{з}} \text{ при } U_{\text{си}} = \text{const.}$$

Так как даже при больших $\Delta U_{\text{зи}}$ $\Delta I_{\text{з}}$ близко к нулю, то $R_{\text{вх}}$ достигает очень больших значений. В полевых транзисторах с управляющим PN -переходом $R_{\text{вх}}$ составляет единицы—десятки мегом, как сопротивление PN -перехода, включенного под обратное напряжение. Таким образом, по сравнению с биполярными транзисторами полевые транзисторы с управляющим PN -переходом имеют гораздо большее входное сопротивление $R_{\text{вх}}$. Параметры полевого транзистора связаны между собой уравнением $\mu = R_{\text{вых}} S$. Действительно,

$$\mu = \frac{dU_{\text{си}}}{dI_{\text{с}}} \cdot \frac{dI_{\text{с}}}{dU_{\text{зи}}} = \frac{dU_{\text{си}}}{dU_{\text{зи}}}.$$

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ПЕРЕХОДОМ ШОТКИ

Наряду с управляющим переходом в полевых транзисторах используется и переход Шотки — металл — полупроводник (рис. 4.9). Эти транзисторы, как правило, изготавливаются на основе арсенида галлия. На подложке 4 из GaS имеется слой N -типа электропроводности, который выполняет роль канала 2. От этого слоя сделаны выводы истока 1 и стока 6. Между ними находится металлический затвор 3. Поверхность канала покрыта диэлектриком 5. Металлический затвор имеет большую работу выхода, чем N -полупроводник, в результате чего образуется переход, обладающий выпрямляющими свойствами. Принцип действия данного полевого транзистора тот же, что и полевого транзистора с управляющим PN -переходом. При изменении обратного напряжения между затвором и каналом меняются ширина канала, его проводимость и ток стока I_c . Применение металлического затвора позволило уменьшить длину канала l до 0,5...1 мкм, а следовательно, время движения зарядов от истока к стоку. Кроме того, подвижность электронов у арсенида галлия в 3—4 раза выше, чем у кремния. Эти два фактора позволили резко повысить граничную частоту данного транзистора до 50...80 ГГц, что гораздо выше максимальной граничной частоты биполярных транзисторов.

Выводы. 1. Полевой транзистор с управляющим PN -переходом представляет собой полупроводниковый прибор, в котором при изменении обратного напряжения на входе меняются сопротивление токопроводящего канала и ток в выходной цепи. 2. Полевой транзистор в отличие от биполярного является электронным прибором с очень большим входным сопротивлением. 3. При наличии напряжения $U_{си}$ площадь поперечного сечения канала уменьшается вдоль его длины в направлении от истока к стоку. 4. В полевых транзисторах при больших токах с повышением температуры ток уменьшается.

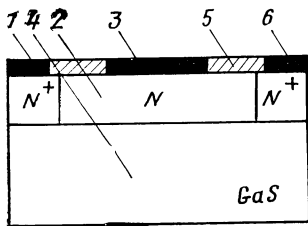


рис. 4.9. Полевой транзистор с переходом Шотки

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему большое входное сопротивление является достоинством электронного прибора?
2. Почему полевые транзисторы с управляющим PN -переходом не должны работать при прямом напряжении на входе $U_{зи}$?
3. Из каких соображений концентрация примеси в канале должна быть меньше, чем в затворе?
4. Будет ли одинаковым выходное сопротивление полевого транзистора на участках выходной характеристики до насыщения и после насыщения?
5. Почему при изменении напряжения $U_{си}$ толщина канала вдоль его длины меняется в разной степени?

4.2. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В полевых транзисторах с управляющим PN -переходом входное сопротивление очень велико. Однако есть возможность сделать это сопротивление еще большим, если отделить затвор от канала диэлектриком. В этом случае уменьшится входной ток и влияние температуры на него.

В полевых транзисторах с изолированным затвором используется структура металл—диэлектрик—полупроводник (МДП) (рис. 4.10). Данную структуру можно рассматривать как конденсатор, двумя пластинами которого являются металл и полупроводник. В качестве полупроводника используется кремний, и поэтому диэлектриком служит слой двуокиси кремния SiO_2 , который создается на поверхности кристалла кремния путем высокотемпературного окисления. На слой диэлектрика наносится металлическая пленка — затвор. Такую структуру еще называют МОП (металл—окисел—полупроводник). Если подключить к металлическому затвору плюс источника электрического напряжения, то на затворе появляется положительный заряд, который должен быть скомпенсирован отрицательным зарядом, наведенным электростатической индукцией на противоположной обкладке конденсатора полупроводника. Если взять полупроводник N -типа, то отрицательный заряд создадут электроны, которые будут притягиваться к поверхности полупроводника на границе с диэлектриком. Чем больше положительный потенциал на затворе, тем больше электронов скапливается у поверхности N -полупроводника. Рост числа носителей заряда, естественно, увеличивает электропроводность слоя у поверхности полупроводника. Если подключить к металлическому затвору минус источника электрического напряжения, то на затворе появляется отрицательный заряд, который вследствие электростатической индукции компенсируется таким же положительным зарядом на поверхности полупроводника у границы с диэлектриком. Это происходит из-за отталкивания от поверхности электронов, т. е. ухода носителей заряда с поверхности

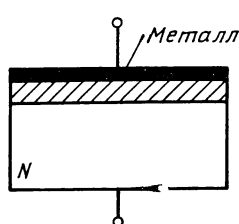


Рис. 4.10. Структура металл — диэлектрик — полупроводник

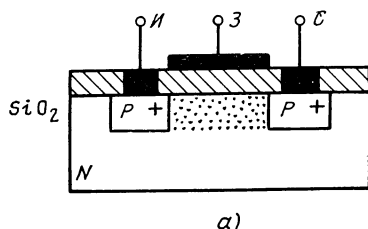
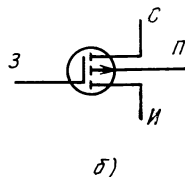


Рис. 4.11. Устройство МДП-транзисторов с индуцированным каналом (а) и их условное обозначение (б)



полупроводника на границе с диэлектриком и образования там слоя положительных ионов — атомов, электроны которых ушли в глубь полупроводника.

Таким образом, на поверхности полупроводника на границе с диэлектриком образуется слой, обедненный носителями заряда; электропроводность этого слоя уменьшается, а сопротивление увеличивается. Меняя значение и полярность напряжения управления, приложенного между затвором и полупроводником, разделенных диэлектриком, можно менять сопротивление и электропроводность слоя у поверхности полупроводника на границе с диэлектриком, который будет играть роль канала.

Существуют два типа полевых транзисторов с изолированным затвором — с индуцированным каналом и со встроенным каналом.

МДП-ТРАНЗИСТОРЫ С ИНДУЦИРОВАННЫМ КАНАЛОМ

Устройство и принцип действия. Основой транзистора является монокристалл кремния N -проводимости. В нем создаются две области повышенной концентрации P^+ — исток и сток. Затвор представляет собой тонкую пленку металла (алюминия), которая наносится методом напыления на поверхность диэлектрика — окись кремния. Толщина слоя диэлектрика 0,1...0,2 мкм (рис. 4.11,а). В отсутствие напряжения между затвором и истоком токопроводящий канал отсутствует. Подадим напряжение между стоком и истоком минусом на сток.

Если напряжение $U_{зи}=0$, между истоком и стоком будет протекать очень незначительный обратный ток неосновных носителей PN -перехода, образованного между P -областью стока и N -подложкой и включенного под обратное напряжение. Если приложить между затвором и истоком напряжение минусом на затвор, то основные носители заряда N -области — электроны будут отталкиваться в глубь полупроводника, и компенсация отрицательного заряда на затворе будет производиться зарядом положительных ионов, в результате чего у поверхности полупроводника на границе с диэлектриком образуется слой, обедненный подвижными носителями заряда. При увеличении отрицательного потенциала на затворе в компенсации его отрицательного заряда будут принимать участие не только положительные ионы, но и дырки, неосновные носители N -области, а также дырки из P -областей стока и истока.

Таким образом, на границе с диэлектриком в монокристалле N -типа образовался канал P -типа. Это явление, при котором поверхностный слой полупроводника меняет тип проводимости на противоположную, называется *инверсией*. Слой P -типа, образовавшийся на границе с диэлектриком в N -области, называется *инверсным слоем*. Следовательно, между истоком и стоком P -проводимости образовался токопроводящий канал той же проводимости. Так как этот канал образовался в результате электростатической индукции, то он называется *индуцированным каналом*.

Чем больше отрицательный потенциал на затворе, тем больше носителей заряда появляется в канале, его электропроводность увеличивается, а сопротивление уменьшается. Процесс увеличения числа носителей заряда в токопроводящем канале называется *обогащением*, процесс уменьшения количества носителей заряда при их выталкивании из канала называется *обеднением*.

Таким образом, полевой транзистор с изолированным затвором и индуцированным каналом может работать только в режиме обогащения. Условное обозначение такого транзистора приведено на рис. 4.11,б.

Статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом. У полевых транзисторов с изолированным затвором основными статическими характеристиками являются также выходные характеристики $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$ и передаточные $I_c = f(U_{зс})$ при $U_{си} = \text{const}$.

Выходные статические характеристики (рис. 4.12) имеют такой же вид, как и у транзисторов с управляющим PN -переходом. При сравнительно небольших напряжениях $U_{си}$ с ростом $U_{си}$ увеличивается скорость перемещения носителей заряда от истока к стоку и, следовательно, растет ток I_c . Одновременно происходит процесс сужения индуцированного канала от истока к стоку. При увеличении $U_{си}$ канал постепенно сужается у его стока, общее сопротивление увеличивается, скорость изменения тока уменьшается — характеристика становится нелинейной. При $U_{си} \text{ нас}$ наступает режим насыщения, т. е. канал почти перекрывается, остается узкий промежуток с большим сопротивлением, который ограничивает рост тока I_c при увеличении $U_{си}$. При меньших отрицательных напряжениях $U_{зи}$ число носителей заряда — дырок, притянутых к поверхности, уменьшится, электропроводность канала соответственно также уменьшится, и насыщение произойдет при меньшем значении $U_{си}$. Характеристика, снятая при $U_{зи} = 0$, отсутствует, так как инверсия происходит, и канал индуцируется при определенном отрицательном значении $U_{зи}$. При напряжениях $|U_{си}| + |U_{зи}| > U_{си \text{ проб}}$ произойдут пробой PN -перехода, ла-

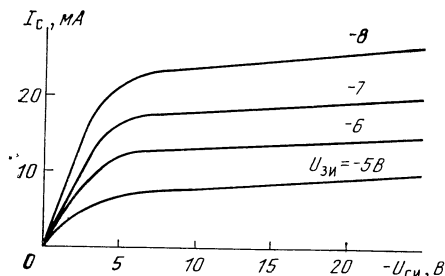


Рис. 4.12. Выходные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом

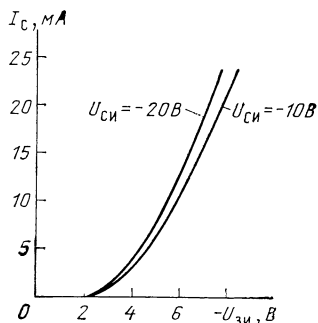


Рис. 4.13. Передаточные характеристики МДП-транзистора с индуцированным затвором

винное размножение носителей заряда и резкое возрастание тока I_C .

Передаточные характеристики отличаются от аналогичных характеристик полевых транзисторов с управляющим PN -переходом (рис. 4.13). Как видно из рисунка, заметный ток I_C появляется только при каком-то пороговом значении $U_{зи}$, при котором начинается формироваться индуцированный канал за счет явления инверсии. Чем больше по абсолютной величине отрицательный потенциал затвора, тем больше носителей заряда — дырок — будет втягиваться в канал, и ток I_C возрастает. При $|U_{си2}| > |U_{си1}|$ характеристика проходит выше, но незначительно, так как в режиме насыщения ток меняется очень мало.

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ СО ВСТРОЕННЫМ КАНАЛОМ

Устройство и принцип действия. В полевых транзисторах данного типа между истоком и стоком существует тонкий канал (чаще N -проводимости) с небольшой концентрацией примеси (рис. 4.14). Основанием (подложкой) служит монокристалл кремния P -проводимости. Канал отделен от металлического затвора диэлектрической пленкой. Принцип управления плотностью носителей зарядов и изменением поперечного сечения канала связан с явлением электростатической индукции, как и в транзисторах с индуцированным каналом. Пусть напряжение $U_{си} = 0$. Будем менять величину и полярность напряжения $U_{зи}$ для N -канала (рис. 4.14, а). При положительном потенциале на затворе электроны будут втягиваться в канал (из слоев стока и истока, неосновные носители из подложки), произойдет обогащение канала основными носителями заряда, электропроводность канала увеличится, его сопротивление уменьшится. При отрицательном потенциале на затворе в результате электростатической индукции электроны будут выталкиваться из канала, произойдет обеднение канала электронами, одновременно из подложки в канал будут притягиваться дырки. При некотором напряжении из-за инверсии канал поменяет характер своей проводимости, вместо N -канала появится P -канал. Подадим напряжение $U_{си}$. Ток I_C будет протекать как при положительном потенциале на затворе, т. е. в режиме обога-

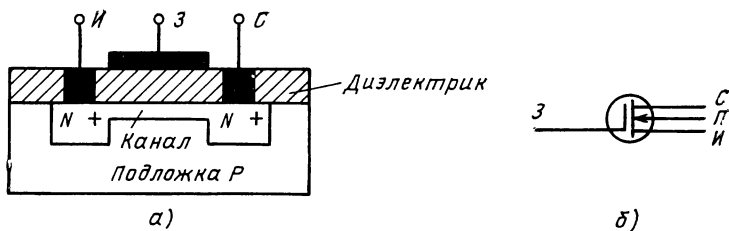


Рис. 4.14. Устройство МДП-транзистора со встроенным каналом (а) и условные обозначения (б)

щения канала, так и при отрицательном потенциале — в режиме обеднения.

Таким образом, полевые транзисторы с изолированным затвором и встроенным каналом могут работать как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения, т. е. при разной полярности входного напряжения. Условное обозначение таких транзисторов приведено на рис. 4.14,б.

Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом.

Выходные характеристики. Общий характер изменения тока I_C при изменении напряжения $U_{СИ}$ и постоянном $U_{ЗИ}$ (рис. 4.15) остается такой же, что и в других типах полевых транзисторов. Существенное отличие заключается в том, что характеристики располагаются по обе стороны от характеристики, снятой при $U_{ЗИ}=0$, выше расположены характеристики в режиме обогащения, ниже — в режиме обеднения. Все остальные процессы — сужение канала в сторону стока, условное перекрытие канала в режиме насыщения — такие же, как и в транзисторах с индуцированным каналом.

Передаточные характеристики (рис. 4.16). При постоянном напряжении $U_{СИ}$ в режиме обогащения с увеличением $U_{ЗИ}$ ток стока I_C увеличивается, так как увеличивается электропроводность канала. В режиме обеднения происходит обратный процесс. При достижении порогового значения $U_{СИотс}$ ток I_C становится равным нулю.

Влияние температуры на работу полевых транзисторов с изолированным затвором сказывается так же, как и в полевых транзисторах с управляющим PN -переходом. На зависимость $I_C = f(t^\circ)$ влияют два основных фактора — изменение подвижности

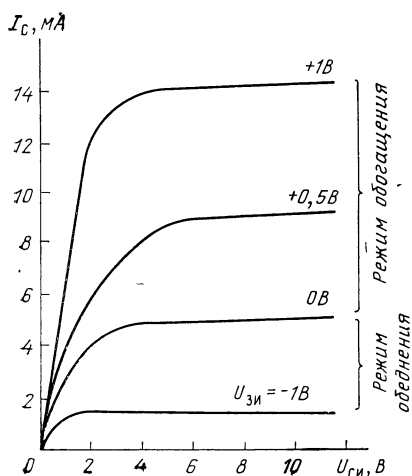


Рис. 4.15. Выходные характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом

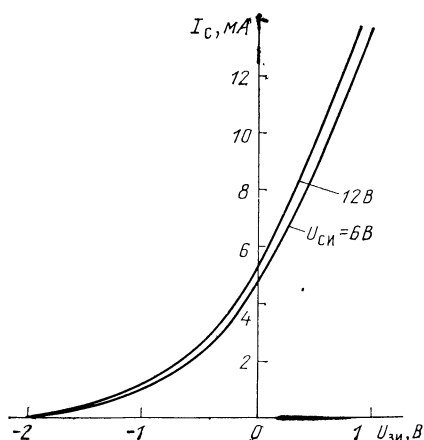


Рис. 4.16. Передаточные характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом

носителей заряда в канале и ионизационные процессы на границы с диэлектриком. При возрастании тока подвижность носителей уменьшается, а следовательно, уменьшается ток I_c , но возрастает ионизация атомов у поверхности диэлектрика, что приводит к увеличению тока I_c . При этом первый фактор является преобладающим при больших токах, а второй — при малых. Так же, как и в полевых транзисторах с управляющим PN -переходом, существует такое значение тока I_c , при котором оба фактора взаимно компенсируются.

ПАРАМЕТРЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ

Определение параметров. В МДП-транзисторах крутизна S имеет те же значения и зависит от тех же факторов, что и в полевых транзисторах с управляющим PN -переходом. Следует иметь в виду, что на крутизну в МДП-транзисторах оказывает влияние также и толщина слоя диэлектрика. Чем тоньше слой диэлектрика, тем большая напряженность поля возникает в нем при том же значении $\Delta U_{зи}$ и создается большее приращение тока ΔI_c . В настоящее время существуют мощные МДП-транзисторы, в которых за счет увеличения отношения ширины канала к его длине и минимальной толщины слоя диэлектрика добились получения крутизны со значениями в десятки миллиампер на вольт. Например, у транзистора КП901Б $S=60$ мА/В. Входное сопротивление МДП-транзисторов во много раз больше, чем в полевых транзисторах с управляющим PN -переходом и составляет до $10^{12}...10^{13}$ Ом.

У полевых транзисторов с изолированным затвором существует опасность пробоя тонкого слоя диэлектрика под затвором. Несмотря на очень высокую диэлектрическую прочность окиси кремния, которая составляет примерно 10^8 В/м, при толщине пленки диэлектрика всего 0,1...0,2 мкм пробой может наступить при напряжениях в несколько десятков вольт. Такое напряжение может появиться вследствие накопления заряда статического электричества на емкости затвор—канал, учитывая громадное сопротивление диэлектрика. Поэтому полевые транзисторы хранят при замкнутых выводах электродов. При включении транзистора в схему для снятия зарядов статического электричества заземляют жало паяльника, а также руки монтажника с помощью специального металлического браслета.

Важным фактором является и то, что $R_{вх}$ МДП-транзисторов остается неизменным при подаче на вход напряжения $U_{зи}$ любой полярности в отличие от транзистора с управляющим PN -переходом, у которого при подаче прямого напряжения между затвором и истоком $R_{вх}$ станет мало. Параметры $R_{вых}$ и μ в МДП-транзисторах имеют примерно те же значения, что и в полевых транзисторах с управляющим PN -переходом.

Параметры $R_{вых}$ и S можно определить по выходным (стоковым) характеристикам (рис. 4.17). Для определения сопротивле-

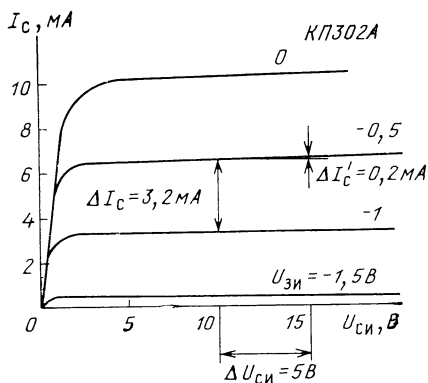


Рис. 4.17. Определение параметров по характеристикам

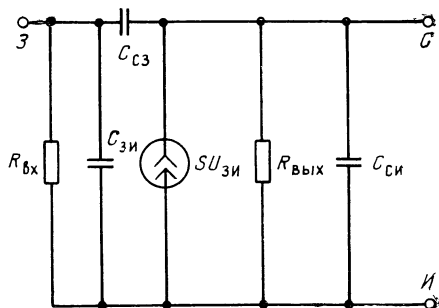


Рис. 4.18. Эквивалентная схема полевого транзистора

ния $R_{\text{вых}}$ строим треугольник со сторонами $\Delta I'_c$ и $\Delta U_{\text{си}}$ в режиме насыщения. Получаем $R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{си}} / \Delta I'_c$ при $U_{\text{зи}} = \text{const}$. При $\Delta U_{\text{си}} = 5 \text{ В}$ и $\Delta I'_c = 0,2 \text{ мА}$: $R_{\text{вых}} = 5 / (0,2 \cdot 10^{-3}) = 25 \text{ кОм}$. Для определения крутизны находим приращения ΔI_c между двумя соседними характеристиками, снятыми при разных $U_{\text{зи}}$. При этом $\Delta U_{\text{зи}} = -0,5 \text{ В} - (-1 \text{ В})$. Получаем $S = \Delta I / \Delta U_{\text{зи}}$ при $U_{\text{си}} = \text{const}$. При $\Delta U_{\text{зи}} = 0,5 \text{ В}$ и $\Delta I_c = 3,2 \text{ мА}$: $S = 3,2 / 0,5 = 6,4 \text{ мА/В}$.

Эквивалентная схема. Эквивалентная схема полевого транзистора для малых сигналов представлена на рис. 4.18. Усилительные свойства полевого транзистора выражает генератор тока $S U_{\text{зи}}$. В эквивалентной схеме учтены межэлектродные емкости, входная $C_{\text{зи}}$, выходная $C_{\text{си}}$ и проходная $C_{\text{сз}}$. Проходная емкость $C_{\text{сз}}$ создает электрическую связь между выходной и входной цепями. При работе транзистора на низких частотах сопротивление этих емкостей очень велико и они не оказывают влияния на работу транзистора; на высоких же частотах их влияние резко возрастает, так как их емкостное сопротивление уменьшается. Емкость $C_{\text{зи}}$ включена параллельно $R_{\text{вх}}$, а емкость $C_{\text{си}}$ — параллельно $R_{\text{вых}}$, следовательно, на высоких частотах общее входное и выходное сопротивление уменьшается. Уменьшение сопротивления емкости $C_{\text{сз}}$ приведет к более сильной связи между выходной и входной цепями. Большая проходная емкость является серьезным недостатком электронного прибора и ограничивает возможности его работы на высоких частотах. У полевых транзисторов $C_{\text{зи}}$ и $C_{\text{си}}$ составляют 5...10 пФ, у низкочастотных транзисторов $C_{\text{сз}}$ 5...8 пФ, у высокочастотных — 1...2 пФ.

ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Для оценки работы электронного прибора большую роль играет возможность его работы на высоких частотах. Следует отметить, что в отличие от биполярных транзисторов в полевых

транзисторах отсутствуют инжекция основных носителей и связанные с этим процессом инерция и накопление зарядов, а также рассасывание. Выше было рассмотрено влияние межэлектродных емкостей на работу транзистора на высоких частотах. Кроме этих емкостей на высоких частотах сказывается влияние барьерной емкости PN -перехода затвор—канал в полевом транзисторе с управляющим PN -переходом, а также емкости затвор—канал в МДП-транзисторах.

При изменении напряжения $U_{зи}$ происходит перезаряд этих емкостей через сопротивление канала. От постоянной времени этой цепи перезаряда $\tau_k = C_{зк} \cdot R_{кан}$ зависит инерционность полевого транзистора или, что то же самое, его быстродействие. Граничная частота полевого транзистора

$$f_{гр} = 1/2\pi\tau_k = 1/2\pi C_{зи} R_{кан}.$$

Таким образом, чем меньше емкость затвор—канал и меньше сопротивление канала, тем выше граничная частота. Кроме того, частотные свойства полевых транзисторов зависят и от подвижности основных носителей в канале, что связано с временем пролета этих носителей от истока к стоку. Поэтому частотные свойства полевых транзисторов с N -каналом выше, чем у транзисторов с P -каналом.

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ДВУМЯ ЗАТВОРАМИ

Вследствие большого влияния проходной емкости $C_{сз}$ на работу полевого транзистора на высоких частотах были созданы МДП-транзисторы, в которых резко уменьшена емкость $C_{сз}$ (до сотых долей пикофарады). Напомним, что в обычных полевых транзисторах $C_{сз}$ составляет единицы пикофарад. Этого удалось добиться введением еще одного затвора (рис. 4.19). Канал в этом МДП-транзисторе разделен на две части областью N^+ . Из имеющихся двух затворов первый (ближе к истоку) управляющий, второй экранный, который играет роль электростатического экрана между стоком и управляющим экраном. Как известно, при наличии экрана между двумя электродами емкость между ними резко уменьшается. В МДП-транзисторах с двумя затворами гораздо выше граничная частота. Наличие второго затвора позволяет использовать этот транзистор для двойного управления током стока, так как изменение напряжения $U_{зи}$ оказывает влияние на ток I_c .

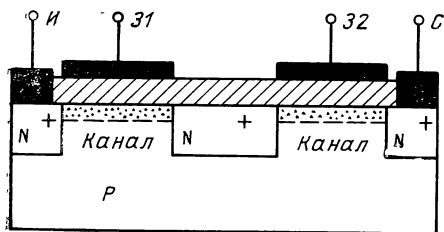


Рис. 4.19. Полевые транзисторы с двумя затворами

МОЩНЫЕ ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

В последние годы разработаны мощные полевые транзисторы с допустимой мощностью рассеяния до 100 Вт и максимальным током до 10 А. Это МДП-транзисторы с индуцированным N -каналом. Получение такого большого тока I_c в них достигается за счет создания короткого и широкого канала при малой толщине изоляции. Благодаря этому увеличивается и крутизна характеристики S до сотен миллиампер на вольт.

МАРКИРОВКА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Полевые транзисторы имеют такую же маркировку, как и биполярные, с заменой второй буквы на П. Например, КП-302А, КП904Б...

Выводы. 1. Полевой транзистор с изолированным затвором представляет собой полупроводниковый прибор, в котором управляющий электрод отделен от токопроводящего канала слоем диэлектрика. 2. В отличие от полевого транзистора с управляющим PN -переходом входное сопротивление полевого транзистора с изолированным затвором остается очень большим при любой полярности поданного на вход напряжения. 3. Полевые транзисторы со встроенным каналом могут работать как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения. 4. Полевые транзисторы с индуцированным затвором могут работать только в режиме обогащения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему входное сопротивление полевого транзистора со встроенным каналом остается большим при любой полярности поданного на входе напряжения?
2. Чем объяснить, что МДП-транзистор с индуцированным каналом не может работать в режиме обеднения?
3. Чем ограничивается возможность уменьшения толщины слоя диэлектрика в МДП-транзисторах?
4. Почему полевые транзисторы с N -каналом при прочих равных условиях могут работать на более высоких частотах?
5. Почему двухзатворные транзисторы могут работать на более высоких частотах, чем однозатворные?

Глава 5. ТИРИСТОРЫ

5.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Назначение. Тиристор представляет собой полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, который может переключаться из закрытого состояния в открытое, и наоборот. Это и определило его название. Тира по-гречески дверь. Тиристор, по-

дбно двери, открывается, пропуская электрический ток, и закрывается, преграждая путь току.

Тиристоры используются в цепях электропитания устройств связи и энергетики, различных автоматических управляющих устройствах в качестве регуляторов освещения, устройствах цветомузыки и т. д.

Устройство. По своей структуре тиристоры отличаются от биполярных транзисторов тем, что у них вместо трех-четырех (или более) полупроводниковых слоев, в которых проводимость последовательно чередуется. Вследствие этого в тиристоре образуется три и более перехода вместо двух, как у биполярного транзистора. Рассмотрим устройство тиристора (рис. 5.1). Крайнюю область $P1$ называют *анодом*, крайнюю область $N2$ — *катодом*.

Принцип действия. Подадим на тиристор напряжение плюсом к аноду и минусом к катоду. Нетрудно увидеть, что при такой полярности включения внешнего напряжения к крайним переходам $P1$ и $P3$ приложено прямое напряжение, а к среднему переходу $P2$ — обратное. Следовательно, переходы $P1$ и $P3$ открыты, а $P2$ закрыт. Это приводит к тому, что большая часть внешнего напряжения приложена к переходу $P2$, имеющему очень большое сопротивление, и только незначительная часть этого напряжения приложена к переходам $P1$ и $P3$, сопротивление которых неизмеримо меньше. При этом тиристор находится в закрытом состоянии, благодаря большому сопротивлению перехода $P2$. Для того чтобы осуществить переключение, то есть открыть тиристор, необходимо скомпенсировать потенциальный барьер на границе областей $N1—P2$. Рассмотрим, как это происходит. Тиристор, имеющий три PN -перехода, удобно представить в виде двух биполярных транзисторов PNP и NPN . Это дает возможность для анализа работы тиристора использовать положения и выводы из теории работы биполярных транзисторов. Как видно из рис. 5.2, оба тран-

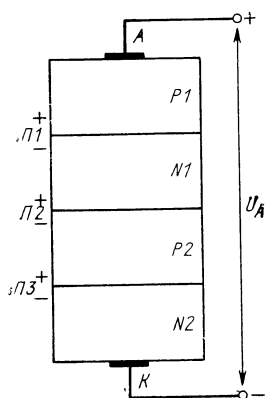


Рис 5.1 Структура тиристора

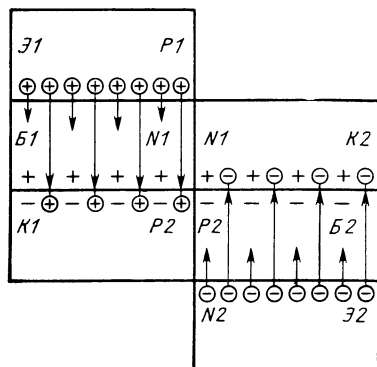


Рис 5.2. Тиристор, представленный в виде двух условных транзисторов

зистора работают в активном режиме. На эмиттерные переходы $P1N1$ и $N2P2$ подается прямое напряжение, на коллекторный переход $P2N1$, общий для обоих транзисторов, — обратное напряжение.

Под действием прямых напряжений, приложенных к эмиттерным переходам, происходит инжекция основных носителей заряда из эмиттеров $P1$ и $N2$ в соответствующие базы $N1$ и $P2$. В транзисторе NPN электроны из эмиттера $N2$ переходят в базу $P2$, где становятся неосновными носителями. Часть этих электронов рекомбинирует в базе, а остальные переходят на коллектор $N1$ под действием обратного напряжения коллекторного перехода. В результате этого перехода в области $N1$ создается избыточный отрицательный заряд. Аналогичное явление происходит в транзисторе PNP . Дырки из эмиттера $P1$ инжектируют в базу $N1$, где часть их рекомбинирует с электронами базы, а остальные перебрасываются в коллектор $P2$, создавая в нем избыточный положительный заряд. Напомним, что за счет обратного напряжения на границе перехода имеется двойной электрический слой, состоящий из нескомпенсированных положительных зарядов в области $N1$ и отрицательных зарядов в области $P2$, которые образуют потенциальный барьер. Избыточные электроны в области $N1$ и дырки в области $P2$, накапливаясь, создают свое электрическое поле, которое снижает потенциальный барьер на границе перехода $P2N1$. При увеличении внешнего напряжения, приложенного между анодом и катодом, возрастает прямое напряжение на эмиттерных переходах $P1$ и $P3$, большее число подвижных носителей заряда переходит на коллекторы соответствующих транзисторов. Это приводит к возрастающему накоплению избыточных зарядов основных носителей в областях $P2$ и $N1$, что способствует снижению потенциального барьера на переходе $P2$ вплоть до его полной компенсации.

При полной компенсации обратного напряжения на коллекторном переходе он откроется и его сопротивление будет таким же малым, как и у обоих эмиттерных переходов, ток тиристора резко возрастет.

5.2. МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ ТИРИСТОРА

Обозначим эмиттерный ток транзистора NPN через $I_{\Sigma 2}$, коллекторный ток — $I_{K2} = \alpha I_{\Sigma 2}$, эмиттерный ток транзистора PNP — $I_{\Sigma 1}$, коллекторный ток $I_{K1} = \alpha_1 I_{\Sigma 1}$, где α_1 и α_2 соответственно коэффициенты передачи тока транзисторов PNP и NPN .

Кроме коллекторных токов I_{K1} и I_{K2} через коллекторный переход течет еще и обратный ток этого перехода I_{KB0} . Отсюда, суммарный ток через коллекторный переход

$$I = I_{K1} + I_{K2} + I_{KB0} = \alpha_1 I_{\Sigma 1} + \alpha I_{\Sigma 2} + I_{KB0}.$$

Все переходы в тиристоре соединены последовательно, и тиристор

имеет два вывода. Поэтому результирующий ток I и токи $I_{\Sigma 1}$ и $I_{\Sigma 2}$ равны между собой: $I = I_{\Sigma 1} = I_{\Sigma 2}$. Отсюда $I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{КБ0}$. Найдем результирующий ток

$$I = I_{КБ0} / [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]. \quad (5.1)$$

Рассмотрим полученный результат, исходя из анализа работы тиристора. Коэффициент передачи тока биполярного транзистора α является функцией тока I_{Σ} (рис. 5.3). Чем меньше ток I_{Σ} , тем больше вероятность рекомбинации инжектированных в базу носителей, и значение α мало. С ростом I_{Σ} вероятность рекомбинации в базе уменьшается, и α увеличивается, все большее количество электронов и дырок перебрасывается в свои коллекторные области, создавая там избыточные заряды, которые снижают потенциальный барьер на переходе $P2$. Следовательно, в тиристоре при увеличении напряжения между анодом и катодом растут эмиттерные токи транзисторов PNP и NPN , значит растут и α_1 и α_2 . При $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ произойдет переключение тиристора из закрытого состояния в открытое. Действительно, пока коллекторный переход был закрыт, а его сопротивление было очень велико, результирующий ток I был очень мал и близок к значению тока $I_{КБ0}$. Когда коллекторный переход открывается, его сопротивление очень мало и результирующий ток становится током открытых PN -переходов.

Таким образом, необходимым условием перехода тиристора из закрытого состояния в открытое является увеличение α_1 и α_2 при возрастании тока через эмиттерные переходы. Эта зависимость у кремниевых полупроводниковых приборов выражена гораздо сильнее, чем у германиевых, что объясняется большей шириной запрещенной зоны. Кроме того, по этой же причине обратные токи в кремниевых приборах меньше, чем в германиевых, при меньшей зависимости от температуры. Этим объясняется то, что тиристоры изготавливаются только из кремния.

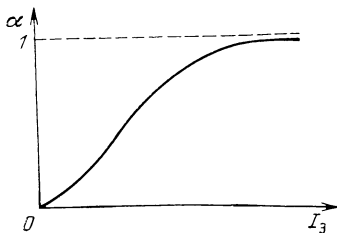


Рис. 5.3. Зависимость коэффициента прямой передачи α от тока I_{Σ}

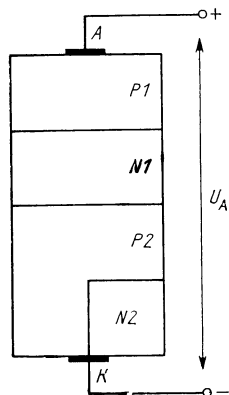


Рис. 5.4. Структура тиристора с шунтированием эмиттерного перехода областью базы

Для того чтобы уменьшить значение коэффициента α при малых токах, одну из средних областей тиристора делают гораздо больше по ширине, чем диффузионная длина для неосновных носителей заряда этой базы. В результате увеличивается вероятность рекомбинации в базе, что, естественно, уменьшает α . Еще одним конструктивным решением, позволяющим уменьшить коэффициент α , является шунтирование одного из эмиттерных переходов областью базы этого перехода. Действительно, при малых значениях тока I_{Σ} сопротивление PN -перехода еще велико по сравнению с объемным сопротивлением базы (рис. 5.4), и ток I_{Σ} пойдет в основном через базу, минуя PN -переход. Когда же общее анодное напряжение увеличится, ток I_{Σ} увеличится, потенциальный барьер на данном переходе за счет прямого напряжения на этом переходе скомпенсируется, сопротивление открытого эмиттерного перехода станет меньше объемного сопротивления базы, и ток пойдет через PN -переход, а α увеличится. При подаче обратного напряжения в точки анод—катод переходы $P1$ и $P3$ окажутся под обратным напряжением, а $P2$ под прямым. В этом случае в цепи тиристора будет протекать очень незначительный ток неосновных носителей и общее сопротивление тиристора будет очень большим.

5.3. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ТИРИСТОРА

Эта характеристика представляет собой зависимость результирующего тока I от изменения напряжения, приложенного между анодом и катодом $I=f(U_A)$ (рис. 5.5). На участке BC результирующий ток мал. Это объясняется тем, что коллекторный переход $P2$ находится под обратным напряжением и имеет большое сопротивление. Вольт-амперная характеристика на участке BC практически отражает зависимость обратного тока коллекторного перехода $P2$ от обратного напряжения на этом переходе и напоминает вольт-амперную характеристику полупроводникового диода при обратном включении. В точке C происходит компенсация обратного напряжения на коллекторном переходе, и ток тиристора увеличивается. После этого достаточно небольшого увеличения

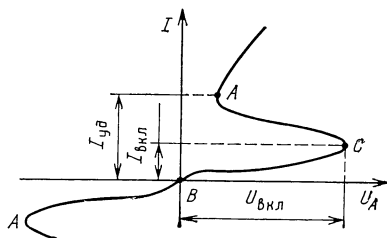


Рис. 5.5. Вольт-амперная характеристика тиристора



Рис. 5.6. Условное обозначение динистора

прямого напряжения, и переход $P2$ откроется. В этом случае оба транзистора из активного режима перейдут в режим насыщения, при котором оба PN -перехода открыты. В режиме насыщения ток резко увеличивается, а напряжение резко уменьшается. Как известно, дифференциальное сопротивление прибора определяется как отношение приращения управляемого напряжения к приращению управляемого тока. На участке CA отрицательному приращению напряжения соответствует положительное приращение тока, т. е. $R = -\Delta U_A / \Delta I$.

Таким образом, на участке CA тиристор обладает отрицательным сопротивлением. Напоминаем, что подобное явление наблюдается и в туннельных диодах.

В точке A создается минимальное напряжение на тиристоре, так как все три PN -перехода открыты и их сопротивление очень мало. Характеристика выше точки A напоминает вольт-амперную характеристику полупроводникового диода при прямом включении.

Таким образом, на участке подачи прямого напряжения U_A имеются две точки перегиба. Первая точка — C . Напряжение в этой точке называется напряжением включения — прямое напряжение, при котором происходит переключение тиристора. Вторая точка — A . Ток тиристора в этой точке называется током удержания — $I_{уд}$, это минимальный прямой ток тиристора, при котором тиристор еще может находиться в открытом состоянии. При уменьшении тока до значения меньше $I_{уд}$ тиристор переходит из открытого состояния в закрытое. При подаче обратного напряжения между анодом и катодом переходы $P1$ и $P3$ оказываются под обратным напряжением, и наблюдается обычная вольт-амперная характеристика полупроводникового диода при обратном включении. Тиристоры, которые были рассмотрены, называются динисторами, так как они имеют два вывода. Условное обозначение показано на рис. 5.6.

5.4. ТИПЫ ТИРИСТОРОВ

Тринисторы. В динисторах включение производится путем увеличения анодного напряжения до значения $U_A \geq U_{A\text{вкл}}$, при котором ток через прибор резко увеличивается. Это является его большим недостатком, так как включение производится большим напряжением, при протекании в цепи очень больших токов, что свидетельствует о малой эффективности управления. Поэтому динисторы получили малое распространение. Однако включить тиристор можно и другим образом, увеличивая ток только в одном из двух эквивалентных транзисторов путем подачи дополнительного управляющего напряжения на один из эмиттерных переходов. Такой тиристор является трехэлектродным и называется тринистором (рис. 5.7). На одной из внутренних областей тиристора делается вывод, на который подается управляющее прямое напряжение. С увеличением управляющего прямого напряжения при неизменном напряжении между анодом и катодом ток соот-

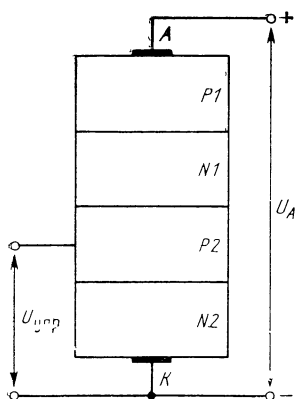


Рис 5.7. Структура тринистора

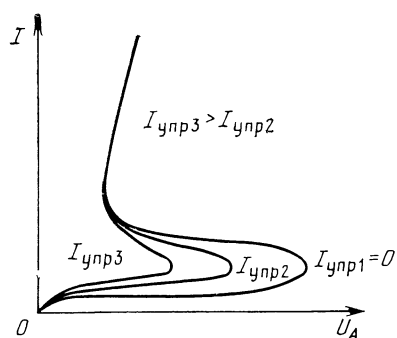


Рис. 5.8 Вольт-амперные характеристики тринистора

ветствующего эмиттерного перехода растет, увеличивается коэффициент передачи тока α этого транзистора, и можно добиться, чтобы тиристор открылся при напряжении $U_A < U_{A \text{ вкл}}$.

Таким образом, условие $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ выполняется при напряжениях $U_A < U_{A \text{ вкл}}$ за счет изменения управляющего напряжения. Чем больше $I_{\text{упр}}$, тем при меньшем напряжении U_A произойдет переключение тиристора (рис. 5.8). Для управления включением требуются незначительные ток и напряжение, то есть управление производится с очень небольшой затратой мощности, но при этом в анодной цепи могут протекать токи в десятки и сотни ампер при напряжениях в тысячи вольт.

Таким образом, тринистор является прибором, обладающим очень эффективным управлением.

Следует отметить, что после того как управляющий ток обеспечил отпирание тиристора, дальнейшее управление током за счет изменения управляющего напряжения не происходит. Условное обозначение тринистора показано на рис. 5.9.

Симметричные тиристоры. В некоторых схемах регулирования переменного тока требуются тиристоры, которые можно включать как в прямом, так и в обратном направлении. Этому требованию отвечают так называемые симметричные тиристоры. Эти тиристоры имеют одинаковые вольт-амперные характеристики при различных полярностях приложенного напряжения.

В симметричном тиристоре (рис. 5.10) имеется пять областей и четыре PN -перехода. Области $N3$ и $P2$ подключены к катоду, а $N1$ и $P1$ — к аноду. При полярности напряжения, указанной на рис. 5.10 плюсом на $P1$ и минусом на $N3$, переходы $P2$ и $P4$ находятся под прямым напряжением, а $P3$ — под обратным. PN -переход $P1$ находится под обратным напряжением, но он зашунтирован сопротивлением области $P1$. В результате в цепи включен тиристор с обычной четырехслойной структурой $P1N2P2N3$ с плю-

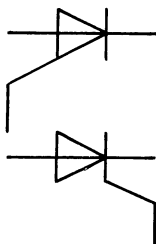


Рис. 5.9. Условные обозначения три-
нистора

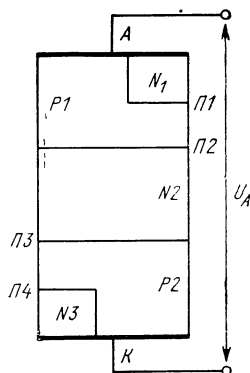


Рис. 5.10. Структура симметричного
тиристора

сом напряжения на крайней области $P1$ и минусом на $N3$. В такой структуре будут наблюдаться те же процессы, которые были рассмотрены ранее. При смене полярности — подаче напряжения плюсом на $P2$ и минусом на $N1$ — переходы $П1$ и $П3$ окажутся под прямым напряжением, а $П2$ — под обратным. В этом случае переход $П4$ также окажется под обратным напряжением, но он зашунтирован сопротивлением области $P2$. Напомним, что ток идет по пути наименьшего сопротивления, поэтому он проходит через область $P2$, а не через очень большое сопротивление перехода $П4$.

Таким образом, и в этом случае получена такая же четырехслойная $P2N2PIN1$, в которой произойдут процессы, характерные для тиристора, включенного под прямое напряжение. Обычно в такой структуре добавляется управляющий электрод, как и в три-нисторе.

Управляющий симметричный тринистор получил название — *триак*. Его вольт-амперная характеристика показана на рис. 5.11, а условное обозначение — на рис. 5.12.

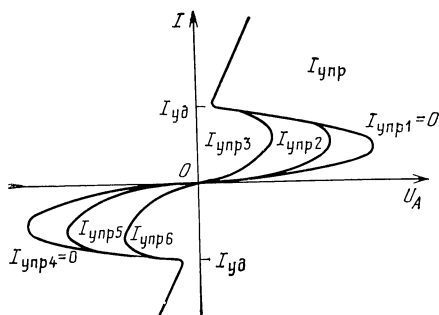


Рис. 5.11. Вольт-амперные характе-
ристики **триака**

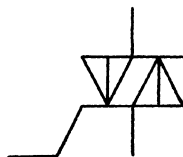


Рис. 5.12. Условное обозначение три-
ака

5.5. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ И ПАРАМЕТРЫ ТИРИСТОРОВ

Импульсный режим работы. В аппаратуре связи тиристоры находят широкое применение как переключающие устройства, работающие в импульсном режиме. Важнейшей характеристикой работы тиристора в этом режиме является время включения и выключения. Время включения $t_{\text{вкл}}$ определяется как промежуток времени между моментом подачи управляющего импульса и моментом достижения током тиристора значения $I=0,9I_m$ (рис. 5.13). Время включения состоит из двух промежутков: *времени задержки* t_z и *времени нарастания* $t_{\text{нар}}$.

Время t_z определяется от момента подачи импульса управления до момента, при котором $I=0,1I_m$. Время задержки определяется для условного транзистора NPN тем промежутком, который требуется для диффузии электронов из N -эмиттера через P -базу до коллекторного PN -перехода. Время нарастания связано с инерционностью процесса накопления неравновесных зарядов в базовых областях. Для уменьшения времени $t_{\text{вкл}}$ необходимо сужать базовые области тиристора. Однако это снизит и напряжение $U_{\text{А вкл.}}$.

Время выключения — промежуток времени от момента, когда ток тиристора достиг нулевого уровня до момента восстановления запирающей способности тиристора. При подаче на тиристор запирающего обратного напряжения в цепи тиристора протекает некоторое время ток обратного направления. Это происходит в течение времени, которое требуется для рассасывания зарядов, накопленных в среднем PN -переходе. Избыточные электроны из среднего N -слоя рассасываются в средний P -слой за счет диффузии и рекомбинации; аналогично избыточные дырки из среднего P -слоя рассасываются в среднем N -слое. Этим объясняется появление обратного тока в цепи тиристора. Следует отметить, что даже после того, как обратный ток достигнет своего установившегося значения и тиристор восстановит свою запирающую способность, в среднем PN -переходе еще некоторое время сохраняются избыточные заряды. В этом случае при повторной подаче напряжения тиристор открывается при меньших прямых напряжениях, так как

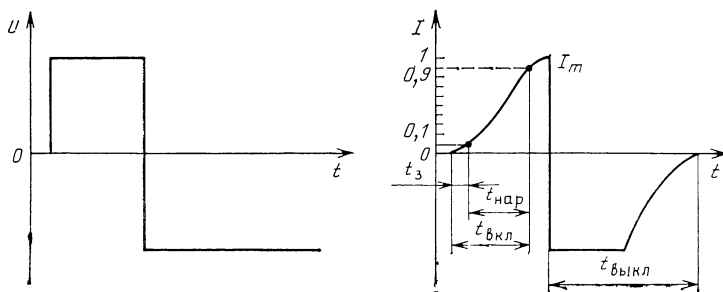


Рис. 5.13. Импульсы тока тиристора

для отпирания его потребуется меньшее накопление новых избыточных зарядов.

Время выключения тиристора обычно больше времени включения. Время включения и особенно время выключения определяют частотные свойства тиристора. В настоящее время созданы высокочастотные типы тиристоров, обеспечивающие время включения в сотни наносекунд, а время выключения до единиц микросекунд. Это достигается за счет уменьшения толщины областей, а также путем создания ускоряющего электрического поля внутри более широкой внутренней области.

Влияние температуры на работу тиристоров. Повышение температуры окружающей среды приводит к увеличению обратного тока тиристора, а также к увеличению коэффициентов передачи токов α_1 и α_2 . Это означает, что включение будет происходить при меньших значениях управляющих токов. С ростом температуры снижается допустимая мощность рассеивания и допустимое обратное напряжение.

Параметры тиристора. Система параметров тиристоров состоит из параметров, связанных с процессами включения и выключения и импульсной работы, а также из предельно допустимых параметров.

Напряжение включения $U_{\text{А вкл}}$ и удерживающий ток $I_{\text{уд}}$ были рассмотрены выше. Для тринисторов параметром включения является $I_{\text{упр вкл}}$ — минимальное значение постоянного тока управляющего электрода, которое обеспечивает переключение тиристора из закрытого состояния в открытое при определенном режиме в основной цепи. Току $I_{\text{упр вкл}}$ соответствует отпирающее напряжение на управляющем электроде $U_{\text{упр вкл}}$.

Параметры тиристора для импульсного режима работы также были рассмотрены выше.

К предельным параметрам тиристора относятся: $I_{\text{пр max}}$ — максимально допустимое среднее значение тока за период.

Тиристоры малой и средней мощности рассчитаны на токи до 10 А, существуют силовые транзисторы большей мощности, у которых $I_{\text{пр max}}$ составляет 1000 А и больше; P_{max} — максимально допустимая мощность, рассеиваемая на тиристоре; $U_{\text{обр max}}$ — максимально допустимое обратное напряжение.

Маркировка тиристоров. Первый элемент (буква или цифра) обозначает исходный полупроводниковый материал К или 2 — кремний. Второй элемент (буква) указывает класс прибора: Н — динистор, У — тринисторы. Третий элемент — трехзначное число. Динисторы и тринисторы с прямым током до 0,3 А: 101—199, до 10 А: 201—299, симметричные тиристоры с токами до 0,3: 501—599, до 10 А: 601—699. Четвертый элемент (буква) указывает на различия тиристора внутри данного типа по одному или нескольким параметрам. Например, КУ-203А — тринистор с током $I_{\text{пр max}}$ до 10 А.

Выводы. 1. Тиристор представляет собой полупроводниковый прибор, который используется для переключения в электрических

цепях. Для тиристора характерно два устойчивых состояния — открытое и закрытое. 2. При включении тиристора происходит компенсация обратного напряжения на среднем PN -переходе за счет накопления избыточных зарядов, создающих прямое напряжение. 3. В тринисторе происходит включение прибора за счет подачи небольшого управляющего тока. 4. Симметричный тиристор — прибор, который имеет одинаковые вольт-амперные характеристики при различных полярностях приложенного напряжения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как распределяется приложенное к тиристорам прямое напряжение между переходами при $U_A < U_{A \text{ вкл}}$?
2. Каким образом переключается тиристор из закрытого состояния в открытое?
3. Какова роль управляющего электрода в тринисторе?
4. Какие явления препятствуют увеличению быстродействия тиристора при переключении?
5. С какой целью в тиристорах применяется шунтирование эмиттерного перехода базой?

Глава 6. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ

6.1. ЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ. КАТОДЫ

ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Как уже отмечалось, электронная лампа — первый и очень долгое время единственный электронный прибор, применявшийся в аппаратуре связи, радиовещания, телевидения. Полупроводниковые диоды, биполярные и полевые транзисторы, благодаря своим большим преимуществам, вытеснили электронные лампы из аппаратуры проводной связи, радиорелейных линий связи, маломощной аппаратуры радиовещания и телевидения. Однако при больших мощностях с малой поверхности полупроводникового прибора становится невозможным отвести выделяемое количество тепла. Поэтому электронные лампы, имеющие большие поверхности охлаждения, в настоящее время являются основным электронным прибором в устройствах, где требуется выделить большие мощности в десятки, сотни и даже тысячи киловатт, в том числе в радиопередающих устройствах связи, телевидения и радиовещания, в мощной аппаратуре проводного вещания. По всей вероятности, электронные лампы в этих устройствах будут применяться еще длительное время.

Анализ работы электронных ламп будем вести по такой же структуре, как и полупроводниковых приборов: создание потока заряженных частиц, управление потоком заряженных частиц, анализ основных характеристик и определение параметров электронных ламп.

Электронная лампа — униполярный прибор, в котором создается поток электронов и происходит управление этим потоком.

РАБОТА ВЫХОДА ЭЛЕКТРОНА

Источником электронов в электронных лампах является электрод, который называется *катодом*. Рассмотрим работу металлического катода.

Основная задача — добиться выхода электронов из катода на его поверхность. Электроны, совершая хаотическое тепловое движение в металле, подходят и к самой его поверхности, а те, у которых достаточно большая энергия, выходят на его поверхность и даже могут удалиться на некоторое расстояние от нее. Электроны, покинувшие металл, оставляют у самой поверхности слой положительно заряженных ионов металла. Таким образом, по обе стороны от поверхности металла образуется двойной электрический слой (рис. 6.1). Электрическое поле, созданное этим двойным электрическим слоем, является тормозящим для электронов, которые направляются к поверхности катода. На поверхности катода образуется потенциальный барьер, препятствующий выходу электронов с катода. Для преодоления этого тормозящего поля электронам требуется затратить значительную энергию, совершить работу выхода $W_0 = q\phi_0$ (см. 1.5), где q — заряд электрона, а ϕ_0 — разность потенциалов двойного электрического слоя. Работа выхода зависит от материала вещества. У вольфрама $W_0 = 4,5$ эВ, у тория $W_0 = 3,35$ эВ, у цезия $W_0 = 1,8$ эВ. Выход электронов может быть совершен не только из металлов, но и полупроводников и диэлектриков. Однако в этом случае электрон должен преодолеть запрещенную зону между валентной зоной и зоной проводимости, а затем двойной электрический слой на поверхности. У примесных полупроводников работа выхода меньше, чем у чистых полупроводников и может быть даже меньше, чем у металлов.

Процесс испускания электронов с поверхности катода называют *электронной эмиссией*.

ВИДЫ ЭЛЕКТРОННОЙ ЭМИССИИ

Таким образом, для того чтобы получить электронную эмиссию, необходимо сообщить электронам дополнительную энергию — $W \geq W_0$.

Существуют различные виды электронной эмиссии в зависимости от источника дополнительной энергии, сообщаемой электронам:

термоэлектронная эмиссия — дополнительная энергия сообщается электронам путем нагрева катода;

фотоэлектронная эмиссия — в этом случае поверхность катода облучается потоком лучистой энергии, например, видимого света.

вторичная электронная эмиссия — эмиссия, возникающая за счет бомбардировки катода потоком первичных электронов. Первичные электроны сообщают вторичным электронам энергию, необходимую для совершения работы выхода.

В электронных лампах используется явление термоэлектронной эмиссии. Нагрев катода происходит под действием электрического тока, который накаляет катод до температуры, при которой возникает эмиссия.

КАТОДЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Важнейший параметр катода — его эффективность $H = I_e/P_n$, мА/Вт, где I_e — ток эмиссии, P_n — мощность, затраченная на канал.

Очевидно, эффективность катода тем выше, чем больший ток эмиссии можно получить на каждый ватт мощности, затраченной на накал катода. При прочих равных условиях эффективность катода тем выше, чем меньше работа выхода. Для повышения эффективности катода применяют различные методы уменьшения работы выхода электрона. Для создания термоэлектронной эмиссии

требуется разогреть катод до очень высоких температур, достигающих 1000...3000 К. Поэтому катод должен изготавливаться из тугоплавкого металла, например вольфрама. Однако у вольфрама, как уже отмечалось, очень большая работа выхода и, следовательно, малая эффективность. Кроме того, рабочая температура вольфрамового катода составляет около 2600 К.

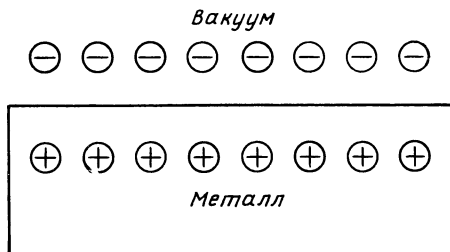


Рис 61. Изображение двойного электрического слоя

АКТИВАЦИЯ КАТОДОВ

Для уменьшения работы выхода электрона применяют активацию катода. На поверхность катода наносится тонкая пленка материала, имеющего меньшую работу выхода. Верхний слой активирующего материала заряжается положительно по отношению к подложке вследствие того, что электроны из этого слоя притягиваются подложкой. В результате тормозящее поле на поверхности подложки частично компенсируется и требуется меньшая энергия для его преодоления.

К активированным катодам относятся торированные катоды, у которых поверхность вольфрамового катода покрыта слоем тория. Благодаря этому эффективность катода возрастает с 7 мА/Вт у чистого вольфрама до 70 мА/Вт у торированного. Разновидностью торированных катодов являются *ТКВ-катоды* из торированного карбидированного вольфрама, у которых поверхностный слой катода состоит из карбида вольфрама, покрытого атомарным слоем тория. Карбид вольфрама повышает долговечность ТКВ-катода. Такие катоды применяются в мощных лампах.

У маломощных электронных ламп наибольшее распространение получили *оксидные катоды*. Оксид наносится на вольфрамовую или никелевую подложку катода и представляет собой белое покрытие толщиной 20...100 мкм, состоящее из оксидов бария, стронция и кальция. Оксидные катоды имеют работу выхода около 1,1...1,2 эВ, благодаря чему рабочая температура катода снижается до 1000...1200 К. Эффективность оксидного катода составляет 50...80 мА/Вт. Большим достоинством оксидного катода является его способность к резкому увеличению тока эмиссии в импульсном режиме работы лампы.

СПОСОБЫ НАКАЛА

Одним из основных требований к катоду является постоянство тока эмиссии во времени. Для создания электронной эмиссии можно подогревать катод как переменным, так и постоянным током. Более экономичным является питание ка-

тогда переменным током, осуществляемое от сети путем трансформации питающего напряжения до нужной величины.

По способу накала катоды делят на два типа — *прямого накала* и *подогревные* или *косвенного накала*.

В катодах прямого накала электрический ток, разогревающий катод, протекает непосредственно через него. При нагреве катода переменным током вследствие его малой тепловой инерции происходит неравномерный разогрев катода во времени в зависимости от мгновенного значения тока. В результате ток эмиссии становится пульсирующим, т. е. появляется переменная составляющая этого тока. Для устранения данного явления приходится катоды либо подогревать постоянным током, либо применять специальные схемы для компенсации влияния переменной составляющей тока эмиссии.

Катоды (подогревные, или косвенного накала) выполняют так, что нагрев их осуществляется током, протекающим через подогреватель или нить накала. Катод представляет собой цилиндр, наружная боковая поверхность которого покрывается эмиттирующим слоем. Нить накала находится внутри катода и подогревает его до требуемой температуры. Такой катод благодаря массивности его конструкции обладает большой тепловой инерцией и сохраняет постоянную температуру при протекании переменного тока по нити накала. Естественно, что экономичность подогревного катода ниже, чем катода прямого накала.

Следует учесть инерционность системы разогрева катода — эмиссия электронов с катода начинается не сразу, а спустя некоторое время, требуемое для его разогрева. Напомним, что у полупроводниковых электронных приборов, не связанных с подогревом, работа после включения начинается практически мгновенно.

Выводы. 1. Для получения электронной эмиссии электронам катода необходимо сообщить дополнительную энергию. 2. Основным видом электронной эмиссии в электронных лампах является термоэлектронная эмиссия. 3. Для уменьшения работы выхода электронов применяется активация катодов. 4. По способу нагрева различают катоды прямого и косвенного накала.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что мешает выходу электронов с катода и созданию электронной эмиссии?
2. Почему активация катода позволяет уменьшить работу выхода?
3. В чем недостаток катодов прямого накала?
4. Будет ли одинаковым ток накала при неизменном напряжении накала в момент включения и через несколько минут?

6.2. ДВУХЭЛЕКТРОДНАЯ ЛАМПА — ДИОД

УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Простейшая электронная лампа — диод — состоит из катода, благодаря которому осуществляется электронная эмиссия, и анода, назначение которого — управление током в лампе. Анод является коллектором, он собирает электроны, движущиеся от ка-



тода. Оба электрода помещены в баллон, выполненный чаще всего из стекла, но в некоторых случаях из керамики и металла. Внутри баллона поддерживается вакуум, т. е. очень разреженное состояние газа до $10^{-6} \dots 10^{-7}$ мм. рт. ст. Аноды электронных ламп изготавливают из тугоплавких металлов, имеющих большую работу выхода, — никеля, молибдена и т. д.

Условное изображение диодов в схемах приведено на рис. 6.2. При подаче напряжения накала катод разогревается до требуемой температуры и происходит эмиссия электронов. Вылетевшие из катода электроны обладают некоторыми начальными скоростями, различными как по величине, так и по направлению. В отсутствие напряжения между анодом и катодом эти электроны заполняют пространство между ними, образуя отрицательный пространственный заряд. Этот пространственный заряд создает вблизи катода область отрицательного потенциала. Подадим между анодом и катодом напряжение плюсом на анод $+U_a$. Электроны пространственного заряда под действием ускоряющего электрического поля, созданного положительным потенциалом на аноде, притягиваются к нему. В цепи лампы возникает анодный ток I_a . При подаче на анод напряжения, отрицательного по отношению к катоду, для электронов эмиссии создается тормозящее поле, и анодный ток отсутствует.

Таким образом, ламповый диод обладает односторонней проводимостью, как и полупроводниковый диод.

АНОДНАЯ (ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ) ХАРАКТЕРИСТИКА ДИОДА

Эта характеристика (рис. 6.3) представляет собой зависимость

$$I_a = f(U_a) \text{ при } U_n = \text{const},$$

где U_n — напряжение накала, которое обеспечивает постоянство температуры катода и, следовательно, постоянство тока эмиссии. При $U_a = 0$ анодный ток практически отсутствует и только некоторые электроны, имеющие достаточно большую энергию, могут развить скорость, необходимую для преодоления тормозящего поля пространственного заряда, и достичь анода. При подаче положительного анодного напряжения для электронов создается ускоряющее поле, которое позволяет им преодолеть тормозящее поле пространственного заряда и достигнуть анода. По мере возрастания анодного напряжения U_a происходит постепенное рассасывание пространственного заряда и анодный ток I_a увеличивается. При каком то значении $+U_a$ пространственный заряд полностью рассасывается. Режим, при котором полностью рассасывается пространственный заряд электронов в диоде, называется *ре-*

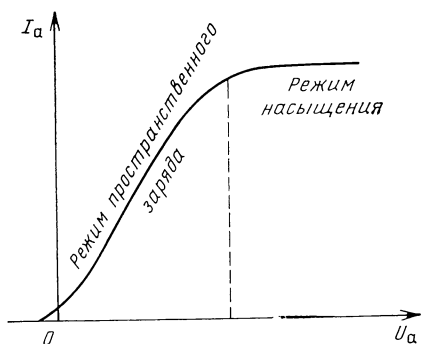


Рис. 6.3. Анодная характеристика диода

нально напряжению U_a . Эта пропорциональность нарушается в режиме насыщения, где изменение U_a не вызывает соответствующего изменения I_a .

В действительности, и в режиме насыщения также происходит некоторое увеличение тока I_a при увеличении U_a . Оно особенно резко выражено у ламп с оксидными катодами, что связано с увеличением тока эмиссии под действием поля анода.

ЗАКОН СТЕПЕНИ 3/2

Математически зависимость между I_a и U_a в диоде определяется как

$$I_a = GU_a^{3/2}.$$

Эта формула выражает аналитическую зависимость $I_a = f(U_a)$ при $U_n = \text{const}$ и получила название закона степени 3/2. В этой формуле коэффициент G является для данной лампы величиной постоянной и зависит от площади анода и расстояния между анодом и катодом. Формула показывает, что между I_a и U_a в электронной лампе существует нелинейная зависимость. Физически нелинейность анодной характеристики объясняется наличием пространственного заряда, электрическое поле которого частично компенсирует ускоряющее поле анода.

СТАТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ДИОДА

Крутизна характеристики отражает управляющее воздействие изменения U_a на изменение I_a в режиме пространственного заряда:

$$S = \Delta I_a / \Delta U_a, \text{ мА/В при } U_n = \text{const}.$$

Крутизна характеристики в различных ее точках разная, так как сама характеристика нелинейна. Очевидно, чем ближе к ка-

жимом насыщения. В этом режиме все электроны, вылетевшие с катода, достигают анода. В режиме насыщения ток эмиссии $I_e = I_{a \text{ нас}}$. Таким образом, при работе диода наблюдается два режима: *режим пространственного заряда* и *режим насыщения*.

Основным режимом является режим пространственного заряда, так как в этом режиме проявляется управляющее действие поля анода и анодный ток I_a меняется пропорциона-

тому расположен анод, тем управляющее воздействие поля анода на пространственный заряд больше и S соответственно больше. Ламповые диоды имеют $S=2...6$ мА/В.

Внутреннее сопротивление характеризует сопротивление диода изменяющемуся току, т. е. переменному току:

$$R_i = \Delta U_a / \Delta I_a \text{ при } U_n = \text{const.}$$

Внутреннее сопротивление диода R_i составляет 50...1000 Ом.

СКОРОСТЬ ДВИЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОНОВ В ПОЛЕ МЕЖДУ АНОДОМ И КАТОДОМ

Положительное напряжение между анодом и катодом ускоряет движение электронов. Энергия электрического поля, затрачиваемая на перемещение электрона от катода к аноду, $W_a = qU_a$, где q — заряд электрона. Кинетическая энергия движущегося электрона $W_s = mv^2/2$, где m — масса электрона. Согласно закону сохранения энергии $W_a = W_s$, или $qU_a = mv^2/2$. Отсюда скорость электрона в поле между анодом и катодом

$$V = \sqrt{2(q/m)U_a}. \quad (6.1)$$

Подставив числовые значения постоянных величин заряда q и массы электрона m , получим

$$V \simeq 6 \cdot 10^5 \sqrt{U_a} \text{ м/с} \approx 600 \sqrt{U_a} \text{ км/с.} \quad (6.2)$$

Эта формула справедлива для значений $V \leq 0,1c$ (c — скорость света). Из этой формулы видно, что скорость электрона зависит не от расстояния между анодом и катодом, а от напряжения, приложенного между ними. Если приближенно считать, что начальная скорость электрона у катода $V_k = 0$, а $V_a = 6 \cdot 10^5 \sqrt{U_a}$ м/с, то средняя скорость

$$V_{\text{ср}} = (V_a + V_k)/2 \approx 3 \cdot 10^5 \sqrt{U_a} \text{ м/с.}$$

Поэтому электрон пролетит расстояние между анодом и катодом за время

$$t \approx \frac{d}{3 \cdot 10^5 \sqrt{U_a}} \text{ с.}$$

Если d — в сантиметрах, а U_a — в вольтах, то

$$t \approx 33d/\sqrt{U_a} \text{ нс.} \quad (6.3)$$

На сверхвысоких частотах это время становится соизмеримым с периодом переменного напряжения, приложенного между анодом и катодом.

ПРЕДЕЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДИОДА

Допустимая мощность, рассеиваемая анодом $P_{a \max}$. Бомбардировка анода электронами, которые подлетают к нему с громадной скоростью, приводит к его сильному разогреву за счет преобразования кинетической энергии движущихся электронов в тепловую. Если в 1 с к аноду подлетает n электронов, то мощность, выделяемая ими на аноде $P_a = nqU_a = I_a U_a$. Эта мощность отдается анодом в окружающее пространство. При этом устанавливается тепловой баланс между теплом, выделяемым на аноде и отдаваемым им в окружающее пространство. При нарушении баланса за счет увеличения U_a или I_a анод перегревается, и лампа выходит из строя. В мощных лампах применяют специальные меры для увеличения $P_{a \max}$, которые будут рассмотрены ниже.

Допустимое обратное напряжение $U_{a \max}$. Ламповые диоды, как и полупроводниковые диоды, используют в выпрямительных схемах. Вакуумный диод, применяемый для выпрямления переменного тока, называется *кенотрон*. При подаче на него переменного напряжения знак напряжения на аноде меняется через полпериода, так как R_i открытого диода сравнительно мало, его прямое напряжение также невелико. При подаче обратного напряжения сопротивление диода очень велико, и он оказывается под высоким напряжением источника. Высоковольтные диоды должны обладать большим допустимым обратным напряжением. Если $U_a > U_{a \max}$, то произойдет пробой промежутка анод—катод и диод выйдет из строя.

У высоковольтных диодов для увеличения $U_{a \max}$ увеличивают расстояние между анодом и катодом. В этом случае влияние поля анода на пространственный заряд уменьшается, уменьшается крутизна характеристики S и возрастает R_i диода.

ПРИМЕНЕНИЕ ДИОДОВ

Как уже отмечалось, ламповые диоды в основном применяют для выпрямления переменного тока благодаря свойству односторонней проводимости. Однако эффективность применения ламповых диодов в качестве выпрямителей ниже, чем полупроводниковых. Это объясняется затратами мощности на накал, большим R_i , а следовательно, большими потерями напряжения и, самое главное, меньшей надежностью, так как срок службы ламповых диодов намного меньше, чем полупроводниковых. Поэтому ламповые диоды в настоящее время получили ограниченное применение, главным образом, в устройствах очень высокого напряжения, особенно при больших мощностях, в некоторых высоковольтных устройствах, выпрямителях для питания рентгеновских трубок.

Выводы. 1. Двухэлектродная лампа, как и полупроводниковый диод, — прибор с односторонней проводимостью. 2. При подаче

напряжения накала происходит электронная эмиссия с катода, и в пространстве катод—анод создается пространственный заряд электронов. 3. При подаче положительного анодного напряжения пространственный заряд рассасывается, и возникает анодный ток. 4. Основные показатели диодов — срок службы, КПД, габаритные размеры и масса значительно хуже, чем у полупроводниковых диодов. Поэтому ламповые диоды имеют в настоящее время ограниченное применение.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему возможно появление анодного тока диода при $U_a=0$?
2. Как зависит крутизна характеристики и внутреннее сопротивление диода от расстояния между анодом и катодом?
3. Почему большое внутреннее сопротивление диода является его недостатком при выпрямлении переменного тока?
4. В чем заключаются основные недостатки ламповых диодов по сравнению с полупроводниковыми?

6.3. ТРИОДЫ

УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Для того чтобы увеличить возможность управления потоком электронов, эмиттированных катодом, тем самым расширить область применения электронных ламп, были созданы трехэлектродные лампы — триоды. В триоде (рис. 6.4) между анодом A и катодом K помещен еще один электрод — *управляющая сетка* $УС$. Сетка конструктивно представляет собой либо спираль, либо сетку из переплетенных проводов и выполняется из вольфрамового, никелевого или молибденового провода. Условное изображение триода в схеме дано на рис. 6.5. Как и в диоде, в триоде имеются цепь накала для разогрева катода и цепь анода для получения ускоряющего поля для электронов. Главное отличие триода от диода в том, что в триоде имеется дополнительная возможность управления анодным током путем изменения напряжения между сеткой и катодом.

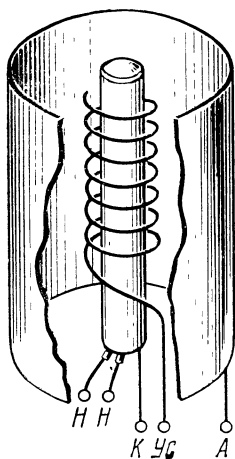


Рис. 6.4. Устройство триода

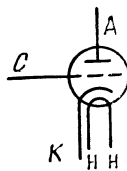


Рис. 6.5 Условное обозначение триода

РОЛЬ УПРАВЛЯЮЩЕЙ СЕТКИ

Рассмотрим влияние поля управляющей сетки на анодный ток в триоде. В отличие от диода в триоде имеются две цепи управления анодным током — цепь анода и цепь управляющей сетки. Объектом управления является пространственный заряд электронов, эмиттированных катодом. Степень влияния определяется расстоянием соответствующего электрода к катоду. Управляющая сетка расположена ближе к катоду, чем анод, и поэтому влияние электрического поля управляющей сетки на пространственный заряд у катода соответственно больше, чем поля анода. Управляющая сетка является электростатическим экраном между анодом и катодом. Это означает, что не все электрические силовые линии поля анода достигают катода, так как часть этих линий замыкается на сетке, что приводит к соответствующему уменьшению воздействия поля анода на пространственный заряд, расположенный у поверхности катода.

Подадим постоянное напряжение между анодом и катодом U_a плюсом на анод и будем менять напряжение между управляющей сеткой и катодом U_c по величине и по знаку (рис. 6.6). При подаче отрицательного напряжения на сетку для электронов пространственного заряда создается тормозящее поле, поэтому в каждой точке между сеткой и катодом на электроны действует поле, образовавшееся в результате взаимодействия между ускоряющим полем анода и тормозящим полем сетки. При определенном отрицательном напряжении U_c анодный ток становится равным нулю, тормозящее поле создается не только у витков сетки, но и в промежутках между ними, препятствуя пролету электронов от катода к аноду. При этом пространственный заряд у катода имеет наибольшую плотность. Будем уменьшать отрицательное напряжение на сетке, результирующее поле между витками сетки меняется и становится ускоряющим для электронов. Чем меньше отрицательное напряжение на сетке, тем сильнее действует ускоряющее поле и тем больше становится ток I_a . При подаче положительного напряжения $+U_c$ электроны получают ускорение не только за счет поля анода, но также и за счет поля сетки. Анодный ток становится еще больше. Однако часть электронов притягивается непосредственно к виткам сетки и образует ток сетки I_c .

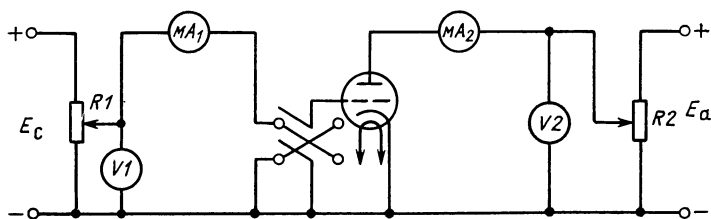


Рис. 6.6 Схема для снятия статических характеристик триода

Таким образом, при положительном напряжении на сетке общий катодный ток I_k разветвляется на два тока: анодный I_a и сеточный I_c .

ДЕЙСТВУЮЩЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ В ТРИОДЕ

В свое время советский ученый М. А. Бонч-Бруевич предложил заменить триод при анализе его работы эквивалентным диодом. Анодное напряжение эквивалентного диода, при котором катодные токи обеих ламп равны, называется действующим напряжением триода. Вывод формулы действующего напряжения для триода дает следующий результат:

$$U_d = U_c + DU_a, \quad (6.4)$$

где U_d — действующее напряжение, D — *проницаемость триода*.

$$D = C_{ак}/C_{ск}, \quad (6.5)$$

где $C_{ак}$ — емкость анод—катод, $C_{ск}$ — емкость сетка—катод. Проницаемость триода $D < 1$, так как емкость анод—катод меньше емкости сетка—катод. Это объясняется тем, что электроды анод—катод расположены дальше, чем сетка—катод и, самое главное, сетка экранирует анод от катода, тем самым уменьшая емкость $C_{ас}$.

Уравнение действующего напряжения (6.4) учитывает, что поле управляющей сетки непосредственно воздействует на пространственный заряд, а поле анода ослаблено экраном, которым является сетка. Мэру ослабления действия поля анода на пространственный заряд у катода за счет экранирующего действия сетки учитывает проницаемость D , которая зависит от шага намотки сетки. Чем гуще намотана сетка, тем больше силовых линий электрического поля анода замкнется на сетке и соответственно меньшее количество попадет на катод. При более густой намотке сетки уменьшается емкость $C_{ак}$ и увеличивается емкость $C_{ск}$, а следовательно, D уменьшается. В триодах D меняется в пределах от 0,25 до 0,01.

Пользуясь формулой (6.4), можно определить напряжение U_c , при котором анодный ток триода становится равным нулю, и триод, как принято говорить, «запирается». Анодный ток I_a будет равен нулю, если действующее напряжение триода станет равным нулю. Отсюда

$$0 = U_c + DU_a, \quad U_{с\ зап} = -DU_a.$$

Введение понятия об эквивалентном диоде позволяет применить для триода закон степени $3/2$

$$I_a = GU_d^{3/2} = G(U_c + DU_a)^{3/2}.$$

Следует отметить, что эквивалентность диода и триода имеет место только при равенстве катодных токов обеих ламп. Поэтому данная формула применима лишь тогда, когда $I_a = I_k$, т. е. когда

$I_c=0$. Но даже в таком случае реальные характеристики триода отличаются от идеальных, построенных на основании этой формулы в силу сложности явлений, происходящих в триоде и не учтенных при выводе данной формулы.

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРИОДА

Итак, анодный ток триода является функцией двух переменных величин — анодного напряжения U_a и сеточного напряжения U_c . Зависимости анодного тока I_a от одного из этих напряжений при постоянном другом напряжении и представляют собой семейства статических характеристик триода. Схема для снятия этих характеристик показана на рис. 6.6.

Анодные характеристики $I_a=f(U_a)$ при $U_c=\text{const}$ (рис. 6.7) являются выходными характеристиками триода. Для снятия анодных характеристик постоянное напряжение устанавливают с помощью потенциометра $R1$ в цепи сетки, а затем потенциометром $R2$ в цепи питания анода плавно меняют напряжение U_a , фиксируя миллиамперметром «мА» значение тока I_a . Анодная характеристика, снятая при $U_c=0$, проходит через начало координат, а снятые при $U_c \neq 0$ сдвинуты вправо от нулевой характеристики, так как при отрицательном потенциале на сетке анодный ток уменьшается. Для компенсации тормозящего электрического поля, созданного напряжением $-U_c$, требуется подать определенное напряжение $+U_a$, и только тогда появится ток I_a . При том же значении напряжения $-U_c$ для появления тока I_a требуется тем большее напряжение $+U_a$, чем меньше проникаемость D , так как экранирующее действие управляющей сетки становится сильнее и влияние поля анода на ток I_a уменьшается.

Анодные характеристики, снятые при $U_c > 0$, располагаются левее характеристики при $U_c=0$. При этом наблюдается ток I_a даже при $U_a=0$, что объясняется созданием ускоряющего поля для электронов положительным напряжением на сетке, которое увеличивает энергию электронов, позволяя некоторым из них пролететь

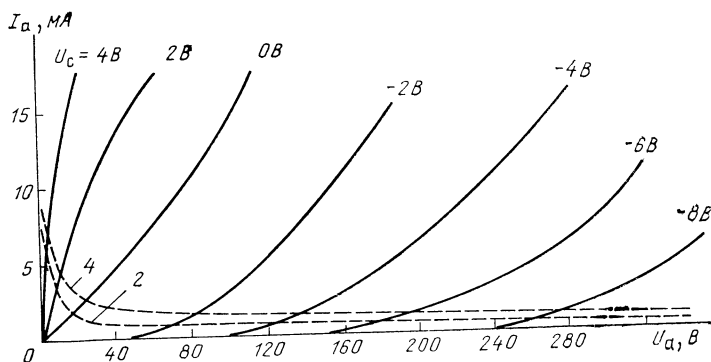


Рис. 6.7. Анодные характеристики триода

между витками сетки и долететь до анода. При небольших напряжениях U_a наблюдается вначале резкое увеличение тока I_a , затем характеристика становится более пологой. Это объясняется тем, что при $U_a=0$ в пространстве между сеткой и анодом образовался еще один пространственный заряд электронов, который расположен между катодом и сеткой. При подаче даже небольших напряжений U_a этот пространственный заряд рассеивается полем анода, а электроны его притягиваются к аноду, увеличивая ток I_a . При дальнейшем увеличении напряжения U_a ток I_a растет медленнее, так как его увеличение идет только за счет околосеточного пространственного заряда.

Анодно-сеточные характеристики триода $I_a=f(U_c)$ при $U_a=\text{const}$ приведены на рис. 6.8. Для снятия этих характеристик с помощью потенциометра $R2$ в цепи питания анода устанавливают постоянное напряжение U_a , отмечаемое по вольтметру U_2 , а потенциометром $R1$ в цепи сетки плавно меняют напряжение на сетке U_c , фиксируя значение тока I_a . Чем больше напряжение U_a , тем левее расположены характеристики. Это следует из уравнения действующего напряжения (6.4), так как при большем U_a увеличивается по абсолютной величине и напряжение $-U_c$, при котором триод запирается. При том же значении $-U_c$ ток I_a будет тем больше, чем больше $+U_a$. Расположение анодно-сеточных характеристик, как и анодных, сильно зависит от проницаемости триода D . Чем больше проницаемость D , тем левее расположены характеристики, так как требуется большее отрицательное напряжение на сетке для компенсации поля анода и запираения лампы. Триоды с малой проницаемостью D , у которых лампа запирается при сравнительно небольших отрицательных напряжениях на управляющей сетке, получили название *правых ламп*, в отличие от *левых ламп* с редкой намоткой сетки, т. е. большой проницаемостью D , которые запираются при сравнительно больших отрицательных напряжениях на сетке.

Характеристики сеточного тока. Как уже отмечалось, при положительном напряжении на сетке появляется сеточный ток I_c .

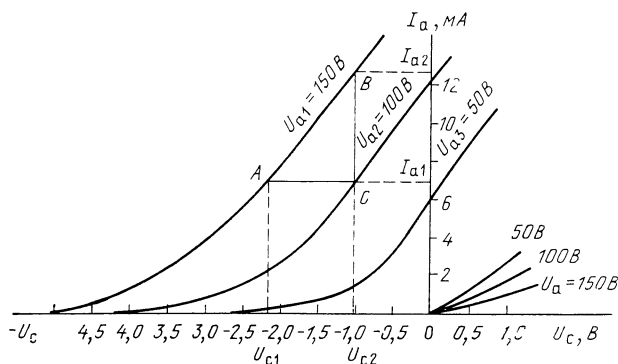


Рис. 6.8. Анодно-сеточные характеристики триода

Учитывая, что мощные триоды работают при положительных напряжениях на сетке, большой интерес представляют характеристики зависимостей сеточных токов от сеточных и анодных напряжений.

Для анализа работы триода при положительных напряжениях на сетке вводятся понятия о двух режимах работы триода: *режиме возврата* и *режиме перехвата* электронов.

Электроны, пролетающие через сетку к аноду, создают в промежутке сетка—анод пространственный заряд. В режиме возврата электронов к сетке ($U_c \geq U_a$) значительная часть электронов пространственного заряда возвращается обратно к сетке под действием сильного электрического поля сетки. При анодном напряжении $U_a = 0$ сеточный ток I_a достигает максимального значения. С ростом анодного напряжения U_a происходит резкое возрастание анодного тока I_a , а сеточный уменьшается, что объясняется возрастающим влиянием электрического поля анода на электроны пространственного заряда в промежутке сетка—анод.

В режиме перехвата $U_c < U_a$ пространственный заряд рассеивается и сеточный ток образуется только за счет электронов, непосредственно перехваченных сеткой, благодаря положительному напряжению между сеткой и катодом.

Характеристики сеточного тока $I_c = f(U_a)$ при $U_c = \text{const}$ даны на рис. 6.7 штриховыми линиями.

При небольших анодных напряжениях наблюдается режим перехвата, сеточный ток резко уменьшается при возрастании анодного напряжения U_a . В режиме перехвата сеточный ток мало меняется при изменении анодного напряжения. Чем больше напряжение на сетке, тем выше расположены характеристики сеточного тока, так как большое количество электронов перехватывается сеткой. Характеристика сеточного тока $I_c = f(U_c)$ при $U_a = \text{const}$, которую по аналогии с биполярными транзисторами можно назвать входной характеристикой триода, показана на рис. 6.8. Эти характеристики представляют собой ряд веерообразно расположенных кривых. Чем меньше анодное напряжение при том же напряжении на сетке, тем сеточный ток больше.

СТАТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДА

На основе анализа статических характеристик, которые отражают основные зависимости между токами и напряжениями в триоде, можно определить его параметры. Дифференциальные параметры триода те же, что и у полевых транзисторов.

Крутизна характеристики S . При $U_a = \text{const}$ $S = \Delta I_a / \Delta U_c$. Крутизна показывает, на сколько миллиампер изменится анодный ток при изменении напряжения на сетке на 1 В при неизменном U_a . Крутизна — дифференциальный параметр и в разных точках характеристики имеет различные значения. Конструктивно S зависит от расстояния между катодом и управляющей сеткой: чем меньше это расстояние, тем сильнее влияние поля сетки на элек-

троны пространственного заряда у катода, тем больше S . На величину S оказывает влияние также и площадь катода, так как при большей площади катода и прочих неизменных условиях анодный ток получит большее приращение ΔI_a при изменении напряжения ΔU_c на 1 В. У малоомощных триодов значение крутизны S составляет 1...10 мА/В, у мощных 50...60 мА/В.

Внутреннее сопротивление R_i . При $U_c = \text{const}$ $R_i = \Delta U_a / \Delta I_a$. R_i характеризует влияние поля анода на ток I_a . Величина I_a зависит от шага намотки управляющей сетки, т. е. от проницаемости D . Совершенно очевидно, что чем гуще намотана управляющая сетка, тем проницаемость D меньше, тем меньше влияние поля анода на I_a и тем больше R_i . Следовательно, у ламп с правыми характеристиками R_i больше, чем у ламп с левыми характеристиками, так как лампы с левыми характеристиками имеют большую проницаемость за счет редкой намотки управляющей сетки. R_i у триодов составляет единицы и десятки килоом.

Входное сопротивление $R_{вх}$. При $U_a = \text{const}$ $R_{вх} = \Delta U_c / \Delta I_c$. Входное сопротивление триода зависит от режима работы: без сеточных токов или с сеточными токами.

При работе без сеточных токов $R_{вх}$ составляет сотни мегом. Дело в том, что даже при отрицательном сеточном напряжении возможен приход тех электронов на сетку, у которых начальная скорость вылета из катода достаточно велика, чтобы преодолеть тормозящее поле сетки. Таких электронов очень незначительное количество, но если они накапливаются на сетке, ее потенциал становится все более отрицательным и лампа запирается. Поэтому для стекания электронов, попавших на сетку, требуется создать гальваническую цепь между управляющей сеткой и катодом. Этой цели служит сопротивление, включаемое между сеткой и катодом, которое получило название *сопротивления утечки*.

При наличии сеточных токов входное сопротивление уменьшается. В этом случае происходит заметное потребление мощности входной цепью. Таким образом, работа с сеточными токами характеризуется малым $R_{вх}$ и заметным потреблением мощности во входной цепи. Следовательно, если подавать направляющее напряжение U_c такой амплитуды, чтобы триод работал без сеточных токов, то R_i будет очень велико и управление происходит практически без поглощения мощности в цепи сетки. У триодов с левыми характеристиками большой участок анодно-сеточной характеристики лежит слева от оси I_a , что позволяет подавать большие управляющие напряжения без опасности появления сеточных токов. У правых ламп этот участок небольшой, и при подаче небольших управляющих напряжений между сеткой и катодом появляется сеточный ток, а $R_{вх}$ резко уменьшается, что весьма нежелательно.

Коэффициент усиления μ . При $I_a = \text{const}$ $\mu = -\Delta U_a / \Delta U_c$; μ показывает, во сколько раз влияние поля сетки на анодный ток сильнее влияния поля анода. Численно μ равно величине, которая показывает, на сколько надо изменить анодное напряжение при

изменении сеточного напряжения на 1 В, чтобы анодный ток остался неизменным. Знак минус показывает, что для взаимной компенсации влияния на анодный ток ΔU_a и ΔU_c должны иметь разные знаки. При этом знак минус обычно опускается, так как для характеристики усилительных свойств лампы важно знать абсолютное значение μ . Коэффициент усиления μ и проницаемость D связаны соотношением $\mu = 1/D$.

Таким образом, чем гуще намотана сетка и меньше влияние электрического поля анода на пространственный заряд у катода, тем больше μ . Нетрудно определить связь между величиной μ и расположением анодно-сеточных характеристик. Очевидно, что чем меньше μ , тем сильнее влияние поля анода, тем требуется большее отрицательное напряжение, чтобы запереть триод, и анодно-сеточная характеристика располагается левее. Следовательно, лампы с правыми характеристиками имеют большой коэффициент μ . У триодов μ колеблется в пределах 4...100.

Для ламповых триодов имеет место внутреннее уравнение параметров

$$\mu = R_i S \text{ или } S R_i D = 1.$$

Действительно,

$$\frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \frac{\Delta U_c}{\Delta U_a} = 1.$$

Это позволяет в справочниках помещать только два параметра из четырех.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПО СТАТИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ ТРИОДА

Для определения параметров триода используется метод треугольника, построенного на статических характеристиках. Построим характеристический треугольник ABC на семействе анодно-сеточных характеристик (см. рис. 6.8). Напряжению U_{c1} соответствует ток I_{a1} , напряжению U_{c2} — ток I_{a2} . Находим приращение

$$|\Delta U_c| = |U_{c1}| - |U_{c2}| \text{ и } \Delta I_a = I_{a2} - I_{a1},$$

$$\Delta U_c = |2,25| - |1| = 1,25 \text{ В, } \Delta I_a = 12,8 - 7 = 5,8 \text{ мА}$$

при неизменном напряжении U_a . Определяем крутизну $S = \Delta I_a / \Delta U_c$ при $U_a = \text{const}$ $S = 5,8 / 1,25 = 4,64$ мА/В. Из этого же треугольника определим μ . Приращению $|\Delta U_c| = |U_{c2}| - |U_{c1}|$ соответствует приращение $\Delta U_a = U_{a1} - U_{a2}$ при неизменном значении анодного тока I_a

$$\mu = \Delta U_a / \Delta U_c \text{ при } I_a = \text{const},$$

$$\Delta U_a = 150 - 100 = 50 \text{ В } \Delta U_c = 1,25 \text{ В,}$$

$$\mu = 50 / 1,25 = 40.$$

По этим же характеристикам определяем R_i

$$\Delta I_a = I_{a2} - I_{a1}, \Delta U_a = U_{a1} - U_{a2};$$

при этом U_c постоянно и равно U_{c2} . $R_i = \Delta U_a / \Delta I_a$ при $U_c = \text{const}$ $R_i = 50/5,8 \cdot 10^{-3} = 8,62$ кОм. Для определения параметров триода можно использовать также и анодные характеристики, построив между двумя соседними характеристиками соответствующий треугольник и определив те же приращения.

ПРЕДЕЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДА

К предельным параметрам триода относятся: допустимая мощность, рассеиваемая анодом, допустимое напряжение $U_{a \max}$, допустимый анодный ток. Сущность этих предельных параметров та же, что и в ламповом диоде.

На семействе анодных характеристик триода обычно проводится линия предельной мощности, выделяемой на аноде. По этой линии можно определить для каждого значения U_a максимальное значение I_a в точке пересечения с линией предельно допустимой мощности на аноде.

МЕЖЭЛЕКТРОДНЫЕ ЕМКОСТИ ТРИОДА

На работу триода, как и на работу других электронных приборов, большое влияние оказывают межэлектродные емкости. Наличие трех электродов свидетельствует о наличии трех емкостей: $C_{ск}$ — сетка-катод, $C_{ак}$ — анод-катод, $C_{ас}$ — анод-сетка (рис. 6.9).

Емкость $C_{ск}$ подключается параллельно источнику входного управляющего напряжения. С повышением частоты сопротивление X_c уменьшается. Это ведет к уменьшению общего входного сопротивления, которое шунтирует источник управляющего напряжения, что весьма нежелательно.

Емкость $C_{ак}$ также оказывает заметное влияние на высоких частотах. Уменьшение сопротивления этой емкости с повышением частоты ведет к уменьшению общего выходного сопротивления, а это во многих случаях также нежелательно.

Особенно большое влияние на работу лампы на высоких частотах оказывает емкость $C_{ас}$ — проходная емкость, так как через эту емкость проходит обратный ток из цепи анода в цепь сетки. Чем выше частота управляющего напряжения или больше емкость $C_{ас}$, тем меньше становится сопротивление этой емкости, и тем большая часть тока I_a с выхода попадает обратно на вход. Этот обратный ток создает на входе дополнительное управляющее напряжение, которое может совпасть по фазе с основным управляющим напряжением и полно-

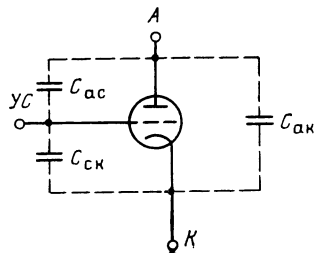


Рис 6.9. Межэлектродные емкости триода

стью нарушить нормальную работу лампы. Проходная емкость является важнейшим параметром, по которому выбирается лампа для работы на высоких и особенно на сверхвысоких частотах.

Межэлектродные емкости составляют единицы пикофарад у маломощных триодов, а у мощных триодов достигают десятки пикофарад. Большая проходная емкость C_{ac} является одним из крупных недостатков триода. Следует иметь в виду, что межэлектродные емкости, приводимые в справочниках, измерены в холодных лампах, при разогреве же происходит изменение расстояний между электродами, что влияет на величину этих емкостей. Кроме того, при появлении электронов в пространстве между электродами емкости между ними увеличиваются.

Основные недостатки триодов: 1. Большая проходная емкость. Наличие этой емкости создает большие трудности при работе триода на высоких частотах. Желательно иметь электронную лампу с малой проходной емкостью. 2. Триоды с большим коэффициентом усиления μ имеют правые характеристики, что связано с появлением сеточных токов даже при небольших амплитудах управляющего напряжения.

Выводы. 1. Наличие управляющей сетки в триоде позволяет более эффективно управлять анодным током, чем в диоде. 2. Эффективность управляющего действия сетки будет тем больше, чем ближе она расположена к катоду. 3. Чем гуще намотана сетка, т. е. меньше ее проницаемость, тем больше внутреннее сопротивление R_i и коэффициент усиления μ триода. 4. При появлении сеточных токов в триоде его входное сопротивление резко уменьшается. 5. Основным недостатком триода является большая величина проходной емкости C_{ac} .

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Чем объяснить, что управляющее действие поля сетки на анодный ток I_a выше, чем поля анода?
2. Почему анодные характеристики, снятые при отрицательных напряжениях на сетке, не начинаются при $U_a=0$?
3. Какие факторы влияют на величину крутизны характеристики S в триоде?
4. Как и почему изменится сеточный ток при постоянном напряжении на сетке $+U_c$ и уменьшении анодного напряжения U_a ?
5. Чему равно внутреннее сопротивление триода R_i , если $\mu=80$, в $S=$
 $=2$ мА/В?
6. Дайте сравнительную оценку основных свойств левых и правых триодов.

6.4. МНОГОСЕТОЧНЫЕ ЛАМПЫ

ТЕТРОДЫ

Устройство и принцип действия. На примере создания тетрода интересно проследить пути устранения недостатков триода: уменьшение проходной емкости C_{ac} и получение электронной лампы с большим μ и левой характеристикой.

Для уменьшения проходной емкости между анодом и управляющей сеткой помещается еще одна сетка. Дополнительная сетка, благодаря своей роли, получила название *экранирующей*. Наличие этой сетки затрудняет взаимодействие между зарядами на аноде и управляющей сетке, и емкость C_{ac} становится меньше. Благодаря экранирующей сетке, проходная емкость между анодом и управляющей сеткой резко уменьшается по сравнению с триодом. У триода $C_{ac} = (1...15)$ пФ, у тетрода $— (0,01...0,07)$ пФ.

Вторая задача — получение левой характеристики и большого коэффициента усиления μ — решается следующим образом: управляющая сетка в тетроде редкая, а на экранирующую сетку подается положительное напряжение $+U_{c2}$. Таким образом, внутри тетрода как бы образуется триод с левыми характеристиками, у которого роль анода выполняет экранирующая сетка. При большой проницаемости управляющей сетки и значительном напряжении U_{c2} этот триод запирается при сравнительно большом отрицательном напряжении на управляющей сетке. В отличие от триода анод в тетроде закрыт от пространственного заряда двумя сетками, поэтому влияние поля анода на электроны пространственного заряда гораздо меньше, чем поля управляющей сетки, и поэтому коэффициент усиления резко возрастает по сравнению с триодом.

Уравнение действующего напряжения у тетрода можно записать

$$U_d = U_{c1} + D_{c1} U_{c2} + D_{c1} D_{c2} U_a \approx U_{c1} + D_{c1} U_{c2};$$

так как $D_{c1} D_{c2} \ll D_{c1}$. Из этой формулы следует, что действие поля анода на пространственный заряд у катода ослаблено двумя сетками — экранирующей и управляющей, а действие поля экранирующей сетки — только одним экраном — управляющей сеткой. Следовательно, влияние напряжения экранирующей сетки на анодный ток гораздо больше, чем влияние анодного напряжения.

Вследствие положительного потенциала на экранирующей сетке к ней притягиваются электроны, образуя ток I_{c2} . Таким образом, катодный ток тетрода $I_k = I_a + I_{c1} + I_{c2}$.

При отрицательном потенциале на управляющей сетке в тетроде протекают только токи — I_a и I_{c2} . Условное обозначение тетрода — на рис. 6.10,а. Рассмотрим те же семейства статических характеристик тетрода, что и триода.

Анодно-сеточные характеристики $I_a = f(U_{c1})$ при $U_a = \text{const}$, $U_{c2} = \text{const}$. На рис. 6.10,б показаны характеристики, снятые при разных U_a и U_{c2} . Зная характер влияния поля анода и поля экранирующей сетки на электроны пространственного заряда, нетрудно провести анализ этих характеристик. Анод отделен от пространственного заряда у катода двумя сетками, которые экранируют его, резко ослабляя влияние поля анода, поэтому даже большие изменения напряжения U_a вызывают незначительные изменения тока I_a . Экранирующая сетка отделена от пространственного заряда у катода всего одной сеткой, которая для получения левой характеристики имеет обычно большую проницаемость, поэтому

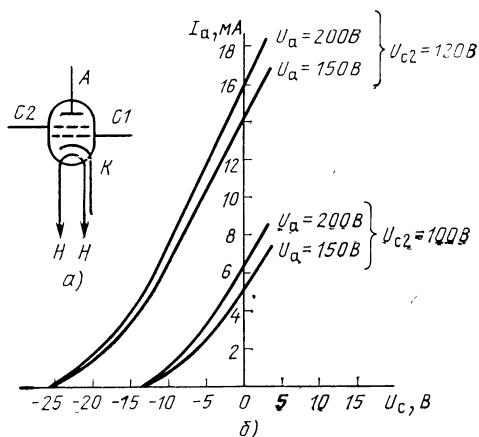


Рис. 6.10. Условное обозначение тетрода (а) и его анодно-сеточные характеристики (б)

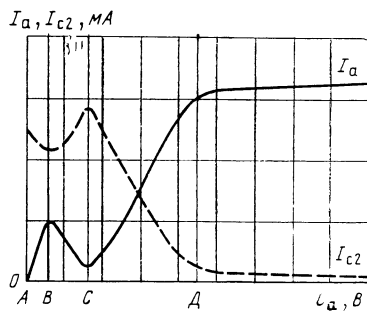


Рис. 6.11. Анодная и сеточная характеристики тетрода

даже небольшие изменения напряжения U_{c2} вызывают значительные изменения анодного тока.

Анодные характеристики $I_a = f(U_a)$ при $U_{c1} = \text{const}$, $U_{c2} = \text{const}$. На рис. 6.11 показана одна характеристика изменения анодного тока I_a и также тока экранирующей сетки $I_{c2} = f(U_a)$ при $U_{c1} = \text{const}$ и $U_{c2} = \text{const}$. При отсутствии анодного напряжения $U_a = 0$ и наличии заданного напряжения U_{c1} и U_{c2} электроны, пролетевшие экранирующую сетку, попадают в сильное электрическое поле этой сетки, искривляют свою траекторию и возвращаются обратно на нее. Возникает режим возврата электронов, подобный тому, который был ранее рассмотрен для триодов. Ток экранной сетки I_{c2} становится максимальным, а ток анода $I_a = 0$. На участке АВ с увеличением анодного напряжения происходит значительный рост анодного тока I_a и соответственно уменьшение тока экранирующей сетки I_{c2} , что можно объяснить воздействием ускоряющего поля анода на электроны пространственного заряда, расположенного между экранирующей сеткой и анодом.

При дальнейшем увеличении анодного напряжения (участок ВС) неожиданно анодный ток I_a начинает уменьшаться, а ток экранирующей сетки I_{c2} расти. Это объясняется следующим образом. При анодных напряжениях свыше 15—20 В скорости электронов, подлетающих к аноду, настолько возрастают, что они способны выбить из анода вторичные электроны, т. е. возникает вторичная электронная эмиссия с анода. Вторичные электроны, вылетевшие с анода, попадают в сильное электрическое поле экранирующей сетки, так как напряжение $U_{c2} > U_a$ и частично попадают на нее, при этом анодный ток уменьшается, а ток экранирующей сетки I_{c2} увеличивается.

Изменение тока в цепях электродов лампы за счет вторичной эмиссии называется **динатронным эффектом**.

Таким образом, на анодной характеристике тетрода за счет динатронного эффекта образуется участок, где с ростом напряжения на аноде анодный ток уменьшается, а следовательно, тетрод в этом случае обладает отрицательным сопротивлением, подобно туннельному диоду и тиристор, которые были рассмотрены ранее.

При дальнейшем увеличении анодного напряжения (участок СД) скорость и энергия электронов возрастают и, хотя вторичная эмиссия с анода увеличивается, но сильное электрическое поле анода притягивает обратно вторичные электроны и поэтому наблюдаются рост анодного тока I_a и соответствующее уменьшение тока I_{c2} .

Дальнейшее повышение анодного напряжения на изменение тока сказывается незначительно из-за экранирующего действия двух сеток, отделяющих анод от пространственного заряда электронов у катода. При этом ток экранирующей сетки I_{c2} образуется только электронами, которые перехватываются витками этой сетки на их пути к аноду.

Анализ работы тетрода показывает, что его преимуществами, по сравнению с триодом, являются:

- резкое уменьшение проходной емкости и, как следствие, возможность работы на высоких частотах;

- сочетание в одной лампе левых характеристик и большого коэффициента усиления.

Основной недостаток тетрода — наличие динатронного эффекта. Появление отрицательного сопротивления вследствие динатронного эффекта ограничивает возможность работы тетрода при малых анодных напряжениях и является серьезным препятствием к применению тетродов в схемах усиления электрических сигналов. Отсюда возникла необходимость в усовершенствовании тетрода, т. е. при сохранении всех его достоинств потребовалось устранить динатронный эффект. Решение этой проблемы было найдено в двух типах ламп: лучевом тетроде и пентоде.

ЛУЧЕВЫЕ ТЕТРОДЫ

Основная идея устранения динатронного эффекта в лучевом тетроде — создание отдельных пучков первичных электронов большой плотности (электронных лучей), которые за счет своего тормозящего электрического поля отбрасывают вторичные электроны, вылетевшие с анода, обратно. Задача получения электронных лучей решается следующими путями: управляющая 2 и экранирующая 3 сетки имеют одинаковое число витков, расположенных точно друг против друга, это способствует формированию электронных пучков (рис. 6.12). Для того чтобы электроны пучка не разлетались в стороны, ставятся два экрана, которые представляют собой две пластины 4, соединенные с катодом 1, и, следовательно, имеют нулевой потенциал относительно катода. Это создает тормозящее поле для вторичных электронов. Кроме того, расстоя-

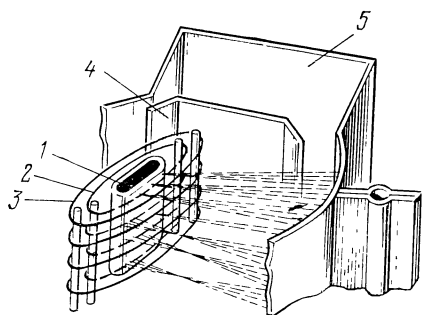


Рис. 6.12. Устройство лучевого тетрода

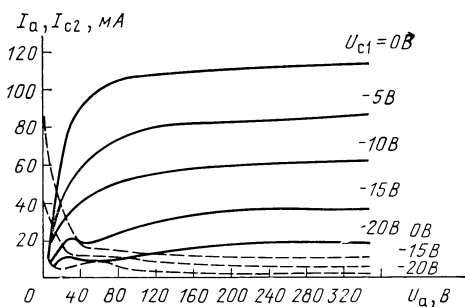


Рис. 6.13. Анодные характеристики лучевого тетрода

ние между анодом 5 и экранирующей сеткой в лучевом тетроде больше, чем в обычных тетродах, что также способствует созданию тормозящего поля для вторичных электронов, вылетающих с анода, так как при большем расстоянии в промежутке анод—экранирующая сетка одновременно находится большее количество электронов.

Таким образом, в лучевом тетроде динаatronный эффект устраняется путем увеличения объемной плотности электронного потока первичных электронов за счет его фокусировки в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Такой луч образует потенциальный барьер для электронов, выбитых с анода. Так как шаг намотки экранирующей и управляющей сеток один и тот же, то выбор величины шага намотки является важной проблемой, которая сильно влияет на свойства лучевого тетрода. Действительно, если выбрать малый шаг намотки, т. е. выполнить сетки густыми, то имеется несомненный выигрыш — уменьшится проходная емкость, уменьшится общая проницаемость лампы и увеличится коэффициент усиления. Но недостатком лампы в этом случае будет то, что анодно-сеточные характеристики будут правыми и при небольших амплитудах управляющего напряжения появятся сеточные токи, что нежелательно. Поэтому обычно сетки имеют большой шаг намотки для получения ламп с левыми характеристиками. При этом проходная емкость получается больше, чем у обычных тетродов, но все же намного меньше, чем у триодов, коэффициент усиления μ также меньше, чем у тетродов, но значительно больше, чем у триодов.

Анодные характеристики лучевых тетродов даны на рис. 6.13. Из анализа этих характеристик можно сделать выводы:

динаatronный эффект практически устраняется;

незначительный динаatronный эффект проявляется только при малых анодных напряжениях и подаче большого отрицательного напряжения на управляющую сетку. При этих условиях уменьшается число электронов, летящих к аноду, и, следовательно, уменьшается плотность электронного луча, сила тормозящего элек-

трического поля между экранирующей сеткой и анодом становится недостаточной, чтобы отбросить вторичные электроны, поэтому часть из них достигает экранирующей сетки. Лучевые тетроды применяют в мощных усилителях.

ПЕНТОДЫ

Устранение динаatronного эффекта в пентоде происходит путем создания тормозящего поля между анодом и экранирующей сеткой с помощью специальной сетки, которая получила название *защитной*, или *антидинаatronной* сетки. Для выполнения своей задачи — создания тормозящего поля для вторичных электронов, выбитых из анода, на защитную сетку обычно подается нулевой потенциал или реже небольшое постоянное напряжение, отрицательное или положительное, в зависимости от выполняемой лампой функции. Для того чтобы третья сетка не оказывала заметного влияния на скорость движения первичных электронов, проницаемость защитной сетки увеличивается, т. е. ее делают редкой, но чтобы скомпенсировать тормозящее действие этой сетки, на экранирующую сетку подается повышенное положительное напряжение, составляющее $(0,7...0,9) U_a$.

Таким образом, для первичных электронов, летящих к аноду с большой скоростью и обладающих большой энергией, защитная сетка не представляет заметного препятствия, но для вторичных электронов, вылетающих с анода с небольшой скоростью, поле защитной сетки является настолько тормозящим, что не позволяет им попасть на экранную сетку и предотвращает динаatronный эффект. (Условное обозначение — смотри на рис. 6.14.)

Уравнение действующего напряжения для пентода составлено по аналогии с триодом и тетродом:

$$U_d = U_{c1} + D_{c1} U_{c2} + D_{c1} D_{c2} U_{c3} + D_{c1} D_{c2} D_{c3} U_a \approx U_{c1} + D U_{c1}.$$

Анализ этого уравнения позволяет сделать следующие выводы. Общая проницаемость пентода $D = D_{a1} D_{c2} D_{c3}$ очень мала, а значит, коэффициент усиления μ очень велик. Если управляющая сетка редкая, то при больших напряжениях U_a лампа запирается при большом отрицательном напряжении на сетке, т. е. имеет левые характеристики.

Влияние поля анода на пространственный заряд у катода еще меньше, чем в тетроде, так как между анодом и катодом находятся три сетки. Наибольшее влияние на пространственный заряд оказывают напряжения управляющей сетки U_{c1} и экранирующей

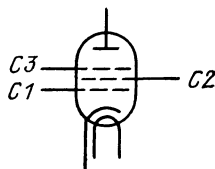


Рис. 6.14. Условное обозначение пентода

сетки U_{c2} , которая закрыта от катода только одной и при том редкой управляющей сеткой. Так как между анодом и управляющей сеткой находятся две сетки, оказывающие экранирующее действие, то проходная емкость в пентоде еще меньше, чем в тетроде, и во много раз меньше, чем в триоде, что обеспечивает возможность работы пентода на очень высоких частотах.

Рассмотрим статические характеристики пентода.

Анодно-сеточные характеристики пентода мало отличаются от аналогичных характеристик тетрода (рис. 6.10,б). Следует иметь в виду, что анодно-сеточные характеристики пентодов и тетродов более нелинейны, чем триодов.

Анодные характеристики пентода $I_a = f(U_a)$ при $U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} = \text{const}$ представлены на рис. 6.15. При напряжении на аноде $U_a = 0$ анодный ток $I_a = 0$, а ток экранирующей сетки I_{c2} достигает максимального значения, что соответствует режиму захвата, рассмотренному ранее при анализе работы тетрода. При небольших анодных напряжениях анодный ток I_a резко возрастает. Это объясняется возрастанием влияния ускоряющего электрического поля анода на электроны, пролетающие через экранирующую сетку. При этом происходит перераспределение тока катода — с увеличением напряжения U_a растет ток I_a и соответственно уменьшается ток I_{c2} , а ток катода I_k остается почти неизменным, так как влияние поля анода на него незначительно. При дальнейшем увеличении анодного напряжения возникает режим перехвата электронов, и анодный ток меняется незначительно вследствие экранирующего действия трех сеток, ослабляющих воздействие ускоряющего поля анода на пространственный заряд электронов около катода. Чем больше отрицательное напряжение на управляющей сетке, тем ниже проходят анодные характеристики, так как сильнее становится тормозящее поле сетки, и анодный ток I_a уменьшается.

Характеристики зависимости токов I_a и I_{c2} от напряжения U_{c3} (рис. 6.16). В радиопередающих устройствах защитную сетку

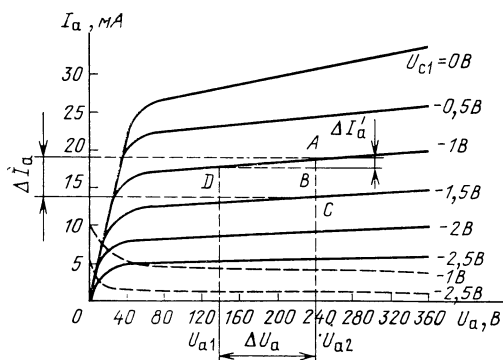


Рис. 6.15. Анодные характеристики пентода

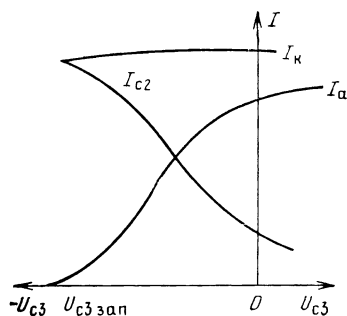


Рис. 6.16. Характеристика зависимости $I_k, I_a, I_{c2} = f(U_{c3})$

иногда применяют в качестве управляющей, т. е. при постоянном напряжении U_a , U_{c2} и U_{c1} меняют напряжение U_{c3} . В этом случае токи I_a и I_{c2} меняются, как показано на рис. 6.16. Обратите внимание, что при определенном отрицательном напряжении на защитной сетке $U_{c3 \text{ зап}}$ происходит запираание пентода по анодному току, при этом ток I_{c2} будет максимальным и равным току катода. Это нетрудно объяснить, учитывая образование пространственного заряда между экранирующей сеткой и защитной сеткой. Электроны, пролетевшие экранирующую сетку, встретив сильное тормозящее поле защитной сетки, возвращаются на экранирующую сетку (режим возврата). При уменьшении отрицательного напряжения на защитной сетке наблюдается резкое увеличение тока I_a и уменьшение тока I_{c2} . При этом ток катода остается почти неизменным, так как влияние поля защитной сетки на пространственный заряд у катода незначительно.

СТАТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТЕТРОДОВ И ПЕНТОДОВ

Крутизна характеристики S . $S = \Delta I_a / \Delta U_{c1}$ мА/В при U_a , U_{c2} , $U_{c3} = \text{const}$. В тетродовых и пентодовых лампах влияние управляющей сетки на ток I_a такое же, как и в триоде, поэтому крутизна характеристики в этих лампах составляет, как и в триоде, единицы—десятки миллиампер на вольт. Вследствие нелинейности характеристики пентода и тетрода S резко меняется от точки к точке. При напряжениях, близких к $U_{c1 \text{ зап}}$, крутизна очень мала, так как начальный участок анодно-сеточной характеристики довольно пологий, но при дальнейшем уменьшении отрицательного напряжения на управляющей сетке крутизна увеличивается.

Внутреннее сопротивление R_i . $R_i = \Delta U_a / \Delta I_a$ при U_{c1} , U_{c2} , $U_{c3} = \text{const}$. У пентода и тетрода R_i очень велико и достигает сотен килоом. Это объясняется тем, что даже при очень больших приращениях анодного напряжения ΔU_a ток I_a меняется очень незначительно.

Коэффициент усиления μ . $\mu = -\Delta U_a / \Delta U_c$ при $I_a = \text{const}$, U_{c1} , $U_{c3} = \text{const}$. Как уже отмечалось выше, μ экранированных ламп в сотни раз больше, чем у триода. Это связано с тем, что электрическое поле управляющей сетки непосредственно воздействует на пространственный заряд катода, а электрическое поле анода экранировано от этого заряда двумя или тремя сетками.

Большим достоинством пентода является очень малая проходная емкость C_{ac} . Определение параметров производится по анодным характеристикам (см. рис. 6.15). Для определения крутизны характеристики S находят приращения анодного тока ΔI_a по точкам A и C , которые взяты при разных напряжениях на управляющей сетке U_c и постоянном анодном напряжении U_{a2} ,

$$\Delta U_c = |U_{c1}| - |U_{c2}|, S = \Delta I_a / \Delta U_c \text{ при } U_a = \text{const},$$

$$\Delta U_c = 1,5 - 1 = 0,5 \text{ В},$$

$$\Delta I_a = 6 \text{ мА}, S = 6 / 0,5 = 12 \text{ мА/В}.$$

Внутреннее сопротивление R_i определяется по характеристике, снятой при постоянном U_c , $\Delta U_a = U_{a2} - U_{a1}$. Катет AB в треугольнике ABD равен приращению тока I'_a

$$R_i = \Delta U_a / \Delta I'_a \text{ при } U_c = \text{const},$$

$$\Delta U_a = 240 - 140 = 100 \text{ В},$$

$$\Delta I'_a = 1 \text{ мА}, R_i = \frac{100}{1 \cdot 10^{-3}} = 100 \text{ кОм}.$$

ПРИМЕНЕНИЕ ПЕНТОДОВ И ЛУЧЕВЫХ ТРИОДОВ

Маломощные электронные лампы получили название приемно-усилительных ламп. В настоящее время эти лампы применяются только в аппаратуре старых выпусков. Приемно-усилительные лампы по своему назначению и в зависимости от диапазона рабочих частот делятся на следующие типы: низкочастотные и высокочастотные. Высокочастотные пентоды и тетроды применяются в радио- и телевизионных устройствах для усиления высокой частоты. Их основной особенностью является очень малая проходная емкость C_{ac} , которая может иметь значения до 0,003 пФ. Для сравнения укажем, что у биполярных транзисторов проходная емкость составляет в лучших образцах единицы пикофарад.

Конструктивная особенность высокочастотных пентодов — наличие очень густой экранирующей сетки, благодаря чему резко увеличивается внутреннее сопротивление R_i этих ламп, которое достигает 1—2 МОм и коэффициент усиления μ до значений, равных 2000...3000.

Низкочастотные пентоды и лучевые тетроды в основном применялись для усиления мощности низкой частоты. В этих лампах экранирующая сетка делается более редкой, благодаря чему уменьшаются внутреннее сопротивление R_i и коэффициент усиления μ . Основными требованиями к низкочастотным пентодам и лучевым тетродам являются: получение левых анодно-сеточных характеристик, высокой крутизны характеристики S .

КОМБИНИРОВАННЫЕ ЛАМПЫ

Комбинированные лампы представляют собой две или три лампы, заключенные в одном баллоне. Благодаря этому, упрощается монтаж аппаратуры, уменьшаются габаритные размеры, экономится питание на накал.

Имеются лампы — двойные диоды, двойные триоды, триод—пентод, двойные лучевые тетроды.

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП И ТРАНЗИСТОРОВ

Ознакомившись с работой электронных ламп и транзисторов, можно указать основные причины, которые привели к тому, что электронные лампы сейчас не применяют в аппаратуре малой и средней мощности.

1. Малый срок службы. Долговечность электронных ламп составляет в среднем не более 10 тыс. часов, что гораздо ниже долговечности транзисторов, которые могут работать до 100 тыс. часов.

2. Большие габаритные размеры по сравнению с транзисторами и особенно с интегральными микросхемами.

3. Низкая экономичность, связанная с большими затратами мощности на накал лампы.

МАРКИРОВКА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Первый элемент обозначения — число, которое округленно указывает напряжение накала. Наиболее распространенные лампы имеют напряжение накала $U_n = 6,3$ В. Второй элемент — условное обозначение лампы:

Д — диоды, Ц — кенотроны, Х — двойные диоды, С — триоды, Н — двойные триоды, Э — тетроды, П — низкочастотные выходные пентоды и лучевые тетроды, Ж — пентоды с короткой анодно-сеточной характеристикой, К — пентоды с удлиненной анодно-сеточной характеристикой, у которых крутизна характеристики S меняется в очень широких пределах, Г — диод—триоды, Б — диод—пентоды, Ф — триод—пентоды.

Выводы. 1. Для уменьшения паразитной проходной емкости анод—управляющая сетка в тетроде введена экранирующая сетка.

2. С помощью экранирующей сетки удалось также создать лампу с левыми характеристиками и с большим коэффициентом усиления.

3. Основным недостатком тетрода является наличие динатронного эффекта.

4. Для устранения динатронного эффекта, свойственного обычным тетродам, были созданы пентоды и лучевые тетроды.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каким образом в тетроде можно получить левые характеристики и большой коэффициент усиления μ ?

2. В чем сущность динатронного эффекта?

3. Каким внутренним сопротивлением обладает тетрод при динатронном эффекте, когда ток I_a уменьшается при увеличении напряжения U_a ? В каких еще электронных приборах Вы встречались с подобным явлением?

4. Как и почему будут меняться I_a и I_c в пентоде, если подавать отрицательное напряжение на защитную сетку?

5. Сравните параметры μ , R_i и C_{ac} у лучевых тетродов и пентодов?

6. Дайте сравнительную оценку электронных ламп и транзисторов.

6.5. ГЕНЕРАТОРНЫЕ И МОДУЛЯТОРНЫЕ ЛАМПЫ

НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

Как уже отмечалось, маломощные приемно-усилительные лампы в настоящее время практически не применяются и сохранились в аппаратуре, которая выпускалась до 70-х годов.

В настоящее время электронные лампы являются основным электронным прибором только в аппаратуре с большой мощностью, достигающей сотен киловатт. При этом мощные лампы, которые применяются в высокочастотной аппаратуре, получили название генераторных, а в низкочастотной — модуляторных.

Генераторные и модуляторные лампы вследствие работы с большими мощностями отличаются своей конструкцией и размерами.

Основные требования к этим лампам вытекают из их назначения и условий работы: большое допустимое анодное напряжение, у некоторых ламп оно достигает 10...12 кВ; большая допустимая мощность, рассеиваемая анодом, — до 500 кВт; очень большой ток катода — до 300 А.

К генераторным лампам, работающим на СВЧ, предъявляются дополнительные требования получения малых значений проходной емкости $C_{ас}$ и индуктивностей вводов. При мощности, рассеиваемой на аноде, свыше 1...1,5 кВт естественное лучистое охлаждение становится недостаточным и приходится применять принудительное охлаждение.

ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ ГЕНЕРАТОРНЫХ И МОДУЛЯТОРНЫХ ЛАМП

Мощные лампы, которые используются в диапазонах длинных, средних и коротких волн, имеют в основном торированные карбидированные вольфрамовые катоды прямого накала — ТКВ. В наиболее мощных лампах токи накала достигают до 1000 А. Напряжение накала составляет 20...26 В.

Использование этих катодов вместо вольфрамовых, применявшихся ранее, снизило температуру нагрева катода до 2000 К вместо 2500 К у вольфрама, а это, в свою очередь, позволило приблизить сетку к катоду, так как уменьшился ее обогрев.

Уменьшение расстояния между сеткой и катодом позволило увеличить крутизну характеристики, т. е. дало возможность получить большие изменения анодного тока при тех же изменениях напряжения на управляющей сетке.

Сетки мощных ламп изготавливают из тугоплавких металлов — молибдена или вольфрама. Конструкция и крепление сеток должна предусматривать возможность рассеивания значительной мощности, достигающей у наиболее мощных ламп 10...20 кВт.

У многосеточных мощных ламп возникают особенно большие трудности с отводом тепла от сеток, что, естественно, ограничивает их мощность по сравнению с триодом. Несколько понизить температуру сеток за счет усиления лучеиспускания позволяет их чернение.

Конструкция анода мощных ламп зависит от типа охлаждения.

Воздушное охлаждение (рис. 6.17) осуществляется с помощью воздуха, который прогоняют под большим давлением.

Лампа имеет медный анод, к которому присоединяется радиатор с большой поверхностью охлаждения, полученный за счет ребер, изготовляемых из меди и алюминия. Медный цилиндр анода образует часть баллона лампы, а остальная часть изготовляется из стекла или керамики. Лампа с радиатором помещается в трубу, которая соединяется через воздухопровод с мощным вентилятором.

Как недостаток системы воздушного охлаждения следует отметить сильный акустический шум, создаваемый потоком воздуха.

Водяное охлаждение, предложенное советским ученым М. А. Бонч-Бруевичем еще в 20-е годы, применяется в лампах с мощностью в десятки и сотни киловатт и поныне. Конструкция анода, как и в лампе с воздушным охлаждением, цилиндрическая, но без радиатора. Анод помещается в бачок с проточной водой. Вода, протекая через бачок с большой скоростью, нагревается и отводит тепло от анода. Так как анод имеет очень высокий положительный потенциал, то соединение анодного бачка с системой охлаждения воды осуществляется через изоляционные трубки — вставки. Система водяного охлаждения имеет два контура — внутренний, в котором течет вода, непосредственно охлаждающая анод, и внешний, где происходит теплообмен горячей воды с анода и воды, которая непрерывно проходит искусственное охлаждение. Во внутреннем кольце протекает дистиллированная вода, благодаря чему уменьшается оседание накипи на стенках анода и бачка, ухудшающей условия отдачи тепла анодом. Во внешнем контуре течет обычная вода. К сожалению, система водяного охлаждения очень громоздка и неэкономична.

Пароводяное охлаждение применяется также в лампах с мощностью в сотни киловатт. Принцип пароводяного охлаждения: тепло, выделяемое анодом, тратится на испарение (парообразование). Данная система более экономична, чем система водяного охлаждения, так как для испарения одного грамма воды необходимо 536 кал., а для нагрева одного грамма воды от комнатной температуры до температур, допустимых в системе водяного охлаждения, — всего 30...40 кал.

Анод лампы имеет ребристую поверхность и помещается в испарительный бак. В промежутках между ребрами температура максимальная, и вода здесь закипает, и образовавшийся пар уходит, отводя тепло. Пар поступает в специальное устройство, где,

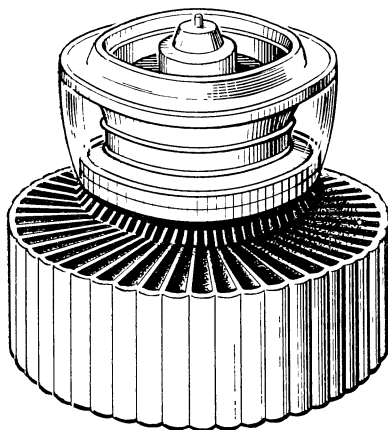


Рис. 6.17. Устройство генераторной лампы с воздушным охлаждением

охлаждаясь, конденсируется в капельки воды, стекающие обратно в бак.

Лампы с пароводяным охлаждением называются *вапотронами*. Наиболее перспективными системами охлаждения являются воздушная и пароводяная, благодаря своей экономичности и относительной простоте по сравнению с водяной системой.

Катод и сетки мощных ламп размещаются внутри цилиндра анода. Выводы их пропускаются наружу через стеклянную часть баллона и обдуваются воздухом с помощью вентилятора.

МАРКИРОВКА МОЩНЫХ ЛАМП

Первый элемент обозначения — буква, характеризующая область применения лампы — Г — генераторная. Второй элемент — также буква, указывает частотный диапазон: К — использование в диапазонах ДВ, СВ и вплоть до КВ, У — в диапазонах КВ и УКВ, С — в диапазоне ДМВ. Иногда на втором месте стоит буква М, что означает модуляторная, ГМ, или И — импульсная — ГИ.

Цифры, стоящие после букв, соответствуют номеру разработки. После цифр обычно идут буквы, которые означают тип принудительного охлаждения анода: А — водяное, Б — воздушное. Отсутствие букв говорит об отсутствии принудительного охлаждения, хотя иногда ставится буква и после цифр, которая означает, что лампа модернизированная.

Например, ГУ-53А — генераторная лампа с водяным охлаждением, используется в диапазонах КВ и УКВ, ГК-10Б — генераторная лампа с воздушным охлаждением, диапазон частот до КВ включительно.

Как известно, для работы на высоких частотах более подходят пентоды и тетроды, имеющие меньшую проходную емкость, чем триоды. Однако в этих лампах возникают трудности с отводом тепла от сеток, что ограничивает их мощность. Поэтому тетроды применяют только при мощностях не более 80...100 кВт, пентоды — до 1 кВт, в то время как допустимая мощность рассеяния на аноде у триодов достигает 500 кВт (ГУ-49А).

Генераторные триоды для получения большого коэффициента усиления μ обычно правые и, следовательно, их анодно-сеточные характеристики большей частью расположены в области сеточных токов при $+U_c$. Для получения большой выходной мощности управляющее напряжение, приложенное между сеткой и катодом, может быть равным или даже больше анодного напряжения. Это вызовет резкое возрастание тока сетки I_c , который может стать даже больше анодного тока I_a . Токи управляющих сеток I_c в мощных триодах достигают десятков ампер.

Выводы. 1. Генераторные и модуляторные лампы работают при мощностях в десятки и сотни киловатт. 2. При этих мощностях естественное охлаждение становится недостаточным и применяется принудительное охлаждение анодов. 3. Существует три основ-

ных вида охлаждения анодов мощных ламп — воздушное, водяное и пароводяное. Наиболее перспективными являются воздушное и пароводяное охлаждения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем заключается преимущество применения катодов типа ТКВ в генераторных и модуляторных лампах по сравнению с вольфрамовыми?

2. В чем заключаются трудности создания лентодов и тетродов мощных генераторных и модуляторных ламп?

3. Почему у мощных ламп на накал вначале подают пониженное напряжение, а только через некоторое время постепенно его повышают до заданного?

4. В чем заключается преимущество пароводяного охлаждения анода по сравнению с водяным?

Глава 7. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ПРИБОРЫ

7.1. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБОК

НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ВИДЫ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБОК

Электронно-лучевыми приборами называют электровакуумные приборы, в которых формируется сконцентрированный в виде луча электронный поток, управляемый электрическими сигналами. Эти приборы находят широкое применение в телевидении, осциллографии, радиолокации, вычислительной технике и т. д.

Напомним, что каждый электронный прибор предназначен для преобразования одного вида энергии в другой. По видам преобразования существует несколько основных типов электронно-лучевых приборов:

приборы, преобразующие электрические сигналы в видимое изображение, — осциллографические трубки, приемные телевизионные трубки;

приборы, преобразующие видимое изображение в электрические сигналы, — передающие телевизионные трубки;

приборы, преобразующие невидимые глазом изображения в видимые, — электронные микроскопы.

В соответствии с программой изучаемого предмета, в данной главе рассмотрены только те приборы, которые преобразуют электрические сигналы в видимое изображение.

ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫМ ЛУЧОМ

Преобразование электрической энергии в видимое изображение происходит на экране соответствующих электронно-лучевых трубок. Экран представляет собой тонкий слой вещества, которое

обладает способностью светиться под воздействием бомбардировки его поверхности электронами и называется *люминофором*.

В зависимости от энергии электронов, бомбардирующих экран, возможны следующие явления:

1. Вторичная эмиссия с экрана. Она произойдет в том случае, если энергия электронов равна работе выхода вещества люминофора или больше ее.

2. Возбуждение атомов люминофора. Оно происходит в случае, если энергия электронов меньше работы выхода вещества люминофора. При этом часть электронов из валентной зоны и примесных уровней вещества люминофора переходит в зону проводимости. Состояние возбуждения неустойчиво, так как при взаимодействии с ионами кристаллической решетки электроны, попавшие в зону проводимости, теряют полученную энергию и очень быстро возвращаются на прежние уровни. Электроны отдают в окружающее пространство ровно столько энергии (в виде электромагнитных волн), сколько они получили при возбуждении и переходе на более отдаленную от ядра орбиту. При создании люминофора добиваются, чтобы энергия излучения попала в спектр видимых глазом электромагнитных волн. Каждой длине волны этого излучения будет соответствовать и определенный цвет свечения экрана.

Для того чтобы произошло возбуждение атомов люминофора, требуется значительная энергия

$$W = n q U_a,$$

где q — заряд электрона, n — число электронов, U_a — ускоряющее напряжение, действующее на электрон.

Для получения требуемой энергии ускоряющее напряжение должно быть не менее единиц — десятков киловольт.

Общее число электронов n , бомбардирующих экран, должно быть велико, т. е. требуется пучок электронов или электронный луч. Получение пучка электронов в электронно-лучевых трубках, как и в электронных лампах, происходит на основе термоэлектронной эмиссии. Бомбардировка экрана лучом тем эффективней и свечение точки на экране тем ярче, чем больше электронов сосредоточится на единице поверхности экрана. Следовательно, в электронно-лучевой трубке необходимо добиться минимально возможного сечения электронного луча. По аналогии с оптикой это явление называют *фокусировкой луча*.

Чтобы электронный луч вычерчивал на экране изображение, он должен перемещаться по экрану, поэтому в электронно-лучевой трубке необходима *система отклонения луча по экрану*.

Таким образом, как и во всех ранее изученных приборах, и здесь остаются те же принципы — создание потока заряженных частиц, управление этим потоком и, как результат, преобразование одного вида энергии в другой.

Следует отметить, что управление электронным лучом в электронно-лучевых трубках гораздо сложнее, чем в лампах: кроме изменения тока луча, как в лампах, требуются еще его фокуси-

ровка и отклонение. Для воздействия на луч с целью его фокусировки и отклонения используются либо электростатические, либо электромагнитные поля.

7.2. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ С ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ ФОКУСИРОВКОЙ И ОТКЛОНЕНИЕМ УСТРОЙСТВО

Трубка состоит из *электронного прожектора*, системы отклонения и экрана.

Назначение электронного прожектора — формирование электронного луча и его фокусировка, а также создание сильного ускоряющего поля для электронов луча.

Электронный прожектор (рис. 7.1) содержит обычный подогревный катод. Нить канала *НН* находится внутри цилиндра, а оксидный катод *К* нанесен на его торец. Назначение катода — термоэлектронная эмиссия. Катод помещен внутри другого цилиндра — модулятора *М*, торцевая часть которого представляет собой диафрагму с узким круглым отверстием. Модулятор играет ту же роль, что и управляющая сетка в лампе: на него подается отрицательное относительно катода напряжение. При изменении этого напряжения меняются ток луча и яркость свечения экрана.

Кроме того, прожектор имеет два анода, представляющих собой полые цилиндры с диафрагмами, имеющими очень маленькие отверстия для пролета электронов, что также позволяет уменьшить сечение луча, так как электроны, которые сильно отклонились от оси трубки, не пройдут дальше.

На второй анод *А2* подается высокое напряжение в единицы киловольт в зависимости от типа трубок, на первый анод *А1* меньшее напряжение — сотни вольт. Оба анода создают сильное ускоряющее поле для электронного луча с тем, чтобы сообщить

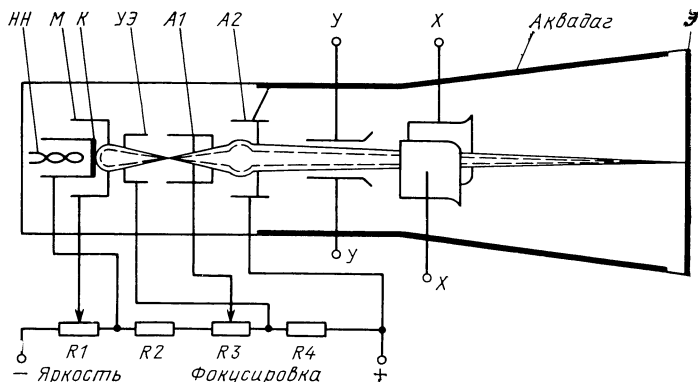


Рис. 7.1. Устройство электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением

электронам достаточную кинетическую энергию, необходимую для возбуждения атомов люминофора.

Как уже отмечалось, при бомбардировке экрана электронным лучом, также возникает вторичная эмиссия электронов. Вторичные электроны притягиваются к проводящему графитовому слою, который нанесен на внутреннюю поверхность колбы. Этот слой называется *аквадаг*. Он соединен внутри колбы со вторым анодом.

Внутри баллона трубки, как и в электронных лампах, создается вакуум. На внутренней торцевой поверхности расширенной части баллона наносится люминофор, образующий экран Э.

СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ ФОКУСИРОВКИ ЛУЧА

Цель фокусировки — получение минимального поперечного сечения луча в заданной точке на экране. В отсутствие фокусировки изображение на экране становится расплывчатым, так как электронный луч захватывает большую поверхность экрана, и его воздействие на отдельные атомы люминофора становится меньше. Электронный луч — это поток одноименно заряженных частиц, испытывающих силы взаимного отталкивания, и это является противодействием фокусировке.

В системе с электростатической фокусировкой луча электроды, составляющие прожектор, создают такое электрическое поле, с помощью которого решаются две задачи — ускорение электронов в направлении экрана и их фокусировка. В фокусировке участвуют все электроды прожектора: катод, модулятор и аноды. Вследствие различия потенциала на этих электродах в пространстве между ними создаются электрические поля, воздействующие на электронный луч. Под действием сил поля электронный луч изменяет направление своего движения, подобно лучу света при прохождении оптической линзы. Поэтому система фокусировки электронного луча получила название электронной линзы по аналогии с подобными оптическими системами.

В электронно-лучевых трубках фокусировка электронного луча производится с помощью двух электронных линз: первая образуется катодом, модулятором и первым анодом, вторая — первым и вторым анодом. В поле действия первой линзы скорость электронов значительно ниже, чем в поле действия второй линзы, так как $U_{a1} < U_{a2}$, поэтому траектория электронов под действием электрического поля первой линзы искривляется сильнее, чем под действием электрического поля второй линзы. Поэтому первая линза короткофокусная (скрещивание траекторий электронов происходит в области между модулятором и первым анодом, т. е. на небольшом расстоянии от катода), а вторая длиннофокусная (скрещивание траекторий электронов происходит уже на экране).

Так как принцип действия обеих электронных систем одинаков, рассмотрим действие второй линзы, т. е. системы, состоящей из двух анодов (рис. 7.2).

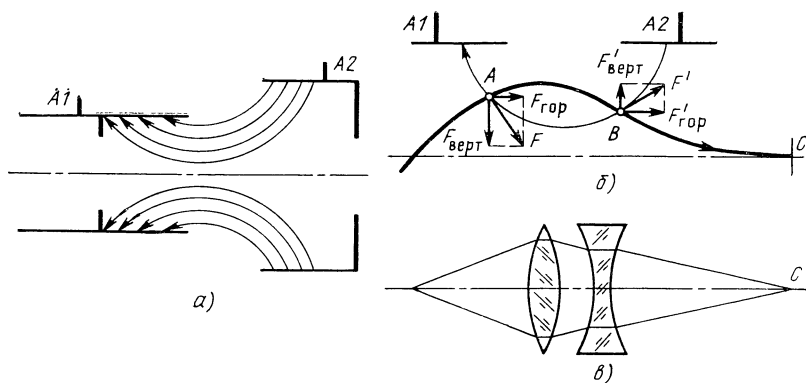


Рис. 7.2. Фокусировка электронного луча в электронно-лучевой трубке с электростатической фокусировкой:

а — электрическое поле между анодами *A1* и *A2*, *б* — траектория движения электрона в электрическом поле, *в* — оптический эквивалент электростатической фокусировки

Электрическое поле между двумя электродами всегда направлено от точки с большим потенциалом к точке с меньшим потенциалом, т. е. в данном случае от второго анода к первому аноду (рис. 7.2, *а*).

Для примера рассмотрим траекторию движения одного электрона, который под действием ускоряющего поля анодов движется к экрану. Как известно, на заряд, движущийся в электрическом поле, действует сила, направленная в каждой точке по касательной к силовой линии (рис. 7.2, *б*).

Выберем две точки: *A* — в пространстве первого анода и *B* — в пространстве второго анода. Силу *F*, действующую в каждой из этих точек, можно разложить на две составляющие — вертикальную и горизонтальную. Горизонтальные составляющие в обеих точках ускоряют движение электронов к экрану. В точке *A* вертикальная составляющая силы, действующей на электрон, прижимает его к оси симметрии трубки, в точке *B* отклоняет его от оси. Скорость электрона в точке *B* значительно выше, чем в точке *A*, поэтому отклоняющая сила воздействует на электрон в меньшей степени, так как он находится в поле ее действия меньшее время.

Следовательно, собирающее действие линзы в левой части гораздо сильнее, чем рассеивающее действие в правой части, в результате чего в точке *C* произойдет скрещивание всех траекторий электронов, летящих к аноду.

Рассмотренная система фокусировки по своему воздействию эквивалентна оптической системе, состоящей из собирающей и рассеивающей линз, подобранных так, что действие собирающей линзы сильнее, чем рассеивающей (рис. 7.2, *в*).

Регулировку точек фокусировки можно производить, изменяя напряжения на первом или втором аноде. Естественно, что удобнее это делать, меняя напряжение на первом аноде, так как он

входит в систему обеих электронных линз, и, кроме того, напряжение на первом аноде гораздо ниже, чем на втором.

Следует иметь в виду, что только условно можно говорить о фокусировке электронного луча в точке. Учитывая отталкивание электронов между собой и целый ряд дополнительных факторов, связанных с электронной системой, фактически получаем светящуюся поверхность. Но из-за малой площади этой поверхности она воспринимается глазом, как светящаяся точка.

МОДУЛЯЦИОННАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ТРУБКИ

Как уже отмечалось, основное назначение данного типа электронно-лучевых трубок — преобразование электрического тока в видимое изображение. Яркость светящейся точки на экране зависит от плотности тока луча и напряжения на втором аноде. Ток луча в трубке, как в электронных лампах, регулируется при неизменных анодных напряжениях изменением напряжения на управляющем электроде — модуляторе. Зависимость $I_{\lambda} = f(U_{\text{мод}})$ при $U_{a1} = U_{a2} = \text{const}$ называют *модуляционной характеристикой* трубки (рис. 7.3). Эта характеристика напоминает анодно-сеточную характеристику электронной лампы.

При определенном отрицательном напряжении на модуляторе по отношению к катоду трубка заперта, ток луча равен нулю, экран затемнен. При уменьшении отрицательного напряжения на модуляторе результирующее поле у катода становится ускоряющим и появляется ток луча, экран начинает светиться. Чем меньше отрицательное напряжение на модуляторе, тем ярче светится экран.

Модуляционная характеристика позволяет определить пределы изменения напряжения, которое подается на модулятор для управления яркостью экрана и получения необходимого изображения. Нижний предел, естественно, — напряжение запирающего. Наличие верхнего предела связано с тем обстоятельством, что модулятор входит в систему первой линзы, и при напряжениях на нем, близких к нулю, наступает расфокусировка луча.

С другой стороны, изменение напряжения на анодах, особенно на первом, при фокусировке влияет на ток луча, а следовательно, и на яркость. Это явление объясняется так же, как и в электронных лампах. Чтобы устранить влияние напряжения $U_{\text{мод}}$ на фокусировку и влияние напряжения U_{a1} на ток луча, между модулятором и первым анодом помещают дополнительный ускоряющий электрод УЭ, который (см. рис. 7.1) играет ту же роль, что экранная сетка в электронной лампе, т. е. является электрическим

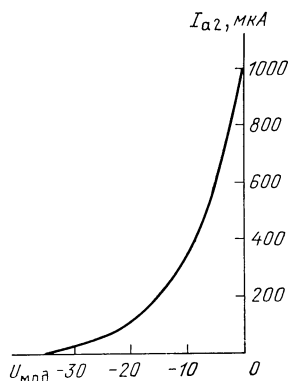


Рис. 7.3. Модуляционная характеристика электронно-лучевой трубки

экраном между модулятором и первым анодом. Ускоряющий электрод имеет более высокий положительный потенциал, чем первый анод, благодаря чему происходит увеличение скорости электронов, и, следовательно, при изменении яркости, т. е. при изменении напряжения на модуляторе, не происходит расфокусировка луча. Так как прямое измерение тока луча затруднительно, то обычно в качестве модуляционной характеристики берется зависимость $I_{a2} = f(U_{\text{мод}})$, где I_{a2} — ток вторичных электронов экрана, притянутых ко второму аноду. Этот ток практически можно считать пропорциональным току луча.

ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ОТКЛОНЕНИЯ ЛУЧА

Для того чтобы электронный луч вычерчивал на экране требуемое изображение, он должен перемещаться в определенной последовательности как по горизонтали, так и по вертикали. Для управления перемещением луча на экране служит система отклонения или развертки.

Система электростатического отклонения состоит из двух взаимно перпендикулярных пар отклоняющих пластин — одной пары Y , осуществляющей вертикальное отклонение луча, другой X , осуществляющей горизонтальное (см. рис. 7.1).

В отсутствие потенциалов на пластинах или при равенстве их сфокусированный луч создаст неподвижную светящуюся точку в центре экрана (см. рис. 7.1). Если потенциалы пластин неодинаковы, то между ними создается электрическое поле и электронный луч, имеющий отрицательный заряд, отклонится в сторону положительно заряженной пластины, прочертив на экране соответствующую линию. При перемене полярности напряжения на пластинах луч отклонится в противоположную сторону. Обе пары взаимно перпендикулярно расположенных пластин под действием приложенного к ним напряжения позволяют перемещать луч в любую точку экрана.

Рассмотрим действие отклоняющего напряжения на электрон, движущийся между одной парой пластин, например, вертикального отклонения. На этот электрон действуют ускоряющее поле продольного перемещения к экрану и поперечное электрическое поле отклонения. Подобно камню, брошенному горизонтально, электрон начнет перемещаться по параболе, отклоняясь на экране в требуемую сторону (рис. 7.4).

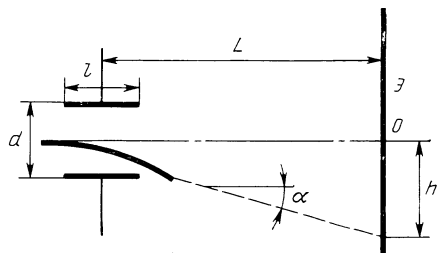


Рис. 7.4. Отклонение электронного луча с помощью электрического поля отклоняющих пластин

Математический анализ движения луча позволяет получить следующую формулу для определения величины отклонения:

$$h = \frac{U_{\text{откл}} l L}{2 U_{a2} d} . \quad (7.1)$$

Отклонение луча h прямо пропорционально напряжению на отклоняющих пластинах $U_{\text{откл}}$, длине пластин l , так как чем длиннее пластины, тем длительней воздействие напряжения $U_{\text{откл}}$ на электроны луча, расстоянию L между пластинами и экраном, так как с увеличением L луч отклонится на большее расстояние при том же угле отклонения.

Отклонение луча h обратно пропорционально расстоянию между пластинами d , с уменьшением расстояния d возрастает напряженность электрического поля отклонения, а также напряжению U_{a2} , так как при возрастании U_{a2} увеличивается скорость движения электронов луча и меньше времени луч будет находиться под воздействием отклоняющего напряжения.

Важным параметром трубки является ее чувствительность (в миллиметрах на вольт)

$$h_0 = \frac{h}{U_{\text{откл}}} = \frac{lL}{2 U_{a2} d} . \quad (7.2)$$

Чувствительность трубки характеризует возможность ее отклоняющей системы получить заметное отклонение луча при небольших изменениях отклоняющего напряжения.

Из (7.2) видно, что для повышения чувствительности требуется: увеличивать длину пластин; уменьшать расстояние между ними, однако при уменьшении расстояния между пластинами возникает опасность попадания луча непосредственно на пластины, поэтому пластины делают с отогнутыми со стороны экрана краями (см. рис. 7.1); увеличивать расстояние между пластинами и экраном, но это приведет к увеличению габаритных размеров трубки, что нежелательно, при прочих равных условиях та пара пластин, что дальше от экрана, больше влияет на чувствительность; уменьшать напряжение U_{a2} , однако это приведет к уменьшению продольной скорости электрона, а следовательно, и к уменьшению его энергии, а значит, и яркости свечения экрана.

Таким образом, повышение чувствительности трубки связано с ухудшением других ее параметров. В таких случаях приходится либо идти на компромисс, выбирая усредненные показатели, либо искать какое-то кардинальное решение проблемы.

Существуют трубки, в которых это противоречие решают так: U_{a2} берется меньше обычного, которое требуется для получения нужной яркости, в этом случае чувствительность трубки увеличивается. Но чтобы при этом получить заданную яркость, между экраном и отклоняющими пластинами ставят третий анод, на который подается более высокое напряжение, чем на второй анод, что позволяет повысить яркость свечения. Например, в трубке 10ЛО2И $U_{a2}=2$ кВ, $U_{a3}=4$ кВ.

Выводы. 1. С помощью электронно-лучевых трубок электрические сигналы преобразуются в видимое изображение.

2. Система электростатической фокусировки содержит две электронные линзы, которые позволяют свести электроны луча в точке на поверхности экрана.

3. Система электростатического отклонения луча состоит из двух пар пластин, к которым подводится напряжение, позволяющее отклонять луч как по вертикали, так и по горизонтали.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Объясните принцип преобразования электрической энергии луча в видимое изображение.

2. Как регулируется яркость свечения на экране?

3. Почему изображение на экране становится расплывчатым при расфокусировке луча?

4. Как повлияет на изображение на экране уменьшение напряжения на втором аноде?

5. Как и почему влияет на чувствительность трубки длина отклоняющих пластин?

6. Какова роль ускоряющего электрода между модулятором и первым анодом в трубке?

7.3. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ С МАГНИТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Ранее уже отмечалось, что для управления лучом в трубке используют как электрическое, так и магнитное поле.

Магнитное управление электронным лучом производится с помощью катушек, через витки которых пропускается ток, управляющий движением луча.

В отличие от системы электростатического управления, расположенной внутри самой трубки, катушки магнитной фокусировки и отклонения расположены вне трубки, на ее горловине. Для того чтобы повысить воздействие магнитного поля на электронный

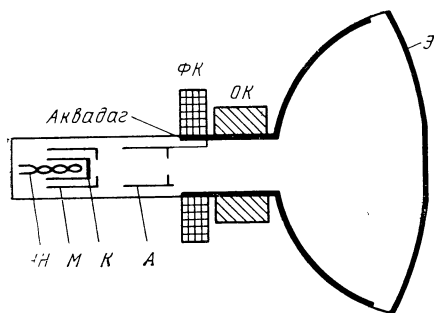


Рис 7.5. Устройство электронно-лучевой трубки с магнитным отклонением

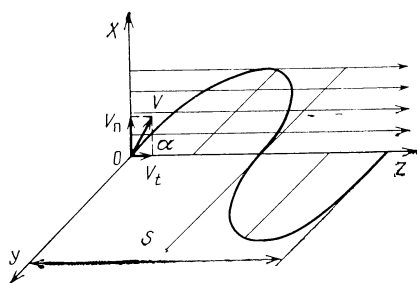


Рис 7.6. Кривая движения электрона в магнитном поле

луч, горловина трубки делается узкой. Электронная пушка в трубках с магнитным управлением имеет примерно такую же конструкцию, как и в трубках с электростатическим управлением. Она содержит (рис. 7.5) подогревный катод K , модулятор M и анод A .

Фокусирующая катушка ΦK создает магнитное поле, которое позволяет сфокусировать электронный луч на экране. Две пары взаимно перпендикулярных отклоняющих катушек OK создают магнитное поле, позволяющее отклонять электронный луч соответственно и по горизонтали, и по вертикали.

СИСТЕМА МАГНИТНОЙ ФОКУСИРОВКИ ЛУЧА

Система магнитной фокусировки в электронно-лучевых трубках построена на взаимодействии сил магнитного поля фокусирующей катушки с ускоряющим электрическим полем анода (рис. 7.6).

Рассмотрим движение электронов в однородном магнитном поле. Как известно, на электрон, движущийся в магнитном поле, действует сила

$$E = HqV \sin \alpha, \quad (7.3)$$

где H — напряженность магнитного поля, q — заряд электрона, V — скорость электрона, α — угол между направлением тока и магнитной силовой линией поля.

Следовательно, на электрон, движущийся вдоль силовой линии магнитного поля, т. е. под углом $\alpha=0$, поле не оказывает влияния. Максимальное воздействие поле окажет на электрон, траектория движения которого перпендикулярна вектору магнитной индукции B :

$$F_{\max} = HqV. \quad (7.4)$$

Направление силы можно найти по правилу правой руки. Вектор силы F направлен перпендикулярно направлению скорости и направлению магнитных силовых линий магнитного поля. Как известно, в этом случае электрон будет двигаться по окружности, которая находится в плоскости, перпендикулярной к силовым линиям магнитного поля.

Сила F , с которой магнитное поле действует на электрон, равна по величине и противоположна по направлению центробежной силе, возникающей вследствие движения электрона по окружности:

$$F_{\text{ц}} = mV^2/r, \quad (7.5)$$

где

$$F = F_{\text{ц}}, \quad mV^2/r = HqV, \quad r = mV/(Hq) \text{ — радиус окружности.} \quad (7.6)$$

Обратите внимание на то, что чем больше m — масса движущейся частицы, тем больше радиус. Так как у электрона масса во много раз меньше массы иона, то траектория электрона заметно искривляется, в то время как на траекторию иона магнитное поле воздействует во много раз слабее.

Период вращения электрона

$$T = 2\pi/\omega, \quad \text{а } \omega = 2\pi/T,$$

где ω — угловая скорость.

Как известно, угловая скорость связана с линейной скоростью формулой $\omega = V/r$. Следовательно $V/r = 2\pi/T$. Отсюда период

$$T = 2\pi m/(Hq). \quad (7.7)$$

Подставив в эту формулу значение r из (7.6), получим

$$T = \frac{2\pi mV}{VHq} = \frac{2\pi m}{Hq}, \quad (7.8)$$

m — масса электрона и q — его заряд — постоянные величины; следовательно, период T зависит только от напряженности магнитного поля.

Рассмотрим общий случай, когда угол между направлением движения электрона и направлением магнитной силовой линии $\alpha \neq \pi/2$. В этом случае вектор скорости V можно разложить на две составляющие — тангенциальную V_t и нормальную V_n . Благодаря составляющей V_n электрон будет совершать круговое движение, а за счет составляющей V_t — дополнительное прямолинейное равномерное движение, поэтому результирующей траекторией электрона станет винтовая линия с шагом $S = V_t T$ (рис. 76).

Если в однородном магнитном поле движется электронный луч, состоящий из многих электронов, у которых составляющие V_n различные, но V_t одинаковые, то результирующие траектории будут представлять собой винтовые линии с разными радиусами, но одинаковым шагом. Так как период вращения электрона T и путь S не зависят от составляющей скорости V_n , то электроны, вылетевшие из одной точки и совершившие один оборот радиусом r , пропорциональным V_n , вновь соберутся в одной точке — фокусе.

Таким образом, при изменении напряженности магнитного поля меняется период вращения, а следовательно фокусное расстояние

Существенный недостаток системы фокусировки с помощью магнитного поля — в значительном усложнении конструкции и удлинении горловины, на которой размещается катушка, так как однородное магнитное поле можно создать в относительно длинной катушке. В трубках, где производится преобразование электрической энергии в световую, применяют для фокусировки короткую катушку, создающую неоднородное магнитное поле. Для того чтобы увеличить неоднородность магнитного поля фокусиру-

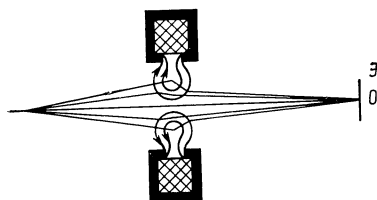


Рис. 7.7. Фокусировка электронного луча с помощью магнитного поля

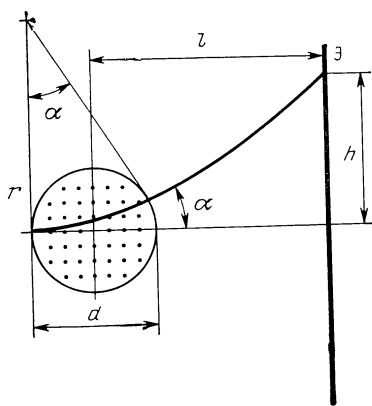


Рис. 7.8. Отклонение электронного луча с помощью магнитного поля

ющей катушки, в ее сердечнике делают воздушный зазор. Под действием магнитного поля короткой фокусирующей катушки электроны будут двигаться по сложной траектории, которая представляет собой часть витка спирали (рис. 7.7). В области, лежащей непосредственно под воздушным зазором, на электроны действует сила, прижимающая электрон к оси трубки. При этом чем больше отклонился электрон от оси трубки, тем больше сила магнитного поля, прижимающая его к оси. Это приводит к тому, что электроны, которые влетели в магнитное поле под зазором, под различными углами пересекают ось трубки на одинаковом расстоянии от зазора. Регулируя ток в фокусирующей катушке, меняют величину магнитной индукции и сил, действующих на электрон, чтобы траектории электронов пересекались в точке на экране.

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА МЕТОДОВ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ ФОКУСИРОВКИ

Недостаток магнитной фокусировки в том, что для создания магнитного поля нужна сравнительно большая мощность за счет значительного тока, который протекает через катушку, в то время как электростатическая система фокусировки практически не потребляет ток и мощность. Регулировка магнитной фокусирующей системы сложнее, чем электростатической. В процессе работы электростатическая фокусировка практически не требует регулировки, в то время как магнитная фокусировка требует подстройки, так как при протекании тока провод катушки нагревается, его сопротивление увеличивается, следовательно, меняются ток в катушке, напряженность магнитного поля и силы, действующие на электроны, что приводит к смещению точки, где сходятся электроны.

МАГНИТНАЯ СИСТЕМА ОТКЛОНЕНИЯ

Магнитная система отклонения содержит две пары отклоняющих катушек, которые расположены перпендикулярно друг другу. Катушки надеты на горловину трубки. Конструкцию катушек подбирают таким образом, чтобы поле, созданное ими, было практически однородным. Анализ движения электронов в магнитном поле показывает, что электроны, находясь в этом поле, движутся по дуге окружности, а при выходе из поля — по прямой, касательной к дуге окружности. Движение по окружности смещает электроны на определенный угол в зависимости от тока, протекающего в катушках (рис. 7.8).

Рассмотрим, какие факторы влияют на отклонение луча и чувствительность трубки при магнитном отклонении. Определим радиус окружности, по дуге которой движется электрон, войдя в магнитное поле катушки.

Подставив (6.1) в (7.6), получим

$$r = \frac{m}{Hq} \sqrt{\frac{2qU_a}{m}} = \frac{1}{H} \sqrt{\frac{2mU_a}{q}}. \quad (7.9)$$

Чем меньше радиус окружности r , тем сильнее искривляется траектория электронов и больше отклонение луча на экране. С помощью дальнейших математических преобразований для небольших углов отклонения получаем формулу для определения отклонения электронного луча на экране

$$h = ldH \sqrt{\frac{q}{2mU_a}}, \quad (7.10)$$

где l — расстояние между отклоняющими катушками и экраном, d — диаметр отклоняющих катушек.

Итак, отклонение заряженных частиц в магнитном поле зависит от их массы. Если в отклоняющее поле попадут не только электроны, но и ионы, у которых масса во много раз больше массы электрона при том же заряде, то электроны будут отклоняться магнитным полем, а ионы заметного отклонения не получат и будут двигаться под действием ускоряющего поля к центру экрана. При этом возникает опасность разрушения экрана под действием бомбардировки тяжелыми ионами в центре. При электростатическом отклонении согласно (7.1) отклонение луча не зависит от массы, и электроны и ионы будут одинаково отклоняться по всему экрану. Для защиты экрана от разрушающего действия ионов при магнитном отклонении луча приходится покрывать экран тонкой металлической пленкой, прозрачной для электронов и не пропускающей ионов.

Так как в магнитном поле напряженность

$$H = IW, \quad (7.11)$$

где I — ток в отклоняющих катушках, а W — количество витков, то

$$h = ldIW \sqrt{\frac{q}{2mU_a}}. \quad (7.12)$$

Отклонение луча тем больше, чем больше ток I и больше витков W в отклоняющих катушках.

Отклонение h прямо пропорционально расстоянию от центра катушек до экрана l , так как луч при этом движется больше времени. С ростом анодного напряжения отклонение луча h будет уменьшаться.

Однако если при электростатическом отклонении h обратно пропорционально первой степени U_a , то при магнитном отклонении — корню квадратному из U_a .

Следовательно, увеличение напряжения U_a при магнитном отклонении допустимо в гораздо больших пределах, чем при электростатическом. Отклонение луча линейно зависит от амплитуды тока в отклоняющих катушках. Следовательно, чтобы луч за равные промежутки времени проходил по экрану равные расстояния, амплитуда тока в отклоняющих катушках должна меняться по линейному закону.

Чувствительность трубки с магнитным отклонением численно равна отклонению луча (в мм) на один ампервиток катушки отклонения:

$$h_0 = \frac{h}{IW} = \frac{ld \sqrt{q}}{\sqrt{2U_a m}}. \quad (7.13)$$

В данном случае чувствительность характеризует возможность отклоняющей магнитной системы при небольших изменениях тока в отклоняющих катушках обеспечить заметное отклонение луча на экране.

Чувствительность будет тем больше, чем дальше от экрана расположены отклоняющие катушки и чем меньше анодное напряжение.

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ ОТКЛОНЕНИЯ

Система магнитного отклонения имеет ряд достоинств по сравнению с электростатической:

1. Основное преимущество магнитной системы заключается в том, что она позволяет работать при больших анодных напряжениях, что обеспечивает возрастание яркости свечения экрана, так как чувствительность трубки при электростатическом отклонении обратно пропорциональна первой степени анодного напряжения, а при магнитном — корню квадратному из напряжения U_a .

2. Магнитное отклонение дает возможность отклонять луч на больший угол, чем электростатическое. Благодаря этому баллон трубки при магнитном отклонении для данной площадки экрана можно сделать компактней (короче по длине).

Недостаток магнитной системы в том, что ее частотный диапазон гораздо уже, чем при электростатической системе отклонения. Это объясняется тем, что с увеличением частоты возрастает индуктивное сопротивление отклоняющих катушек. Как известно, наличие индуктивности замедляет процесс изменения тока, поэтому на высоких частотах, которые требуются, например в осциллографах, для наблюдения процессов в высокочастотных цепях, магнитная система отклонения работать не может. При электростатическом отклонении максимальная частота f_{\max} составляет сотни мегагерц, при магнитном — десятки килогерц. Поэтому в осциллографических трубках применяют систему электростатического отклонения и фокусировки.

7.4. ЭКРАНЫ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБОК

Напомним, что экран представляет собой тонкий слой люминофора, нанесенный на внутреннюю поверхность баллона электронно-лучевой трубки. Люминофоры представляют собой вещества, которые обладают способностью светиться при бомбардировке их

электронами с достаточной для этого энергией. В качестве люминофоров применяют различные соединения цинка, кадмия, бериллия, магния, кальция.

К экранам электронно-лучевых трубок предъявляют следующие требования:

- максимальная световая отдача, т. е. получение максимальной яркости при меньших затратах мощности;
- получение заданной длительности послесвечения;
- максимальный срок службы.

В соответствии с этими требованиями определяются параметры экрана:

Световая отдача численно равно излучаемой силе света (в канделах) на 1 Вт мощности излучения:

$$K = I/P \text{ кандела/Вт.}$$

Мощность электронного луча

$$P = I_{\text{л}}/(U_{\text{а2}} - U_0),$$

где $I_{\text{л}}$ — ток луча, $U_{\text{а2}}$ — анодное напряжение второго анода, U_0 — минимальное напряжение, при котором начинается свечение. При $U_{\text{а2}} < U_0$ энергии электронов недостаточно для возбуждения электронов и перевода их на внешнюю неустойчивую орбиту.

Световая отдача экрана незначительна (меньше 10%), остальная часть энергии электронного луча расходуется на вторичную эмиссию с поверхности экрана и невидимое рентгеновское излучение.

Послесвечение экрана — это постепенное исчезновение свечения экрана после прекращения его бомбардировки. Время, в течение которого яркость свечения уменьшается до 1% своего максимального значения, называется временем послесвечения.

Условно послесвечение делится на группы — короткое (от 10^{-5} ... 10^{-2} с), среднее (10^{-2} ... 10^{-1} с) и длительное (0, 10^{-1} ... 15 с). При этом различают очень короткое послесвечение — меньше 0,01 с и очень длительное — больше 15 с. Требуемая длительность послесвечения зависит от тока электронно-лучевой трубки, ее назначения.

Требуемой длительности добиваются выбором вещества люминофора, каждое из которых характеризуется своим временем послесвечения. Очень длительного времени послесвечения добиваются, применяя двухслойные экраны. Первый со стороны луча слой возбуждается за счет бомбардировки электронами и своим излучением возбуждает электроны во втором слое, который наносится непосредственно на стекло баллона трубки. Второй слой подбирается таким образом, чтобы под воздействием облучения первого луча, которое является ультрафиолетовым, он давал большое послесвечение.

Вторичная эмиссия. Потенциал экрана. Ранее уже отмечалось, что наряду с возбуждением атомов люминофора в трубке имеет место вторичная эмиссия. Вещества, применяемые в качестве лю-

минофоров, являются полупроводниками, т. е. обладают очень незначительной проводимостью. При бомбардировке экрана электронами луча и накоплении их на его поверхности экран получил бы отрицательный заряд, потенциал экрана постепенно снизился бы, что привело бы к созданию тормозящего поля для электронов луча. Таким образом, в данном случае вторичная эмиссия — полезное явление, благодаря которому происходит отвод электронов с экрана. Благодаря ей устанавливается динамическое равновесие, которое позволяет поддерживать стабильную работу экрана. Напряжение на экране U_3 должно быть примерно равно напряжению на втором аноде U_{a2} . Это напряжение устанавливается автоматически, так как при $U_3 < U_{a2}$ число уходящих вторичных электронов увеличивается и соответственно увеличивается потенциал экрана. Вторичные электроны, ушедшие с экрана, притягиваются к аквадагу, расположенному вблизи экрана.

Таким образом, в трубке создается замкнутая цепь — электроны, вылетающие с катода, бомбардируют экран, создавая вторичную эмиссию, электроны вторичной эмиссии попадают на второй анод, а оттуда на источник питания, минус которого соединен с катодом.

7.5. ТИПЫ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБОК

Осциллографические трубки. Как уже отмечалось, в электронных осциллографах, как правило, используют трубки с электростатической фокусировкой и отклонением.

Осциллографические трубки позволяют получить на экране изображение электрических сигналов, которые меняются во времени. Для получения таких изображений исследуемое напряжение подается на пластины вертикального отклонения (рис. 7.9, а). Если на горизонтальные пластины не подавать напряжения, то луч будет прочерчивать вертикальную линию, высота которой пропорциональна амплитуде напряжения исследуемого сигнала. Чтобы увидеть на экране сигнал, необходимо произвести горизонтальную развертку так, чтобы за равные промежутки времени луч прохо-

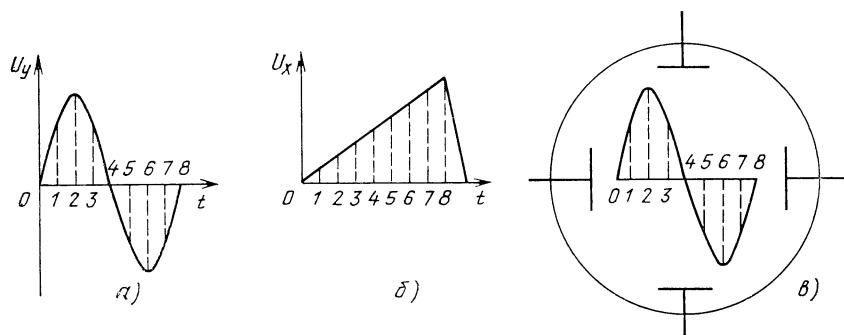


Рис. 7.9. Получение осциллограммы на экране осциллографа

дил одинаковые расстояния. Для этого напряжение, которое подается для горизонтального отклонения, должно нарастать по линейному закону. В этом случае в отсутствие напряжения на пластине Y на экране будет прямая горизонтальная линия, прочерченная лучом. Через определенный промежуток времени, когда луч покидает данную точку, свечение исчезает.

Чтобы глаз не увидел затемнения, луч должен прочертить каждую точку множество раз, пока ведется наблюдение, поэтому напряжение, подаваемое на пластины X , имеет пилообразную форму (рис. 7.9,б). Пока луч движется слева направо, напряжение возрастает по линейному закону (нарастающая часть пилы), как только луч достигает крайней правой точки экрана, напряжение падает до нуля и луч возвращается в крайнюю левую точку, после чего напряжение снова возрастает. При этом используется свойство инерции глаза, т. е. его способность сохранять зрительное ощущение в течение некоторого времени после прекращения воздействия. Эта инерция составляет примерно 0,1 с.

Двухлучевые трубки. Эти осциллографические трубки позволяют наблюдать на экране две осциллограммы, т. е. исследовать два одновременно протекающих процесса в электрических цепях с помощью двух электронных прожекторов и двух независимых отклоняющих систем. Для уменьшения взаимного влияния прожекторы разделены металлической пластиной, являющейся электростатическим экраном.

Здесь, как и в однолучевой трубке, предусмотрено смещение каждого изображения по вертикали и горизонтали.

Существуют и многолучевые трубки, у которых более двух прожекторов.

Кинескопы. Электронно-лучевая трубка, в которой происходит преобразование телевизионных электрических сигналов в видимое изображение, называют *кинескопом*. Кинескопы используют в телевизионных приемниках и в контрольных устройствах для наблюдения телевизионных сигналов.

Электронный прожектор кинескопа также содержит катод, модулятор и аноды, назначением которых является формирование электронного луча, его ускорение и фокусировка.

Кинескопы работают при освещении и должны обеспечить достаточно большую яркость, которую можно получить только при очень высоких ускоряющих напряжениях до 10 ... 20 кВ, поэтому в кинескопах применяют только магнитное отклонение.

Благодаря магнитному отклонению можно подавать более высокое напряжение на второй анод, сохраняя требуемую чувствительность. Магнитная система позволяет получить угол отклонения до 110° по диагонали и уменьшить поэтому длину кинескопа, а следовательно, и габаритные размеры всего телевизионного приемника.

В настоящее время основная фокусировка в кинескопах электростатическая, но имеются кинескопы и с магнитной фокусировкой.

Экраны современных кинескопов, как правило, прямоугольной формы. Для получения белого свечения люминофор изготавливают из материалов, которые в результате бомбардировки электронным лучом дают суммарное свечение белого цвета.

Экран с внутренней стороны покрывают очень тонким слоем алюминия, прозрачным для электронов. Алюминизация экрана повышает его яркость за счет отражения лучей света, направленных на внутреннюю поверхность колбы. Слой алюминия соединен внутри трубки со вторым анодом.

Кинескопы, применяемые в цветном телевидении, состоят из трех независимых электронных прожекторов, электронные лучи которых должны сходиться в соответствующих точках на экране.

Система обозначений электронно-лучевых приборов включает четыре элемента.

Первый элемент — число, обозначающее диаметр или размер диагонали экрана в сантиметрах.

Второй элемент — две буквы. Осциллографические трубки с электростатическим управлением — ЛО, с электромагнитным — ЛМ, кинескопы — ЛК.

Третий элемент — число, обозначающее порядковый номер прибора.

Четвертый элемент — буква, обозначающая тип люминофора экрана: Б — белый, И — зеленый и т. д.

Например, 8ЛО4И — осциллографическая трубка с электростатическим управлением, порядковый номер разработки — четвертый, цвет свечения люминофора — зеленый.

Выводы. 1. Основное достоинство электромагнитной системы отклонения в том, что она дает возможность получить большую чувствительность трубки при тех же анодных напряжениях, а при той же чувствительности — большую яркость, чем электростатическая система.

2. Достоинство электростатической системы отклонения — возможность работы на гораздо более высоких частотах, чем при электромагнитной системе.

3. Основными параметрами экрана являются световая отдача и длительность послесвечения. Требуемой длительности послесвечения добиваются соответствующим выбором вещества люминофора.

4. Потенциал экрана равен примерно потенциалу второго анода. Динамическое равновесие между этими потенциалами поддерживается благодаря вторичной эмиссии электронов с экрана на второй анод.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Объясните принципы фокусировки электронного луча с помощью магнитного поля.

2. Объясните принципы отклонения электронного луча с помощью магнитного поля.

3. Почему при больших анодных напряжениях используется магнитная система отклонения?

4. Объясните принцип получения изображения на экране осциллографической трубки

Глава 8. ИОННЫЕ ПРИБОРЫ

8.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РАЗРЯДЫ В ГАЗАХ

Ионными или газоразрядными приборами называют электровакуумные приборы, использующие электрический разряд в газах или парах. В газоразрядных приборах носителями электрического тока являются электроны, а также положительные и отрицательные ионы газового наполнителя. В качестве наполнителя используют пары ртути, водород и инертные газы. Давление в приборе может составлять от десятых долей до десятков паскалей. Ионные приборы разделяют на неуправляемые и управляемые. К неуправляемым относятся двухэлектродные приборы, управляемые приборы содержат три или больше электродов.

Ионные приборы используют в импульсных устройствах, стабилизаторах напряжений, газоразрядных приборах защиты проводных линий связи от наводимых высоких напряжений, в качестве коммутаторов высоковольтных генераторов импульсов, в гидролокационной и радиолокационной аппаратуре, для контроля электромагнитного поля в радиопередающих трактах СВЧ диапазона, в различных типах индикаторов, в качестве клапанов неуправляемых и управляемых выпрямителей и т. д.

Если в какой-либо газовой среде имеются свободные электроны, то они при своем движении неизбежно сталкиваются с атомами или молекулами газа. В результате этих столкновений может быть нарушена устойчивость системы атома или молекулы. Возможно несколько случаев нарушения устойчивости таких систем, из которых наиболее характерными являются возбуждение и ионизация атома. Если ударяющий электрон обладает малой кинетической энергией, то отрыв электрона от нейтрального атома невозможен, а возможно только изменение энергетического состояния атома — возбуждение атома. Если ударяющий электрон обладает достаточным запасом кинетической энергии, то может произойти отрыв электрона и вместо нейтрального атома образуются положительный ион и свободный электрон, т. е. произойдет ионизация. При соударении с нейтральным атомом электрона, имеющего малую кинетическую энергию, возможно его сцепление с нейтральным атомом. В этом случае будет образован отрицательный ион. Вероятность образования отрицательных ионов зависит не только от скорости ударяющего электрона, но и от природы газа. Минимальное количество энергии, необходимое для возбуждения атома, определяется его потенциалом возбуждения, а минималь-

ное количество энергии, необходимое для ионизации атома, — потенциалом ионизации. Возбужденное состояние атома не является устойчивым. Через промежуток времени около $10^{-7} \dots 10^{-10}$ с атом испускает квант энергии излучения и самостоятельно переходит в нормальное энергетическое состояние. Одновременно с процессом ионизации газа или паров ртути происходит воссоединение ионов и электронов в нейтральные атомы. Процесс воссоединения положительных ионов и электронов и образования при этом нейтральных атомов носит название *рекомбинации*.

В зависимости от степени ионизации газа, приложенного напряжения и тока, протекающего через него, различают следующие виды разрядов: *тихий* или *темный*, *тлеющий*, *дуговой*. Если разряд поддерживается внешним ионизатором (например, накалированным катодом), то такой разряд называется *несамостоятельным*. Если разряд существует без непрерывного воздействия первоначального ионизатора, то такой разряд называется *самостоятельным*.

Различные виды газового разряда можно проследить при снятии вольт-амперной характеристики в двухэлектродном приборе с холодным катодом, наполненным газом под давлением около $1 \dots 10^4$ Па или $10^{-2} \dots 10^2$ мм рт. ст. (рис. 8.1). При небольшом положительном напряжении на аноде E_a через прибор протекает незначительный ток, который обусловлен начальной ионизацией газа. С увеличением напряжения E_a ток возрастает и достигает насыщения (участок АБ). Дальнейшее увеличение напряжения E_a приводит к увеличению кинетической энергии электронов, в результате чего происходит ударная ионизация атомов газа, и ток через прибор увеличивается (участок БВ). В этом случае происходит газовый разряд, который называется тихим самостоятельным разрядом. Данный разряд применяется в газонаполненных фотоэлементах для умножения тока начальной ионизации.

При дальнейшем увеличении тока положительные ионы скапливаются в междueleктродном промежутке и меняют распределение потенциала между электродами так, что почти все падение

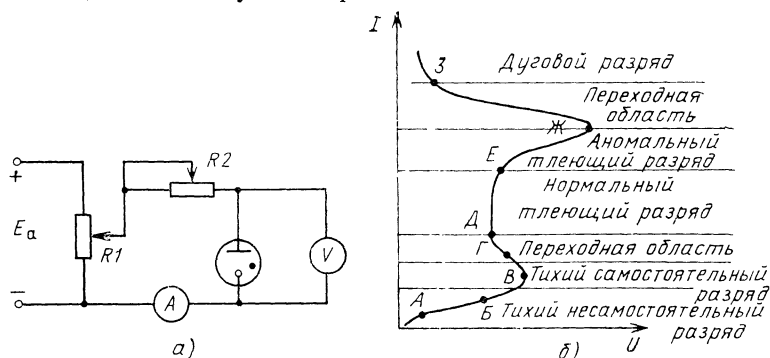


Рис. 8.1. Электрический разряд в газе:
а — схема включения прибора, б — вольт-амперная характеристика

напряжения на приборе оказывается сосредоточенным вблизи катода. Энергия, которую приобретают положительные ионы, становится достаточной для выбивания электронов из катода, и при соответствующем их числе возникает самостоятельный разряд. Характер самостоятельного разряда зависит от ограничивающего или балластного сопротивления R_6 . При больших сопротивлениях R_6 (около 1 МОм) имеет место тихий самостоятельный разряд (участок ВГ) или его разновидность — коронный разряд. При $R_6 = 10 \dots 100$ кОм участок ВГ отсутствует, и сразу устанавливается нормальный тлеющий разряд (участок ДЕ). Падение напряжения на приборе в этом случае составляет около 100 В. Ток, протекающий через прибор, может составлять единицы или десятки миллиампер.

Тлеющий разряд получил свое название по характерному свечению вблизи поверхности катода, которое вызвано интенсивной ионизацией атомов, а также рекомбинацией электронов и ионов. Приложенное к прибору напряжение почти полностью сосредоточено вблизи катода, создавая так называемое *нормальное катодное* падение напряжения. Нормальное катодное падение напряжения зависит от свойства материала катода и рода газа. С увеличением тока увеличивается светящая поверхность катода, с которой выбиваются электроны. Это приводит к постоянству падения напряжения на приборе, пока вся поверхность катода не покрывается свечением (участок ДЕ). Это свойство разрядов используется для стабилизации напряжения в *стабилитронах тлеющего и коронного разрядов*.

Дальнейшее увеличение тока становится возможным только за счет увеличения энергии ионов. Поэтому падение напряжения на приборе начинает возрастать. Такой разряд называется *аномальным тлеющим разрядом* (участок ЕЖ). При аномальном тлеющем разряде наблюдается яркое свечение столба разряда, причем интенсивность свечения увеличивается с ростом тока. Это свойство используется в газосветных лампах, применяемых в качестве модулятора света в факсимильной аппаратуре, устройствах звукозаписи и т. д. Уменьшение сопротивления R_6 или увеличение напряжения E_a приводит к увеличению тока через прибор, и аномальный тлеющий разряд скачком переходит в *самостоятельный дуговой разряд* (участок выше точки Ж), характеризующийся большими токами (до сотен ампер) и малым падением напряжения (10 ... 30 В). При дуговом разряде эмиссия электронов с катода осуществляется за счет создания вблизи катода электрического поля, образованного ионами газа (*автоэлектронная эмиссия*) или за счет разогрева катода (*термоэлектронная эмиссия*). Автоэлектронная эмиссия возникает тогда, когда материал катода легко испаряется при нагреве, она используется в ртутных выпрямителях, где катодом является жидкая ртуть. Основное падение напряжения, как и при тлеющем разряде, сосредоточено вблизи катода. Остальной участок междуэлектродного пространства заполняется сильно ионизированным газом — плазмой. Плазма

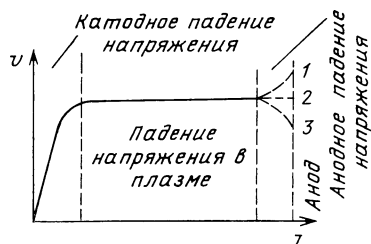


Рис. 8.2. Распределение потенциала между анодом и катодом прибора при дуговом разряде

представляет собой смесь атомов нейтрального газа, а также электронов и ионов в равных количествах. В плазме одновременно происходит процесс ионизации и рекомбинации, вследствие чего устанавливается динамическое равновесие. Распределение потенциала между анодом и катодом при дуговом разряде приведено на рис. 8.2.

Вблизи анода может иметь место небольшое падение напряжения, величина и знак которого зависят от формы анода и тока, протекающего через прибор. Если число электронов соответствует анодному току I_a , то анод будет иметь потенциал плазмы (кривая 2). Если на анод попадает электронов больше, чем это обусловлено током I_a , то анод заряжается отрицательно по отношению к плазме. Между анодом и плазмой появится положительно заряженная ионная оболочка. Появление положительного пространственного заряда приводит к изменению знака анодного падения напряжения (кривая 3). Поле между анодом и плазмой будет противодействовать движению электронов из плазмы к аноду. При малых размерах анода и недостаточном поступлении на него электронов потенциал анода будет повышаться (кривая 1).

Несамостоятельный дуговой разряд происходит при накаливаемом катоде и используется в *газотронах* и *тиратронах*. Газотроны представляют собой двухэлектродный прибор с накаливаемым катодом, наполненным парами ртути или инертным газом. Тиратрон дугового разряда представляет собой газонаполненный трехэлектродный прибор с накаливаемым катодом. За счет введения управляющего электрода имеется возможность управлять началом зажигания в тиратроне. Тиратроны дугового разряда использовались в управляемых выпрямителях. В настоящее время газотроны и тиратроны дугового разряда вытесняются полупроводниковыми диодами и используются редко. Самостоятельный дуговой разряд происходит в ртутных выпрямителях, где катодом служит жидкая ртуть. Вблизи катода возникает большая напряженность электрического поля, в результате чего происходит так называемая автоэлектронная эмиссия, за счет которой поддерживается дуговой разряд.

8.2. ИОННЫЕ ПРИБОРЫ С ХОЛОДНЫМ КАТОДОМ

Стабилитрон — газоразрядный прибор, который использует самостоятельный тлеющий или коронный разряд. Стабилитрон состоит из холодного катода, выполненного в виде металлическо-

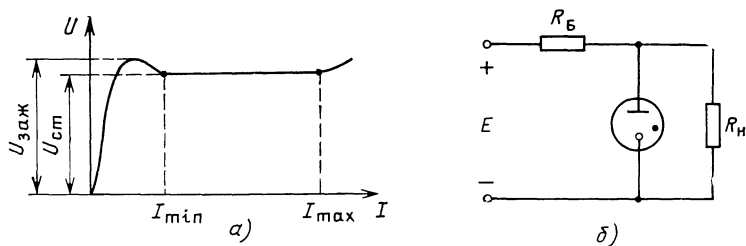


Рис. 8.3. Газовый стабилизатор напряжения:
 а — вольт-амперная характеристика стабилитрона, б — схема включения стабилитрона

го цилиндра, и стержневого анода, помещенного внутри цилиндра. Анод и катод размещают в стеклянной или металло-керамической колбе, которая заполнена смесью инертных газов (неон — аргон, аргон — гелий). При подаче на анод положительного напряжения, большего, чем напряжение зажигания, в стабилитроне возникает тлеющий разряд. При токе больше минимального (рис. 8.3, а) устанавливается нормальный тлеющий разряд, и падение напряжения на стабилитроне остается почти постоянным, пока вся поверхность катода не покроеется свечением. Дальнейшее увеличение тока может происходить только за счет увеличения плотности тока, т. е. увеличения напряжения на приборе.

Параметрами стабилитрона являются напряжение *зажигания*, напряжение *стабилизации*, максимальный и минимальный токи. Стабилитроны используют в качестве стабилизаторов напряжений (рис. 8.3, б) при напряжении стабилизации от 70 В и выше, при использовании коронного разряда — до нескольких киловольт. Газоразрядные стабилитроны по сравнению с полупроводниковыми обеспечивают более высокую температурную стабильность, но имеют большие габаритные размеры и меньшие механическую прочность и диапазон рабочих токов. Стабилитроны предназначены для работы только в цепях постоянного тока. Запрещается подавать на электроды напряжение обратной полярности или переменное напряжение.

Тиратрон с холодным катодом — прибор тлеющего разряда, где, кроме анода и катода, имеется один или два управляющих электрода (сетки). Назначение этих электродов — управлять моментом зажигания разряда. Управляющее действие сетки прекращается после зажигания тиратрона. Чтобы погасить разряд, необходимо уменьшить напряжение на аноде так, чтобы оно было ниже напряжения поддержания основного разряда. Конструктивно тиратроны тлеющего разряда выполняют в виде миниатюрной микроэлектродной лампы со стеклянным баллоном и, как правило, гибкими выводами. Внутри баллона находится цилиндрический активированный катод и стержневой молибденовый анод. Вокруг анода имеется проволочное кольцо или цилиндр из никеля.

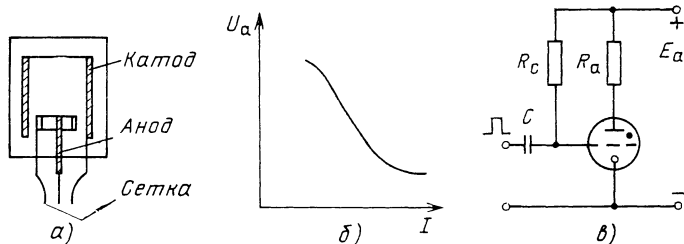


Рис 8.4. Тиратрон с холодным катодом триодного типа:

а — устройство, б — характеристика зажигания (U_a от I_c), в — схема включения

Колба тиратрона заполняется неоном с небольшой добавкой аргона (рис. 8.4,а).

Чтобы уменьшить время запаздывания возникновения разряда, на управляющий электрод подается положительное напряжение, которое создает небольшую начальную ионизацию. Характеристика зажигания тиратрона триодного типа, т. е. зависимость напряжения на аноде U_a от тока в цепи управляющей сетки I_c , приведена на рис. 8.4,б. С ростом тока I_c напряжение анода, при котором происходит зажигание, уменьшается, так как при больших токах имеется большая начальная ионизация газа. Схема включения тиратрона триодного типа приведена на рис. 8.4,в. С помощью резистора R_c устанавливается ток несколько меньше необходимого для зажигания тиратрона. При подаче положительного импульса на сетку возрастает ток управления, что приводит к зажиганию тиратрона.

В тиратронах тетродного типа (рис. 8.5,а) вводится вспомогательная сетка $C1$ рядом с катодом K . Назначение вспомогательной сетки — создавать вспомогательный разряд в тиратроне. Изменением потенциала второй сетки U_{c2} управляют зажиганием разряда. Характеристики зажигания тиратрона тетродного типа и схема включения приведены на рис. 8.5,б и в. Тиратроны тлеющего разряда тетродного типа имеют высокую стабильность и

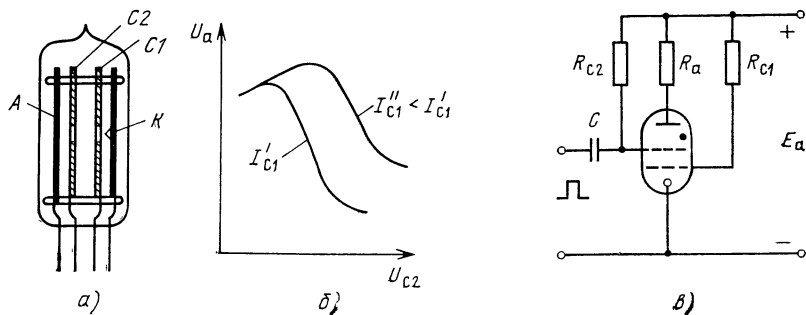


Рис 8.5 Тиратрон с холодным катодом тетродного типа:

а — устройство, б — характеристика зажигания, в — схема включения

малый разброс параметров. В ряде случаев применяют активированные катоды, что снижает напряжение зажигания.

Наличие инерционных процессов в газоразрядных приборах приводит к тому, что переход тиратрона из непроводящего состояния в проводящее и обратно осуществляется с некоторым запаздыванием.

Основные параметры тиратронов.

Время запаздывания возникновения разряда — интервал времени от момента приложения напряжения анод — катод и моментом возникновения разряда.

Время запаздывания тока анода импульсного тиратрона — интервал времени между моментом приложения пускового импульса и моментом возникновения разряда.

Время восстановления электрической прочности — интервал времени, в течение которого тиратрон восстанавливает свои свойства после прекращения разряда.

Для наиболее быстродействующих тиратронов время восстановления составляет около 5 мкс.

Газоразрядные сигнальные индикаторы — это сигнальные люминесцентные лампы, представляющие собой газоразрядные приборы тлеющего разряда с нанесенным на внутренней поверхности стеклянного баллона слоем цветного люминофора (рис. 8.6). Лампа имеет два электрода — катод и анод — и наполнена инертным газом. Цвет свечения лампы зависит от сочетаний типа люминофора с родом газа, наполняющего лампу.

Линейные газоразрядные индикаторы (ЛГИ) применяют для фиксации непрерывных показаний, где не требуется иметь точные цифровые данные. Визуально информация отображается в виде изменяющегося числа световых точек или длин линии в зависимости от приложенного напряжения. Выпускаются два вида ЛГИ: *аналоговые*, где свечение разряда имеет вид светящегося сплошного столба, высота которого изменяется в зависимости от уровня измеряемого электрического сигнала; *дискретные*, у которых свечение имеет вид отдельной точки или столбика, состоящего из группы точек.

В дискретных ЛГИ удаление световой точки от начала отсчета или высоты столбика пропорционально числу импульсов, поступающих на вход схемы управления, ЛГИ ИН-9 представляет

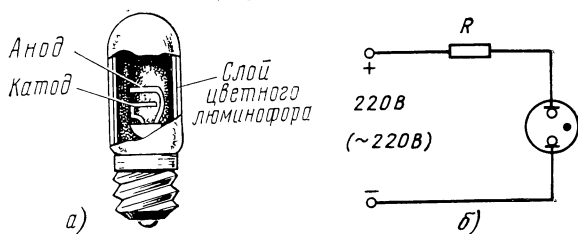


Рис. 8.6. Устройство (а) и схема включения (б) сигнальной люминесцентной лампы

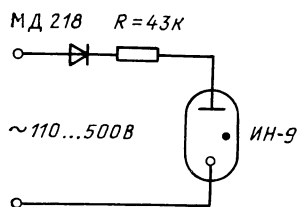


Рис. 8.7. Схема включения ИН-9

собой круглую стеклянную колбу с длинным цилиндрическим катодом и анодом, катод расположен внутри анода вдоль его оси и изготовлен из молибденовой проволоки. Свечение наблюдается сквозь прорези в аноде, которые сделаны по всей его длине. Схема включения ИН-9 приведена на рис. 8.7.

В приборе ИН-13 имеется вспомогательный электрод, с помощью которого устанавливается начальное положение разряда.

Линейные дискретные счетно-индикаторные приборы представляют собой индикаторную лампу с линейным расположением электродов, в которой используется принцип направленного переноса разряда. Конструктивно индикатор дискретного действия имеет экран с продольной щелью, внутри которого находится проволочный катод. Вдоль экрана расположен 101 анод, что определяет емкость счетчика. Все аноды, за исключением 1-го и 101-го, объединены внутри прибора в три группы. Индикация осуществляется по свечению в анодной области у штыревого анода в виде светящейся точки. Под действием импульсов, поступающих на вход схемы управления, светящийся разряд перемещается вдоль линейного катода. К ЛГИ дискретного действия относятся приборы ИН-20, ИН-26.

ЗНАКОВЫЕ ИНДИКАТОРЫ

Знаковые индикаторы — это приборы тлеющего разряда, которые служат для визуальной цифровой, буквенной и другой знаковой индикации электрических сигналов. Представляют собой прибор, в котором имеется 10 катодов, выполненных в форме цифр или соответствующих знаков из тонкой нихромовой проволоки, и

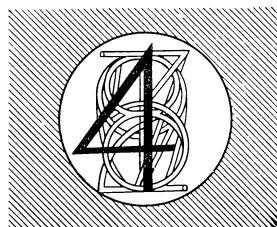
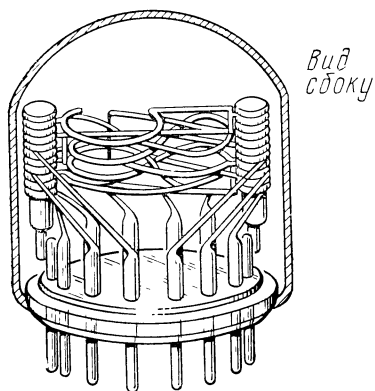


Рис. 8.8. Знаковые индикаторы

сетчатый анод, не скрывающий свечение разряда (рис. 8.8). Катоды располагаются стопкой, в глубину один за другим. При подаче рабочего напряжения на анод и один из индикаторных катодов между ними возникает разряд. Вид свечения тлеющего разряда имеет форму катода. Между анодом и остальными катодами при этом поддерживается напряжение меньше, чем напряжение потухания. В настоящее время большинство знаковых индикаторов имеют оранжево-красный цвет свечения. Промышленностью выпускаются индикаторы с расположенными знаками по торцу прямоугольного баллона ИН-1, ИН-2, ИН-7 и т. д. и с боковым расположением знаков (боковая индикация): ИН-8, ИН-14, ИН-16, ИН-18. Основными параметрами знаковых индикаторов являются наибольшие напряжения зажигания 170 ... 200 В, рабочий ток 0,3 ... 4 мА и габаритные размеры.

Газоразрядные индикаторные панели позволяют отображать различную визуальную информацию из множества точечных светящихся элементов, которые возникают при горении разряда. Выполняются в виде плоского экрана, помещенного в корпус, на обратной стороне которого могут устанавливаться платы с микросхемами. Информационная емкость панелей определяется количеством индикаторных элементов — светящихся точек или количеством знакомест, необходимых для изображения одного символа.

МАРКИРОВКА

Обозначение начинается с сочетания букв или одной буквы, соответствующей типу прибора, например:

ГХ — газотрон тлеющего разряда (с холодным катодом);

ТХ — тиратроны тлеющего разряда;

ТХИ — тиратроны тлеющего разряда импульсные;

ТР — тиратроны с накаливаемым катодом, наполненные парами ртути;

ТГИ — тиратроны с газовым наполнением, импульсные;

СГ — стабилитроны;

ИН — индикаторы тлеющего разряда;

ИГПП — газоразрядные индикаторные панели постоянного тока;

ИГПВ — газоразрядные индикаторные панели переменного тока.

После букв ставится порядковый номер прибора. Третий элемент обозначения в разных типах приборов различен, часто он характеризует конструктивное оформление прибора (П — миниатюрные, Б или Г — сверхминиатюрные, К — в керамической оболочке).

Выводы. 1. Ионные приборы используют электрические разряды в газе. В зависимости от степени ионизации газа, приложенного напряжения или протекающего через прибор тока различают следующие основные виды разрядов: тихий или темный;

тлеющий (в стабилизаторах напряжения, индикаторных лампах, тиратронах с холодным катодом), дуговой (в мощных выпрямительных устройствах: газотронах, тиратронах, ртутных вентилях). 2. В настоящее время наибольшее применение получили приборы тлеющего разряда, используемые для индикации электрических величин и в импульсных устройствах.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите виды разряда в газах.
2. Какова характерная особенность коронного и нормального тлеющего разрядов?
3. В каких приборах используют коронный и нормальный тлеющий разряд?
4. Укажите особенности дугового разряда, в каких приборах он используется?
5. Какое действие оказывает управляющая сетка в тиратроне?
6. Назначение линейных газоразрядных приборов.

Глава 9. ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

9.1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В современной технике, в частности в аппаратуре связи, широкое применение получили фотоэлектронные приборы, преобразующие световую энергию в электрическую, световое излучение в электрический ток. Основные законы фотоэффекта открыты выдающимся русским физиком А.Г. Столетовым в 1888 г.

Фотоэлектронные приборы делятся на две основные группы: 1) полупроводниковые приборы, в которых под действием энергии света создаются пары подвижных носителей заряда — электроны проводимости и дырки, эти приборы называют приборами с *внутренним фотоэффектом*; 2) приборы, в которых под действием энергии света возникает фотоэлектронная эмиссия, называют приборами с *внешним фотоэффектом*.

ФОТОПРОВОДИМОСТЬ

Свет представляет собой поток электромагнитной энергии. Обладая как волновой, так и корпускулярной природой, свет излучается или поглощается веществом только в виде дискретных количеств энергии — фотонов или квантов. Энергия кванта ϵ пропорциональна частоте электромагнитной волны излучения ν , т. е. $\epsilon = h\nu$, где h — постоянная Планка. Для видимого диапазона час-

тот света энергия кванта изменяется в пределах 3,25 ... 1,6 эВ. Каждому цвету света соответствует своя частота. Световой поток — мощность электромагнитной энергии, которая вызывает зрительное ощущение. Световой поток измеряется в люменах (лм). При воздействии светового потока на полупроводник электроны валентной зоны получают дополнительную энергию. Если энергия кванта равна энергии для перевода электрона из валентной зоны в зону проводимости или больше ее, возникает генерация пары электрон проводимости — дырка проводимости, вследствие чего проводимость полупроводника увеличивается.

Электрическая проводимость, возникающая под действием светового потока, называется *фотопроводимостью*.

ФОТОРЕЗИСТОРЫ

Фоторезистор — полупроводниковый прибор, у которого под действием светового потока меняется электрическое сопротивление. Основным элементом конструкции фоторезистора является слой полупроводника, на который попадает световой поток (рис. 9.1). Для создания фоторезисторов используют сернистый свинец, сернистый кадмий, селенид свинца, селенид кадмия. Светочувствительный полупроводниковый слой 1 наносят на изоляционную подложку 2 из стекла, слюды или керамики, и к нему подключают два металлических вывода 3 и 4. Фоторезистор помещается в корпус с отверстием для попадания света на светочувствительный слой. Под воздействием световой энергии проводимость светочувствительного полупроводникового слоя увеличивается. Для получения тока фоторезистор включается в цепь источника ЭДС. В отсутствие освещения в этой цепи протекает незначительный ток, обусловленный собственной проводимостью полупроводника, который называется темновым током, при освещении появляется фототок.

Вольт-амперная характеристика фоторезистора представляет собой зависимость $I=f(U)$ (при $\Phi=\text{const}$, где Φ — световой поток (рис. 9.2). Чем больше Φ , тем круче проходит характеристика, так как с увеличением Φ образуется больше носителей заряда и увеличивается проводимость. Эти характеристики линейны в

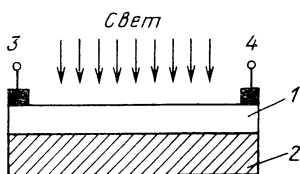


Рис. 9.1. Устройство фоторезистора

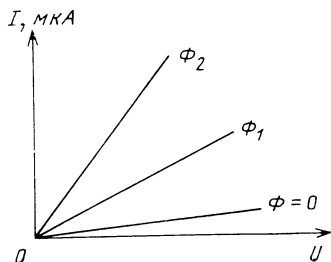


Рис. 9.2. Вольт-амперная характеристика фоторезистора

пределах допустимой мощности рассеяния. С увеличением тока выше допустимого выделяется такое количество тепла, которое может привести к разрушению светочувствительного слоя. В отсутствие освещения в цепи фоторезистора имеется небольшой темновой ток I_T .

Световая характеристика фоторезистора — это зависимость $I = f(\Phi)$ при $U = \text{const}$ (рис. 9.3). Характеристика имеет нелинейный характер, так как наряду с процессом генерации под воздействием светового потока, происходит и обратный процесс — рекомбинация. При этом чем больше Φ и больше свободных носителей, тем больше вероятность рекомбинации, поэтому крутизна световой характеристики уменьшается.

Основным параметром фоторезистора является чувствительность. Различают *чувствительность интегральную*, т. е. к белому свету, и *спектральную* — к свету определенного цвета. Чувствительность характеризует изменение фототока в цепи фоторезистора при изменении светового потока на один люмен: $K_\Phi = \Delta I / \Delta \Phi$ при $U = \text{const}$. Интегральная чувствительность фоторезисторов составляет единицы ампер на люмен. Спектральная чувствительность фоторезистора характеризуется изменением фототока при изменении светового потока на 1 лм только для определенной длины волны светового потока. Спектральная чувствительность фоторезистора зависит от состава светочувствительного слоя. Каждый резистор характеризуется своей спектральной характеристикой, т. е. зависимостью чувствительности от длины волны света. У каждого фоторезистора имеются свои максимумы и минимумы спектральной чувствительности.

К параметрам фоторезисторов относятся темновой ток I_T и темновое сопротивление R_T . Основным недостатком фоторезисторов является их сравнительно большая инерционность, которая обусловлена относительно большим временем жизни генерируемых пар носителей заряда при освещении.

Фоторезисторы применяют в схемах автоматики, особенно в схемах защиты и автоматического управления, т. е. в устройствах, где можно пренебречь их инерционностью и нелинейностью световой характеристики, но где требуется высокая чувствительность фотоприбора.

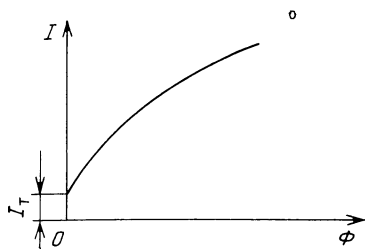


Рис. 9.3 Световая характеристика фоторезистора

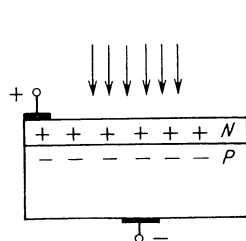


Рис. 9.4. Устройство фотодиода

ФОТОДИОДЫ

Фотодиод представляет собой полупроводниковый прибор с одним переходом. Конструктивно фотодиод выполняется так, чтобы его PN -переход был открыт для света при сохранении герметичности корпуса. Структура фотодиода изображена на рис. 9.4. Под воздействием светового потока с достаточной энергией квантов происходит генерация с образованием пар электрон проводимости — дырка проводимости, которые диффундируют к границе PN -перехода. Фотодиоды работают при обратном напряжении, поэтому в PN -переходе создаются тормозящее поле для перехода основных носителей и ускоряющее поле для неосновных носителей заряда. Неосновные носители, образуя фототок, переходят через PN -переход в соседнюю область. Таким образом, ток фотодиода обусловлен дрейфом неосновных носителей. Чем больше световой поток, тем интенсивнее происходит генерация, все больше неосновных носителей переходит через PN -переход, и фототок увеличивается.

Фотодиоды создают на основе германия и кремния.

Вольт-амперная характеристика фотодиода представляет собой зависимость $I=f(U)$ при $\Phi=\text{const}$ (рис. 9.5). В отсутствие освещения в цепи фотодиода протекает очень незначительный темновой ток I_T . У германиевых фотодиодов он составляет 10 ... 30 мкА, у кремниевых — 2 ... 3 мкА.

Темновой ток — это обычный тепловой ток неосновных носителей PN -перехода. При постоянном световом потоке Φ и изменении $U_{\text{обр}}$ фототок почти не меняется, так как практически все неосновные носители заряда, находящиеся в пределах диффузионной длины от PN -перехода, перебрасываются из одной области в другую. При изменении светового потока Φ характеристики смещаются на величину $\Delta I'$, пропорциональную изменению светового потока. Из вольтамперной характеристики фотодиода видно, что внутреннее сопротивление фотодиода $R_i = \Delta U_{\text{обр}} / \Delta I$ при $\Phi = \text{const}$ очень велико, так как большим изменениям $U_{\text{обр}}$ соответствуют очень маленькие изменения $\Delta I'$. Оно составляет единицы мегом.

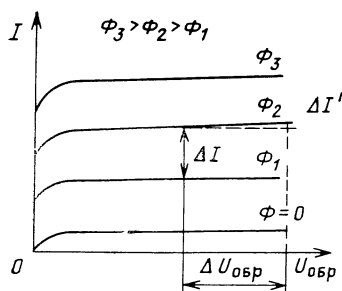


Рис. 9.5. Вольт-амперные характеристики фотодиода

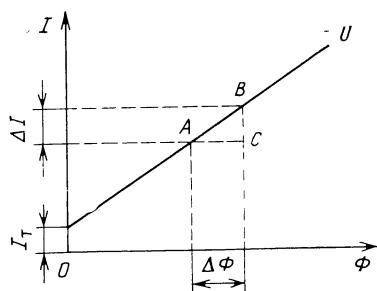


Рис. 9.6. Световая характеристика фотодиода

При подаче $U_{обр}$ выше допустимого происходит тепловой пробой и диод выходит из строя за счет лавинного размножения зарядов.

Световая характеристика фотодиода отражает зависимость тока в диоде от изменения светового потока при постоянном напряжении источника, т. е. $I=f(\Phi)$ при $U_{обр}=\text{const}$ (рис. 9.6). Эта характеристика линейна, что является большим достоинством фотодиода, так как он позволяет производить пропорциональное преобразование светового потока в электрический ток без искажения характера изменения светового потока. Линейность световой характеристики объясняется тем, что при освещении фотодиода и подаче обратного напряжения ток в диоде меняется пропорционально изменению светового потока, благодаря полному переходу неосновных носителей заряда из одной области в другую. Однако при очень больших световых потоках линейность может нарушиться, так как возникает очень большая концентрация носителей заряда, уменьшается время их жизни, увеличивается скорость рекомбинации.

Интегральная чувствительность фотодиода определяется как изменение тока диода (в мА) при изменении светового потока на 1 лм: $K_\Phi = \Delta I / \Delta \Phi$ (см. рис. 9.6). Интегральная чувствительность фотодиодов составляет десятки миллиампер на люмен. Чувствительность фотодиода можно определить по световой характеристике.

Спектральная характеристика фотодиода зависит от материала, из которого он изготовлен. Для генерации пары электрон — дырка проводимости энергия фотона должна быть больше ширины запрещенной зоны ΔW ; $h\nu \geq \Delta W$, где ν — частота света. Поэтому для каждого полупроводника существует своя область спектра светового излучения, которая может создать фототок. При подаче на фотодиод световых прямоугольных импульсов с крутым фронтом нарастания и спада начинает сказываться его инерционность. Это приводит к запаздыванию изменения фототока при изменении светового потока.

Причины инерционности — емкость PN -перехода, которая не может мгновенно зарядиться и разрядиться, и конечное время диффузии неосновных носителей заряда к переходу. На работу и параметры фотодиода оказывают влияние изменения температуры. При увеличении температуры возрастает темновой ток, так как электроны валентной зоны получают дополнительную энергию для перехода в зону проводимости, что приводит к увеличению тока неосновных носителей в отсутствие освещения. Особенно заметно возрастает темновой ток в германиевых фотодиодах.

Рассмотрим разновидности фотодиодов.

Фотодиоды с PIN -структурой. Эти диоды созданы для расширения частотного диапазона фотодиода без снижения его чувствительности. Напомним, что в этих диодах между P - и N -областями находится область собственной проводимости I . Так как область I создается достаточно широкой, то уменьшаются барьерная емкость PN -перехода и время заряда этой емкости. Кроме того, ес-

ли в обычных фотодиодах происходит перемещение носителей заряда к границе PN -областей в результате диффузии, то в PIN -диодах основная генерация возникает в I -области, в которой сопротивление в $10^6 \dots 10^7$ раз больше, чем в P - и N -областях, и поэтому обратное напряжение создает сильное электрическое поле в этой области. При этом в области I возникает большая напряженность электрического поля E , скорость перемещения зарядов увеличивается, а время пролета носителей заряда соответственно уменьшится.

Следовательно, в PIN -фотодиоде перемещение носителей заряда к границе PN -областей происходит за счет дрейфа в сильном электрическом поле. Таким образом, в PIN -фотодиоде барьерная емкость и время пролета носителей зарядов меньше, чем в обычном фотодиоде. Для кремниевых PIN -диодов максимальная частота управления достигает 1 ГГц.

Фотодиоды Шотки. Напомним, что такие диоды образуются на основе структуры металл — полупроводник. Для получения фототока в диодах Шотки структура освещается, а на диод подается обратное напряжение, как в обычных фотодиодах. При этом электроны металла, получив дополнительную энергию за счет освещения, могут преодолеть потенциальный барьер и перейти в полупроводник, если энергия кванта больше энергии поля, создаваемого потенциальным барьером. Благодаря сказанному, ток фотодиода возникает на более длинноволновом участке света, так как требуется энергия меньшая, чем ширина запрещенной зоны полупроводника и, следовательно, спектральная характеристика фотодиодов Шотки значительно шире, чем у обычных фотодиодов из того же полупроводника. Кроме того, как известно, диоды Шотки характеризуются очень большим быстродействием за счет минимальной барьерной емкости и малого пролета носителей заряда.

Вентильные фотодиоды. Отличительной особенностью фотодиода является его способность прямого преобразования энергии света в электрическую энергию. Эта способность фотодиодов реализуется в специальных устройствах, которые иногда называют *солнечными батареями*. Рассмотрим принцип действия фотопреобразователей световой энергии в электрическую.

Как уже указывалось, под действием света в фотодиодах происходит генерация пары электрон проводимости — дырка проводимости. Эти носители заряда диффундируют в сторону PN -перехода. Как известно, даже в отсутствие внешнего напряжения, как это имеет место в данном случае, на границе P - и N -областей образуется потенциальный барьер. Электрическое поле, созданное при этом, является ускоряющим для неосновных носителей заряда. В результате электроны из P -области перейдут в N -область, а дырки из N -области в P -область, что приведет к накоплению избыточных электронов в N -области и избыточных дырок в P -области (рис. 9.7). Избыточные носители создают электрическое поле, которое зарядит область P положительно, а область N от-

рицательно. Благодаря этому, между выводами P - и N -областей устанавливается разность потенциалов, называемая фото-ЭДС. Если замкнуть PN -переход, то при освещении в цепи потечет ток, направление которого совпадает с направлением тока неосновных носителей заряда, т. е. фототок течет в том же направлении, что и обратный ток PN -перехода при подаче внешнего обратного напряжения.

Исходным материалом для изготовления солнечных батарей является кремний: КПД кремниевых батарей составляет 8...10%. Кремниевые солнечные батареи, в которых множество отдельных элементов соединяется как последовательно, так и параллельно, успешно работают на космических кораблях, орбитальных станциях, искусственных спутниках Земли, а также в наземных условиях, где затруднена доставка электрической энергии и имеется достаточный уровень солнечного освещения. В этом случае солнечные батареи могут использоваться для питания радиоприемников, телевизионных приемников, промежуточных устройств телефонных и телеграфных линий. В большинстве случаев солнечные батареи используются совместно с аккумуляторными батареями. В дневное время аккумуляторы заряжаются от солнечных батарей, а в ночное время питают аппаратуру.

ФОТОТРАНЗИСТОРЫ

При создании фототранзисторов ставится задача получить за счет усиления фототока гораздо большую чувствительность, чем у фотодиода. Фототранзистор представляет собой фотоэлектрический полупроводниковый прибор, у которого имеется два перехода, как и в обычном биполярном транзисторе (рис. 9.8). Световой поток падает на базу. В электрическую цепь фототранзистор включается по схеме с ОЭ. Один из возможных вариантов включения — с разомкнутой базой. При таком включении напряжение $U_{КЭ}$, несмотря на то, что база оборвана, распределяется между

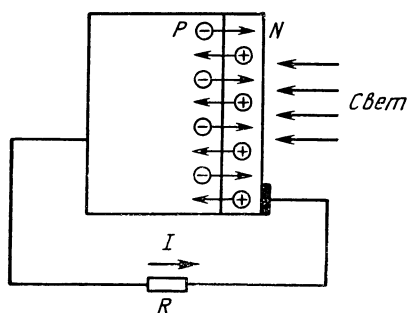


Рис. 9.7. Вентильный фотодиод

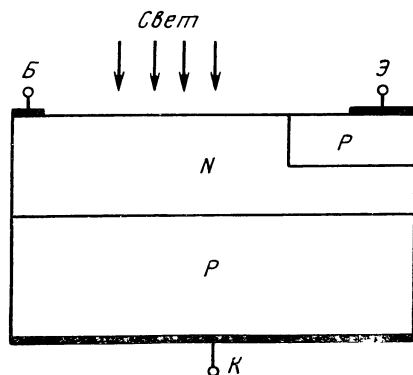


Рис. 9.8. Устройство фототранзистора

обоими переходами пропорционально их сопротивлению. На коллекторный переход оно подается как обратное, на эмиттерный — как прямое. Большая часть этого напряжения оказывается приложенной к коллекторному переходу и только очень малая часть — к эмиттерному. Поэтому потенциальный барьер на эмиттерном PN -переходе скомпенсирован только частично. В отсутствие освещения в замкнутой цепи транзистора течет темновой ток I_T , который представляет собой сквозной начальный ток транзистора при $I_B=0$. При освещении базы происходит генерация носителей заряда за счет энергии светового потока. Эти носители внутри базы диффундируют к переходам. Неосновные носители заряда — дырки — идут к коллекторному переходу и затем под действием обратного напряжения этого перехода попадают на коллектор. Основные носители заряда в базе — электроны — перемещаются к эмиттерному переходу. Эти электроны, накапливаясь на границе с эмиттером, компенсируют положительный заряд, который создает электрическое поле потенциального барьера, что приводит к его снижению. Это вызывает дополнительную инжекцию основных носителей — дырок — из эмиттера в базу, где они становятся неосновными носителями и за счет обратного напряжения коллекторного перехода идут в коллектор. Часть дырок рекомбинирует в базе. Таким образом, в фототранзисторе управление производится с помощью светового потока, благодаря которому создаются избыточные носители заряда, что приводит к частичной компенсации потенциального барьера в эмиттерном переходе. В фототранзисторе фототок усиливается, как и в обычном транзисторе в схеме с ОЭ, в $h_{21\beta}$ раз.

Статические выходные характеристики фототранзистора $I_K = f(U_{KЭ})$ при $\Phi = \text{const}$ (рис. 9.9) по существу аналогичны выходным характеристикам биполярного транзистора в схеме с ОЭ. Наклон этих характеристик больше, чем у фотодиода, а, следовательно, выходное сопротивление фототранзистора получается меньше, чем сопротивление фотодиода. Темновой ток фототранзистора больше, чем у фотодиода, так как ток, который возникает в базе транзистора, усиливается в $h_{21\beta}$ раз. Световая характеристика фототранзистора — $I_K = f(\Phi)$ при $U_{KЭ} = \text{const}$. С увеличением светового потока Φ ток I_K возрастает. Чем больше $U_{KЭ}$, тем больше ток I_K при том же световом потоке. Интегральная чувствительность фототранзистора (в А/мм): $K_\Phi = \Delta I_K / \Delta \Phi$ при $U_{KЭ} = \text{const}$. K_Φ у фототранзистора примерно в $h_{21\beta}$ раз больше, чем у фотодиода, и составляет 0,5...1 А/лм. Схема с разомкнутой ба-

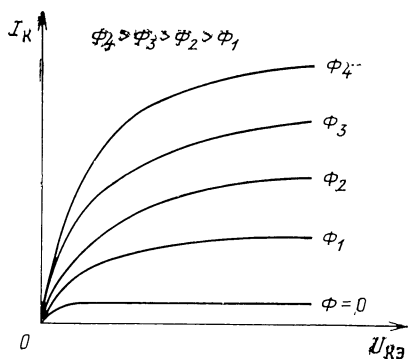


Рис. 9.9. Выходные характеристики фототранзистора

зой имеет сравнительно низкую термостабильность, так как с увеличением температуры сквозной темновой ток транзистора резко увеличивается.

В настоящее время выпускают фототранзисторы с выводом базы. Благодаря этому на переход эмиттер — база подается дополнительное смещение для получения более линейной световой характеристики, а также для компенсации температурных изменений токов.

Наряду с биполярными созданы фототранзисторы на основе МДП-структур. В таких транзисторах освещение канала производится через прозрачный затвор. Под действием света происходит генерация в подзатворной области, и канал обогащается. При подаче постоянных напряжений на электроды транзистора в цепи стока появляется ток I_c , пропорциональный световому потоку Φ .

ФОТОТИРИСТОРЫ

Фототиристор представляет собой такую же четырехслойную структуру $PNPN$, как и обычный тиристор. К структуре приложено прямое напряжение. Одна из баз фототиристора получает возможность освещения. Назначение фототиристоров — создание переключающего устройства, которое управляется световым лучом. В отсутствие освещения фототиристор закрыт, и в его цепи протекает очень маленький темновой обратный ток. При освещении, как и в других фотоприборах, рассмотренных ранее, возникает генерация, которая приводит к компенсации обратного напряжения на среднем PN -переходе и увеличению суммарного коэффициента передачи по току. В результате происходит переключение тиристора из закрытого состояния в открытое. Семейство вольт-амперных характеристик фототиристора аналогично характеристикам тринистора, где роль управляющего напряжения выполняет световой поток.

Фототиристоры применяют для переключения больших мощностей в электрических цепях.

СВЕТОДИОДЫ

Светодиоды принадлежат к классу светоизлучающих приборов. В них электрический ток преобразуется в видимый свет — оптическое излучение. Преобразование электрического тока в свет происходит также и в обычных лампах накаливания. Однако для использования этого явления в электронных приборах, где требуется управляемое преобразование, лампы накаливания не годятся вследствие своих недостатков: очень большая инерционность, отсутствие направленности оптического излучения, низкий КПД.

В светодиодах преобразование электрической энергии в световую происходит при обычной температуре за счет свойств PN -пе-

рехода. В основе явления свечения фотодиода лежит явление люминесценции. Процесс люминесценции включает в себя два этапа. На первом этапе происходит генерация подвижных носителей заряда, накопление энергии; на втором этапе возникает рекомбинация, в результате которой в окружающее пространство излучается энергия, затраченная на генерацию. Для того чтобы излученная электромагнитная энергия имела спектральный состав в области видимого света, требуется подобрать соответствующий материал излучающих структур. При рекомбинации выделяется световая энергия, равная энергии ширины запрещенной зоны $\Delta W = hc/\lambda$, а $\lambda = hc/\Delta W$. (Напомним, что h — постоянная Планка, а c — скорость света.) Очевидно, что чем шире запрещенная зона, тем короче λ . Германий и кремний имеют недостаточную ширину запрещенной зоны для получения видимого света, и их излучение лежит в области инфракрасного света, хотя следует отметить, что диоды инфракрасного излучения также получили широкое распространение.

Для получения излучения в области видимого света используют материалы с большой шириной запрещенной зоны — фосфид галлия, карбид кремния, арсенид галлия и другие.

В светодиодах применяют инжекционную люминесценцию, при которой PN -переход находится под прямым напряжением, в результате чего происходит инжекция основных носителей из одной области в другую. В светодиодах излучающей является только одна область, поэтому стремятся получить максимальную инжекцию в эту область. Если излучающей является P -область, то концентрация примеси в N -области должна быть гораздо выше, чем в излучающей P -области. Это приводит к практически односторонней инжекции из N -области в P -область. В P -области происходит рекомбинация инжектированных носителей с выделением в окружающее пространство электромагнитного излучения видимого света.

Достоинства светодиодов: высокий КПД преобразования электрической энергии в световую; сравнительно высокая направленность излучения; высокое быстродействие, что позволяет использовать светодиоды в устройствах управления.

Для светоизлучающих приборов большое значение имеет когерентность излучения. Когерентный излучатель — такой излучатель, у которого наблюдается согласованность между фазами оптического колебания в один и тот же момент в различных точках пространства или, что то же самое, согласованность между фазами колебания в одной и той же точке пространства в различные промежутки времени. Когерент-

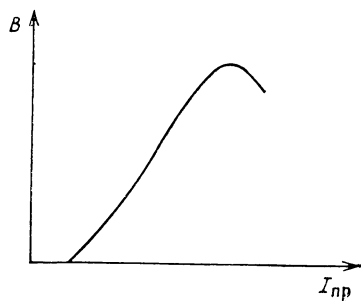


Рис 9 10. Излучательная характеристика светодиода

ность характеризуется строго фиксированной длиной волны светового излучения. Светодиоды, хотя и не являются строго когерентными источниками света, тем не менее обеспечивают довольно узкий спектр излучения.

Существуют различного типа светодиоды, которые практически перекрывают весь оптический диапазон различных цветов.

Основной характеристикой светодиода является его *излучательная характеристика* — зависимость яркости свечения V от прямого тока $I_{пр}$ (рис. 9.10). С ростом прямого тока поток излучения и сила света увеличиваются, а затем наступает насыщение центров люминесценции, и излучение уменьшается. При некотором токе $I_{пр}$ наблюдается максимум излучения. Существует пороговое значение тока $I_{пр}$, при котором начинается излучение света.

К оптическим параметрам светодиодов относятся: длина волны излучения, сила света, яркость свечения и угол излучения. Для инфракрасных излучателей используется иной параметр — мощность излучения. К электрическим параметрам относятся максимальный прямой ток и быстродействие.

Инерционность светодиода зависит от перезаряда барьерной емкости, а также, как и в обычных диодах, от продолжительности процессов накопления и рассасывания неосновных носителей в излучающей области PN -перехода. Основное применение светодиодов — оптроны, рассматриваемые ниже, и индикаторные устройства. Условное обозначение полупроводниковых фотоприборов — показано на рис. 9.11.

ОПТРОНЫ

В некоторых схемах необходимо получить электрически независимые между собой цепи входа и выхода с тем, чтобы исключить обратное воздействие цепи выхода на его вход. С этой целью созданы электронные приборы, у которых входная и выходная цепи связаны только с помощью оптических сигналов. Такая связь не только исключает воздействие выхода на вход, но и обеспечивает надежную защиту канала передачи информации от влияния помех и других каналов передачи. Эти приборы называются оптронами. Структурная схема оптрона содержит (рис. 9.12) излучатель света $ИС$, оптический канал $ОК$, фотоэлектрический преобразователь $ФП$. Основным излучателем света в оптронах в на-

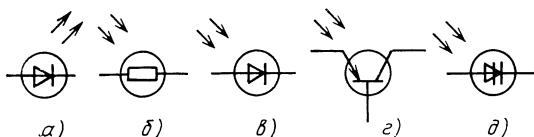


Рис. 9.11. Условные обозначения фотоприборов:
а — светодиод, б — фоторезистор, в — фотодиод, г — фототранзистор, д — фототиристор

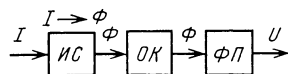


Рис. 9.12 Структурная схема оптрона

стоящее время являются светодиоды, в которых происходит преобразование электрической энергии в энергию света, т. е. электрического тока — в оптическое излучение. Оптический канал, связывающий между собой излучатель света и фотопреобразователь, должен обеспечить максимальный уровень электрической изоляции между ИС и ФП и обладать максимальной оптической прозрачностью для оптического излучения светодиода в излучаемом спектре волн. Оптический канал может быть воздушным. Для повышения эффективности передачи света по каналу могут быть использованы оптические линзы для фокусировки светового луча. В качестве элемента связи между ИС и ФП могут быть использованы отрезки световодов, особенно при больших расстояниях между ИС и ФП.

В качестве фотопреобразователей в оптронах в основном используют фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры. Существуют оптроны, в которых в качестве фотопреобразователей используют фоторезисторы, однако у этих оптронов мало быстродействие. Оптроны, в которых используют фототиристоры, применяют для переключения в мощных электрических цепях. Условное обозначение оптрона показано на рис. 9.13.

Основной характеристикой оптрона является *характеристика передачи* $I_{\text{вых}} = f(I_{\text{вх}})$ (рис. 9.14). Эта характеристика в общем случае нелинейна, однако имеет участок, близкий к линейному. Нелинейность характеристики передачи, главным образом, связана с нелинейностью излучательной характеристики светодиода. Основным параметром, который характеризует степень передачи сигнала со входа на выход, является коэффициент передачи $K = \Delta I_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{вх}}$. Так как характеристика передачи нелинейна, то K — дифференциальный параметр и имеет различное значение в разных точках характеристики. Следует отметить низкий коэффициент передачи при использовании в оптроне пары светодиод — фотодиод. У этих оптронов $K = 0,035 \dots 0,005$, что приводит также и к низкому КПД преобразования. В оптронах, где в качестве фотопреобразователя используются фототранзисторы, $K = 0,5 \dots 1$.

Таким образом, применение оптронов на фотодиодах обеспечивает наибольшую линейность характеристики передачи, наибольшее быстродействие, но характеризуется очень низким коэффициентом передачи. Применение оптронов на фототранзисторах обеспечивает сравнительно большой коэффициент передачи, но характеристика здесь более нелинейна, чем на фотодиодах, на-

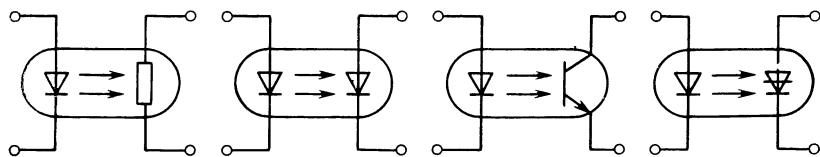


Рис. 9.13. Условные обозначения оптронов

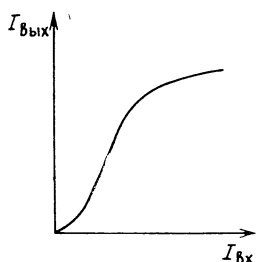


Рис 9 14. Характеристика передачи оптрона

блюдается большая зависимость от температуры и меньшее быстродействие. Особенно перспективно применение тиристорных оптронов. Имеются оптроны с фототиристорами на выходные токи до 300 А и напряжение до 1300 В. При этом входные токи составляют всего десятки миллиампер. Эти оптроны применяют для переключения в мощных высоковольтных цепях.

Большие перспективы открывает использование в качестве излучателя специальных оптических преобразователей — лазеров, принцип действия которых также основан на использовании отдачи энергии в виде электромагнитных волн электронами, переходящими с более высоких энергетических уровней на более низкие. Лазеры позволяют получить когерентное излучение передать громадное количество информации. Однако в настоящее время элементная база когерентной оптоэлектроники еще не создана.

Достоинства оптронов: почти идеальная электрическая изоляция входных и выходных цепей; отсутствие паразитных обратных связей между входом и выходом (сигнал передается только в одну сторону); громадная помехозащищенность каналов передачи от входа к выходу от влияния электрических помех; возможность коммутации и управления мощными электрическими цепями с помощью маломощных цепей; возможность передачи большого объема информации.

Таким образом, оптроны — весьма перспективные устройства в области связи, вычислительной техники, автоматики, кибернетики.

9.2. ПРИБОРЫ С ВНЕШНИМ ФОТОЭФФЕКТОМ

Фотоэлементы. Принцип действия этих приборов основан на создании фотоэлектронной эмиссии за счет лучистой энергии света, падающей на фотокатод. Если энергия кванта $h\nu \geq W_a$, то возникает фотоэмиссия. Напомним, что W_a — работа выхода электрона. Простейший фотоэлемент представляет собой стеклянный баллон, в котором находятся два электрода — анод и фотокатод (рис. 9.15). Катод наносится прямо на внутреннюю поверхность колбы. Поверхность против катода прозрачна для света. Анод помещается в центре колбы и имеет форму в виде колечка, диска или петли. Катоды выполняют из светочувствительных материалов с малой работой выхода в основном двух типов — сурмяно-цезиевых и серебряно-кислородно-цезиевых. Между анодом и катодом включается напряжение для создания ускоряющего поля для электронов. Под действием света возникает фотоэлектронная эмиссия. Обычно внутри колбы создается вакуум.

Вольт-амперные характеристики фотоэлемента — это зависимость $I_a = f(U_a)$ при $\Phi = \text{const}$ (рис. 9.16). На начальном участке:

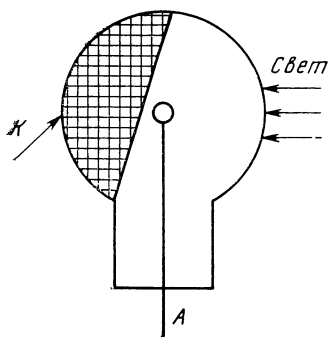


Рис. 9.15. Устройство фотоэлемента

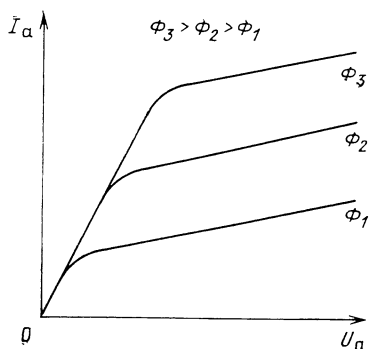


Рис. 9.16. Вольт-амперные характеристики фотоэлемента

при небольших значениях U_a пространственный заряд еще не рассеялся, а затем наступает насыщение — все эмиттированные электроны отводятся к аноду.

Световая характеристика фотоэлемента $I_a = f(\Phi)$ при $U_a = \text{const}$ имеет линейный характер. Темновой ток фотоэлемента незначительный и объясняется наличием термоэлектронной эмиссии катода при комнатной температуре.

Работа фотоэлемента, как и других фотоприборов, характеризуется интегральной и спектральной чувствительностью. *Интегральная чувствительность фотоэлементов* с серебряно-кислородно-цезиевым катодом составляет 30...60 мкА/лм, с сурьмяно-цезиевым катодом 80...100 мкА/лм.

В некоторых типах фотоэлементов для повышения чувствительности колбу наполняют инертным газом при **небольшом давлении**. В этих фотоэлементах при повышении напряжения возникает ионизация атомов газа, что способствует увеличению тока I_a при том же световом потоке. Недостатком газонаправленных фотоэлементов является нелинейность световой характеристики.

В настоящее время фотоэлементы применяют очень редко, так как по основным показателям они уступают полупроводниковым фотоприборам.

Фотоэлектронные умножители. Эти приборы были созданы для умножения фототока. Впервые разработаны в 1934 г. советским ученым Л. А. Кубецким.

Ток, получаемый в фотоэлементах, очень мал. Для его усиления в фотоумножителях используют явление **вторичной электронной эмиссии**. Фотоумножитель (рис. 9.17) состоит из фотокатода, в котором возникает эмиссия электронов за счет энергии падающего на него света, анода и нескольких электродов, называемых динодами Д1—Д5, у которых значительный коэффициент вторичной эмиссии $\sigma = n_2/n_1$, где n_1 и n_2 — числа первичных и вторичных электронов. Электроны, вылетевшие из фотокатода, направляются к первому диноду, выбивают там вторичные электроны, которые на-

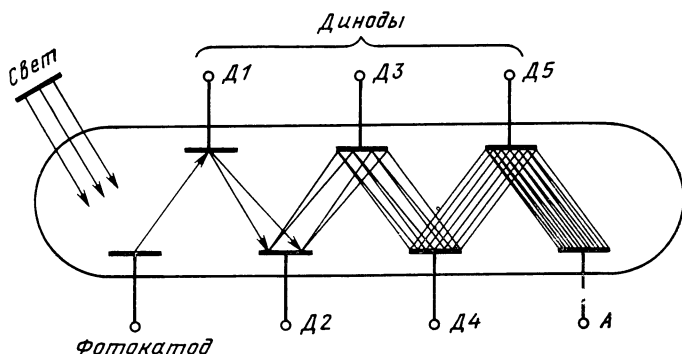


Рис. 9.17. Устройство фотоумножителя

правляются ко второму диноду, умноженные первым и вторым динодом электроны направляются к третьему диноду и т. д. и, наконец, поступают на анод. Для создания ускоряющего электрического поля электронов каждый следующий динод имеет более положительный потенциал, чем предыдущий. Между фотокатодом и первым динодом имеется фокусирующая система, которая должна направлять электроны эмиссии фотокатода на первый динод. Чаще всего применяют систему электростатической фокусировки, состоящую из элементов, находящихся под различным напряжением. Число ступеней умножения различно и может доходить до 10 ... 20. В зависимости от числа ступеней напряжение питания составляет 1000 ... 2000 В. Выходной ток фотоумножителей достигает 10 мА, а интегральная чувствительность 100 А/лм. Сравните с обычным фотоэлементом, имеющим чувствительность не более 100 мкА/лм и токи в единицы микроампер.

МАРКИРОВКА ФОТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

Первый элемент обозначения полупроводниковых фотоэлектрических приборов определяет группу прибора: фоторезисторы — ФР; фотоприборы с *PN*-переходами — ФД; фотоприборы с *PN*-переходами и внутренним усилением — ФУ.

Второй элемент определяет материал, из которого изготовлен прибор.

Третий элемент определяет порядковый номер разработки прибора и обозначается от 001 до 999.

Четвертый элемент определяет подгруппу: фототранзистор биполярный — Б; фототранзистор униполярный — У; фототиристор — Т;

Например, ФД-ГЗ-001 — фотодиод из германия, легированный золотом, порядковый номер 001.

Условное обозначение фотоприборов дано на рис. 9.11.

Выводы. 1. Работа полупроводниковых фотоэлектронных приборов основана на принципе внутреннего фотоэффекта — генера-

ции пары электрон проводимости — дырка проводимости под действием света. 2. Фотодиоды обладают линейной световой характеристикой. 3. Фототранзисторы позволяют получить большую интегральную чувствительность, чем фотодиоды, благодаря усилению фототока. 4. Оптроны — фотоэлектрические приборы, в которых обеспечивается электрическая изоляция входных и выходных цепей. 5. Фотоэлектронные умножители позволяют резко увеличить фототок за счет применения вторичной эмиссии.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему приборы с внутренним фотоэффектом обеспечивают большую чувствительность, чем приборы с внешним фотоэффектом?
2. Дайте сравнительную оценку фоторезисторов и фотодиодов с точки зрения их применения.
3. Чем объясняется увеличение чувствительности фототранзисторов по сравнению с фотодиодами?
4. На чем основан принцип действия фототиристоров?
5. Объясните принцип излучения света светодиодам.
6. Объясните простейшую структурную схему оптрона и его основные достоинства.
7. В чем заключаются основные достоинства полупроводниковых фотоприборов по сравнению с вакуумными?
8. За счет каких явлений достигается умножение фототока в фотоумножителях?

Глава 10. ШУМЫ И НАДЕЖНОСТЬ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

10.1. ШУМЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Если на выход усилителя, выполненного на электронных приборах, подключить телефон, то можно услышать характерный шум, который дает усилитель. Этот шум будет наблюдаться даже в том случае, когда усилитель питается от идеального источника постоянного тока, а входные зажимы усилителя закорочены. Шумы на выходе усилителя можно наблюдать с помощью осциллографа или вольтметра переменного тока, который покажет на выходе некоторое напряжение.

Основными источниками шумов являются шумы полупроводниковых приборов, электронных ламп и сопротивлений, обусловленные происходящим в этих приборах процессом движения дискретных электрических зарядов. Изменение количества электронов в единицу времени создают непрерывные колебания тока около какой-то постоянной средней величины. Эти колебания называются

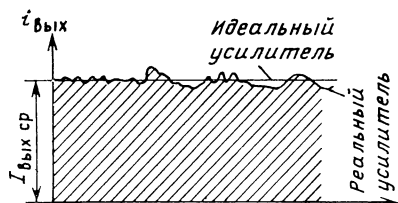


Рис 10.1. Временная зависимость выходного тока (напряжения) при закороченных входных зажимах усилителя

флуктуациями тока, которые обусловлены дискретной природой электричества. Таким образом, шумы усилительных элементов представляют собой малые беспорядочные колебания (флуктуации) выходного тока около своего среднего значения (рис. 10.1). Собственные шумы электронных ламп и транзисторов ограничивают предел возможного усиления малых сигналов.

Шумовые свойства транзисторов и ламп определяются следующими составляющими: так называемым *дробовым шумом*; шумом, обусловленным *перераспределением тока* между электродами усилительного элемента; шумом, вызванным *эффектом мерцания* эмиттирующих электродов (фликкер-эффект); *тепловым шумом*. Напряжение собственных шумов усилительного устройства измеряют при закороченных по переменному току входных зажимах, т. е. при $U_{вх} = 0$.

ШУМЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Основными составляющими собственных шумов транзисторов являются тепловые, дробовые и избыточные шумы.

Тепловые шумы определяются хаотическим тепловым движением носителей заряда в объеме полупроводника или проводника. В результате на концах проводника, обладающего определенным сопротивлением, действует случайная флуктуационная ЭДС, которая называется ЭДС теплового шума $E_{шт}$. Тепловые шумы имеют равномерный частотный спектр (белый шум) и оцениваются среднеквадратичной ЭДС шума:

$$E_{шт}^2 = 4kTR_{ш}\Pi_{ш}, \quad (10.1a)$$

где $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; $R_{ш}$ — эквивалентное «шумовое» сопротивление; $\Pi_{ш}$ — полоса частот, в которой рассчитывается ЭДС шума.

В транзисторах тепловые шумы в основном определяются объемным сопротивлением базы, так как объемное сопротивление эмиттера и коллектора мало за счет большой концентрации носителей в них.

Среднеквадратическая ЭДС теплового шума транзистора

$$E_{шт}^2 = 4kTr_6\Pi_{ш}, \quad (10.16)$$

где r_6 — объемное сопротивление базы.

Дробовые шумы определяются неравномерностью во времени плотности потока носителей заряда коллекторного, эмиттерного и базового токов. ЭДС дробовых шумов складывается из шумов, вносимых переходами эмиттер — база и коллектор — база:

$$E_{шэ}^2 = 2 q r_{э}^2 (I_{э} + I_{эб0}) П_{ш}, \quad (10.2)$$

где q — заряд электрона, $r_{э}$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода; $I_{э}$ — ток эмиттера; $I_{эб0}$ — обратный ток эмиттера.

На коллекторном переходе ЭДС дробовых шумов в основном зависит от обратного тока коллектора $I_{кб0}$

$$E_{шк}^2 = 2 q r_{к}^2 I_{кб0} П_{ш},$$

где $r_{к}$ — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода.

Шумовые свойства транзисторов характеризуются коэффициентом шума $K_{ш}$. Коэффициентом шума называется отношение полной мощности шумов в выходном нагрузочном сопротивлении к той его части, которая вызвана тепловыми шумами внутреннего сопротивления источника сигнала. Коэффициент шума показывает, во сколько раз ухудшается отношение сигнала к шуму при прохождении сигнала через транзистор:

$$K_{ш} = \frac{P_{вх}/P_{шт}}{P_{вых}/P_{шполн}}, \quad (10.3)$$

где $P_{вх}$ и $P_{вых}$ — входная и выходная мощности полезного сигнала; $P_{шт}$ — мощность тепловых шумов на входе, которая определяется термическими шумами сопротивления источника сигнала $R_{г}$; $P_{шполн}$ — полная мощность шума на выходе. При согласованной нагрузке по входу, когда $R_{г} = R_{вх}$, мощность тепловых шумов на входе $P_{шт} = E_{шт}^2 R_{г} / (R_{г} + R_{вх})^2$ или $P_{шт} = E_{шт}^2 / 4 R_{г}$. Так как $E_{шт}^2 = 4 k T R_{г} П_{ш}$, то $P_{шт} = k T П_{ш}$. Тогда

$$K_{ш} = \frac{P_{шполн}}{k T P_{вых}/P_{вх}} = \frac{P_{шполн}}{k T П_{ш} K_{р}}, \quad (10.4)$$

где $K_{р}$ — коэффициент усиления по мощности.

Коэффициент шума обычно выражают в децибелах

$$K_{ш[дБ]} = 10 \lg K_{ш}. \quad (10.5)$$

Расчет и измерения показывают, что коэффициент шума остается практически неизменным в трех типовых схемах (с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором). Он не зависит от сопротивления нагрузки, но зависит от частоты и сопротивления источника сигнала $R_{г}$. Наименьшее значение шума биполярных транзисторов получается при $R_{г} = 0,5 \dots 2,0$ кОм. Характерная зависимость коэффициента шума германиевых и кремниевых транзисторов от частоты приведена на рис. 10.2. На низких частотах наибольшую роль играют избыточные шумы, которые силь-

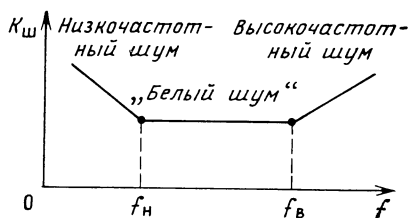


Рис. 10.2. Зависимость коэффициента шума от частоты

шума $K_{ш} [\text{дБ}] \leq 5 \dots 6$ дБ на частоте $f = 1$ кГц выделяют в малошумящую группу.

Для высокочастотных транзисторов коэффициент шума является одним из основных параметров; его значение приводится в справочниках для комнатной температуры (25°C) и определенного значения сопротивления генератора (для биполярных транзисторов обычно при $R_r = 600 \text{ Ом}$). Так, например, транзисторы типа КТ3102Д и КТ3102Е имеют коэффициент шума на частоте 1 кГц, равный 4 дБ, при сопротивлении источника сигнала $R_r = 2 \text{ кОм}$. Транзисторы КТ382А имеют коэффициент шума на частоте 400 МГц меньше или равный 3 дБ при $R_r = 750 \text{ Ом}$.

В области равномерного спектра шума шумы транзистора складываются из тепловых шумов сопротивления базы и дробовых шумов эмиттерного перехода. Рост уровня шумов транзистора на высоких частотах в основном определяется шумами токораспределения (падением коэффициента передачи по току $h_{21б}$, увеличением тока базы и связанными с этим рекомбинационными флуктуациями).

Шумы в полевых транзисторах включают в себя все три составляющие: тепловой, дробовой и избыточный. Тепловой шум вызывается колебаниями носителей в проводящей среде в условиях теплового равновесия и по своей природе аналогичен шуму омического сопротивления. Дробовой шум является следствием дискретности носителей заряда и хаотичности их образования. На низких частотах наиболее важной составляющей является избыточный шум, удельная мощность которого обратно пропорциональна частоте. Чаще всего избыточный шум связан с изменением электрических свойств материала, возникающего из-за определенных физико-механических явлений. Избыточный шум имеет существенное значение только на очень низких частотах. Как правило, эти шумы гораздо меньше, чем у биполярных транзисторов. Кроме того, у полевых транзисторов отсутствует составляющая шума, связанная с генерационно-рекомбинационными процессами, поэтому основной составляющей являются тепловые шумы в токопроводящем канале.

Коэффициент шума полевых транзисторов зависит от сопротивления источника сигнала R_r и частоты. Зависимости коэффициента шума от этих параметров для некоторых типов транзисторов приведены на рис. 10.3 и 10.4 Коэффициент шума полевых

нее всего проявляются в диапазоне звуковых и инфразвуковых частот. С увеличением температуры избыточные шумы возрастают. Для снижения уровня шумов целесообразно использовать транзистор в рабочем режиме с низким напряжением коллектора и небольшими токами. Низкочастотные транзисторы с коэффициентом

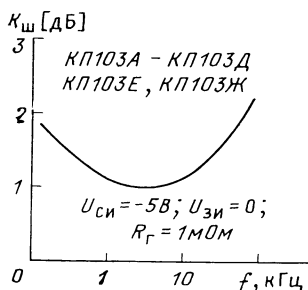


Рис. 10.3. Зависимость коэффициента шума от частоты низкочастотных полевых транзисторов

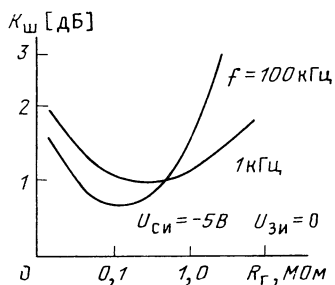


Рис 10.4. Зависимости коэффициента шума транзисторов от сопротивления генератора

транзисторов зависит от режима работы. С увеличением напряжения смещения на затворе он увеличивается, что обусловлено уменьшением крутизны полевого транзистора. Оптимальным режимом для полевых транзисторов является режим малых напряжений на затворе и стоке. Коэффициент шума имеет значительную зависимость от температуры, он резко возрастает с увеличением температуры выше 300 К (27° С).

ШУМЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Причинами флуктуации анодного тока электронных ламп являются следующие. Неравномерность во времени выходов электронов с поверхности катода (дробовой эффект). Неравномерность эмиссионной способности отдельных участков катода (эффект мерцания катода или фликкер-эффект). Неравномерность во времени выхода электронов вторичной эмиссии и непостоянство токораспределения между сетками. Появление положительных ионов. Собственное движение электронов в пространственном заряде.

Дробовой шум имеет равномерный спектр частот, в то время как эффект мерцания катода создает шум только в области инфранизких и низких частот.

Наличие пространственного заряда в лампе снижает действие дробового эффекта и эффекта мерцания. Собственный шум лампы возрастает с увеличением числа сеток, и поэтому многосеточные лампы обычно обладают большим шумом. Величину шума лампы можно оценивать эквивалентным напряжением шума, приложенного к управляющей сетке лампы. Для триодов величина шума, измеренного на управляющей сетке лампы, при полосе пропускания 1 кГц составляет около 0,1 ... 0,25 мкВ/кГц^{1/2}, для пентодов 0,65 ... 0,7 мкВ/кГц^{1/2}.

Практически удобно шум лампы оценивать эквивалентным тепловым шумом сопротивления $R_{шэ}$, как бы включенного между управляющей сеткой и катодом. Сопротивление зависит от параметров лампы и режима работы. Для триодов справедливо соот-

ношение $R_{шэ} = (2,5 \dots 3)/S$, т. е. напряжение шума обратно пропорционально крутизне лампы. Шум, создаваемый пентодом и тетродом, зависит как от крутизны лампы, так и от постоянных составляющих анодного тока и тока экранной сетки. Для триодов $R_{шэ} = 0,5 \dots 2$ кОм, для пентодов $5 \dots 10$ кОм.

Выводы. 1. Шумы транзисторов складываются из тепловых, дробовых и избыточных. Характеристикой шумовых свойств является коэффициент шума, который показывает, во сколько раз ухудшается соотношение сигнала и шума при прохождении сигнала через усилительный элемент.

2. Наибольшее значение шума имеют электронные лампы, наименьшее — полевые транзисторы. Наименьший коэффициент шума биполярных транзисторов получается при сопротивлении генератора $R_g = 0,5 \dots 2,0$ кОм. Коэффициент шума биполярных транзисторов составляет $3 \dots 20$ дБ, полевых $0,2 \dots 5$ дБ.

3. Шум транзисторов зависит от режима работы и температуры. Наименьшее значение шума биполярных транзисторов получается при малых напряжениях на коллекторе и малом коллекторном токе $I_K = 0,5 \dots 1$ мА. Наименьшее значение шума полевых транзисторов оказывается при работе с большой крутизной (малым смещением на затворе) и небольшом напряжении на стоке. Увеличение температуры приводит к увеличению шума.

10.2. НАДЕЖНОСТЬ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

Основным качественным показателем электронных устройств является надежность их работы, которая определяется надежностью отдельных деталей и узлов.

Под надежностью понимается свойство системы (изделия), связанное с ее безотказностью, долговечностью и ремонтпригодностью и обеспечивающее выполнение заданных функций.

Безотказность определяет свойство системы (изделия) непрерывно сохранять работоспособность в определенных режимах и условиях эксплуатации.

Долговечность — это свойство изделия или системы длительно сохранять работоспособность в определенных режимах и условиях эксплуатации. Долговечность количественно оценивается техническим ресурсом, представляющим собой сумму интервалов времени безотказной работы за период эксплуатации до разрушения или другого предельного состояния.

Ремонтпригодность — это свойство изделия или системы, характеризующее ее приспособленность к предупреждению, обнаружению и устранению отказов.

Отказом называется такая неисправность, без устранения которой невозможно дальнейшее выполнение аппаратурой всех или хотя бы одной из ее основных функций. Отказы могут быть полными и частичными (условными), внезапными и постепенными, зависимыми и независимыми. Физический смысл внезапного от-

каза сводится к тому, что в результате скачкообразного изменения какого-либо параметра элемент схемы теряет свойства, необходимые для обеспечения нормальной работы. К полным отказам можно отнести отказы, связанные с полной потерей работоспособности прибора вследствие обрывов или коротких замыканий внутренних или внешних выводов, пробоя PN -перехода и т. д.

Причинами внезапных отказов могут быть конструктивные недоработки, скрытые производственные дефекты, нарушение правил эксплуатации и внешние воздействия, не свойственные нормальной эксплуатации (удары, вибрации, перегрев, повышенное напряжение и т. д.). Такие отказы чаще всего возникают в начальный период эксплуатации.

Постепенные отказы связаны с изменением параметров приборов (изделия) во времени и проявляются в виде выходов параметров за пределы норм, установленных в технических условиях. Постепенные отказы обусловлены несовершенством технологии или ее нарушением в процессе изготовления приборов.

Основная часть отказов полупроводниковых приборов происходит за счет постепенного ухудшения параметров, в основном вызванного изменением состояния поверхности полупроводников. Попадание влаги или кислорода на поверхность кристалла приводит к образованию проводящих каналов на поверхности полупроводника, что может вызвать увеличение обратного тока перехода и уменьшение коэффициента передачи тока транзистора. Вследствие этого приборы, выполненные по планарной технологии, имеют более высокую стабильность параметров, так как у них поверхность полупроводников покрыта защитной окисной пленкой, нежели приборы, выполненные по сплавной технологии.

В электровакуумных приборах такие отказы могут возникать из-за ухудшения вакуума лампы и уменьшения эмиссии катода во времени. Постепенные отказы могут быть *частичными* или *условными*, где изменение параметров прибора в одних случаях могут вызвать отказ работы схемы, в других — только частичное изменение параметров. За критерий условных отказов принимают изменение основных параметров (для транзисторов это обычно изменение коэффициента передачи и обратного тока коллектора) в определенное число раз сверх норм, предусмотренных техническими условиями. Правильно рассчитанная схема допускает значительные изменения параметров прибора, поэтому условно отказавшие приборы могут не вызвать отказа ее работы.

Для количественной оценки надежности используют понятие интенсивность (опасность) отказов, под которой понимают отношение числа отказов приборов в единицу времени к числу исправно работающих приборов. Интенсивность отказов

$$\lambda = n / [(N - n) t], \quad (10.6)$$

где n — число отказавших приборов за время t в часах; N — общее число работающих приборов. Так как обычно $n \ll N$, то

$$\lambda \approx n / Nt. \quad (10.7)$$

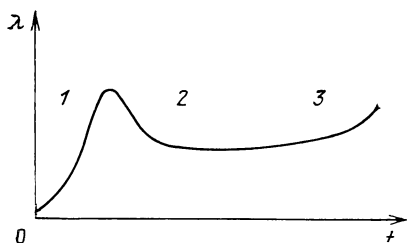


Рис. 10.5. Типовая кривая интенсивности отказов

Для оценки надежности электронных приборов (устройств) пользуются понятием: вероятность безотказной работы p за определенный интервал времени эксплуатации

$$p = \exp(-\lambda t) \text{ при } \lambda = \text{const.} \quad (10.8)$$

Типовая кривая интенсивности отказов приведена на рис.

10.5. Эту кривую можно разделить на три участка. Участок 1 характеризуется повышенной интенсивностью внезапных отказов, которые являются следствием низкого качества изготовления, выявившегося с началом эксплуатации изделия. Участок 2 соответствует нормальному сроку эксплуатации. Интенсивность отказов здесь уменьшается, так как период приработки закончился, а износ приборов еще не наступил. Участок 3 характеризуется новым нарастанием интенсивности отказов, являющихся результатом старения или износа элементов (например, потерей эмиссии катода электровакуумного прибора). Для большинства типов полупроводниковых приборов не удалось установить наличие области износа, что объясняется их большим сроком службы.

С целью исключения ранних отказов приборы повышенной надежности подвергают специальной тренировке и различным видам дополнительных испытаний. Интенсивность отказов электровакуумных приборов составляет порядка $(10^{-3} \dots 10^{-6})$ 1/ч, полупроводниковых приборов $(10^{-5} \dots 10^{-9})$ 1/ч.

Таким образом, одним из основных показателей электронных устройств является надежность их работы — свойство изделия, обусловленное его работоспособностью, долговечностью и ремонтоспособностью.

Для количественной оценки надежности используют понятие интенсивность отказов λ , под которой понимают отношение числа отказов приборов в единицу времени к числу непрерывно работающих приборов.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 1 Что называется шумом усилительных элементов, при каких условиях его измеряют?
- 2 За счет чего возникают шумы электронных приборов?
- 3 Какие шумы оказывают наибольшее влияние в области низких частот и в области высоких частот?
- 4 Что называется коэффициентом шума транзистора, в каких единицах его выражают?
- 5 Изменяется ли шум от изменения схемы включения транзистора?
- 6 Почему коэффициент шума полевых транзисторов, как правило, меньше, чем у биполярных?
- 7 Как зависит коэффициент шума от режима работы и температуры транзистора?

8. Что называют надежностью электронных приборов?
9. Что называют отказом электронных приборов?
10. Что такое «интенсивность отказов», как обычно изменяется интенсивность отказов с течением времени?

Глава 11. УСИЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

11.1. АНАЛИЗ ПРОЦЕССА УСИЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

ПОНЯТИЕ ОБ УСИЛЕНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Одной из наиболее важных функций некоторых электронных приборов является усиление электрических сигналов. Усилить электрический сигнал — это значит увеличить его мощность.

Рассмотрим некоторые практические случаи, где требуется усиление электрических сигналов.

В сеть радиофикации крупного города включают тысячи громкоговорителей. Передача программы ведется с помощью микрофона, преобразующего звуковые сигналы в электрические сигналы. Мощность на выходе микрофона составляет микроватты. Эти очень слабые электрические сигналы подаются на специальные усилители, которые усиливают их до мощности, требуемой для питания всех громкоговорителей. Эта мощность составляет единицы и десятки киловатт.

При передаче телефонного разговора по междугородной кабельной линии связи имеет место аналогичное явление. На передающем конце происходит преобразование речи в электрические сигналы, а на приемном конце — обратный процесс. В процессе передачи электрических колебаний по кабелю возникает затухание, т. е. теряется мощность. Для нормальной телефонной междугородной связи эти электрические сигналы многократно усиливаются.

В телевизионных передающих трубках изображение преобразуется в электрические сигналы. Чтобы получить соответствующее изображение на экране кинескопа, требуется многократное усиление этих сигналов. Следовательно, усиление электрических сигналов является одной из наиболее важных функций аппаратуры связи, вещания, телевидения.

Усилитель электрических сигналов представляет собой активный четырехполюсник. К входным точкам усилителя подключается источник усиливаемых сигналов с ЭДС E_g , к выходным точкам — потребитель усиленного сигнала, который будем называть

нагрузкой усилительного элемента — R_n . В качестве усилительных элементов (УЭ) используют биполярные и полевые транзисторы, и только для получения очень больших мощностей в нагрузке используются электронные лампы. В цепь УЭ включается источник питания, который обеспечивает подачу постоянного напряжения на электроды УЭ (рис. 11.1).

ПРИНЦИПЫ УСИЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Напомним, что условием максимального выделения мощности в нагрузке является согласование сопротивления R_n с выходным сопротивлением источника, в данном случае с выходным сопротивлением УЭ. Если выходное сопротивление УЭ велико, то и R_n должно быть большим сопротивлением. Пусть УЭ — биполярный транзистор, работающий в активном режиме в схеме с ОЭ (рис. 11.2). На вход транзистора, т. е. на его эмиттерный переход, включенный в прямом направлении, подадим электрический сигнал $u_{вх}$. При этом небольшие изменения входного напряжения $\Delta U_{вх}$ вызовут значительные изменения входного тока ΔI_B . Ток коллектора на выходе получит, благодаря этому, приращение $\Delta I_K = \Delta I_B h_{21}$. Этот ток вызовет на сопротивлении нагрузки приращение напряжения

$$\Delta U_{вых} = \Delta I_K R_n = \Delta I_B h_{21} R_n.$$

Напряжение $\Delta U_{вых}$ больше, чем напряжение $\Delta U_{вх} = \Delta I_B R_{вх}$, так как сопротивление $R_n > R_{вх}$, а ток $\Delta I_K > \Delta I_B$.

Таким образом, схема обеспечивает усиление по току и по напряжению. Мощность на входе $P_{вх} = \Delta I_B^2 R_{вх}$, а мощность на выходе $P_{вых} = \Delta I_K^2 R_n$, так как ток $\Delta I_K > \Delta I_B$, а $R_n > R_{вх}$, то схема обеспечивает усиление по мощности.

Аналогично можно объяснить принцип усиления с помощью полевого транзистора и электронной лампы. При этом в полевых транзисторах и лампах, работающих обычно без входных токов, управление происходит эффективнее, благодаря тому, что у них громадно $R_{вх}$, и изменение тока на выходе при подаче входного сигнала происходит практически в отсутствие тока на входе.

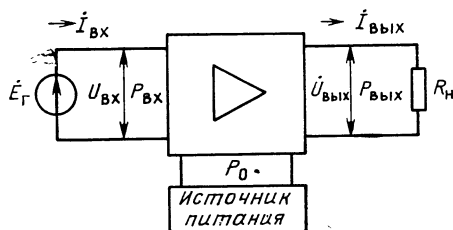


Рис. 11.1. Структурная схема усилителя

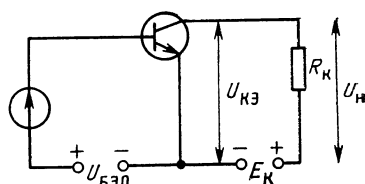


Рис. 11.2. Схема усилителя на биполярном транзисторе с ОЭ ($u_{вх} = U_{вх} m \sin \omega t$)

На данном примере убедились, что усилительные элементы действительно обладают способностью усиливать электрические сигналы. Однако это еще не полное объяснение. Допустим, что на вход подан сигнал мощностью 1 Вт и усилен до 20 Вт. Можно ли считать, что затраченная мощность 1 Вт, а полезная мощность 20 Вт и КПД измеряются в тысячах процентов? Это — явный абсурд. Дело в том, что малая мощность электрического сигнала на входе $P_{\text{вх}}$ только управляет изменением тока и мощности на выходе $P_{\text{вых}}$, а затраченная мощность P_0 создается источником питания постоянного тока, который обязательно включен в данную схему. Чтобы получить на выходе требуемую полезную мощность $P_{\text{вых}}$, источник питания должен затратить большую мощность P_0 , и КПД усилителя, безусловно, будет меньше 100%.

Процесс усиления электрических сигналов по мощности является процессом преобразования мощности источника постоянного тока в мощность переменного тока, который меняется по закону изменения поданного на вход напряжения или тока усиливаемого электрического сигнала. При этом чем меньше требуется затратить мощность для управления изменением тока УЭ, тем больше усиление по мощности дает усилитель.

Существуют приборы, которые могут дать на выходе усиление либо по напряжению (например, повышающий трансформатор), либо по току (понижающий трансформатор). Но в этих приборах не происходит усиления по мощности. Вследствие потерь в трансформаторе мощность на его выходе обязательно меньше, чем на входе.

Характерная особенность электронных приборов, используемых для усиления, заключается в том, что они всегда обеспечивают усиление входного сигнала по мощности.

Простейший анализ процесса усиления позволяет определить ряд требований, предъявляемых к усилительным устройствам:

1. Форма усиленного сигнала в цепи нагрузки должна совпадать с формой поданного на вход электрического сигнала. Такое совпадение необходимо в большинстве усилителей. Искажение формы сигнала на выходе усилителя, усиливающего сигналы от микрофона, приведет к тому, что в громкоговорителе, стоящем на выходе усилителя, появится искажение звука, то же будет при искажении усиленных сигналов в усилителях дальней телефонной связи, в магнитофонах и т. д.

2. Коэффициент полезного действия должен быть большим. Это необходимо для того, чтобы преобразование энергии источника постоянного тока в энергию переменного тока, повторяющей форму переменного сигнала на входе УЭ, происходило при наименьших допустимых затратах энергии источника постоянного тока.

ТОЧКА ПОКОЯ. НАПРЯЖЕНИЕ СМЕЩЕНИЯ

Условием совпадения формы переменной составляющей тока с формой поданного на вход УЭ управляющего напряжения является линейная зависимость между ними, графически выраженная прямой. Статические характеристики биполярных и полевых транзисторов, как и электронных ламп, криволинейны. Поэтому возможны искажения поданного сигнала, т. е. появление в составе тока $I_{вх}$ гармоник и комбинационных частот. Отсутствия искажения сигнала можно добиться используя участок характеристики, наиболее близкий к прямой. На рис. 11.3,а — это участок АВ на входной характеристике биполярного транзистора в схеме с ОЭ. Подадим на вход транзистора переменное напряжение сигнала $u_{вх} = U_{вх\ m} \sin \omega t$. При этом входной ток транзистора будет меняться пропорционально изменению напряжения входного сигнала. Для того чтобы при обеих полуволнах переменного напряжения $u_{вх}$ полуволны переменной составляющей тока i_B не выходили за пределы этого прямолинейного участка АВ, на вход транзистора необходимо подать прямое постоянное напряжение $U_{БЭ0}$. Точка на статической характеристике, однозначно определяемая постоянным напряжением на входе и выходе, называется *точкой покоя*. В данном случае — *точка М*.

Постоянное напряжение, которое подается на вход усилительного элемента для выбора точки покоя, называется *напряжением смещения*. У биполярного транзистора точка покоя может быть задана и постоянным током на входе — *током смещения*.

При положительной полуволне переменного напряжения сигнала $u_{вх}$ общее мгновенное напряжение на входе транзистора $u_{БЭ} = U_{БЭ0} + U_{вх\ m} \sin \omega t$ увеличивается и соответственно увеличивается ток I_B . При отрицательной полуволне напряжения $u_{вх}$, которое является обратным для эмиттерного перехода *NPN*-транзистора, общее напряжение на входе транзистора $u_{БЭ} = U_{БЭ0} - U_{вх\ m} \sin \omega t$ уменьшается и соответственно уменьшается входной ток I_B . Результирующий ток на входе (рис. 11.3,б) является пульсирующим током. Он содержит постоянную составляющую $I_{Б0}$ и переменную составляющую i_B , которые меняются по закону изменения входного напряжения сигнала $i_B = I_{Б\ m} \sin \omega t$. Каждое изменение входного тока I_B вызывает соответствующее изменение выходного тока в коллекторной цепи I_K , так как $I_K = h_{21э} I_B$. Режим работы УЭ при подаче на его электроды постоянных напряжений и в отсутствие на его входе напряжения электрического сигнала, который требуется усилить, называется *режимом покоя*. В режиме покоя в цепи источник питания — коллектор течет постоянный ток I_{K0} . При подаче переменного напряжения сигнала на вход транзистора в этой же цепи появляется переменная составляющая коллекторного тока $i_K = I_{K\ m} \sin \omega t$.

Таким образом, энергия постоянного тока источника питания преобразуется в энергию переменного тока, который меняется по закону поданного на вход переменного напряжения.

Итак, чтобы обеспечить минимум искажений, т. е. для совпадения формы выходного тока с формой поданного на вход сигнала, точку покоя выбирают на линейном участке характеристики управления.

Рассмотрим аналогичные графики для полевого транзистора и электронной лампы (рис. 11.4, 11.5).

Точку покоя M выбираем на середине линейного участка AB путем подачи соответствующего напряжения смещения — напряжения $U_{и0}$ на полевом транзисторе и U_{c0} на электронной лампе. В режиме покоя вся энергия источников питания тратится бесполезно и идет на разогрев PN -переходов, стока, анода. Только переменная составляющая тока, которая появляется при подаче на вход УЭ усищаемого сигнала, является полезной, так как она создает на нагрузке усиленное напряжение и мощность. Естественно, что чем больше потери мощности за счет постоянной составляющей тока, тем ниже КПД схемы. Однако, выбрав точку покоя на характеристике ниже, чем показано на рис. 11.3—11.5, и подав на вход сигнал с такой же амплитудой, мы выйдем за пределы прямолинейного участка AB , что приведет к искажению формы тока по сравнению с формой поданного сигнала. Чем ниже расположена точка покоя, т. е. чем меньше постоянная составляющая тока I_0 , тем выше КПД усилителя.

Выводы. 1. Усилитель электрических сигналов — это устройство, позволяющее получить в нагрузке мощность, которая больше мощности поданного на вход сигнала. 2. В процессе усиления электрических сигналов энергия источника питания P_0 преобразуется в

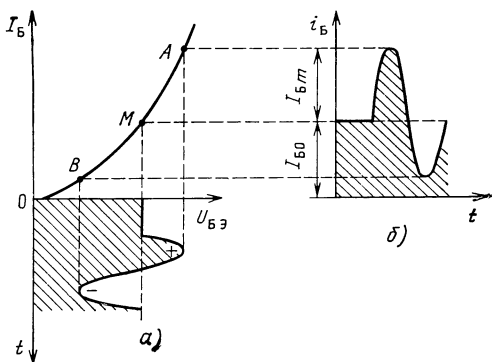


Рис. 11.3. Кривые изменения тока базы при подаче на вход переменного напряжения $U_{БЭ}$

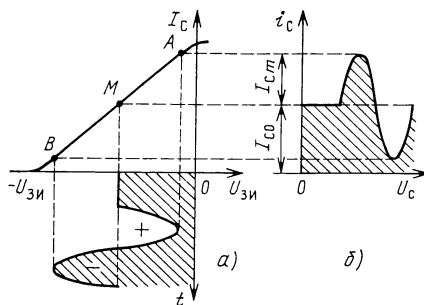


Рис. 11.4. Кривые токов усилителя на полевом транзисторе

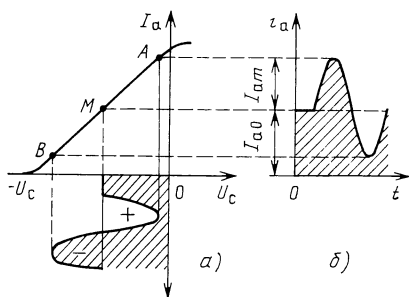


Рис. 11.5. Кривые токов усилителя на электронной лампе

энергию переменного тока полезного сигнала на выходе $P_{\text{вых}}$, который меняется по закону поданного на вход электрического сигнала. 3. Получение высокого КПД и совпадение формы усиленного сигнала на выходе с формой поданного сигнала на входе зависит от выбора точки покоя.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1 Какие Вы знаете еще примеры, где необходимо усиливать электрические сигналы, кроме перечисленных в учебнике?

2. Какова роль источника питания усилительного элемента в процессе усиления сигналов?

3 Каково назначение напряжения смещения в процессе усиления электрических сигналов?

4 Какое напряжение смещения (по знаку) надо подать на базу биполярного NPN -транзистора, на затвор полевого транзистора с N -каналом и управляющим PN -переходом, на управляющую сетку электронной лампы — для выбора точки покоя на линейном участке характеристики?

5 Как зависит ток покоя от положения точки покоя на характеристике данного прибора и как это отразится на КПД?

11.2. РАБОТА УЭ С НАГРУЗКОЙ. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

УРАВНЕНИЕ НАГРУЗОЧНОГО РЕЖИМА

Включение сопротивления нагрузки в цепь УЭ существенно влияет на его токи и напряжения. Рассмотрим схему на биполярном транзисторе с ОЭ (рис. 11.2). В цепь источника питания с ЭДС E_K последовательно включены сопротивление нагрузки R_K и транзистор. На основании закона Кирхгофа

$$E_K = U_{KЭ} + U_H, \quad (11.1)$$

где $U_{KЭ}$ и U_H — соответственно напряжения на транзисторе и нагрузке в действующих значениях. Так как ЭДС источника питания E_K является постоянной, то с изменением тока I_K , протекающего по сопротивлению R_K , падение напряжения на нем U_H изменится, а значит, напряжение $U_{KЭ}$ также изменится. Эту зависимость в соответствии с уравнением (11.1) можно выразить следующим образом:

$$U_{KЭ} = E_K - I_K R_K. \quad (11.2)$$

В общем виде для всех видов УЭ уравнение (11.2) можно записать

$$U_{УЭ} = E - I_{\text{вых}} Z_H. \quad (11.3)$$

Таким образом, при работе УЭ с нагрузкой в выходной цепи напряжение $U_{УЭ}$ является функцией выходного тока, который, в свою очередь, меняется при изменении входного напряжения. Например, увеличение прямого напряжения на входе биполярного транзистора приведет к возрастанию коллекторного тока I_K , что вызовет увеличение падения напряжения на нагрузке, а напряже-

ние $U_{кз}$ соответственно уменьшится. Следовательно, при наличии нагрузки выходной ток I_K , являясь функцией выходного напряжения, в свою очередь, приводит к изменению этого напряжения.

НАГРУЗОЧНЫЕ ЛИНИИ УСИЛИТЕЛЯ И ИХ ПОСТРОЕНИЕ

Зависимости между мгновенными значениями напряжений и токов в цепях УЭ при наличии в этих цепях внешних сопротивлений называются *динамическими характеристиками*. Выходная динамическая характеристика представляет собой зависимость выходного тока УЭ от его выходного напряжения при наличии сопротивления нагрузки в выходной цепи. Динамическая характеристика, построенная на статических выходных характеристиках УЭ в соответствии с (11.3), называется *нагрузочной линией* УЭ. Различают нагрузочные линии для постоянного и переменного токов.

Построим нагрузочную линию постоянного тока для биполярного транзистора, собранного по схеме с ОЭ. Уравнение нагрузочного режима для этого случая имеет вид уравнения (11.2). Представим уравнение (11.2) как зависимость $I_K = f(U_{кз})$

$$I_K R_K = E_K - U_{кз}, I_K = (E_K - U_{кз}) / R_K. \quad (11.4)$$

Уравнение (11.4) является уравнением прямой линии, которую можно построить по двум точкам A и B , отложенным на осях координат (рис. 11.6). Точку A на оси абсцисс получим, приравняв I_K к нулю. При этом напряжение $U_{кз} = E_K$. Точку B на оси ординат получим при $U_{кз} = 0$. В этой точке $I = E_K / R_K$. Проведенная через эти точки прямая является нагрузочной линией по постоянному току для биполярного транзистора в схеме с ОЭ. Нагрузочная прямая позволяет определить для каждого значения тока I_K соответствующее ему значение $U_{кз}$ при данном сопротивлении нагрузки R_K и ЭДС источника питания E_K .

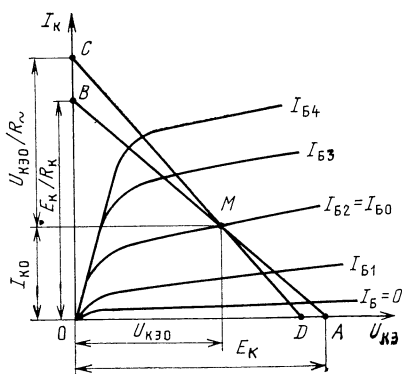


Рис. 11.6. Нагрузочные прямые постоянного и переменного тока

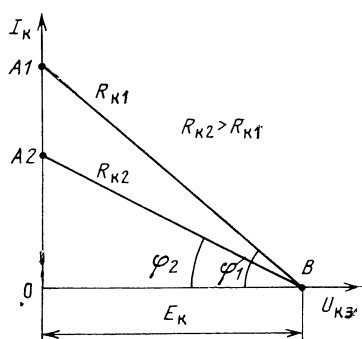


Рис. 11.7. Нагрузочные прямые постоянного тока при различных R_K

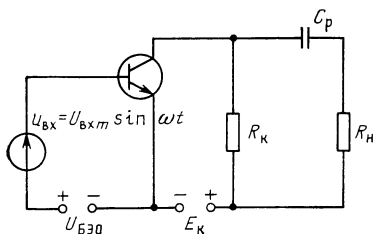


Рис. 11.8. Схема усилителя с нагрузкой по переменному току

Аналогично строят нагрузочные прямые для полевого транзистора и электронной лампы. Угол наклона нагрузочной прямой к оси абсцисс φ определяется соотношением нагрузки $\operatorname{ctg} \varphi = R_n$. Очевидно, что при неизменной ЭДС нагрузочная прямая пройдет тем ниже, чем больше R_n (рис. 11.7). Точка пересечения нагрузочной прямой со статической выходной характеристикой, постро-

енной при постоянном U_{bx} , равном напряжению смещения для полевых транзисторов и электронных ламп, а для биполярных транзисторов при входном токе, равном току смещения, является точкой покоя в семействе выходных характеристик усилительного элемента. В точке покоя определяются соответственно ток покоя и напряжение покоя. Если в схеме усилителя цепи переменного и постоянного токов на выходе разделяются, то нагрузка усилительного элемента по постоянному и переменному токам будет различной. При построении нагрузочных характеристик для переменного тока надо учитывать наличие реактивных элементов — емкостей и индуктивностей в схеме, т. е. то, что в общем случае сопротивление нагрузки комплексное. Однако сопротивления нагрузки подбирают обычно так, чтобы можно было пренебречь влиянием реактивных сопротивлений на общее эквивалентное сопротивление. В этом случае нагрузку по переменному току допустимо считать активной. Например, на рис. 11.8 конденсатор C_p разделяют пути постоянной и переменной составляющих выходного тока, так как для постоянной составляющей сопротивление X_c близко к бесконечности. В данной схеме нагрузкой для постоянного тока является R_k , а для переменного тока — результирующее сопротивление при параллельном соединении R_k и R_n . $R_{\Sigma} = R_k R_n / (R_k + R_n)$. Очевидно, что сопротивление R_{Σ} меньше, чем R_k , и поэтому уравнения нагрузочного режима и линии нагрузочного режима для постоянного и переменного токов будут отличаться между собой. При активном характере сопротивления нагрузки линия нагрузочного режима для переменного тока также будет прямой. Эта прямая обязательно пройдет через точку покоя M (рис. 11.6), так как в отсутствие сигнала в режиме покоя выходной ток $I_K = I_{K0}$.

При подаче на вход транзистора вместе с постоянным напряжением смещения переменного напряжения сигнала $u_{bx} = U_{bxm} \sin \omega t$, ток в выходной цепи будет меняться в такт с изменением входного сигнала. При этом выходной ток $i_{вых}$ будет представлять собой сумму двух токов — постоянного I_{K0} и переменного $i_K = I_{Km} \sin \omega t$

$$i_{вых} = I_{K0} + I_K \sin \omega t.$$

Выходное напряжение также будет меняться в зависимости от мгновенного значения переменной составляющей выходного тока, и уравнение нагрузочного режима можно представить следующим образом:

$$u_{кэ} = E_K - (I_{K0} R_K + i_K R_K) = (E - I_{K0} R_K) - i_K R_K = U_{кэ0} - i_K R_K. \quad (11.5)$$

Точка M является общей для обеих нагрузочных прямых. Вторую точку C найдем на оси токов, взяв $u_{кэ} = 0$. В этой точке $U_{кэ0} = i_K R_K$ и, следовательно, мгновенное значение переменной составляющей $i_K = U_{кэ0} / R_K$. Результирующий ток в точке C равен сумме двух токов

$$I = I_{K0} + U_{кэ0} / R_K. \quad (11.6)$$

Нагрузочная прямая переменного тока CD проходит под большим углом к оси напряжений, чем нагрузочная прямая постоянного тока AB . Если сопротивление $R_K \gg R_K$, то сопротивление по переменному току $R_K \approx R_K$ и обе нагрузочные прямые практически совпадают. Кроме выходных имеются также и входные динамические характеристики. Так как полевые транзисторы и электронные лампы в основном работают без входных токов, то для них входные динамические характеристики специально не строят.

У биполярных транзисторов в большинстве случаев сопротивление нагрузки переменному току R_K намного меньше выходного сопротивления $R_{вых}$. В этом случае наличие нагрузки в выходной цепи, работающей практически в режиме короткого замыкания, не влияет на входное сопротивление транзистора, поэтому и в случае биполярного транзистора динамическая входная характеристика практически совпадает со статической.

На основе нагрузочной линии по переменному току произведем графический анализ работы биполярного транзистора в нагрузочном режиме (рис. 11.9).

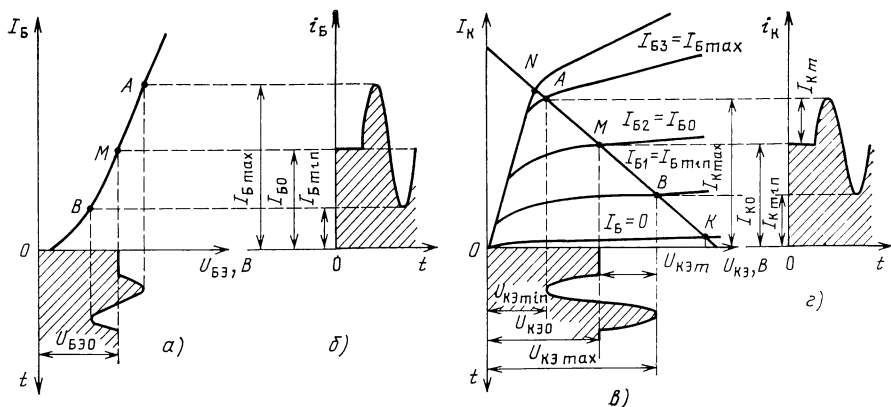


Рис. 11.9. Зависимости, поясняющие работу транзистора в нагрузочном режиме

На вход схемы в точки база — эмиттер поданы напряжение смещения $U_{БЭ0}$ для выбора точки покоя M при данном напряжении $U_{КЭ0}$ и входное напряжение $u_{вх} = U_{вхm} \sin \omega t$. Под действием этого напряжения соответственно изменяются токи I_B и I_K . Точку покоя переносим на входные характеристики транзистора и, зная $I_{B \max}$ и $I_{B \min}$, определяем на нагрузочной прямой для переменного тока соответствующие им точки $I_{K \max}$ и $I_{K \min}$. Проекция этих точек на ось $U_{КЭ}$ позволяют соответственно определить напряжения $U_{КЭ \min}$ и $U_{КЭ \max}$. Обратите внимание на то, что току $I_{K \max}$ соответствует напряжение $U_{КЭ \min}$, и току $I_{K \min} — U_{КЭ \max}$.

Таким образом, при подаче на вход переменного напряжения сигнала меняется соответственно и ток I_K , и напряжение $U_{КЭ}$. С помощью выходной нагрузочной линии (рис. 11.9) можно определить выходную мощность усиленного сигнала $P_{вых} = I_{K m} U_{КЭ m} / 2$, мощность, потребляемую от источника в режиме покоя:

$$P_0 = I_{K0} E_K, \text{ а также КПД } \eta = P_{вых} / P_0.$$

Обратите внимание на то, что с ростом амплитуды входного сигнала увеличивается амплитуда тока I_K , а амплитуда напряжения $U_{КЭ}$ соответственно уменьшается, и в точке N транзистор входит в режим насыщения. Напомним, что в режиме насыщения оба перехода открыты, а это означает, что прямое входное напряжение на эмиттерном переходе по абсолютной величине превышает обратное напряжение $U_{КЭ}$ и коллекторный переход тоже открылся. При подаче на вход биполярного транзистора, работающего в активном режиме, обратного напряжения, которое по абсолютной величине больше прямого напряжения смещения, эмиттерный переход закроется, и транзистор попадает в режим отсечки.

Таким образом, работа усилителя на биполярном транзисторе ограничена в двух точках — в точках N транзистор входит в режим насыщения, а в точке K — в режим отсечки.

СКВОЗНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА УСИЛИТЕЛЯ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

При наличии входного тока у биполярного транзистора на внутреннем сопротивлении источника сигнала создается падение напряжения и не вся ЭДС источника попадает на вход транзистора. Для схемы с ОЭ $U_{БЭ} = E_r - I_B R_r$.

Для определения зависимости выходного тока I_K от изменения ЭДС источника сигнала E_r при наличии нагрузки на выходе строят сквозную динамическую характеристику, для чего используют нагрузочную прямую переменного тока и входную характеристику транзистора (рис. 11.10 и 11.11). Для точек пересечения нагрузочной прямой переменного тока со статическими характеристиками транзистора находят соответствующие значения тока I_K и

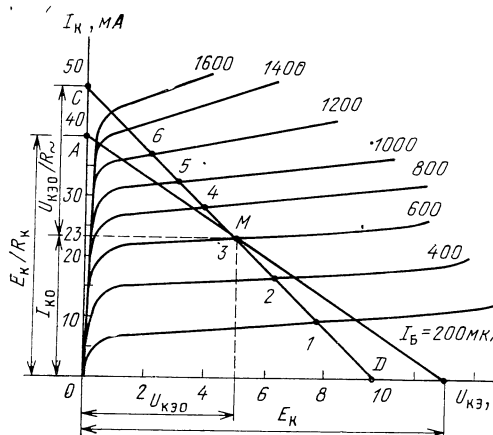


Рис 11.10. К примеру построения нагрузочных прямых постоянного и переменного тока

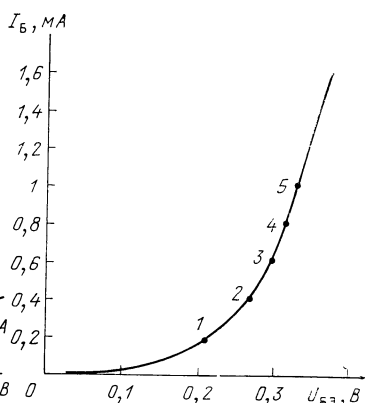


Рис 11.11. Входная характеристика биполярного транзистора

тока I_B . Для каждой из найденных точек по входной характеристике определяют соответствующее ей значение $U_{БЭ}$. По найденным $U_{БЭ}$ и I_B вычисляют ЭДС источника сигнала $E_r = U_{БЭ} + I_B R_r$.

Вычислив для каждого значения I_K нагрузочной прямой соответствующее ему значение E_r , строят сквозную динамическую характеристику.

Рассмотрим пример построения нагрузочных прямых постоянного и переменного тока, а также расчета и построения сквозной характеристики.

Исходные данные: ЭДС источника питания $E_K = 12$ В, сопротивление нагрузки по постоянному току $R_K = 300$ Ом, сопротивление нагрузки по переменному току $R_{\sim} = 200$ Ом, сопротивление источника сигнала $R_r = 800$ Ом. Нагрузочная прямая по постоянному току: точка B $U_{KЭ} = E = 12$ В, точка A $I_K = E/R_K = 12/300 = 40$ мА. Выбираем точку покоя M : $I_K = 23$ мА, $U_{KЭ0} = 5$ В. Нагрузочная прямая переменного тока проходит через точку покоя M и точку на оси токов C , где $I_K = I_{K0} + U_{KЭ0}/R_{\sim} = 23 + 5/200 = 48$ мА.

Для построения сквозной характеристики переменного тока $I_K = f(E_r)$ отмечаем точки пересечения нагрузочной прямой переменного тока со статическими выходными характеристиками транзистора, обозначив их цифрами 1, 2, 3, 4, 5. Цифрой 3 обозначена и точка покоя. Найдем для каждой из точек на выходной характеристике соответствующий ей ток базы. Перенесем найденные значения тока базы I_B соответственно на входную характеристику $I_B = f(U_{БЭ})$ при $U_{KЭ} = 5$ В. Определим для каждого значения I_B соответствующее ему значение входного напряжения $U_{БЭ}$. Для каждой точки 1, 2, 3, 4, 5, рассчитаем напряжение источника сигнала $E_r = U_{БЭ} + I_B R_r$. Все полученные данные сводим в таблицу.

Т а б л и ц а

Точки	1	2	3	4	5
I_K	10	17	23	28,5	33
I_B	0,2	0,4	0,6	0,8	1
$U_{БЭ}$	0,21	0,27	0,3	0,31	0,335
E_r	0,37	0,59	0,78	0,98	1,135

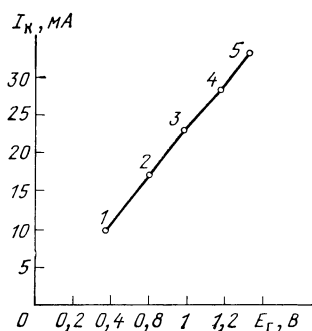


Рис. 11.12. Сквозная характеристика усилителя

На рис. 11.12 по этим данным построена сквозная характеристика каскада.

Сквозную характеристику строят для расчета искажений, связанных с нелинейностью статической характеристики УЭ.

Выводы. 1. При работе усилительного элемента в нагрузочном режиме с изменением входного напряжения меняется не только выходной ток, но и выходное напряжение. 2. Выходная нагрузочная характеристика усилительного элемента при активном характере сопротивления нагрузки является прямой линией и поэтому может быть построена по двум точкам. 3. Угол наклона нагрузочной прямой тем меньше, чем больше сопротивление нагрузки. 4. Нагрузочные прямые постоянного и переменного токов пересекаются в точке покоя.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как будет меняться выходное напряжение усилительного элемента при изменении выходного тока в нагрузочном режиме?

2. В каком случае при наличии нагрузки в выходной цепи напряжение $U_{КЭ} = E_K$?

3. Объясните, при каких условиях биполярный транзистор в нагрузочном режиме может попасть в режим насыщения, если в точке покоя транзистор работает в активном режиме?

4. Почему нагрузочные характеристики постоянного и переменного токов пересекаются в точке покоя?

5. Каким должно быть соотношение между током покоя I_{K0} и амплитудой переменного тока I_{Km} , чтобы получить наименьшие искажения формы тока?

11.3. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Для того чтобы обеспечить необходимый режим работы усилителя и получить заданное усиление, на входе УЭ включают цепи, обеспечивающие подачу напряжений смещения и входного сигнала.

ла, а на выходе — нагрузку и цепи, обеспечивающие подачу постоянного напряжения питания на выходные электроды.

Совокупность усилительного элемента с нагрузкой и со всеми дополнительными элементами, обеспечивающими заданный режим работы, называют *каскадом усиления*. Общее усиление, которое требуется получить от усилителя, во многих случаях гораздо больше того, которое может обеспечить один каскад. Отсюда вытекает необходимость включения нескольких каскадов для получения нужного усиления.

Таким образом, усилительное устройство состоит из определенного числа каскадов. При этом выходной усиленный сигнал предыдущего каскада становится входным сигналом последующего каскада и получает дополнительное усиление.

Общее число каскадов усилителя определяется требуемым коэффициентом усиления и тем, какое усиление может дать каждый каскад. Источник сигнала (например, микрофон, детектор приемника или воспроизводящая головка магнитофона, передающая телевизионная трубка, приемная антенна, кабельная линия и т. д.) подключается ко входу первого каскада. Потребитель усиленного сигнала, т. е. нагрузка (ею может быть громкоговоритель, кабельная линия, кинескоп, измерительный прибор и т. д.) подключается к выходу последнего каскада, который называют *выходным* или *оконечным каскадом* (рис. 11.13). Все каскады до выходного называют *каскадами предварительного усиления*.

Задача оконечного (выходного) каскада — отдать в нагрузку заданную мощность или напряжение. Задача предварительных каскадов — усилить входной сигнал источника до уровня, который необходимо подать на вход оконечного каскада, чтобы получить на его выходе заданную мощность или напряжение. Каждый каскад характеризуется своими входными и выходными сопротивлениями. Входное сопротивление следующего каскада включено параллельно выходному сопротивлению предыдущего каскада. В том случае, если следующий каскад усиления собран на полевом транзисторе или на электронной лампе, работающими без входных токов и имеющими очень большое входное сопротивление, можно считать, что это входное сопротивление не шунтирует выход предыдущего каскада и практически не уменьшает его сопротивление нагрузке, т. е. не влияет на работу данного каскада.

В усилителях на биполярных транзисторах в схеме с ОЭ и особенно с ОБ входное сопротивление мало, оно шунтирует сопроти-

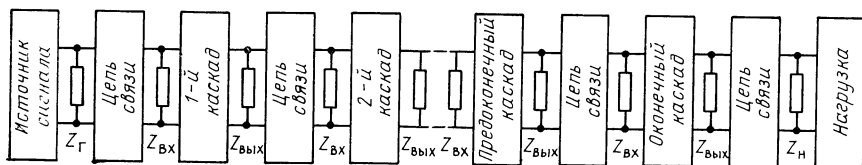


Рис. 11.13 Структурная схема многокаскадного усилителя

вление нагрузки предыдущего каскада. При параллельном соединении двух сопротивлений общее сопротивление меньше наименьшего из них, т. е. входное сопротивление следующего каскада фактически становится сопротивлением нагрузки предыдущего каскада.

Таким образом, в многокаскадных усилителях одним из важных вопросов является согласование входного сопротивления первого каскада с внутренним сопротивлением источника сигнала, входного сопротивления последующего каскада с выходным сопротивлением предыдущего, а также выходного сопротивления оконечного (выходного) каскада с сопротивлением потребителя усиленного сигнала. Для передачи усиленного сигнала с одного каскада на другой применяют схемы межкаскадных связей, которые будут рассмотрены ниже. Кроме этого, во многих усилителях предусматривают различные виды регулировок, с помощью которых меняется уровень выходной мощности, различные качественные показатели усилителей.

КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилители электрических сигналов являются одним из наиболее распространенных устройств в электронной аппаратуре, применяемой в различных областях науки и техники. Особенно широкое применение усилители находят в аппаратуре связи, радиовещания, телевидения, в системах автоматики, радиоастрономии, радиолокации, киноаппаратуре, бытовой радиоаппаратуре и т. д.

Для классификации усилителей по различным типам используют их следующие отличительные признаки: характер усиливаемого сигнала, полоса и абсолютные значения усиливаемых частот, назначение усилителя, вид используемых усилительных элементов.

УСИЛИТЕЛИ НЕПРЕРЫВНЫХ И ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

По характеру усиливаемых сигналов усилители делят на два основных типа — усилители непрерывных по времени сигналов и усилители дискретных сигналов, которые прерываются по времени. К непрерывным сигналам относятся гармонические сигналы, которые имеют определенный периодический характер и могут быть представлены суммой гармоник основной частоты. Как известно, при включении, выключении или резком изменении режима работы электрической цепи в ней возникают переходные (нестационарные) процессы. Гармонические (непрерывные) сигналы во времени меняются настолько медленно, что временем установления и процессом установления в этих усилителях можно пренебречь. К этому типу относятся усилители радиотрансляционные, магнитофонные, звукового кино, усилители воспроизведения грамзаписи и т. д. Усилители дискретных сигналов усиливают электрические импульсы. У импульсных сигналов время изменения напря-

жения или тока во много раз меньше, чем длительность импульса. Поэтому основное значение для этих усилителей имеет анализ нестационарных (переходных) процессов, так как эти процессы оказывают существенное влияние на форму усиливаемого импульса. К импульсным (дискретным) сигналам относятся телеграфные, телевизионные, радиолокационные, цифровые коды и т. д.

УСИЛИТЕЛИ СИГНАЛОВ С РАЗЛИЧНЫМИ АБСОЛЮТНЫМИ ЗНАЧЕНИЯМИ УСИЛИВАЕМЫХ ЧАСТОТ И ПОЛОСАМИ ПРОПУСКАНИЯ

Как правило, усилители работают в определенном диапазоне частот от самой низкой (может быть и $f_H=0$) до самой высокой f_B . Кроме абсолютных значений для работы усилителя важна и полоса усиливаемых частот $\Pi=f_B-f_H$.

Различают усилителя постоянного и переменного тока.

Усилители постоянного тока (УПТ) предназначены для усиления сигналов, имеющих в своем составе постоянную составляющую, у которой $f_H=0$, при этом f_B может принимать любое значение. Необходимость в усилении постоянной составляющей возникает во многих устройствах, например в телевидении, измерительных приборах и т. д. **Усилители переменного тока** не могут усиливать постоянную составляющую, они усиливают лишь сигналы в определенном спектре частот от $f_H>0$ до f_B . **Усилители звуковой (тональной) частоты (УЗЧ)**. К ним относятся усилители с полосой усиливаемых частот от $f_H=20$ Гц до $f_B=20$ кГц, т. е. в полосе частот, которые воспринимает человеческое ухо. **Усилители высокой частоты (УВЧ)** представляют собой в основном усилители, предназначенные для усиления модулированных радиосигналов. К ним относятся усилители радиочастот радиоприемных и радиопередающих устройств, некоторые виды усилителей аппаратуры систем многоканальной связи и т. д.

По усиливаемой полосе частот различают узкополосные и широкополосные усилители. К широкополосным усилителям относятся усилители, у которых ширина полосы усиливаемых частот составляет сотни и тысячи килогерц. К широкополосным усилителям относятся видеоусилители телевизионных и радиолокационных устройств, усилители импульсных сигналов.

КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ ПО НАЗНАЧЕНИЮ

По этому признаку различают усилители мощности, напряжения и тока. Следует отметить, что и два последних типа усилителей тоже усиливают мощность. В предварительных усилительных каскадах, особенно в усилителях, собранных на полевых транзисторах и лампах, основная задача — усиление напряжения до заданного уровня. Поэтому к таким усилителям предъявляется основное требование: максимальное усиление напряжения поданного на вход сигнала.

Во многих типах усилителей, в частности в усилителях звуковой частоты, основная задача выходного каскада — отдать в нагрузку заданную мощность, достигающую в некоторых случаях сотен ватт и даже киловатт. Поэтому такие каскады называют усилителями мощности и основное требование к ним — получение заданной мощности. В некоторых случаях требуется усиление тока до заданной величины, например, для подачи на вход следующего каскада усиления мощности, работающего с большими входными токами. В этом случае основная задача предвыходного каскада — усиление тока до заданного значения.

КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ ПО ВИДУ ПРИМЕНЕННЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В усилительных устройствах в основном используют транзисторы и реже электронные лампы. В настоящее время редко встречаются усилители, в которых используют какой-то один вид усилительных электронных приборов. Выходные каскады могут быть собраны на транзисторах при мощности примерно до единиц киловатт, при большей мощности применяют только электронные лампы. Предварительные каскады собирают в основном на транзисторах — биполярных и полевых. В настоящее время очень широкое применение в предварительных каскадах и выходных каскадах небольшой мощности нашли интегральные микросхемы, которые будут рассмотрены в последней главе учебника.

Выводы. 1. Схемы усилителей состоят из выходного каскада и предварительных каскадов усиления. 2. Назначение выходного (оконечного) каскада — получение заданной мощности или напряжения для передачи в нагрузку. 3. Назначение предварительных каскадов — усиление сигнала, полученного от источника (генератора) сигналов, до уровня, который требуется подать на вход выходного каскада, чтобы обеспечить его нормальную работу. 4. Усилители классифицируются в зависимости от характера усиливаемого сигнала, полосы пропускания частот, по назначению усиления, а также по виду применяемых усилительных элементов.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое каскад усиления?
2. Чем определяется число предварительных каскадов усиления?
3. В каких случаях в современных усилителях применяют электронные лампы?
4. К какому типу усилителей можно отнести каскад, в котором связь с последующим каскадом осуществляется через последовательно включенный конденсатор — УПТ или усилителей переменного тока?

Глава 12. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

12.1. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Любое усилительное устройство включено между источником сигнала и нагрузкой и предназначено для усиления мощности, напряжения или тока. В связи с этим основными техническими показателями усилителей являются: входные и выходные параметры, потребляемая мощность и коэффициент полезного действия коэффициенты усиления (коэффициенты передачи), линейные и нелинейные искажения, собственные помехи усилителя, амплитудная характеристика и динамический диапазон.

Технические показатели большинства усилителей, как правило регламентируются соответствующими отраслевыми и государственными стандартами в зависимости от их назначения.

В связи с широким применением усилителей источниками сигналов могут быть разнообразные устройства: микрофон при передаче телефонных разговоров, речевых и музыкальных сигналов; фотоэлектронный преобразователь или передающая трубка в факсимильной связи и телевидении; устройства, преобразующие различные механические величины в электрические сигналы (датчики), и т. д. В любом случае источник усиливаемого сигнала обладает ЭДС и внутренним сопротивлением Z_{Γ} . Очень часто внутреннее сопротивление источника принимается активным (R_{Γ}).

В зависимости от соотношения внутреннего сопротивления источника входного сигнала R_{Γ} и входного сопротивления усилителя $R_{\text{вх}}$ источник сигнала может работать в режиме холостого хода ($R_{\text{вх}} > R_{\Gamma}$), короткого замыкания ($R_{\text{вх}} < R_{\Gamma}$), согласования ($R_{\text{вх}} = R_{\Gamma}$). Исходя из этого, усилитель можно назвать соответственно усилителем напряжения, усилителем тока или усилителем мощности. Следует заметить, что данное деление усилителей достаточно условно, и в общем случае усилитель можно рассматривать как усилитель мощности, так как мощность на его выходе больше, чем на входе (рис. 12.1).

Нагрузкой усилителя могут служить линия, узлы аппаратуры (преобразователи частоты, фильтры), оконечные устройства —

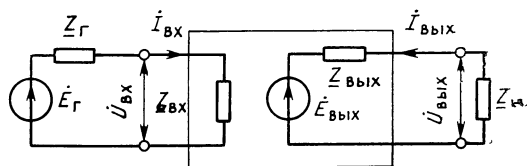


Рис. 12.1. Эквивалентная
схема усилителя

электромагниты, громкоговорители и т. д. В общем случае нагрузка представляет собой комплексное сопротивление Z_n . По отношению между выходным $R_{\text{вых}}$ и нагрузочным R_n сопротивлениями усилителя можно разделить на усилители с потенциальным выходом ($R_n \gg R_{\text{вых}}$), с токовым выходом ($R_n \ll R_{\text{вых}}$) и с мощностным выходом ($R_n = R_{\text{вых}}$).

Входными параметрами являются: его входное напряжение $U_{\text{вх}}$, входной ток $I_{\text{вх}}$, входная мощность $P_{\text{вх}}$, при которой усилитель отдает в нагрузку заданную мощность, ток или напряжение, а также входное сопротивление усилителя $Z_{\text{вх}}$. Входное сопротивление усилителя в общем случае является комплексной величиной, но входную мощность, ток и напряжение обычно определяют в условиях, при которых входное сопротивление можно считать активным и равным $R_{\text{вх}}$. Тогда $U_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}$; $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$; $P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}$. В зависимости от назначения усилителя его входное сопротивление может быть различно. Так, например, при работе с высокоомным источником сигнала или при работе от источников сигнала с различными сопротивлениями входное сопротивление должно быть большим. Большое входное сопротивление усилителя также необходимо при использовании их в измерительных приборах (осциллографах, вольтметрах переменного тока и т. д.) для того, чтобы подключение прибора не изменяло электрический режим измеряемой цепи. К входным данным также можно отнести чувствительность усилителя, определяемую входным напряжением, при котором в нагрузке обеспечивается заданная мощность.

Выходную часть усилителя можно рассматривать как источник с эквивалентной ЭДС и внутренним (выходным) сопротивлением (см. рис. 12.1). Поэтому к выходным данным относятся: заданная мощность $P_{\text{вых.зад}}$, отдаваемая усилителем в нагрузку, выходное напряжение или выходной ток при работе усилителя на расчетное сопротивление нагрузки, а также выходное сопротивление усилителя. Сопротивление нагрузки усилителя в общем случае комплексно, но выходную мощность, ток и напряжение определяют, считая нагрузку R_n активной, тогда $U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} R_n$; $P_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} U_{\text{вых}}$. Выходное сопротивление усилителя зависит от его назначения.

При работе усилителя на изменяющуюся нагрузку его выходное сопротивление должно быть небольшим, чтобы изменение нагрузки не вызывало резкого изменения напряжения на выходе усилителя, что имеет место в усилителях радиотрансляционной сети. Малое выходное сопротивление применяется в высококачественных усилителях звуковой частоты, работающих на акустическую систему, чтобы подавлять (демпфировать) собственные механические резонансы подвижной системы громкоговорителей. Для этого выходное сопротивление усилителя должно быть в 10 ... 100 раз меньше сопротивления нагрузки. В генераторах тока, где необходимо поддерживать постоянство тока при изменении сопротивления нагрузки, выходное сопротивление усилителя должно быть большим.

В многоканальных системах передачи необходимо, чтобы усилитель отдавал в нагрузку максимальную мощность, что имеет место при равенстве источника сигнала и выходного сопротивления с сопротивлением нагрузки. Степень несогласованности сопротивления усилителя $Z_{вх}$ и внутреннего сопротивления источника сигнала $Z_{г}$, а также выходного сопротивления усилителя $Z_{вых}$ и сопротивления его нагрузки $Z_{н}$ определяется (в процентах) коэффициентом отражения

$$\delta_{вх} = \left| \frac{Z_{вх} - Z_{г}}{Z_{вх} + Z_{г}} \right| \cdot 100, \text{ и } \delta_{вых} = \left| \frac{Z_{вых} - Z_{н}}{Z_{вых} + Z_{н}} \right| \cdot 100. \quad (12.1)$$

В технике связи вместо понятия коэффициента отражения используют понятие затухание несогласованности:

$$\delta_{вх} [\text{дБ}] = 20 \lg \left| \frac{Z_{вх} + Z_{г}}{Z_{вх} - Z_{г}} \right|, \text{ и } \delta_{вых} [\text{дБ}] = 20 \lg \left| \frac{Z_{вых} + Z_{н}}{Z_{вых} - Z_{н}} \right|. \quad (12.2)$$

Коэффициент полезного действия (КПД) является важным показателем усилителя. Работа усилителя основана на преобразовании мощности источника питания в полезный выходной сигнал. Следовательно, любой усилитель потребляет определенную мощность от источника питания. Как известно, КПД любой системы определяется отношением полезной мощности к затраченной на ее создание. Различают полный и электрический КПД. Полный или промышленный КПД определяется как

$$\eta_{\text{ус}} = P_{\text{вых}} / P_{\text{общ}}, \quad (12.3)$$

где $P_{\text{вых}}$ — полная полезная мощность на выходе усилителя; $P_{\text{общ}}$ — мощность, потребляемая всеми цепями усилителя. Электрический КПД определяется затратами энергии в выходной цепи усилительных элементов (коллекторной, стоковой или анодной)

$$\eta = P_{\text{вых}} / P_0, \quad (12.4)$$

где P_0 — мощность, потребляемая выходной цепью от источника питания.

Коэффициент полезного действия выражают в относительных единицах (например, $\eta = 0,5$) или в процентах ($\eta\% = \eta \cdot 100$). В зависимости от типов усилителей электрический КПД может составлять от 20 до 75%.

Коэффициент усиления — важнейший качественный показатель усилителя. В усилительной технике используют различные коэффициенты усиления (по напряжению, току и мощности). Обычно коэффициенты усиления определяют в установившемся режиме при подаче на вход синусоидального напряжения сигнала.

Коэффициентом усиления по напряжению называют отношение установившегося значения напряжения сигнала $\dot{U}_{\text{вых}}$ на выходе усилителя к напряжению сигнала на его входе $\dot{U}_{\text{вх}}$

$$\underline{K}_u = U_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}}. \quad (12.5)$$

В дальнейшем коэффициент усиления по напряжению будем обозначать без индекса «и» буквой K . Коэффициентом усиления по току называют отношение установившегося значения тока сигнала в нагрузке $I_{\text{вых}}$ к току сигнала на входе $I_{\text{вх}}$

$$\underline{K}_i = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}. \quad (12.6)$$

Коэффициент усиления по мощности равен отношению мощности на выходе усилителя (в нагрузке) к мощности на входе

$$\underline{K}_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}. \quad (12.7)$$

Обычно коэффициент усиления рассматривают на определенной частоте, тогда он может оцениваться как отношение действующего значения выходного напряжения (тока) к действующему значению входного напряжения (тока), т. е. $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$; $K_i = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$. Биполярные транзисторы имеют небольшое входное сопротивление, поэтому при значительном сопротивлении источника сигнала большая часть напряжения падает на внутреннем сопротивлении источника. Это приводит к уменьшению напряжения $U_{\text{вх}}$, а следовательно, и к уменьшению напряжения на выходе усилителя. Поэтому напряжение на выходе усилителя будет определяться не только коэффициентом усиления усилителя, но и соотношением входного сопротивления усилителя и сопротивления источника сигнала. В этом случае пользуются так называемым сквозным коэффициентом усиления — отношением выходного напряжения (напряжения в нагрузке) к ЭДС источника сигнала, т. е.

$$\underline{K}^* = U_{\text{вых}}/\dot{E}_\Gamma. \quad (12.8)$$

Так как $U_{\text{вх}} = \dot{E}_\Gamma Z_{\text{вх}}/(Z_\Gamma + Z_{\text{вх}}) = \dot{E}_\Gamma k_{\text{вх}}$, где $k_{\text{вх}}$ — коэффициент передачи, или коэффициент ослабления входной цепи, то

$$\underline{K}^* = k_{\text{вх}} \underline{K}. \quad (12.9)$$

В связи с тем, что распространение электромагнитной энергии в линиях связи, а также восприятие органов чувств человека подчиняются логарифмическому закону, то часто коэффициенты усиления выражают в логарифмических единицах — децибелах или неперах

$$K_{[\text{дБ}]} = 20 \lg U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 20 \lg K;$$

$$K_{i[\text{дБ}]} = 20 \lg I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}} = 20 \lg K_i$$

$$K_{p[\text{дБ}]} = 10 \lg P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}} = 10 \lg K_p.$$

В табл. 12.1 приведено несколько значений коэффициентов усиления в относительных единицах и децибелах.

Коэффициенты усиления в неперах:

$$K_{[\text{Нп}]} = \ln K; K_{i[\text{Нп}]} = \ln K_i; K_{p[\text{Нп}]} = 1/2 \ln K_p,$$

где 1 Нп = 8,686 дБ и 1 дБ = 0,115 Нп.

Таблица 12.1

K	$\lg K$	$K_{[\text{дБ}]}$	K	$\lg K$	$K_{[\text{дБ}]}$
2	0,3	6,0	50	1,69	33,8
5	0,69	13,8	10^n	n	$20n$
10	1	20,0			

Использование логарифмических единиц упрощает соответствующие расчеты, так как от операции умножения и деления переходим к сложению и вычитанию.

В технике многоканальной связи используется величина рабочего усиления, которая характеризует отношение мощности на выходе усилителя к мощности, которую отдает источник сигнала на согласованную нагрузку

$$K_p^* = 10 \lg P_{\text{вых}}/P_E, \quad (12.10)$$

где $P_{\text{вых}}$ — полная мощность, выделяемая на сопротивлении нагрузки усилителя, $P_E = (E/2)^2/R_r = E^2/4R_r$ — полная мощность, которую выделяет источник сигнала на согласованную нагрузку при $R_{\text{вх}} = R_r$.

Мощность на выходе $P_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}^2/R_n = K^2 U_{\text{вх}}/R_n$.

Входное напряжение $U_{\text{вх}} = E_r R_{\text{вх}}/(R_r + R_{\text{вх}})$.

Подставляя значения P_E и $P_{\text{вых}}$ (12.10), получаем

$$\begin{aligned} K_p [\text{дБ}] &= 10 \lg \frac{K^2 (E_r R_{\text{вх}})^2 4R_r}{(R_r + R_{\text{вх}})^2 E_r^2 R_n} = \\ &= 20 \lg K + 20 \lg \frac{2R_{\text{вх}}}{R_r + R_{\text{вх}}} + 10 \lg R_r/R_n. \end{aligned} \quad (12.11)$$

При полном согласовании по входу и выходу, когда $R_r = R_{\text{вх}} = R_n$; $K_p [\text{дБ}] = 20 \lg K$.

В общем случае усилитель можно рассматривать как четырехполюсник, содержащий как активные, так и реактивные элементы, поэтому коэффициенты усиления усилителя зависят от частоты. Тогда коэффициент усиления по напряжению представляет собой коэффициент передачи четырехполюсника и определяется комплексным выражением

$$\underline{K}(\omega) = \dot{U}_{\text{вых}}(\omega)/\dot{U}_{\text{вх}}(\omega) = K(\omega) \exp^{[j\varphi(\omega)]}, \quad (12.12)$$

где φ — фаза коэффициента усиления. В ряде случаев для подчеркивания специфики усилителя усилитель с токовым выходом характеризуется крутизной усиления

$$\underline{S}_{\text{yc}}(\omega) = \dot{I}_{\text{вых}}(\omega)/\dot{U}_{\text{вх}}(\omega) \text{ или } \underline{S}_{\text{yc}} = \dot{I}_{\text{вых}}/\dot{U}_{\text{вх}} \quad (12.13)$$

и усилитель с потенциальным выходом — сопротивлением передачи

$$\underline{Z}_{\text{yc}}(\omega) = \dot{U}_{\text{вых}}(\omega)/\dot{I}_{\text{вх}}(\omega) \text{ или } \underline{Z}_{\text{yc}} = \dot{U}_{\text{вых}}/\dot{I}_{\text{вх}}. \quad (12.14)$$

Для многокаскадных усилителей, как будет показано в гл. 17, общий коэффициент усиления определяется произведением коэффициентов усиления каждого каскада $K_{\text{общ}} = K_1 K_2 \dots K_n$.

Полоса пропускания усилителя определяется нижней f_n и верхней f_v частотами, внутри которых коэффициент усиления изменяется с заданной степенью точности по определенному закону. Полоса пропускания зависит от назначения усилителя. Так, например, для усилителей звуковых частот полоса пропускания может составлять 300 ... 3400 Гц, для коммерческой телефонной передачи 30 ... 15000 Гц, для трактов звукового вещания высшего класса, в высококачественной звуковоспроизводящей аппаратуре от нескольких герц до 50 ... 60 кГц.

В высококачественных осциллографах нижняя граничная частота составляет от 0 до 10 ... 20 Гц, верхняя — до нескольких десятков мегагерц. В телевизионных усилителях полоса пропускания составляет 50 Гц ... 6 МГц, в усилителях многоканальных систем передачи полоса пропускания линейных усилителей определяется числом каналов системы и может составлять 4 ... 60 МГц для аппаратуры К-10800. Такие усилители называют широкополосными.

12.2. ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Линейные искажения обусловлены зависимостью коэффициента усиления усилителя от частоты, определяемой наличием реактивных элементов (индуктивностей и емкостей) в схеме, а также частотными свойствами усилительных элементов. Уровень линейных искажений не зависит от амплитуды усиливаемого сигнала, а зависит лишь от частоты. Следовательно, линейные искажения проявляются в том случае, когда на вход усилителя подается многочастотный сигнал, т. е. сигнал сложной формы. В этом случае форма выходного сигнала может отличаться от входного из-за неравномерности коэффициента усиления на различных частотах и неодинаковости времени запаздывания каждой частотной составляющей на выходе усилителя. Неодинаковое время запаздывания каждой составляющей на выходе усилителя приводит к различным фазовым сдвигам отдельных составляющих относительно друг друга, а следовательно, и к искажению формы сигнала на выходе усилителя. Искажения формы выходного сигнала, вызываемые неодинаковым усилением различных частот, называют *амплитудно-частотными*, или *частотными искажениями*. Искажения формы выходного сигнала, вызываемые неравномерностью фазовых сдвигов, вносимыми усилителем, называют *фазочастотными*, или *фазовыми* искажениями.

Рассматривая усилитель как четырехполюсник, имеющий комплексный коэффициент усиления $K(\omega) = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$, где $K(\omega)$ — модуль коэффициента усиления; $\varphi(\omega) = \varphi_{\text{вых}}(\omega) - \varphi_{\text{вх}}(\omega)$ — фаза коэффициента усиления, которая характеризует фазовый сдвиг выходного напряжения по отношению к входному, можно построить

амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики усилителя.

Амплитудно-частотная, или частотная характеристика представляет собой зависимость модуля коэффициента усиления от частоты. На рис. 12.2 приведены частотная характеристика идеального усилителя (прямая 1), где модуль коэффициента усиления не за-

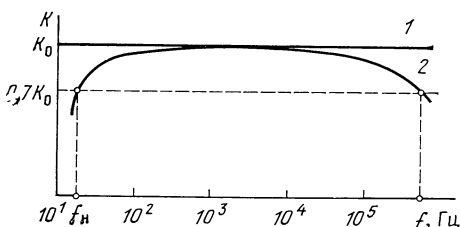


Рис. 12.2. Частотная характеристика усилителя переменного тока

висит от частоты, и частотная характеристика реального усилителя (кривая 2) переменного тока, где модуль коэффициента усиления K является функцией частоты. При построении частотной характеристики по оси ординат откладывают коэффициент усиления K в линейном или логарифмическом масштабе, а по оси абсцисс — частоту f или угловую частоту $\omega = 2\pi f$. Так как область низких частот занимает сравнительно узкую полосу (сотни герц), а область высоких частот может составлять десятки или сотни килогерц, то при построении частотной характеристики усилителя по горизонтальной оси, как правило, откладывают частоту в логарифмическом масштабе. По частотной характеристике усилителя можно определить граничные частоты и полосу пропускания (полосу усиливаемых частот). Граничными частотами $f_{гр}$ называют те частоты, на которых коэффициент усиления отличается от коэффициента усиления на средней частоте на заданную величину. Диапазон рабочих частот, а следовательно, и граничные частоты f_n и f_v определяются назначением усилителя и зависят от спектрального состава усиливаемых сигналов. Неравномерность коэффициента усиления усилителя на различных частотах приводит к появлению искажений сигнала сложной формы, за счет различного усиления отдельных гармонических составляющих сигнала. Данный вид искажений называется частотными искажениями и оценивается коэффициентом частотных искажений

$$M = K/K(\omega), \quad (12.15)$$

где K — коэффициент усиления усилителя на средней частоте; $K(\omega)$ — коэффициент усиления усилителя на заданной частоте. Обычно коэффициент частотных искажений определяется на граничных частотах диапазона $M_n = K/K_n$ и $M_v = K/K_v$, где K_n , K_v — коэффициенты усиления на нижней и верхней соответственно частотах. Как правило, коэффициент частотных искажений выражается в логарифмических единицах, т. е.

$$M_{[дБ]} = 20 \lg K/K(\omega) = 20 \lg M. \quad (12.16)$$

Допустимое значение частотных искажений может существенно различаться в зависимости от назначения усилителя. Для усилителей звуковых частот допустимые искажения составляют около

3 дБ, что соответствует $M=\sqrt{2}$. При этом мощность на выходе усилителя уменьшается в 2 раза, т. е. на 6 дБ. В связи со сказанным полосу частот усилителя обычно определяют граничными частотами f_n и f_b , где коэффициент усиления снижается до уровня 0,707K, т. е. в $\sqrt{2}$ раз. Например, радиовещательный тракт высшего класса имеет полосу усиливаемых частот 30 ... 15000 Гц, при неравномерности частотной характеристики на краях диапазона 6 дБ и в средней части не более 2 дБ. Для усилителей, используемых в измерительной технике, допустимые частотные искажения определяются соответствующей погрешностью прибора и могут составлять десятки или сотые децибела.

Следует отметить, что определение полосы пропускания усилителя по частотным искажениям достаточно условное, так как частотная зависимость усиления усилителя определяется его назначением. Например, если усилитель используется в промежуточной или оконечной аппаратуре тракта приема систем многоканальной связи, то для выполнения своей основной функции — компенсации затухания, вносимой цепью связи, частотная характеристика усилителя в полосе рабочих частот должна соответствовать частотной характеристике затухания. Затухание цепи характеризуется уменьшение мощности на выходе по отношению к мощности на входе, т. е.

$$\alpha_{\text{дл}} = 10 \lg P_{\text{вх}}/P_{\text{вых}}.$$

Частотная характеристика затухания цепи и усиления усилителя для этого случая приведена на рис. 12.3. Для сравнения частотных искажений, вносимых отдельными каскадами или усилителями, удобнее пользоваться так называемыми нормированными амплитудно-частотными характеристиками. Нормированная АЧХ представляет собой зависимость от частоты отношения модуля коэффициента усиления на различных частотах $K(\omega)$ к коэффициенту усиления на средней частоте K , т. е. является частотной характеристикой относительного коэффициента усиления

$$U(\omega) = K(\omega)/K. \quad (12.17)$$

Следовательно, $U(\omega) = 1/M(\omega)$. Чем больше U и M отличаются

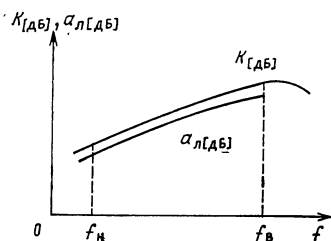


Рис. 12.3. Частотная характеристика линейного усилителя

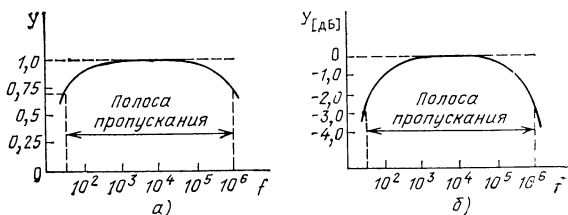


Рис. 12.4. Нормированные частотные характеристики усилителя переменного тока в относительных (а) и в логарифмических (б) единицах

ся от единицы, тем большие частотные искажения вносит усилитель. На средних частотах $U=M=1$. Относительное усиление очень часто оценивают в децибелах

$$U_{[дБ]} = 20 \lg U. \quad (12.18)$$

Нормированные АЧХ в относительных единицах и децибелах приведены на рис. 12.4

Фазочастотные или **фазовые искажения** так же, как и частотные, возникают в усилителях из-за наличия реактивных элементов (индуктивностей и емкостей) в схеме усилителей, а также в результате зависимости параметров усилительных элементов от частоты. Фазовые искажения оцениваются по фазовой характеристике — зависимости фазового сдвига, вносимого усилителем от частоты.

Фазовые искажения вызывают изменение формы несинусоидального сигнала в результате различных фазовых сдвигов, возникающих у отдельных составляющих сигнала после прохождения через усилитель.

Фазой синусоидального колебания называется аргумент синусоидальной функции $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$. Фазы синусоидального напряжения и тока соответственно:

$$\theta_u(t) = \omega t + \varphi_u; \quad \theta_i(t) = \omega t + \varphi_i.$$

Фаза в нулевой момент времени называется начальной фазой. Начальная фаза напряжения или тока связывает время процесса с временем наблюдения или иначе с началом отсчета. Следует подчеркнуть, что при анализе усилительных схем нас будет интересовать не сдвиг по фазе между напряжением и током, а сдвиг по фазе гармонических составляющих между выходным напряжением и входным $\varphi = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_{\text{вх}}$.

Влияние фазовых искажений на форму сигнала, состоящего из двух гармоник, можно пояснить с помощью рис. 12.5, когда сдвиг

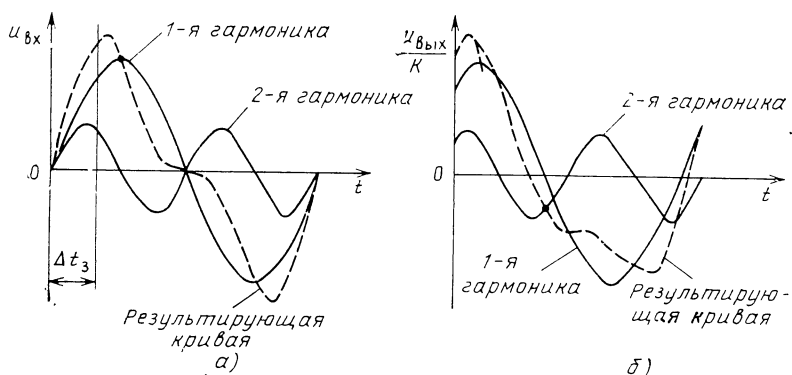


Рис. 12.5. К пояснению влияния фазовых искажений на форму выходного напряжения:

a — форма входного напряжения, b — форма выходного напряжения

фазы выходного напряжения для каждой гармоники одинаков и равен 60° . Для удобства сравнения амплитуды гармоник выходного напряжения берутся равными амплитудам входного напряжения.

Из рисунка видно, что форма выходного сигнала $u_{\text{вых}}(t)$ отличается от формы входного $u_{\text{вх}}(t)$ при одинаковых соотношениях амплитуды первой и второй гармоник на входе и выходе. Следовательно, фазовые искажения не менее существенно влияют на качество работы усилителя, чем частотные искажения. В усилителях звуковоспроизводящей аппаратуры фазовые искажения обычно не нормируются, так как человеческое ухо не воспринимает их. В усилителях, предназначенных для передачи подвижных и неподвижных изображений, некоторых видах измерительной аппаратуры, системах автоматики и телемеханики, передачи цифровых сигналов необходимо ограничивать фазовые искажения. Фазовые искажения будут отсутствовать в том случае, когда время запаздывания Δt_3 , вносимое усилителем, для каждой составляющей будет одинаково, что равносильно изменению начала отсчета (рис. 12.5,а) на время Δt_3 . Тогда для каждой гармонической составляющей можно записать, что напряжение на выходе (рис. 12.5,б)

$$\begin{aligned} u_{\text{вых } n} &= KU_{\text{вх } n} \sin [\omega_n (t - \Delta t_3)] = KU_{\text{вх } n} \sin (\omega_n t - \omega_n \Delta t_3) = \\ &= KU_{\text{вх } n} \sin (\omega_n t + \varphi_n), \end{aligned} \quad (12.19)$$

где $\varphi_n = -\omega_n \Delta t_3$ — фазовый сдвиг, вносимый усилителем.

Следовательно, фазовые искажения будут отсутствовать в том случае, когда фазовый сдвиг, вносимый усилителем, линейно зависит от частоты. Идеальной фазовой характеристикой усилителя является прямая, начинающаяся в начале координат (рис. 12.6) — прямая линия 1. Кривая 2 представляет собой фазовую характеристику реального однокаскадного усилителя переменного тока.

При построении фазовой характеристики по оси ординат откладывают значения фазового сдвига φ , по оси абсцисс — частоту f или ω в линейном масштабе. При логарифмическом масштабе на оси частот идеальной фазовой характеристике соответствует уже не прямая линия, а логарифмическая кривая, что затрудняет сравнение фазовой характеристики реального усилителя с

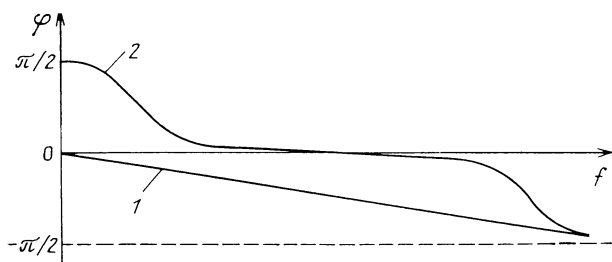


Рис 12.6. Фазовая характеристика усилителя

идеальной. Поэтому при линейном масштабе фазовую характеристику усилителя строят отдельно на нижних и верхних частотах. Оценку фазовых искажений производят по отклонению реальной фазовой характеристики от идеальной, т. е. касательной, проведенной через начало координат. Для области низких частот такая касательная совпадает с горизонтальной осью координат (рис. 12.7,а), поэтому фазовые искажения в области низких частот $\Delta\varphi_{нч} = \varphi_{нч}$. В области верхних частот фазовые искажения $\Delta\varphi_{вч}$ оказываются меньше абсолютного значения, вносимого усилителем фазового сдвига $\varphi_{вч}$ (рис. 12.7,б).

Усилительные элементы, включенные по схеме с общим эмиттирующим электродом, создают фазовый сдвиг на 180° в диапазоне частот, где фазовым сдвигом, вносимым самим усилительным элементом, можно пренебречь. Таким образом, их наличие в усилителе создает постоянный фазовый сдвиг π . Очевидно, что это не может привести к искажению формы сигнала, так как

$$\sin [\omega t - \varphi(\omega) + n\pi] = \pm \sin [\omega t - \varphi(\omega)].$$

Следовательно, форма сигнала не будет претерпевать каких-либо изменений, если не считаться с изменением его полярности на обратную при нечетном числе каскадов. Наличие в усилительном устройстве постоянного фазового сдвига, независимого от частоты, но не кратному целому числу π , приведет уже к нарушению формы сигнала.

Необходимо отметить, что и частотные, и фазовые искажения обусловлены одними и теми же причинами и проявляются одновременно: большим частотным искажениям соответствуют большие фазовые искажения, и наоборот.

Рассмотрим возникновение фазочастотных искажений в характерных цепях усилителей.

1. RC -цепь с выходом на емкостную нагрузку (рис. 12.8,а). Данная схема представляет собой Г-образное звено фильтра нижних частот. На низких частотах, где сопротивление емкости $X_c = 1/\omega C$ гораздо больше, чем сопротивление R , выходное напряжение $U_{вых} \approx U_{вх}$ и коэффициент передачи звена $k = U_{вых}/U_{вх} \approx 1$. На высоких частотах сопротивление емкости становится небольшим и уменьшается с увеличением частоты, что приводит к уменьшению выходного напряжения, а следовательно, и коэффициента передачи k .

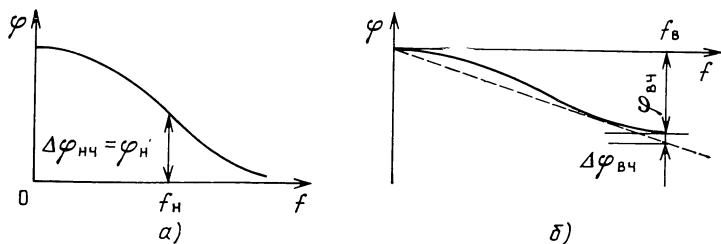


Рис. 12.7. Фазовые характеристики для оценки фазовых искажений в области нижних (а) и верхних (б) частот

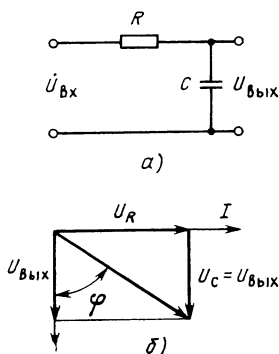


Рис. 12.8 Аperiодическая RC -цепь с выходом на емкость:
 a — схема, b — векторная диаграмма

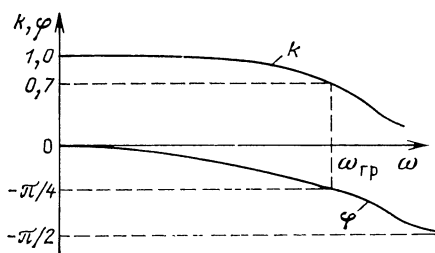


Рис. 12.9. Частотно-фазовая характеристика аperiодической цепи с выходом на емкость

Зависимость фазового сдвига от частоты можно проследить по векторной диаграмме рис. 12.8,б. Так как выходное напряжение снимается с емкости, то выходное напряжение отстает от входного и угол φ имеет отрицательное значение. С увеличением частоты напряжение на емкости уменьшается, что приводит к увеличению угла φ , который в пределе стремится к минус $\pi/2$. Отсюда частотно-фазовая характеристика имеет вид рис. 12.9. Чем больше сопротивление R и емкость C , тем сильнее изменение выходного напряжения и фазового сдвига от изменения частоты. Поэтому частотные и фазовые искажения определяются произведением емкости C на сопротивление R . Постоянная времени верхних частот $\tau_B = RC$.

2. RC -цепь с выходом на комплексную нагрузку. Данной цепью может быть представлена входная часть усилителя (рис. 12.10,а), где $R1$ — внутреннее сопротивление источника, $R2$, C — входное сопротивление каскада. Анализ данной цепи не отличается от анализа предыдущей, так как на основании теоремы об эквивалентном генераторе ее можно преобразовать в Γ -образное звено (рис. 12.10,б) с эквивалентным входным напряжением $U'_{вх}$, равным напряжению холостого хода левее точек $a, б$, т. е. $U_{хх} = U'_{вх} = U_{вх} R2 / (R1 + R2)$, и внутренним сопротивлением R_3 , которое определяется как частное от деления напряжения холостого тока на ток короткого замыкания. Тогда $I_{кз} = U_{вх} / R1$ и $R_3 = U_{хх} / I_{кз} = R1 R2 / (R1 + R2)$. Коэффициент передачи на низкой частоте $k = R2 / (R1 + R2) < 1$.

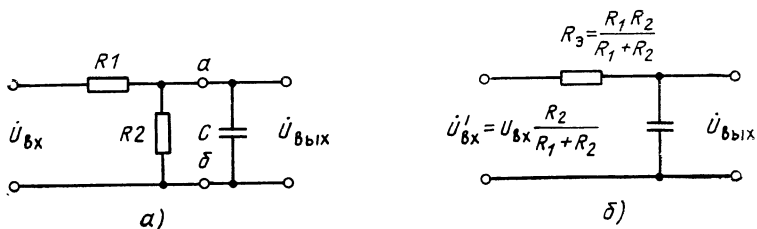


Рис. 12.10. Аperiодическая RC -цепь с выходом на RC -цепь:
 a — схема, b — эквивалентная схема

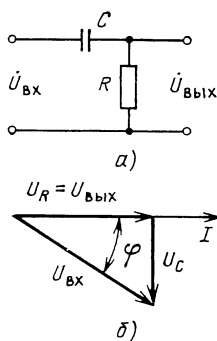


Рис. 12.11. Аperiodическая RC -цепь с выходом на сопротивление:
а — схема, б — векторная диаграмма

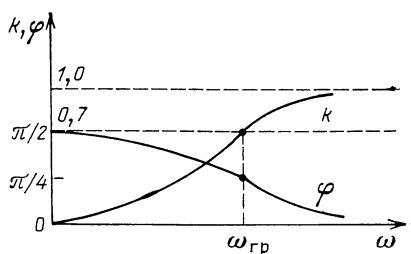


Рис. 12.12. Частотно-фазовая характеристика аperiodической цепи с выходом на сопротивление

3. RC -цепь с выходом на сопротивление.

Данная цепь (рис. 12.11,а) представляет собой Г-образное звено фильтра высокой частоты. Для низких частот сопротивление емкости велико и коэффициент передачи k близок к нулю. С увеличением частоты сопротивление емкости уменьшается и выходное напряжение увеличивается, что приводит к увеличению коэффициента передачи k , который стремится к единице. Зависимость фазового сдвига φ от частоты можно проследить по векторной диаграмме рис. 12.11,б. Как видно из рисунка, выходное напряжение опережает входное, поэтому угол φ имеет положительное значение. С увеличением частоты угол φ уменьшается и в пределе стремится к нулю. Тогда частотно-фазовая характеристика данного звена имеет вид, приведенный на рис. 12.12. Частотные и фазовые искажения определяются величиной $\tau_H = RC$, которая называется постоянной времени нижних частот.

4. Двойная RC -цепь с выходом на комплексную нагрузку. Определенный интерес представляет собой цепь (рис. 12.13,а), соответствующая эквивалентной схеме усилительного каскада переменного тока. В практических схемах, как правило, $R_2C_2 \gg R_1C_1$, т. е. $\tau_H \gg \tau_B$. Поэтому данную цепь можно разбить на два Г-образных звена и определить коэффициент передачи как $k = k_1k_2 = k_1k_2 \exp[j(\varphi_1 + \varphi_2)]$. На основании предыдущих рассуждений можно построить частотно-фазовую характеристику данной цепи (рис. 12.13,б).

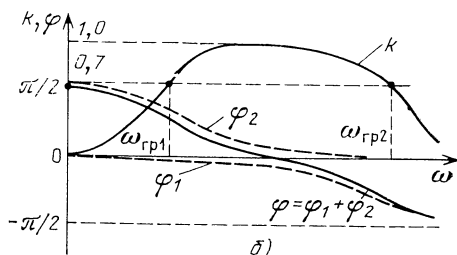
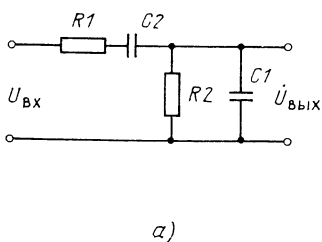


Рис. 12.13. Сложная аperiodическая RC -цепь:
а — схема, б — частотно-фазовая характеристика

5. Цепь RL -типа с выходом на индуктивность (рис. 12.14, а). При низкой частоте сопротивление индуктивности $X_L = \omega L$ мало, поэтому выходное напряжение и коэффициент передачи при $\omega \rightarrow 0$ стремятся к нулю. При увеличении частоты сопротивление индуктивности увеличивается, поэтому коэффициент передачи стремится к единице. На низких частотах угол φ близок к $+\pi/2$ и уменьшается с увеличением частоты (рис. 12.14, б). Поэтому частотно-фазовая характеристика данной цепи имеет такой же вид, как рис. 12.12.

Таким образом, аperiodические цепи по частотно-фазовой характеристике можно разделить на три группы. Цепи первой группы характеризуются тем, что

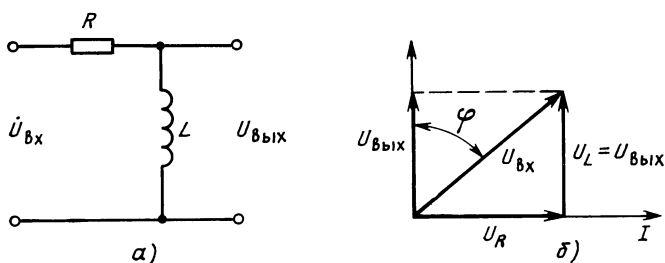


Рис. 12.14. Аperiodическая RL -цепь с выходом на индуктивность:
а — схема, б — векторная диаграмма

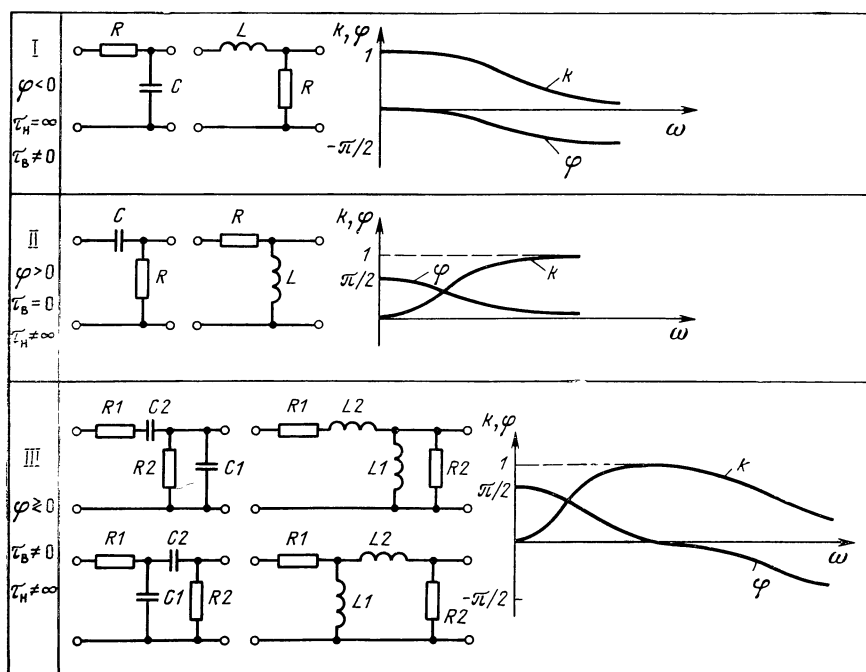


Рис. 12.15. Схемы и характеристики наиболее употребительных аperiodических цепей, пропускающих токи нижних (I), верхних (II) и средних (III) частот

$\tau_n = \infty$; $\tau_v \neq 0$, в результате чего обеспечивается равномерное пропускание только нижних частот и отставание по фазе выходного напряжения (см. рис. 12.9). Особенностью второй группы является равномерное пропускание только верхних частот и положительное значение фазового угла (рис. 12.12). Цепи третьей группы по своим свойствам объединяют первые две группы и характеризуются равномерным пропусканием только средних частот, при этом фазовый сдвиг изменяется от положительного значения до отрицательного. Наиболее характерные цепи и их свойства приведены на рис. 12.15.

12.3. ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

В усилителях импульсных сигналов, где чаще всего входное напряжение имеет вид прямоугольных импульсов, линейные искажения обусловлены переходными процессами установления токов и напряжений в цепях, содержащих реактивные сопротивления. Наличие переходных процессов в схеме приводит к искажению формы сигнала, поэтому для оценки линейных искажений таких усилителей используют так называемую переходную характеристику. *Переходной характеристикой* усилителя называется зависимость от времени выходного сигнала $u_{\text{вых}}(t)$ при воздействии на вход единичного скачка напряжения. Единичным скачком напряжения называется временная функция, которая при любом $t < 0$ равна нулю и при любом $t \geq 0$ равна единице:

$$\delta_n(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (12.20)$$

Линейные искажения импульсного сигнала проявляются в неточной передаче участков с очень большой и очень малой скоростями изменения сигнала. В результате действия постоянной времени верхних частот напряжение на выходе не может измениться скачком, а нарастает плавно, что приводит к запаздыванию импульса на выходе и уменьшению крутизны его фронтов. Наличие постоянной времени нижних частот приводит к постепенному разряду конденсатора $C2$ (рис. 12.13) и уменьшению напряжения на выходе, т. е. спаду плоской вершины импульса. На рис. 12.16 приве-

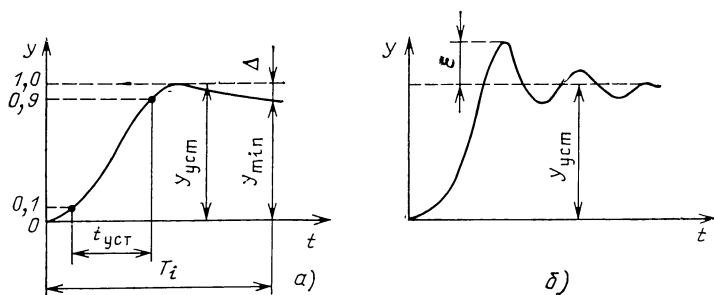


Рис. 12.16. Переходные характеристики усилителя:
а — аperiodического (RC-типа), б — при наличии колебательных звеньев

дены переходные характеристики усилителя, где по вертикальной оси откладывается нормированное напряжение, т. е. отношение мгновенного значения к установившемуся значению. Уровень переходных искажений принято выражать временем установления $t_{уст}$, в течение которого переходной коэффициент усиления (напряжение на выходе) изменяется от 0,1 до 0,9 своего установившегося значения, а также относительным спадом Δ , образующимся за определенный промежуток времени T_i . Величина спада Δ обычно измеряется в процентах установившегося значения выходного напряжения. В цепях, где имеются индуктивности и емкости, могут возникнуть колебательные процессы, которые приводят к выбросу переходной характеристики ε (рис. 12.16,б).

Выбросом ε называют максимальное превышение мгновенного значения выходного напряжения над установившимся значением. Эта величина также выражается в процентах установившегося значения напряжения. При колебательном характере может образоваться несколько заметных выбросов. Оценке подлежит обычно наибольший из них.

Так как обычно время установления фронта $t_{уст}$ и время образования определенного спада Δ отличаются весьма значительно (у телевизионных усилителей это различие выражается сотнями тысяч и миллионами раз), то для показа фронта и плоской части переходной характеристики приходится использовать два отдельных графика с разными масштабами времени.

Частотная, фазовая и переходная характеристики большинства используемых в усилителях линейных цепей однозначно связаны между собой. Завал частотной характеристики на верхних частотах за счет постоянной времени τ_b приводит к наличию конечного времени нарастания напряжения за счет заряда конденсатора (рис. 12.13). Завал частотной характеристики на нижних частотах за счет конденсатора C_2 (см. рис. 12.13) приводит к спаду плоской вершины импульса.

12.4. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Нелинейные искажения возникают из-за наличия в усилителе элементов с нелинейными вольт-амперными характеристиками. Этот тип искажений обусловлен наличием нелинейных участков входных и выходных характеристик транзисторов и электронных ламп, а также нелинейностью кривых намагничивания сердечников трансформаторов. Нелинейные искажения проявляются в том, что при усилении сигнала синусоидальной формы выходной сигнал не является чисто синусоидальным. В выходном сигнале помимо основной гармоники, имеющей частоту входного сигнала f_c , появляется ряд высших гармоник $2f_c$; $3f_c$, ..., $n f_c$ сигнала, представляющего собой колебание сложной формы, изменяется спектральный состав, где кроме высших гармоник появляются так называемые комбинационные частоты вида $n f_i \pm m f_k$. Образование комбинационных составляющих можно проследить, воздействуя на нелиней-

ное сопротивление двумя гармоническими напряжениями различной частоты. В общем случае ток, протекающий через нелинейное сопротивление, зависит от приложенного напряжения следующим образом: $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots$, где коэффициенты a определяют конфигурацию вольт-амперной характеристики усилителя. Так, например, коэффициент $a_0 = I_0$ — ток в точке покоя; $a_1 = \Delta I / \Delta U$ — крутизна характеристики в точке покоя; $a_2 = \Delta S / \Delta U$ — изменение крутизны в точке покоя и т. д. При воздействии двух напряжений различной частоты приложенное напряжение $u = U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t$.

$$\begin{aligned} \text{Тогда ток в цепи } i &= a_0 + a_1 U_{m1} \sin \omega_1 t + a_1 U_{m2} \sin \omega_2 t + \\ &+ a_2 U_{m1}^2 \sin^2 \omega_1 t + 2a_2 U_{m1} U_{m2} \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t + a_2 U_{m2}^2 \sin^2 \omega_2 t + \dots = \\ &= a_0 + a_1 U_{m1} \sin \omega_1 t + a_1 U_{m2} \sin \omega_2 t + (a_2/2) U_{m1}^2 - (a_2/2) U_{m1}^2 \cos 2\omega_1 t + \\ &+ (a_2/2) U_{m2}^2 - (a_2/2) U_{m2}^2 \cos 2\omega_2 t + a_2 U_{m1} U_{m2} \cos (\omega_1 - \omega_2) t - \\ &- a_2 U_{m1} U_{m2} \cos (\omega_1 + \omega_2) t + \dots \end{aligned}$$

Таким образом, ток в цепи с нелинейным сопротивлением будет содержать постоянную составляющую $i_0 = a_0 + (a_2/2) U_{m1}^2 + (a_2/2) U_{m2}^2$; составляющие основных частот $i_1 = a_1 U_{m1} \sin \omega_1 t + a_1 U_{m2} \sin \omega_2 t$; составляющие высших гармонических частот $i_2 = (a_2 U_{m1}^2/2) \cos 2\omega_1 t + (a_2 U_{m2}^2/2) \cos 2\omega_2 t$; составляющие комбинационных частот $i_3 = a_2 U_{m1} U_{m2} \cos (\omega_1 - \omega_2) t - a_2 U_{m1} U_{m2} \cos (\omega_1 + \omega_2) t$. При использовании многочлена (полинома) более высокой степени количество продуктов, возникающих из-за нелинейности, увеличивается.

Искажение формы сигнала за счет нелинейной характеристики усилительного элемента можно проследить по рис. 12.17, где на вход биполярного транзистора подано синусоидальное напряжение. Из рисунка видно, что уже входной ток отличается от синусоидального. Аналогично можно показать возникновение нелинейных искажений при работе на нелинейном участке анодно-сеточной характеристики электронной лампы (рис. 12.18,а).

Большим источником нелинейных искажений могут быть и токи в цепи управляющей сетки лампы. При положительных значениях напряжения на сетке сопротивление участка сетка — катод резко уменьшается, что приводит к значительному падению напряжения на внутреннем сопротивлении источника входного сигнала и к уменьшению напряжения на участке сетка — катод. В результате резко искажается верхушка сигнала (рис. 12.18,б).

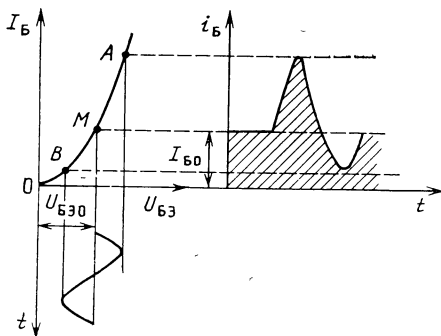


Рис. 12.17. Влияние нелинейности входной цепи на искажение входного тока

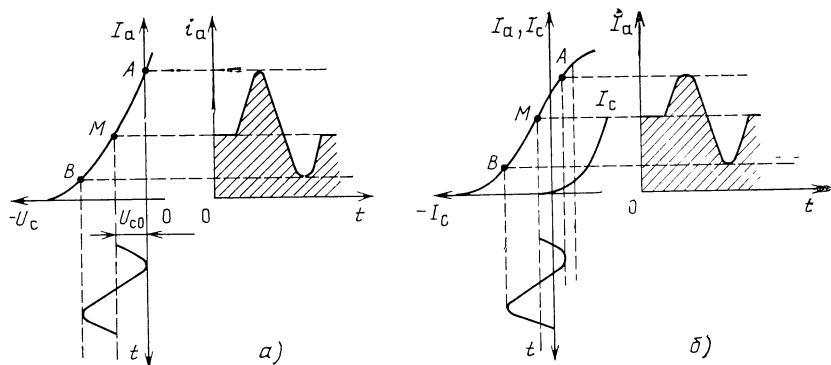


Рис. 12.18. Влияние нелинейности электронной лампы на искажение анодного тока:

a — без сеточных токов, *б* — при наличии сеточных токов

Входное сопротивление биполярного транзистора невелико, поэтому искажения входного тока будут зависеть от конфигурации вольт-амперной входной характеристики и от внутреннего сопротивления источника сигнала. Так, при увеличении сопротивления источника сигнала форма входного тока улучшается, так как ток при этом определяется внутренним сопротивлением источника сигнала (рис. 12.19).

Если на вход усилителя подано синусоидальное напряжение, то напряжение или ток первой гармоники является полезным сигналом. Все высшие гармоники, начиная со второй, являются следствием нелинейных искажений. Уровень нелинейных искажений пропорционален мощности высших гармоник и при усилении синусоидального сигнала оценивается коэффициентом нелинейных ис-

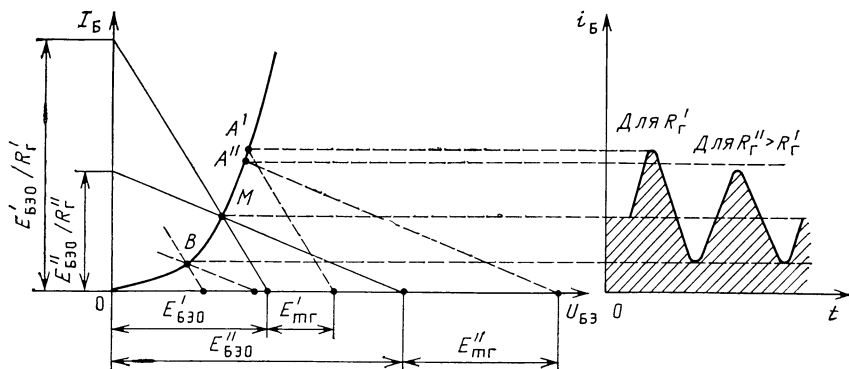


Рис. 12.19. Влияние сопротивления R_g на искажение входного тока транзисторного каскада

кажений (коэффициентом гармоник)

$$k_{г. \%} = (\sqrt{P_2^2 + P_3^2 + P_4^2} / P) \cdot 100. \quad (12.21)$$

При активной нагрузке, когда сопротивление для всех составляющих одинаково

$$k_{г. \%} = (\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2} / I_1) \cdot 100; \quad k_{г. \%} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2} / U_1 \cdot 100. \quad (12.22)$$

Практически при измерениях удобнее пользоваться следующим коэффициентом нелинейных искажений:

$$k_{г. \%} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2} / \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2}. \quad (12.23)$$

При малой степени нелинейности $k_{г.} \approx k'_{г.}$. В технике связи нелинейность усилителя принято оценивать в логарифмических единицах: $a_{кг} [\text{дБ}] = 20 \lg 1/k_{г.}$, которые называют затуханием нелинейности. Обычно наибольшее значение в усилителях имеют вторые и третьи гармоники основного сигнала, поэтому часто нормируется затухание нелинейности по второй и третьей гармоникам

$$a_{г2} = 20 (\lg U_1 / U_2); \quad a_{г3} = 20 \lg (U_1 / U_3).$$

Допустимое значение коэффициента гармоник зависит от назначения усилителя и составляет около 0,5 ... 5% для усилителей звуковых сигналов в зависимости от их класса. Очень малые нелинейные искажения допускаются в групповых усилителях систем передачи многоканальной связи. Затухание нелинейности по второй гармонике таких усилителей составляет около 74 ... 87 дБ, по третьей 87 ... 110 дБ. Это соответствует коэффициенту нелинейных искажений 0,01 ... 0,05% по второй гармонике и 0,005 ... 0,38 · 10⁻³% по третьей гармонике. Как отмечалось выше, при подаче на вход усилителя несинусоидального сигнала, кроме основных колебаний и их гармоник, появляются еще колебания комбинационных частот (суммарных и разностных). Влияние этих частот в зависимости от назначения усилителя может быть различно. Так, при усилении звуковых частот наибольшую роль играют не высшие гармонические колебания, а колебания комбинационных частот. Это объясняется тем, что вообще гармоники (обертоны) являются составной частью сигналов, действующих в тракте передачи при воспроизведении музыки, пения или речи. Колебания комбинационных частот ($f_1 \pm f_2$; $2f_1 \pm f_2$; $f_1 \pm f_2$ и т. д.) представляют собой новые колебания, появившиеся в процессе усиления, поэтому они главным образом и создают эффект искажения звука.

В групповых усилителях систем передачи многоканальной связи важно учитывать как гармонические составляющие, так и комбинационные частоты, которые могут быть причиной межканальных переходов (влиянием каналов друг на друга). В связи с этим нелинейность усилителей иногда оценивают по амплитуде комбинационной частоты, появляющейся на выходе усилителей. На вход усилителя тогда подаются два гармонических напряже-

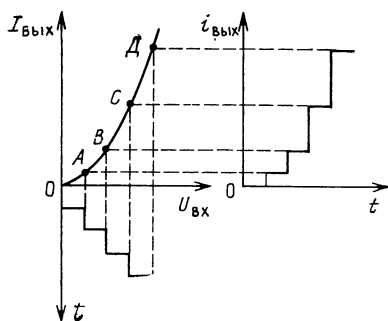


Рис. 12.20. Влияние нелинейности усилительного элемента на искажение импульсного сигнала

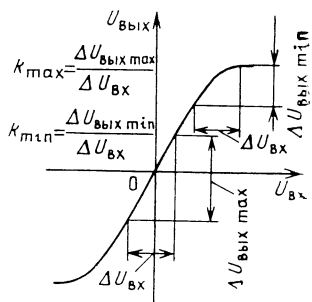


Рис. 12.21. К оценке нелинейности импульсных усилителей

ния с некрatными частотами. Несмотря на различное влияние гармонических и комбинационных частот, оценка нелинейности по коэффициенту гармоник используется очень широко благодаря своей простоте. Кроме того, коэффициент гармоник позволяет косвенно судить и об интенсивности комбинационных частот.

При усилении импульсных сигналов нелинейность усилителя сказывается иначе, чем при усилении гармонических сигналов. Так, например, при усилении ступенчатого сигнала по амплитуде при одинаковых ступеньках на входе получаютcя различные ступеньки на выходе (рис. 12.20). Наличие нелинейности при усилении телевизионных сигналов или сигналов передачи неподвижных изображений приводит к неправильному воспроизведению тонов на приеме. При уменьшении импульсов с наклонными краями нелинейность изменяет форму импульсов, искривляя наклон края импульсов. При усилении импульсов прямоугольной формы с одинаковой амплитудой нелинейность усилителя практически не влияет на форму выходного сигнала. Для импульсных усилителей, используемых в измерительной аппаратуре и ряде других, нелинейные искажения оцениваются относительным изменением крутизны динамической характеристики усилителя, т. е. зависимостью $U_{\text{вых}}$ от $U_{\text{вх}}$ (рис. 12.21).

Зная динамическую характеристику усилителя, можно определить фактор нелинейности:

$$d = (K_{\text{max}} - K_{\text{min}}) / K_{\text{max}}. \quad (12.24)$$

12.5. ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ КОЛЕБАНИЙ ПО ДИНАМИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ГАРМОНИК

В усилительной технике применяют наиболее простые методы гармонического анализа, основанные на использовании динамической характеристики, которая определяет зависимость выходно-

го тока от напряжения на входе усилителя или от ЭДС генератора (источника входного сигнала). При наличии нелинейности, вносимой усилителем, выходной ток будет содержать высшие гармоники. Так, при подаче на вход гармонического колебания $u_{вх} = U_{m вх} \cos \omega t$ выходной ток

$$i_{вх} = I_{cp} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + I_{m3} \cos 3\omega t + \dots$$

Следовательно, задача гармонического анализа заключается в определении отдельных составляющих анодного тока. В связи с тем, что амплитуды гармоник убывают с увеличением их номера, для практических расчетов достаточно определить составляющие выходного тока до четвертой гармоники. В усилительных каскадах на полевых транзисторах и электронных лампах, работающих без сеточных токов, нелинейные искажения в основном определяются нелинейностью выходной цепи. В усилительных каскадах на биполярных транзисторах нелинейные искажения определяются как входной, так и выходной характеристиками. Поэтому для определения нелинейных искажений усилителей на биполярных транзисторах пользуются сквозной характеристикой, на полевых транзисторах и электронных лампах — выходной.

Рассмотрим расчет гармонических составляющих по сквозной характеристике биполярного транзистора (рис. 12.22). Для нахождения постоянной составляющей и четырех гармоник необходимо знать пять значений (ординат) выходного тока, т. е. иметь пять уравнений для выходного тока. Такой метод оценки получил название метода пяти ординат. Для простоты отсчета выбирают следующие углы фаз ЭДС источника сигнала: $\omega t = 0^\circ$; $\omega t = 60^\circ$; $\omega t = 90^\circ$; $\omega t = 120^\circ$ и $\omega t = 180^\circ$, при этом $\cos 0^\circ = 1$; $\cos 60^\circ = 0,5$; $\cos 90^\circ = 0$; $\cos 120^\circ = -0,5$; $\cos 180^\circ = -1$.

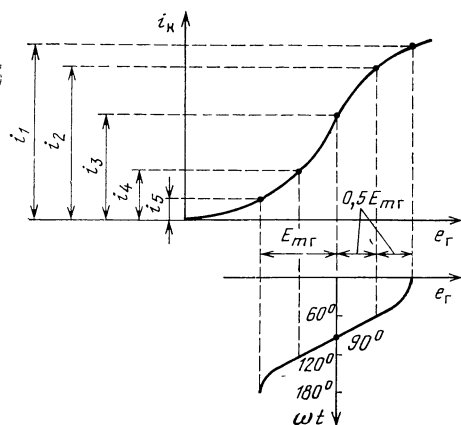


Рис. 12.22. Сквозная характеристика транзистора для определения гармонических составляющих методом пяти ординат

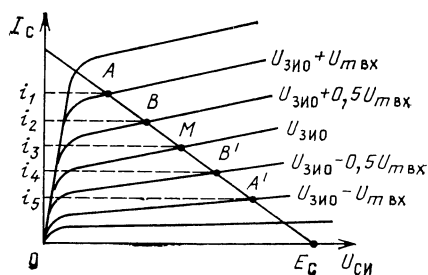


Рис. 12.23. Выходные характеристики для определения гармонических составляющих методом пяти ординат

Тогда

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_{cp} + I_{m1} \cos 0^\circ + I_{m2} \cos 0^\circ + I_{m3} \cos 0^\circ + I_{m4} \cos 0^\circ, \\ i_2 &= I_{cp} + I_{m1} \cos 60^\circ + I_{m2} \cos 120^\circ + I_{m3} \cos 180^\circ + \\ &+ I_{m4} \cos 240^\circ, \\ i_3 &= I_{cp} + I_{m1} \cos 90^\circ + I_{m2} \cos 180^\circ + I_{m3} \cos 270^\circ + \\ &+ I_{m4} \cos 360^\circ, \\ i_4 &= I_{cp} + I_{m1} \cos 120^\circ + I_{m2} \cos 240^\circ + I_{m3} \cos 360^\circ + \\ &+ I_{m4} \cos 480^\circ, \\ i_5 &= I_{cp} + I_{m1} \cos 180^\circ + I_{m2} \cos 360^\circ + I_{m3} \cos 540^\circ + \\ &+ I_{m4} \cos 720^\circ \end{aligned} \right\} \quad (12.25)$$

или

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_{cp} + I_{m1} + I_{m2} + I_{m3} + I_{m4}, \\ i_2 &= I_{cp} + I_{m1} \cdot 0,5 + I_{m2} (-0,5) + I_{m3} (-1) + I_{m4} (-0,5), \\ i_3 &= I_{cp} + I_{m1} (0) + I_{m2} (-1) + I_{m3} (0) + I_{m4} \cdot 1, \\ i_4 &= I_{cp} + I_{m1} (-0,5) + I_{m2} (-0,5) + I_{m3} \cdot 1 + I_{m4} (-0,5), \\ i_5 &= I_{cp} + I_{m1} (-1) + I_{m2} \cdot 1 + I_{m3} (-1) + I_{m4} \cdot 1. \end{aligned} \right\}$$

Решая данную систему уравнений, получаем:

$$\left. \begin{aligned} I_{cp} &= |[(i_1 + i_5) + 2(i_2 + i_4)]/6|, \quad I_{m1} = |[(i_1 - i_5) + (i_2 - i_4)]/3|, \\ I_{m2} &= |[(i_1 + i_5) - 2i_3]/4|, \quad I_{m3} = |[(i_1 - i_5) - (i_2 - i_4)]/6|, \\ I_{m4} &= |[(i_1 + i_5) - 4(i_2 + i_4) + 6i_3]/12|. \end{aligned} \right\} \quad (12.26)$$

По расчетным амплитудам гармоник определяем коэффициент нелинейных искажений в процентах

$$k_{\Gamma} \% = \frac{\sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + I_{m4}^2}}{I_{m1}} \cdot 100.$$

Зная среднее значение выходного тока I_{cp} , также можно определить электрический КПД выходного каскада.

При нахождении коэффициента нелинейных искажений каскадов на полевых транзисторах и электронных лампах коэффициенты нелинейности по отдельным гармоникам могут быть выражены через отрезки нагрузочной прямой переменного тока (рис. 12.23):

$$\left. \begin{aligned} k_{\Gamma 2} &= \frac{0,75 |AM - MA'|}{AA' + BB'}, \quad k_{\Gamma 3} = \frac{0,5 |AA' - 2BB'|}{AA' + BB'}, \\ k_{\Gamma 4} &= \frac{0,25 |AB - A'B'| + (3 |MB' - BM|)}{AA' + BB'}. \end{aligned} \right\} \quad (12.27)$$

Тогда

$$k_{\Gamma} = \sqrt{k_{\Gamma 2}^2 + k_{\Gamma 3}^2 + k_{\Gamma 4}^2}.$$

12.6. СОБСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ И ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН УСИЛИТЕЛЯ

Собственные помехи или шумы в усилителях возникают по разным причинам, основными видами помех являются: фон, наводки, тепловой шум, внутренние шумы усилительных элементов, шумы микрофонного эффекта. Помехи проявляются в виде наличия выходного напряжения при отсутствии входного сигнала (закороченных входных зажимах усилителя). Помехи на выходе усилителя можно регистрировать чувствительным вольтметром или наблюдать с помощью осциллографа. Наличие напряжения собственных или внутренних шумов усилителя ограничивает его чувствительность, т. е. минимальный входной сигнал, и не позволяет усиливать сколь угодно его малую величину.

Рассмотрим причины появления отдельных составляющих собственных помех усилителя.

Фон представляет собой постороннее напряжение на выходе усилителя с частотными составляющими порядка 50...150 Гц, которые являются гармониками частоты сети 50 Гц и возникают при питании усилительных элементов выпрямителями, имеющими недостаточную фильтрацию выпрямленного напряжения.

В ламповых усилителях дополнительный фон может возникать при питании нитей накала переменным током.

Для устранения фона уменьшают пульсации на выходе выпрямителя путем увеличения коэффициента сглаживания питающих фильтров, применяют дополнительные развязывающие фильтры, которые устанавливаются в самих усилителях. В ламповых каскадах иногда применяют питание нитей канала постоянным током.

Наводками называют напряжения в выходной цепи усилителя за счет наведения переменной ЭДС, особенно в цепях первых каскадов, посторонними магнитными и электрическими полями, в частности, от цепей переменного тока. Устранение наводок достигается экранированием входных цепей или всего усилителя и удалением усилителя от источников помех.

Тепловые и термические шумы обусловлены наличием хаотического теплового движения электронов внутри любого сопротивления (проводника) или элементов схемы. Мощность теплового шума $P_{\text{шт}} = kT\Pi_{\text{ш}}$ определяется величиной температуры.

Внутренние шумы усилительных элементов обусловлены процессами в электронных лампах и транзисторах. Тепловые шумы и собственные шумы усилительных элементов рассмотрены в гл. 10. Следует отметить, что спектр данных шумов лежит в области частот 0... ∞ и принципиально данные шумы неустраняемы. Однако выбором соответствующих усилительных элементов и параметров схем они могут быть значительно снижены. Так, например, для первых каскадов усилителя обычно выбирают малошумящие транзисторы, работающие в определенном режиме, полевые транзисторы или электронные лампы с большой крутизной. В очень чув-

ствительных усилителях для уменьшения собственного шума усилителей приходится снижать температуру среды, окружающей входные узлы, помещая их в криостат. При этом используются специальные типы транзисторов, способных работать при температуре жидкого азота. *Микрофонные помехи* (микрофонный эффект) представляют собой наведение в цепях главным образом входного каскада мешающего напряжения в результате воздействия на шасси усилителя механических колебаний в виде звуковых волн, вибраций и пр. В основном проявляются в каскадах, выполненных на электронных лампах.

Динамический диапазон сигнала представляет собой превышение в децибелах максимального уровня сигнала над минимальным, т. е. отношение максимального и минимального напряжений сигнала, подводимого к входу усилителя:

$$D_c = 20 \lg (U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}}). \quad (12.28)$$

Динамический диапазон усилителя представляет собой отношение (в децибелах) максимального напряжения на выходе усилителя $U_{\text{вых max}}$ к минимальному $U_{\text{вых min}}$

$$D = 20 \lg (U_{\text{вых max}}/U_{\text{вых min}}). \quad (12.29)$$

Оценка динамического диапазона усилителя возможна по амплитудной характеристике усилителя — зависимости установившегося напряжения на выходе усилителя от напряжения на входе (рис. 12.24). Амплитудная характеристика реального усилителя не проходит через начало координат и изгибается при малых значениях из-за собственного шума на выходе усилителя. На участке AB амплитудная характеристика близка к прямой линии, что соответствует линейному участку характеристики усилительных элементов. При дальнейшем увеличении входного напряжения происходит уменьшение приращения выходного напряжения по сравнению с приращением входного сигнала из-за увеличения нелинейности усилительного элемента. Точка перегиба B определяет максимальный входной сигнал, превышение которого будет вызывать резкое увеличение нелинейных искажений.

Таким образом, максимальный входной сигнал ограничен величиной, при которой происходит значительное увеличение нелинейных искажений, минимальный — уровнем собственных шумов усилителя.

Наибольшее значение динамического диапазона присуще симфоническому оркестру $D_c = 70$ дБ, динамический диапазон человеческого голоса не превышает 50 дБ. Динамический диапазон усилителей обычно составляет около 40...60 дБ. Для правильного воспроизведения сигнала

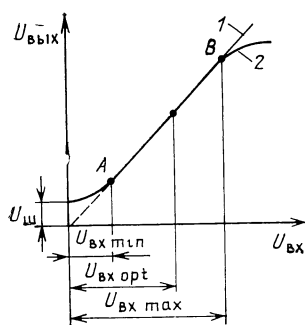


Рис. 12.24. Амплитудные характеристики усилителя:

1 — идеальная, 2 — реальная

динамический диапазон усилителя должен быть несколько больше динамического диапазона сигнала. Однако это не всегда возможно, а в некоторых случаях и нецелесообразно.

Выводы. 1. Основными показателями усилителя являются: входные и выходные величины; коэффициент полезного действия усилителя; коэффициенты усиления усилителя, полоса пропускания частот; линейные и нелинейные искажения; динамический диапазон и собственные шумы усилителя. 2. Коэффициент усиления усилителя показывает, во сколько раз выходное напряжение, ток или мощность больше входного напряжения, тока или мощности. В соответствии с этим различают коэффициент усиления по напряжению, току или мощности. 3. Линейные искажения обусловлены наличием реактивных элементов схемы и разделяются на частотные и фазовые. Оценка частотных искажений осуществляется по коэффициенту частотных искажений, оценка фазовых искажений — по отклонению фазовой характеристики усилителя от прямой линии. Наличие линейных искажений приводит к изменению формы сложного сигнала на выходе усилителя по сравнению со входным. 4. Нелинейные искажения обусловлены нелинейностью вольт-амперной характеристики усилительного элемента. Оценка нелинейных искажений усилителя гармонических колебаний производится по коэффициенту нелинейных искажений (гармоник). Наличие нелинейных искажений приводит к появлению высших гармоник и комбинационных частот, а следовательно, к искажению формы выходного сигнала по сравнению с входным. 5. В импульсных усилителях нелинейность приводит к искажению ступенчатого напряжения прямоугольной формы и выходного импульса при подаче на вход сигнала непрямоугольной формы.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите основные технические показатели усилителя.
2. Определите коэффициент усиления усилителя в децибелах, если входное напряжение равно 0,02 В, а выходное — 2 В.
3. Перечислите основные виды искажений гармонических сигналов, появляющихся в усилителях.
4. Как изменяются фазовые искажения на верхних частотах при увеличении M_v ?
5. Будет ли усилитель вносить фазовые искажения, если фазовый сдвиг для всех частот постоянен и не равен нулю?
6. Что будет с временем установления переходной характеристики усилителя, если увеличить полосу пропускания усилителя на верхних частотах?
7. Определите верхнюю граничную частоту усилителя при усилении сигнала прямоугольной формы, если время установления $t_y = 0,2$ мкс.
8. Как оценивают нелинейные искажения усилителя, какие составляющие сигнала появляются на выходе усилителя при наличии нелинейных искажений?
9. Как изменяются нелинейные искажения при увеличении амплитуды входного сигнала?
10. Изменяются ли собственные помехи на выходе усилителя при расширении полосы пропускания на нижних частотах?
11. Какими факторами ограничивается динамический диапазон усилителя?

Глава 13. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ

13.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Обратной связью называют передачу части мощности сигнала с выхода устройства или какого-либо промежуточного звена на его вход. Упрощенная структурная схема усилителя с обратной связью приведена на рис. 13.1. Цепь прямой передачи характеризуется коэффициентом усиления $\underline{K} = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}}$; цепь обратной связи — коэффициентом передачи цепи обратной связи $\underline{\beta}_{\text{о.с}} = \dot{U}_{\text{о.с}} / \dot{U}_{\text{вых}}$, где $\dot{U}_{\text{о.с}} = \dot{U}_{\text{вых}} \underline{\beta}_{\text{о.с}}$ — напряжение на выходе четырех-полюсника обратной связи. Доля мощности, передаваемая с выхода усилителя по цепи обратной связи на вход, обычно значительно меньше мощности, отдаваемой в нагрузку.

Обратная связь вводится специально для получения необходимых характеристик усилителя. Однако она может возникнуть за счет нежелательного влияния выходной цепи на входную, которое обусловлено внутренней обратной связью усилительных элементов и наличием емкостных и индуктивных связей между выходом и входом отдельных усилительных каскадов или усилителя в целом. Такие связи называются *паразитными*.

Внутренними паразитными связями нельзя управлять, и они нередко изменяют свойства усилителя в нежелательную сторону, например, приводят к самовозбуждению усилителя. Поэтому паразитные обратные связи стараются сделать как можно меньше — выбором рациональной конструкции усилителя или применением специальных схемных решений. Обратные связи могут охватывать индивидуальные каскады или усилитель в целом. В связи с этим различают системы с однопетлевой обратной связью (рис. 13.1) и многопетлевыми (рис. 13.2).

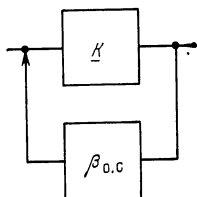


Рис. 13.1. Структурная схема усилителя с обратной связью

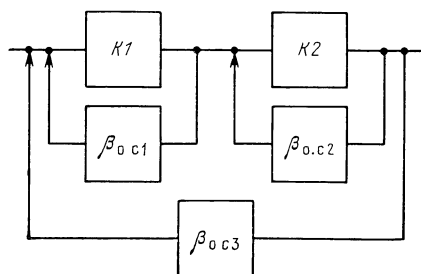


Рис. 13.2. Структурная схема многокаскадного усилителя с обратными связями

Различают *положительную обратную связь* (ПОС) и *отрицательную обратную связь* (ООС). При положительной обратной связи напряжение обратной связи поступает на вход в фазе с входным сигналом, в результате чего напряжения на входе усилителя складываются. При отрицательной обратной связи напряжение обратной связи поступает на вход в противофазе со входным сигналом, в результате чего напряжение на входе усилителя определяется разностью напряжений, поступающих от источника сигнала и обратной связи. Как будет показано ниже, в усилительных устройствах в основном используется ООС.

Цепь обратной связи может быть подключена к входу и выходу усилителя различными способами. По способу подключения цепи обратной связи к выходу усилителя или по способу получения напряжения обратной связи различают следующие виды:

1. *Обратную связь по напряжению*, когда напряжение обратной связи пропорционально выходному напряжению. В этом случае вход цепи обратной связи присоединен параллельно нагрузке (рис. 13.3,а).

2. *Обратную связь по току*, когда напряжение обратной связи пропорционально выходному току. В этом случае вход цепи обратной связи подключен последовательно с нагрузкой (рис. 13.3,б).

3. *Комбинированную обратную связь*, когда напряжение обратной связи пропорционально как выходному напряжению, так и току (рис. 13.3,в).

Для определения вида обратной связи в первых двух случаях можно использовать следующее правило. В режиме короткого замыкания Z_H обратная связь по напряжению исчезает, по току — сохраняется. Наоборот, в режиме холостого хода на выходе сохраняется обратная связь по напряжению, по току — исчезает.

По способу подачи напряжения обратной связи на вход усилителя различают:

1. *Последовательную обратную связь*, когда напряжение источника сигнала включено последовательно с напряжением обратной связи (суммирование напряжений) (рис. 13.4,а).

2. *Параллельную обратную связь*, когда напряжение обратной связи и напряжение источника сигнала складываются на общем

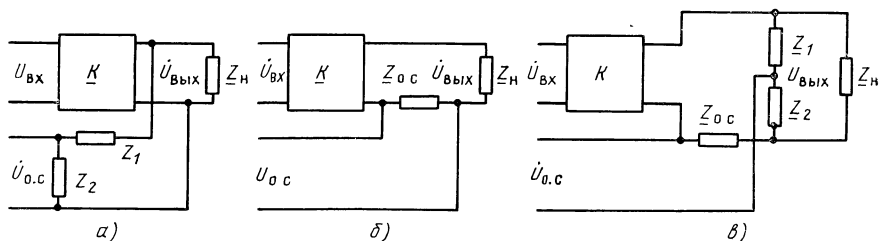


Рис. 13.3. Схемы снятия обратной связи:

а — по напряжению, б — по току, в — комбинированная

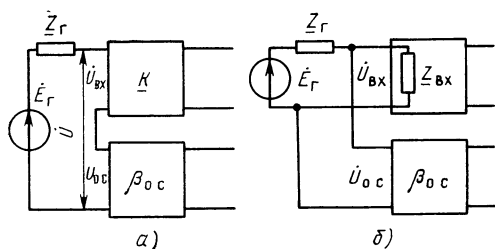


Рис. 13.4. Схемы введения обратной связи по напряжению:

а — последовательная, б — параллельная

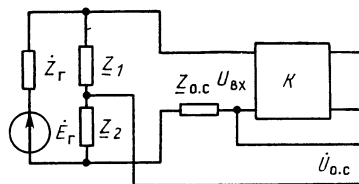


Рис. 13.5. Схема введения комбинированной обратной связи

входном сопротивлении усилителя (суммирование токов) (рис. 13.4,б).

3. *Комбинированную по входу обратную связь*, которая представляет собой сочетание последовательной и параллельной по входу обратных связей (рис. 13.5).

При определении способа введения обратной связи можно использовать аналогичное правило. При замыкании источника сигнала последовательная обратная связь сохраняется, параллельная исчезает. При холостом ходе на входе усилителя сохраняется параллельная обратная связь, последовательная исчезает. Отсюда следует важный вывод: параллельная обратная связь наиболее эффективна при большом сопротивлении источника сигнала, последовательная — при малом сопротивлении источника сигнала.

Если коэффициент передачи обратной связи не зависит от частоты, то такую обратную связь называют *частотно-независимой* обратной связью. Если коэффициент передачи обратной связи зависит от частоты, то такую обратную связь называют *частотно-зависимой* обратной связью.

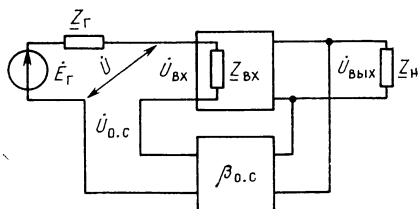
Выводы. 1. Обратные связи могут быть положительными и отрицательными. В усилителях в основном используется отрицательная обратная связь. 2. По способу снятия и введения обратная связь разделяется на последовательную обратную связь по напряжению, последовательную обратную связь по току, параллельную обратную связь по току, комбинированную обратную связь. 3. Обратная связь может быть частотно-независимой и частотно-зависимой.

13.2. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ

КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ

Рассмотрим коэффициент усиления усилителя с обратной связью на примере *последовательной обратной связи по напряжению* (рис. 13.6). Задача заключается в определении коэффициен-

Рис. 13.6. К определению коэффициента усиления усилителя с последовательной обратной связью по напряжению



та усиления с обратной связью $\underline{K}_{o.c} = \dot{U}_{vyx} / \dot{U}$ через коэффициент усиления усилителя без обратной связи $\underline{K} = \dot{U}_{vyx} / \dot{U}_{vx}$ и коэффициент передачи цепи обратной связи $\underline{\beta}_{o.c} = \dot{U}_{o.c} / \dot{U}_{vyx}$. В общем случае напряжение на входе усилителя $\dot{U}_{vx} = \dot{U}_{o.c} + \dot{U}$, или $\dot{U} = \dot{U}_{vx} - \dot{U}_{o.c}$, тогда коэффициент усиления усилителя с ОС

$$\underline{K}_{o.c} = \dot{U}_{vyx} / (\dot{U}_{vx} - \dot{U}_{o.c}) = \dot{U}_{vyx} / (\dot{U}_{vx} - \dot{U}_{vyx} \underline{\beta}_{o.c})$$

Разделив числитель и знаменатель на \dot{U}_{vx} , получим:

$$\underline{K}_{o.c} = \frac{\dot{U}_{vyx} / \dot{U}_{vx}}{1 - (\dot{U}_{vyx} / \dot{U}_{vx}) \underline{\beta}_{o.c}} = \frac{\underline{K}}{1 - \underline{K} \underline{\beta}_{o.c}}. \quad (13.1)$$

Перейдя к показательной форме, имеем

$$\underline{K}_{o.c} = \frac{K \exp(j\varphi)}{1 - K \underline{\beta}_{o.c} \exp[j(\varphi + \varphi_\beta)]} = \frac{K \exp(j\varphi)}{1 - K \underline{\beta}_{o.c} \exp(j\varphi_T)}, \quad (13.2)$$

где φ — фазовый угол, вносимый усилителем, φ_β — фазовый угол, вносимый цепью обратной связи. Величина $\underline{A} = 1 - \underline{K} \underline{\beta}_{o.c}$ называется глубиной обратной связи, $\underline{T} = \underline{K} \underline{\beta}_{o.c}$ — петлевое усиление (усиление по петле). Для определения модуля коэффициента усиления усилителя с обратной связью необходимо привести выражение (13.2) к виду $\underline{K}_{o.c} = A + jB$. Для этого выражение комплексных чисел в показательной форме заменяют тригонометрическим выражением: зная, что $\exp(jx) = \cos x + j \sin x$, тогда

$$\begin{aligned} \underline{K}_{o.c} &= \frac{K (\cos \varphi + j \sin \varphi)}{1 - K \underline{\beta}_{o.c} (\cos \varphi_T + j \sin \varphi_T)} = \frac{K (\cos \varphi - K \underline{\beta}_{o.c} \cos \varphi_\beta)}{1 - 2K \underline{\beta}_{o.c} \cos \varphi_T + K^2 \underline{\beta}_{o.c}^2} + \\ &+ j \frac{K (\sin \varphi + K \underline{\beta}_{o.c} \sin \varphi_\beta)}{1 - 2K \underline{\beta}_{o.c} \cos \varphi_T + K^2 \underline{\beta}_{o.c}^2}. \end{aligned} \quad (13.3)$$

где $\varphi_T = \varphi + \varphi_\beta$ — фазовый угол, вносимый усилителем и цепью обратной связи по петле. Тогда модуль коэффициента передачи $\underline{K}_{o.c} = \sqrt{A^2 + B^2}$ определится как:

$$\underline{K}_{o.c} = K / \sqrt{1 - 2K \underline{\beta}_{o.c} \cos \varphi_T + K^2 \underline{\beta}_{o.c}^2}. \quad (13.4)$$

Аналогично можно определить сквозной коэффициент усиления усилителя с обратной связью $\underline{K}_{o.c}^* = \dot{U}_{vyx} / \dot{E}_r$, исходя из того, что

$$\dot{U}_{vx} = [(\dot{E}_r + \dot{U}_{o.c}) / (\underline{Z}_r + \underline{Z}_{vx})] \underline{Z}_{vx} = \dot{E}_r \underline{k}_{vx} + \dot{U}_{vyx} \underline{\beta}_{o.c} \underline{k}_{vx},$$

где $\underline{k}_{\text{вх}} = \underline{Z}_{\text{вх}} / (\underline{Z}_{\text{г}} + \underline{Z}_{\text{вх}})$ — коэффициент передачи входной цепи, тогда $\underline{E}_{\text{г}} = \underline{U}_{\text{вх}} / \underline{k}_{\text{вх}} - \underline{U}_{\text{вых}} \underline{\beta}_{\text{о.с.}}$. Отсюда

$$K_{\text{о.с.}}^* = \frac{\underline{U}_{\text{вых}}}{\underline{U}_{\text{вх}} / \underline{k}_{\text{вх}} - \underline{U}_{\text{вых}} \underline{\beta}_{\text{о.с.}}} = \frac{\underline{k}_{\text{вх}} \underline{K}}{1 - \underline{k}_{\text{вх}} \underline{K} \underline{\beta}_{\text{о.с.}}} = \frac{\underline{K}^*}{1 - \underline{K}^* \underline{\beta}_{\text{о.с.}}}, \quad (13.5)$$

где $\underline{k}_{\text{вх}} \underline{K} = \underline{K}^*$ — сквозной коэффициент усиления.

Таким образом, при определении сквозного коэффициента усиления с ОС можно в выражение (13.1) вместо коэффициента усиления \underline{K} подставить сквозной коэффициент усиления \underline{K}^* . При этом сквозная глубина ОС $\underline{A}^* = 1 - \underline{K}^* \underline{\beta}_{\text{о.с.}}$. Петлевое усиление $\underline{T}^* = \underline{K}^* \underline{\beta}_{\text{о.с.}}$.

Рассмотрим выражение (13.4). Если фазовый сдвиг по петле $\varphi_{\text{т}} = \varphi + \varphi_{\text{в}} = 0$; $2\pi n$, где n — целое число, то $\cos \varphi_{\text{т}} = 1$ и коэффициент усиления с ОС

$$K_{\text{п о.с.}} = K / (1 - K \beta_{\text{о.с.}}). \quad (13.6)$$

При этом имеет место положительная обратная связь, так как фаза напряжения обратной связи совпадает со входным сигналом. Если фазовый угол по петле $\varphi_{\text{т}} = \pi$, где n — нечетное число, то $\cos \varphi_{\text{т}} = -1$ и

$$K_{\text{о о.с.}} = K / (1 + K \beta_{\text{о.с.}}), \quad (13.7)$$

т. е. имеет место отрицательная обратная связь. Как видно из выражений (13.6) и (13.7), положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления усилителя, отрицательная — уменьшает его. Для создания отрицательной обратной связи необходимо, чтобы петлевое усиление $\underline{T} = \underline{K} \underline{\beta}_{\text{о.с.}}$ было отрицательным и вещественным числом. При частотно-независимой обратной связи, когда $\varphi_{\text{в}} = 0$, необходимо, чтобы усилитель изменял фазу выходного напряжения на 180° , такой усилитель называется инвертирующим. В общем случае фазовый сдвиг по петле является функцией частоты, при $90^\circ < \varphi_{\text{т}}(\omega) < -90^\circ$ имеет место ПОС; при $90^\circ < \varphi_{\text{т}} < 270^\circ$ имеет место ООС. При достаточно глубокой положительной обратной связи, когда $\underline{K} \underline{\beta}_{\text{о.с.}} = 1$, коэффициент усиления усилителя становится равным бесконечности. Это означает, что на выходе усилителя будет выходное напряжение даже в отсутствие входного сигнала, т. е. при закороченных входных зажимах. Следовательно, усилитель превращается в источник незатухающих колебаний — генератор, который вырабатывает напряжение с частотой, на которой $\varphi + \varphi_{\text{в}} = 0^\circ$. Таким образом, при положительной обратной связи может наступить явление самовозбуждения усилителя или, как принято называть, — потеря устойчивости усилителя.

С точки зрения изменения коэффициента усиления отрицательная обратная связь ухудшает параметр усилителя, однако, как будет отмечено ниже, отрицательная обратная связь существенно улучшает остальные параметры усилителя, поэтому в схемах усилителей отрицательная обратная связь нашла широкое

применение. Последовательная обратная связь, как видно из рис. 13.4,а, наиболее сильно влияет на усиление усилителя при малом сопротивлении источника и большом входном сопротивлении усилителя, так как в этом случае почти все напряжение обратной связи подается на вход усилителя.

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Влияние параллельной обратной связи на сквозной коэффициент усиления усилителя аналогично последовательной обратной связи, так как сформулированные правила для этой схемы справедливы и для остальных. Однако следует отметить, что усилители с параллельным суммированием сигналов во входной цепи отличаются от усилителей с последовательным суммированием сигналов величиной напряжения $\dot{U}_{вх}$ на входе усилителя и способом определения обратной связи $\beta_{о.с.}$. Для определения $\dot{U}_{вх}$ в схеме усилителя с параллельной ОС (рис. 13.7) можно воспользоваться методом наложения.

При закороченных входных зажимах усилителя ($E_r=0$) имеем:

$$\beta_{о.с.}^* = \frac{\dot{U}'_{вх}}{U_{вых}} = \frac{Z_r Z_{вх} / (Z_r + Z_{вх})}{Z_{о.с} + Z_r Z_{вх} / (Z_r + Z_{вх})} \quad \text{или} \quad U'_{вх} = U_{вых} \beta_{о.с.}^*$$

Если замкнуть выходные зажимы усилителя $\dot{U}_{вых}=0$, то можно определить долю входного напряжения, действующего на входе прямой цепи усилителя:

$$k_{вх}^* = \frac{\dot{U}''_{вх}}{\dot{E}_r} = \frac{Z_{о.с} Z_{вх} / (Z_{о.с} + Z_{вх})}{Z_r + Z_{о.с} Z_{вх} / (Z_{о.с} + Z_{вх})} \quad \text{или} \quad U''_{вх} = k_{вх}^* E_r,$$

тогда $\dot{U}_{вх} = U'_{вх} + U''_{вх} = U_{вых} \beta_{о.с.}^* + k_{вх}^* E_r$, т. е.

$$\dot{E}_r = (\dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вых} \beta_{о.с.}^*) / k_{вх}^*.$$

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{о.с.}^* = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{E}_r} \frac{k_{вх} \dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вых} \beta_{о.с.}^*} = \frac{k_{вх} K}{1 - K \beta_{о.с.}^*} = \frac{K^*}{1 - K^* \beta_{о.с.}}. \quad (13.8)$$

При отрицательной обратной связи

$$K_{о.с.}^* = K^* / (1 + K^* \beta_{о.с.}), \quad (13.9)$$

где $\beta_{о.с.} = \beta_{о.с.}^* / k_{вх} = Z_r / Z_{о.с.}$. Следовательно, параллельная обратная связь наиболее сильное влияние оказывает при большом сопротивлении источника сигнала.

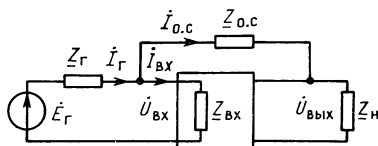


Рис. 13.7. К определению влияния параллельной обратной связи по напряжению на усиление усилителя

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ

Схема усилителя с последовательной ОС по току приведена на рис. 13.8.

Как видно из рис. 13.8, напряжение $\dot{U}_{o.c} = \dot{I}_{вых} \underline{Z}_{o.c}$, тогда коэффициент обратной связи

$$\underline{\beta}_{o.c} = \frac{\dot{U}_{o.c}}{\dot{U}_{вых}} = \frac{\dot{I}_{вых} \underline{Z}_{o.c}}{\dot{I}_{вых} \underline{Z}_H} = \frac{\underline{Z}_{o.c}}{\underline{Z}_H}. \quad (13.10)$$

Если напряжение, снимаемое с сопротивления $\underline{Z}_{o.c}$, передается на вход через четырехполюсник связи, то общий коэффициент передачи

$$\underline{\beta}_{общ} = \underline{\beta}_{o.c} \underline{\beta}_1.$$

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ

Схема усилителя с параллельной ОС по току приведена на рис. 13.9.

При определении коэффициента передачи обратной связи для схемы рис. 13.9 можно воспользоваться теми же соотношениями, что и при определении параллельной обратной связи по напряжению, заменив $\dot{U}_{вых}$ на $\dot{U}_{o.c}$, где $\dot{U}_{o.c} = \dot{U}_{вых} \underline{Z}_{o.c} / \underline{Z}_H$, тогда

$$\underline{\beta}_{o.c} = \frac{\underline{Z}_H \underline{Z}_{o.c 1}}{\underline{Z}_{o.c 2} \underline{Z}_H}. \quad (13.11)$$

Для комбинированной обратной связи (рис. 13.10) можно воспользоваться уравнением напряжений, где напряжение обратной связи складывается из двух составляющих, одна из которых пропорциональна выходному напряжению $\underline{\beta}_{o.c} \dot{U}_{вых}$, а вторая — выходному току $\underline{\beta}_{o.c} \underline{Z}_{o.c} \dot{I}_{вых}$. Тогда уравнение связи имеет вид:

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U} + \underline{\beta}_{o.c} (\dot{U}_{вых} + \underline{Z}_{o.c} \dot{I}_{вых}). \quad (13.12)$$

Из анализа коэффициента усиления с ООС видно, что введение обратной связи во всех случаях уменьшает сквозной коэффициент усиления усилителя $\underline{K}_{o.c}$ на сквозную глубину $A^* = (1 + K^* \underline{\beta}_{o.c})$ раз. Однако, как будет показано ниже, введение отрицательной

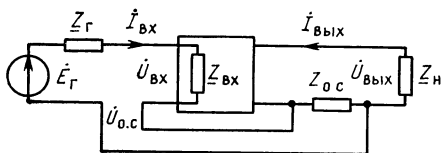


Рис. 13.8. К определению влияния последовательной обратной связи по току на усиление усилителя

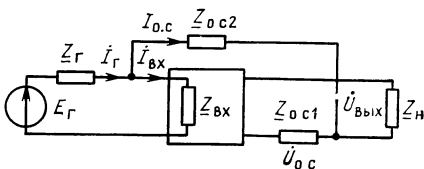
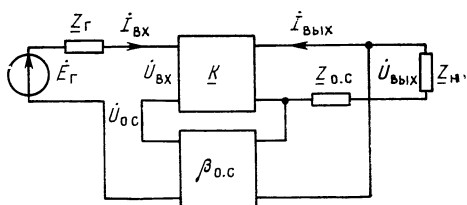


Рис. 13.9. К определению влияния параллельной обратной связи по току на усиление усилителя

Рис. 13.10. К определению влияния последовательной обратной связи комбинированного типа на усиление усилителя



обратной связи изменяет входное и выходное сопротивления усилителя. В связи с этим параллельная и последовательные обратные связи различно влияют на коэффициент усиления по току и напряжению. Так, например, последовательная обратная связь увеличивает входное сопротивление усилителя в $(1 + K^* \beta_{о.с})$ раз и уменьшает выходное напряжение на ту же величину, поэтому коэффициент усиления по току остается неизменным. Параллельная обратная связь уменьшает входное сопротивление и выходное напряжение усилителя, поэтому коэффициент усиления усилителя $K = U_{вых}/U_{вх}$ остается неизменным. Однако любая обратная связь изменяет сквозной коэффициент усиления в A^* раз.

ОТНОСИТЕЛЬНАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Коэффициент усиления усилителя может изменяться от воздействия ряда факторов, которые называются дестабилизирующими. К дестабилизирующим факторам относятся изменение напряжения источников питания, старение и замена усилительных элементов и компонентов схемы, изменение температуры окружающей среды и т. д. Непостоянство коэффициента усиления оценивается коэффициентом относительной неустойчивости или просто коэффициентом неустойчивости $\delta_K = dK^*/K^* \approx \Delta K^*/K^*$, где ΔK^* — изменение коэффициента усиления усилителя за счет каких-либо дестабилизирующих факторов. Если в схему усилителя введена обратная связь, то коэффициент неустойчивости $\delta_{K_{о.с}} = dK^*_{о.с}/K^*_{о.с}$. Можно показать, что

$$\delta_{K_{о.с}} = \frac{dK^*/K^*}{1 - K^* \beta_{о.с}}. \quad (13.13)$$

При отрицательной обратной связи

$$\delta_{K_{о.с}} = \frac{dK^*/K^*}{1 + K^* \beta_{о.с}}. \quad (13.14)$$

Следовательно, отрицательная обратная связь уменьшает неустойчивость коэффициента усиления. При глубокой обратной связи, когда $K^* \beta_{о.с} > 1$, $K^*_{о.с} = K^*/(1 + K^* \beta_{о.с}) \approx 1/\beta_{о.с}$, т. е. не зависит от параметров самого усилителя. Поэтому в усилителях измерительных приборов, аппаратуры связи, системах автоматического

регулирования применяется глубокая отрицательная обратная связь. Потеря усиления из-за введения отрицательной обратной связи компенсируется введением дополнительных каскадов.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ И ПОМЕХИ

Одним из важнейших свойств отрицательной обратной связи является уменьшение нелинейных искажений, возникающих в усилителе. Физически этот эффект объясняется тем, что паразитные составляющие выходного напряжения (или тока) — гармоники и комбинационные частоты, обусловленные нелинейностью усиленных элементов, снова попадают на вход усилителя, но уже в фазе, противоположной их начальным значениям. Пусть при усилении синусоидального напряжения усилителем без обратной связи с коэффициентом усиления K кроме полезного выходного сигнала $\dot{U}_{2mг}$ имеется напряжение какой-либо гармоники $\dot{U}_{2mг}$. Если усилитель охватить отрицательной обратной связью с коэффициентом передачи $\beta_{о.с.}$, то выходное напряжение уменьшается в $(1+K\beta_{о.с.})$ раз. Для сохранения прежнего значения выходного напряжения сигнал на входе усилителя необходимо увеличить в $(1+K\beta_{о.с.})$ раз. При этом режим работы усилительных элементов останется прежним. Поскольку часть напряжения с выхода усилителя подается на его вход, то гармоники, усиливаясь в цепи прямой передачи, вновь появляются на выходе. Таким образом, между начальным $\dot{U}_{2mг}$ и установившимся значениями $\dot{U}'_{2mг}$ на выходе усилителя существует следующее соотношение:

$$\dot{U}'_{2mг} = \dot{U}_{2mг} + \Delta \dot{U}_{2mг} = \dot{U}_{2mг} + K\beta_{о.с.} \dot{U}'_{2mг},$$

откуда

$$\dot{U}'_{2mг} = \frac{\dot{U}_{2mг}}{1 - K\beta_{о.с.}}.$$

При отрицательной обратной связи $\dot{U}'_{2mг} = \dot{U}_{2mг} / (1 + K\beta_{о.с.})$. Следовательно, отрицательная обратная связь снижает коэффициент нелинейных искажений в $(1 + K\beta_{о.с.})$ раз, т. е.

$$K_{г о.с. \%} = K_{г \%} / (1 + K\beta_{о.с.}). \quad (13.15)$$

Уменьшение нелинейных искажений за счет отрицательной обратной связи является следствием стабилизации коэффициента усиления. Действительно, изменение крутизны транзистора или лампы с возрастанием амплитуды сигнала можно рассматривать как дестабилизирующий фактор, изменяющий коэффициент усиления. Отсюда вытекает, что введение обратной связи приводит к изменению амплитудной характеристики.

Следует отметить, что выражение (13.15) справедливо при незначительном уровне нелинейных искажений, когда можно считать, что усилитель обладает почти линейными свойствами и можно использовать принцип наложения. Фактически уменьшение какой-

либо гармоники получается несколько меньше. Кроме того, для высших гармоник за счет дополнительных фазовых сдвигов отрицательная обратная связь может перейти в положительную, что может привести к увеличению нелинейных искажений по этим гармоникам. Однако в общем случае введение отрицательной обратной связи существенно снижает коэффициент нелинейных искажений.

Влияние обратной связи на напряжение помех оказывает аналогичное действие, так как напряжение помехи, возникающее внутри усилительной схемы, подается снова на вход усилителей в той фазе, когда происходит уменьшение его на выходе. Следует помнить, что с введением отрицательной обратной связи одновременно со снижением напряжения помехи во столько же раз снижается напряжение сигнала. Поэтому соотношение между сигналом и помехой остается неизменным. Для восстановления уровня сигнала на выходе усилителя необходимо увеличивать его напряжение на входе путем введения добавочного каскада. Таким образом, уменьшение уровня помехи на выходе усилителя за счет введения отрицательной обратной связи происходит лишь тогда, когда эти помехи возникают в той части усилителя, которая охвачена петлей обратной связи.

ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Обратная связь, воздействуя на показатели усилителя, существенно изменяет его входное и выходное сопротивления. Изменение входного сопротивления зависит от способа введения обратной связи и не зависит от способа снятия ее с выходной цепи. Рассмотрим входное сопротивление усилителя с последовательной обратной связью по напряжению (см. рис. 13.4,а). Из рис. 13.4,а

$$\underline{Z}_{\text{вх о.с}} = \dot{U} / \dot{I}_{\text{вх}} = (\dot{U}_{\text{вх}} - \dot{U}_{\text{о.с}}) / \dot{I}_{\text{вх}},$$

где $\dot{U}_{\text{о.с}} = \dot{U}_{\text{вых}} K \underline{\beta}_{\text{о.с}}$ — напряжение обратной связи, тогда

$$\underline{Z}_{\text{вх о.с}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} (1 - K \underline{\beta}_{\text{о.с}}) = \underline{Z}_{\text{вх}} (1 - K \underline{\beta}_{\text{о.с}}). \quad (13.16)$$

При отрицательной обратной связи $K \underline{\beta}_{\text{о.с}}$ — величина отрицательная и

$$\underline{Z}_{\text{вх о.с}} = \underline{Z}_{\text{вх}} (1 + K \beta_{\text{о.с}}). \quad (13.17)$$

Таким образом, последовательная отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление усилителя.

Увеличение входного сопротивления при последовательной отрицательной обратной связи объясняется тем, что напряжение обратной связи подается в противофазе с входным сигналом, это приводит к уменьшению входного тока независимо от способа получения обратной связи (по напряжению или по току). Когда $\underline{Z}_{\text{вх}}$ имеет активную и емкостную составляющие, отрицательная обрат-

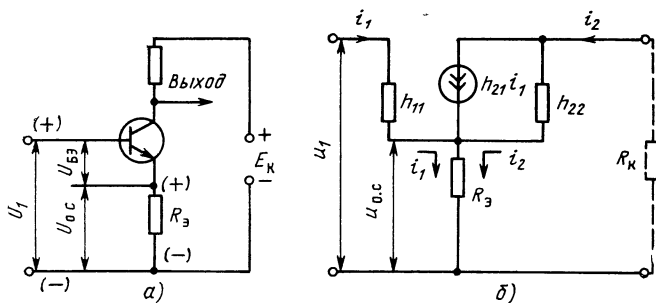


Рис. 13.11. К определению входного сопротивления транзисторного каскада с последовательной ООС по току:

а — схема, б — эквивалентная схема

ная связь увеличивает полное входное сопротивление без изменения его фазы, так как глубина обратной связи A имеет действительное значение. Активная составляющая $R_{вх\ o.c.} = R_{вх}(1 + K\beta_{o.c.})$; реактивная составляющая $1/\omega C_{вх\ o.c.} = (1 + K\beta_{o.c.})/(\omega C_{вх})$ или $C_{вх\ o.c.} = C_{вх}/(1 + K\beta_{o.c.})$.

Следовательно, последовательная отрицательная обратная связь уменьшает входную емкость усилительного элемента. Наиболее легко реализуется последовательная отрицательная обратная связь по току, которая широко используется как в ламповых, так и в транзисторных каскадах. Последовательная обратная связь по току осуществляется путем включения в цепь эмиттера (катода или истока) резистора, не зашунтированного емкостью (рис. 13.11).

Определим входное сопротивление транзисторного каскада с последовательной ООС по току. Из рис. 13.11

$$u_1 = i_1 h_{11} + (i_1 + i_2) R_3 = i_1 [h_{11} + (1 + K_i) R_3],$$

где $K_i \approx h_{21}$ — коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером. Тогда

$$h_{11\ o.c.} = h_{11} + (1 + h_{21}) R_3, \quad (13.18)$$

и выражение (13.18) соответствует (13.17):

$$\begin{aligned} Z_{вх\ o.c.} + Z_{вх}(1 + K\beta_{o.c.}) &= h_{11} [1 + (1 + h_{21}) R_3 / h_{11} R_3] = \\ &= h_{11} + (1 + h_{21}) R_3 \quad \text{при } h_{21} > 1, \quad h_{11\ o.c.} = h_{11} + h_{21} R_3. \end{aligned}$$

Для определения входного сопротивления при параллельной обратной связи воспользуемся схемой рис. 13.7. При этом удобнее пользоваться не сопротивлениями, а проводимостями. На основании закона Кирхгофа

$$i_r = i_{вх} + i_{o.c.} = \dot{U}_{вх} \underline{Y}_{вх} + (\dot{U}_{вх} + \dot{U}_{вых}) \underline{Y}_{o.c.} \quad \text{или}$$

$$i_r = \dot{U}_{вх} [\underline{Y}_{вх} + (1 + \underline{K}) \underline{Y}_{o.c.}],$$

тогда $\underline{Y}_{\text{вх о.с}} = \dot{I}_{\text{вх}}/\underline{U}_{\text{вх}} = \underline{Y}_{\text{вх}} + (1 + K) \underline{Y}_{\text{о.с}}$, или $1/\underline{Z}_{\text{вх о.с}} = 1/\underline{Z}_{\text{вх}} + (1 + K)/\underline{Z}_{\text{о.с}}$, отсюда

$$\underline{Z}_{\text{вх о.с}} = \underline{Z}_{\text{вх}} \underline{Z}_{\text{о.с}} / [\underline{Z}_{\text{о.с}} + (1 + K) \underline{Z}_{\text{вх}}]. \quad (13.19)$$

Таким образом, параллельная обратная связь уменьшает входное сопротивление каскада. Физически это объясняется тем, что параллельно входному сопротивлению подключено сопротивление обратной связи $Z_{\text{о.с}}$, напряжение на котором в $1 + K$ раз больше входного напряжения. При подаче отрицательной обратной связи через активное сопротивление $R_{\text{о.с}}$ входная проводимость каскада $\underline{Y}_{\text{вх о.с}} = g_1 + j\omega C_1 + (1 + K)/R_{\text{о.с}}$, т. е. изменяется только активная составляющая, входная емкость остается без изменения. При подаче отрицательной обратной связи через емкость $C_{\text{о.с}}$ $\underline{Y}_{\text{вх о.с}} = g_1 + j\omega C_1 + (1 + K)j\omega C_{\text{о.с}}$, где $C_{\text{вх о.с}} = C_1 + (1 + K)C_{\text{о.с}}$. Таким образом, параллельная ООС, действующая через емкость, увеличивает входную емкость, при этом активная составляющая входного сопротивления остается без изменения. В данном случае можно провести аналогию с динамической входной емкостью электронной лампы, которая, как известно, равна $C_{\text{вх}} = C_{\text{ск}} + C_{\text{са}}(1 + K)$.

ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Выходное сопротивление усилителя можно определить из опыта холостого хода и короткого замыкания $\underline{Z}_{\text{вых о.с}} = \underline{U}_{\text{вых х х о.с}}/\dot{I}_{\text{вых к.з о.с}}$. Так как параметры усилительных элементов определяются из опыта холостого хода и короткого замыкания, то выходное сопротивление усилителя с обратной связью можно определить, заменив параметры усилительного элемента S , R_i , μ на эквивалентные параметры с обратной связью. Эквивалентные параметры усилительных элементов определяются следующим образом:

$$S_{\text{о.с}} = dI_2/dU_{\text{вх}} \text{ при } dU_2 = 0, \quad \mu_{\text{о.с}} = dU_2/dU_{\text{вх}} \text{ при } dI_2 = 0,$$

$$R_{i \text{ о.с}} = \mu_{\text{о.с}}/S_{\text{о.с}}.$$

Тогда для отрицательной обратной связи по напряжению (рис. 13.12,а)

$$dU_{\text{вх}} = dU_1 + dU_{\text{о.с}} = dU_1 + \beta_{\text{о.с}} dU_2 \quad (13.20)$$

Отсюда $S_{\text{о.с}} = S$, так как при $dU_2 = 0$, $dU_{\text{о.с}} = 0$

$$\mu_{\text{о.с}} = dU_2/dU_{\text{вх}} = dU_2/(dU_1 + \beta_{\text{о.с}} dU_2) = \mu/(1 + \mu\beta_{\text{о.с}}). \quad (13.21)$$

Тогда $R_{i \text{ о.с}} = \mu_{\text{о.с}}/S_{\text{о.с}} = \mu/[S(1 + \mu\beta_{\text{о.с}})] = R_i/(1 + \mu\beta_{\text{о.с}})$.

Таким образом, отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает внутреннее сопротивление усилительного элемента. Физически это объясняется следующим: например, при увеличении сопротивления нагрузки выходное напряжение начинает увеличиваться, однако при этом увеличивается напряжение отрица-

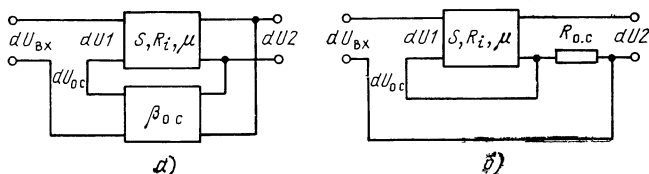


Рис. 13.12. К определению выходного сопротивления усилителя с ООС

тельной обратной связи, что приводит к уменьшению выходного напряжения. Следовательно, отрицательная обратная связь стабилизирует выходное напряжение при изменении внешних условий (сопротивления нагрузки). Поэтому выходную часть усилителя можно рассматривать как источник с малым внутренним сопротивлением.

При отрицательной обратной связи по току (рис. 13.12,б)

$$S_{o.c} = \frac{dI_2}{dU_1 + dU_{o.c}} = \frac{dI_2}{dU_1 + dI_2 R_{o.c}} = \frac{S}{1 + SR_{o.c}}, \quad (13.22)$$

$$\mu_{o.c} = \frac{dU_2}{dU_1 + dU_{o.c}} = \frac{dU_2}{dU_1} = \mu, \quad (13.23)$$

так как $dU_{o.c} = 0$. Тогда

$$R_{i.o.c} = \frac{\mu(1 + SR_{o.c})}{S} = R_i(1 + SR_{o.c}). \quad (13.24)$$

Следовательно, отрицательная обратная связь по току увеличивает внутреннее сопротивление усилительного элемента. Физически это объясняется тем, что отрицательная обратная связь по току стабилизирует выходной ток, так как с увеличением выходного тока увеличивается напряжение обратной связи, что приводит к уменьшению выходного напряжения и тока. В транзисторных каскадах, пренебрегая величиной h_{12} , можно считать, что $S = h_{21}/h_{11}$; $\mu = h_{21}/h_{11}h_{22}$. При использовании многокаскадных усилителей с обратной связью выходное сопротивление можно определить, заменив $\mu = K_{x.x}$ и $S = S_{yc}$, где $K_{x.x}$ — коэффициент усиления усилителя на холостом ходе, S_{yc} — крутизна усилителя. Тогда при ООС по напряжению

$$\underline{Z}_{вых\ o.c} = \underline{Z}_{вых} / (1 + K_{x.x} \beta_{o.c}). \quad (13.25)$$

При ООС по току

$$\underline{Z}_{вых\ o.c} = \underline{Z}_{вых} (1 + S_{yc} Z_{o.c}). \quad (13.26)$$

При использовании комбинированной обратной связи

$$R_{i.o.c} = R_i (1 + SR_{o.c}) / (1 + \mu \beta_{o.c}). \quad (13.27)$$

При глубокой обратной связи, когда $\mu \beta_{o.c} > 1$ и $SR_{o.c} > 1$, $R_{i.o.c} = R_{o.c} / \beta_{o.c}$ или для многокаскадных усилителей

$$\underline{Z}_{вых\ o.c} = \underline{Z}_{o.c} / \beta_{o.c} \quad (13.28)$$

и не зависит от параметров усилительного элемента (усилителя).

ЧАСТОТНО-ФАЗОВАЯ И ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Наличие в схеме усилителя реактивных элементов (емкости связи, входной, переходной и выходной емкостей усилительных элементов) приводит к изменению комплексного коэффициента усиления (модуля и фазы) при изменении частоты. Изменение частотно-фазовой характеристики на низких частотах обусловлено наличием постоянной времени нижних частот, определяемой емкостью связи и входным сопротивлением: $\tau_n = C_p(R_r + R_{вх})$, изменение на верхних частотах обусловлено наличием постоянной времени верхних частот $\tau_v = C_0 R_n || R_{вых}$ (см. рис. 12.13).

При введении отрицательной обратной связи происходит стабилизация выходного напряжения или тока, следовательно, стабилизация коэффициента усиления от изменения внешних условий, в том числе и от частоты. Следовательно, изменение коэффициента усиления от частоты, при отрицательной обратной связи получается меньше, чем без нее, т. е. происходит расширение полосы пропускаемых частот (уменьшение частотных искажений). Однако следует помнить, что при отрицательной обратной связи уменьшение частотных искажений получается за счет уменьшения коэффициента усиления на средних частотах (рис. 13.13), поэтому во сколько раз увеличивается полоса пропускания усилителя, во столько раз снижается коэффициент усиления. Расширение полосы пропускания на нижних частотах эквивалентно увеличению постоянной времени нижних частот $\tau_{н.о.с.} = \tau_n(1 + K\beta_{о.с.})$, расширение полосы пропускания на верхних частотах эквивалентно уменьшению постоянной времени верхних частот $\tau_{в.о.с.} = \tau_v/(1 + K\beta_{о.с.})$. Из выражения (13.3) определим

$$\operatorname{tg} \varphi_{о.с.} = (\sin \varphi + K \beta_{о.с.} \sin \varphi_{\beta}) / (\cos \varphi - K \beta_{о.с.} \cos \varphi_{\beta}).$$

При отрицательной обратной связи $\varphi_{\beta} = \pi$, тогда $\sin \varphi_{\beta} = 0$; $\cos \varphi_{\beta} = -1$. Отсюда $\operatorname{tg} \varphi_{о.с.} = \sin \varphi / (\cos \varphi + K\beta_{о.с.})$. При малых фазовых сдвигах $\sin \varphi \approx \varphi$, $\cos \varphi \approx 1$, $\operatorname{tg} \varphi_{о.с.} \approx \varphi_{о.с.}$. Тогда

$$\varphi_{о.с.} = \varphi / (1 + K \beta_{о.с.}). \quad (13.29)$$

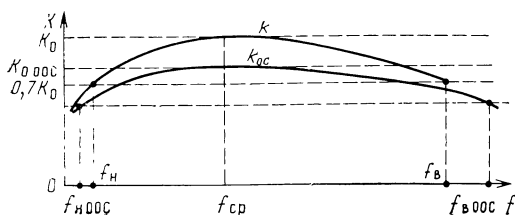


Рис. 13.13. К определению влияния ООС на частотную характеристику усилителя переменного тока

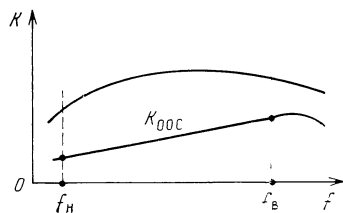


Рис. 13.14. Влияние частотно-зависимой ООС на частотную характеристику усилителя

Таким образом, введение отрицательной обратной связи уменьшает фазовые искажения усилителя в пределах заданного диапазона частот.

В случае многокаскадных усилителей, охваченных общей отрицательной обратной связью, фазовый сдвиг петли обратной связи в полном диапазоне частот $0 \dots \infty$ претерпевает значительные изменения. В результате на отдельных участках изменяется характер обратной связи, она становится положительной, при этом на частотной характеристике могут образоваться максимумы. При глубокой обратной связи коэффициент усиления определяется коэффициентом передачи четырехполюсника обратной связи $K_{oc} \approx 1/\beta_{oc}$. Это позволяет получить заданную частотную характеристику усилителя, используя частотно-зависимую обратную связь. Так, например, для компенсации частотных искажений, вносимых кабелем связи, в цепь обратной связи усилителя включают четырехполюсник, коэффициент передачи которого уменьшается с увеличением частоты. В результате происходит увеличение коэффициента усиления с увеличением частоты в заданном диапазоне (рис. 13.14).

Улучшение частотно-фазовой характеристики усилителя за счет введения отрицательной обратной связи приводит к улучшению его переходной характеристики, т. е. уменьшению времени нарастания напряжения на выходе усилителя, а также к уменьшению спада плоской вершины за счет изменения соответствующих постоянных времени усилителя.

Выводы. 1. Введение отрицательной обратной связи является одним из самых действенных способов, с помощью которого решается задача создания усилителя с необходимыми характеристиками и параметрами. 2. Отрицательная обратная связь обеспечивает хорошую воспроизводимость и стабилизацию коэффициента усиления усилителя по модулю и фазе практически с любой степенью точности. 3. Отрицательная обратная связь уменьшает исходный коэффициент усиления, что вызывает необходимость увеличения числа каскадов усилителя.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как влияет обратная связь на коэффициент усиления усилителя?
2. Чему равна относительная нестабильность коэффициента усиления усилителя с обратной связью?
3. В каком случае коэффициент усиления усилителя практически не зависит от параметров усилительных элементов?
4. Как влияет последовательная и параллельная обратная связь на входное сопротивление усилителя?
5. В каких случаях входное сопротивление усилителя почти не зависит от параметров усилительных элементов?
6. Как влияет обратная связь по напряжению и по току на выходное сопротивление усилителя?
7. В каких случаях выходное сопротивление усилителя почти не зависит от параметров усилительных элементов?
8. Как влияет отрицательная обратная связь на частотную характеристику усилителя?

9. Каким образом влияет отрицательная обратная связь на коэффициент нелинейных искажений?

10. В каком случае отрицательная обратная связь может уменьшить внутренние помехи усилителя?

11. Определите необходимую глубину обратной связи, если коэффициент нелинейных искажений усилителя без обратной связи 7%, а требуемый коэффициент нелинейных искажений составляет 0,1%. Каков коэффициент усиления усилителя без обратной связи для этого случая, если требуемый коэффициент усиления составляет 100?

Глава 14. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ И РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

14.1. СПОСОБЫ ПИТАНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

ПИТАНИЕ ВЫХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Для работы усилительного элемента его выходные цепи (коллектор, сток или анод) подключают к источнику постоянного напряжения E . Напряжение источника питания выбирают в зависимости от условий работы усилительных элементов, но оно не должно быть выше допустимого значения в любом режиме работы усилительного элемента. Для упрощения усилительных устройств все выходные цепи усилительных элементов питаются от одного источника. Выходные цепи могут включаться параллельно или через развязывающие фильтры (рис. 14.1). Развязывающие фильтры уменьшают влияние между каскадами за счет общей цепи питания. Подробнее данный вопрос рассматривается в гл. 17. В мощных усилительных каскадах питание выходных цепей может производиться от отдельных источников, где выходные каскады работают, как правило, при большем напряжении источни-

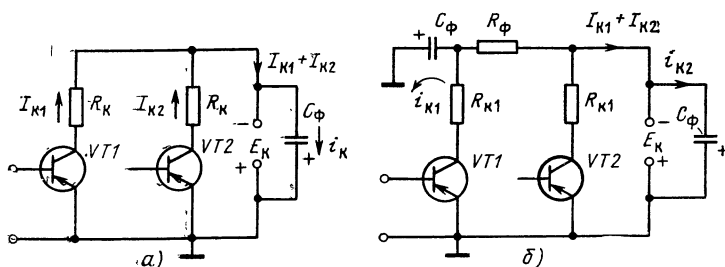


Рис. 14.1. Схемы питания выходных цепей усилительных элементов:
а — без развязывающих фильтров, б — с фильтром в выходной цепи первого каскада

ков питания, чем каскады предварительного усиления. Аналогично рис. 14.1 выполняют выходные цепи питания полевых транзисторов и электронных ламп. В некоторых усилительных схемах, а также в ряде схем усилителей, выполненных по интегральной технологии, необходимо иметь два источника питания с заземленной средней точкой.

СХЕМЫ ПОДАЧИ СМЕЩЕНИЯ НА ВХОД БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Как отмечалось ранее (см. гл. 11), для обеспечения нормального режима работы транзистора необходимо между базой и эмиттером создать определенную разность потенциалов, которая для германиевых транзисторов составляет около 0,2...0,6 В, для кремниевых 0,6...1 В. Для транзисторов *PNP*-типа база должна иметь отрицательный потенциал по отношению к эмиттеру, для транзисторов *NPN*-типа — положительный. Так как потенциал базы по отношению к эмиттеру имеет такую же полярность, что и потенциал коллектора, то подача напряжения смещения на базу может производиться от источника коллекторного напряжения. Простейшие схемы подачи смещения приведены на рис. 14.2.

Смещение $U_{БЭ0}$ в схеме рис. 14.2,а определяется током смещения $I_{Б0}$, который зависит от сопротивления резистора, включенного в цепь базы. В большинстве случаев сопротивление резистора R_6 гораздо больше сопротивления участка база — эмиттер транзистора, поэтому ток смещения $I_{Б0} = E_K/R_6$. Исходя из этого данная схема и получила название — с фиксированным током базы. Гасящее сопротивление можно определить, исходя из тока покоя коллектора $I_{К0}$,

$$R_6 \approx E_K h_{21э} / I_{К0}, \quad (14.1)$$

где $h_{21э}$ — статический коэффициент тока в схеме с общим эмиттером. В схеме рис. 14.2,б сопротивление резисторов делителя выбирают таким образом, чтобы ток делителя был больше тока покоя цепи базы хотя бы в 5...10 раз. Тогда напряжение

$$U_{БЭ0} \approx E_K R_{д2} / (R_{д1} + R_{д2}). \quad (14.2)$$

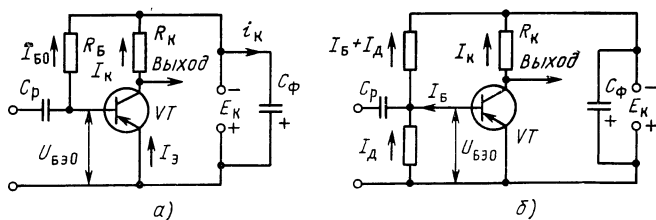


Рис. 14.2. Схемы простейших способов подачи смещения в цепь управляющего электрода биполярного транзистора:
а — с фиксированным током базы; б — с фиксированным напряжением база — эмиттер (ток $I_Б + I_Д$ протекает через $R_{д1}$, ток $I_Д$ — через $R_{д2}$)

Ток делителя $I_{\text{дел}} = E_K / (R_{\text{д1}} + R_{\text{д2}})$ выбирают, исходя из того, чтобы его значение было в несколько раз выше максимальной амплитуды тока базы. Достоинство нестабилизированных цепей питания — их простота, причем схему с фиксированным током смещения можно применять только в том случае, когда ток через транзистор протекает в течение всего периода сигнала, приложенного к управляющему электроду (режим А). Подача смещения фиксированным напряжением пригодна для любого режима, но менее экономична за счет значительного тока, протекающего через делитель. Кроме того, малое сопротивление делителя уменьшает входное сопротивление каскада, что снижает коэффициент усиления усилителя за счет увеличения падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника и уменьшения входного тока транзистора.

СХЕМЫ ПОДАЧИ СМЕЩЕНИЯ НА ВХОД ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

В отличие от биполярных транзисторов входной ток полевых транзисторов с управляемым переходом составляет около $10^{-9} \dots 10^{-12}$ А, и для МДП-транзисторов около $10^{-14} \dots 10^{-15}$ А. Это позволяет подключить к управляющему электроду резистор с очень большим сопротивлением (около одного мегом и выше).

Транзисторы с управляемым переходом, как правило, работают с полярностью напряжения на затворе, противоположной полярности напряжения на стоке. Такое смещение можно получить за счет включения резистора $R_{\text{и}}$ в цепь истока (рис. 14.3, а). При протекании тока через резистор $R_{\text{и}}$ на нем создается падение напряжения $U_{R_{\text{и}}} = I_{\text{и0}} R_{\text{и}}$, в результате чего потенциал затвора относительно истока будет смещен в обратном направлении на величину $U_{\text{зи}} = |U_{R_{\text{и}}}|$. Таким образом, для транзистора с каналом Р-типа (рис. 14.3) потенциал затвора по отношению к истоку будет положительным. Смещение на затворе полевого транзистора желательно выбирать таким, чтобы точка покоя была близка к термостабильной точке транзистора М (рис. 14.3, в). Наличие резис-

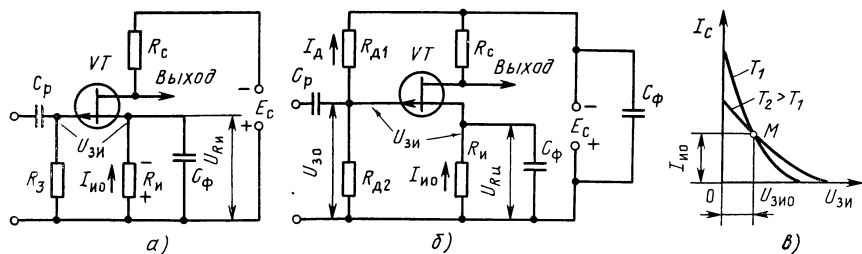


Рис. 14.3. Подача напряжения смещения в цепь управляющего электрода полевого транзистора:

а — схема истокового смещения, б — схема истоковой стабилизации, в — входная характеристика полевого транзистора

тора в цепи истока стабилизирует ток истока (стока) при изменении температуры и смене транзисторов. Действительно, при увеличении тока увеличивается падение напряжения на сопротивлении $R_{и}$, что приводит к увеличению смещения и уменьшению тока истока (стока). Для хорошей стабилизации желательно иметь большое сопротивление в цепи истока, однако это приводит к смещению точки покоя в область малых токов. Для уменьшения напряжения смещения при значительном сопротивлении $R_{и}$ к источнику E_c подключают делитель напряжения $R_{д1}$, $R_{д2}$. При этом напряжение смещения $U_{зи0} = I_{и0} R_{и} - U_{з0}$, где $U_{з0} = E_c R_{д2} / (R_{д1} + R_{д2})$. Для того чтобы не было отрицательной обратной связи по переменному току, резистор $R_{и}$ шунтируют конденсатором большой емкости, сопротивление которой на нижней частоте гораздо меньше, чем $R_{и}$. В отличие от полевого транзистора с управляемым PN -переходом, транзисторы с изолированным затвором могут работать с нулевым, отрицательным или положительным смещением, поэтому применяют схемы подачи смещения рис. 14.3,а и 14.3,б. У МДП-транзисторов с индуцированным каналом отсутствует проводящий канал между областями истока и стока при напряжении между затвором и истоком, равным нулю, поэтому для данных транзисторов применяют схему подачи смещения рис. 14.3,б.

ПОДАЧА СМЕЩЕНИЯ НА УПРАВЛЯЮЩЮЮ СЕТКУ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Наиболее распространенной схемой подачи напряжения смещения на управляющую сетку в лампах с подогревным катодом является схема автоматического смещения (рис. 14.4,а), аналогичная схеме подачи напряжения смещения полевого транзистора (рис. 14.3,а). Наличие сеточных токов лампы ограничивает сопротивление R_c , поэтому для ряда ламп дается максимальное сопротивление резистора, который можно включить в цепь управляющей сетки. В усилителях, работающих с отсечкой анодного тока, когда в отсутствие сигнала ток равен нулю, напряжение смещения подается от отдельного источника (рис. 14.4,б).

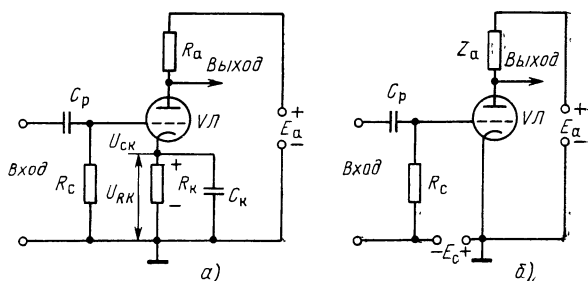


Рис. 14.4. Схема подачи напряжения смещения в цепь управляющей сетки:
а — автоматическое, б — фиксированное смещение

14.2. СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Процессы, связанные с образованием и движением носителей тока в полупроводниковых приборах, в значительной степени зависят от температуры. Изменение температуры приводит к изменению коллекторного тока и характеристик полупроводниковых приборов. Например, для германия PN -переход практически исчезает при $90 \dots 100^\circ \text{C}$, для кремния при $160 \dots 200^\circ \text{C}$. В диапазоне меньших температур изменение параметров и характеристик транзистора может повлечь за собой смещение точки покоя, появление отсечек тока и в результате потерю работоспособности схемы. Кроме того, изменение температуры приводит и к изменению малосигнальных параметров транзисторов. В связи с этим при проектировании схем в первую очередь надо добиваться того, чтобы коллекторный ток транзистора имел определенную стабильность. Следует помнить, что помимо повышения температуры окружающей среды, основной причиной нагрева является мощность, рассеиваемая на его коллекторном переходе при протекании коллекторного тока.

Очевидно, что всегда температура PN -перехода больше температуры окружающей среды. Для транзисторов, работающих с крайне малыми мощностями, которые намного меньше допустимой, температуру коллекторного перехода можно принять равной температуре окружающей среды. При работе транзистора со значительными выходными мощностями необходимо снижать температуру коллекторного перехода путем установки транзистора на дополнительный теплоотвод. Следовательно, каскады на биполярных транзисторах требуют температурной стабилизации режима работы, где влияние изменения температуры на положение точки покоя значительно снижено. Степень изменения тока покоя коллектора за счет изменения обратного тока коллектора $I_{КБ0}$, температурных смещений входной характеристики $\Delta U_{ЭБ(T)}$ и изменений коэффициента передачи по току α принято оценивать коэффициентом нестабильности коллекторного тока

$$S_i = \Delta I_{К0} / \Delta I'_K, \quad (14.3)$$

где $\Delta I_{К0}$ — полное изменение тока покоя коллектора в схеме термостабилизации, в рабочем диапазоне температур, $\Delta I'_K$ — приращение тока покоя транзистора за счет дестабилизирующих факторов $\Delta I_{КБ0}$, $\Delta U_{ЭБ}$ и $\Delta \alpha$. Наибольшее влияние на работу усилительного каскада оказывает обратный ток коллекторного перехода $I_{КБ0}$, поэтому в основном будем рассматривать только влияние тока $I_{КБ0}$ на изменение коллекторного тока в режиме покоя, т. е. величину $S_i = \Delta I_{К0} / \Delta I_{КБ0}$. Для схемы с общей базой $I_K \approx \alpha I_E + I_{КБ0}$, поэтому можно считать, что $\Delta I_{К0} \approx \Delta I_{КБ0}$ и $S_i = 1$. Для маломощных германиевых транзисторов ток $I_{КБ0}$ при тем-

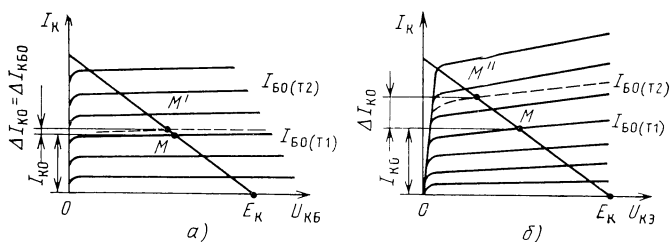


Рис. 14.5. Изменение точки покоя транзисторного каскада с фиксированным током базы при изменении температуры:

а — для схемы с общей базой ($I_{Б0}(T_2)$ — штриховая линия), *б* — для схемы с общим эмиттером

пературе коллекторного перехода $T_1 = +20^\circ\text{C}$ составляет несколько микроампер и примерно удваивается при повышении температуры коллекторного перехода на каждые 10° , поэтому при температуре T_2

$$I_{КБ0}(T_2) = I_{КБ0}(T_1) 2^{(T_2 - T_1)/10}.$$

Следовательно, изменение тока коллектора в схеме с общей базой $\Delta I_{К0} = \Delta I_{КБ0}$ составляет десятки — сотни микроампер и практически не сказывается на положении точки покоя (рис. 14.5, *а*). Для схемы с общим эмиттером $I_K \approx I_{КБ0} + \alpha(I_B + I_K)$ или

$$I_K \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{КБ0} = \beta I_B + (\beta + 1) I_{КБ0},$$

т. е. $I_K = h_{21э} I_B + (h_{21э} + 1) I_{КБ0}$.

Следовательно, для схемы с общим эмиттером

$$S_i = \Delta I_{К0} / \Delta I_{КБ0} = h_{21э} + 1, \quad (14.4)$$

поэтому изменение тока коллектора $\Delta I_{К0}$ может составлять несколько миллиампер, что приводит к значительному смещению точки покоя *М* (рис. 14.5, *б*), и при значительном $I_{КБ0}$ и большом изменении температуры точка покоя может переместиться в положение *М''* (режим насыщения), когда нормальная работа транзистора в усилительном режиме будет нарушена. Таким образом, схема с общим эмиттером требует обязательной стабилизации точки покоя. Для стабилизации точки покоя используют отрицательную обратную связь по постоянному току.

СТАБИЛИЗАЦИЯ ТОЧКИ ПОКОЯ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

При стабилизации обратной связью по напряжению, называемой *коллекторной стабилизацией*, смещение на базу осуществляется включением резистора R_6 между коллектором и базой транзистора (рис. 14.6, *а*), сопротивление которого

$$R_6 \approx U_{КЭ0} / I_{Б0}. \quad (14.5)$$

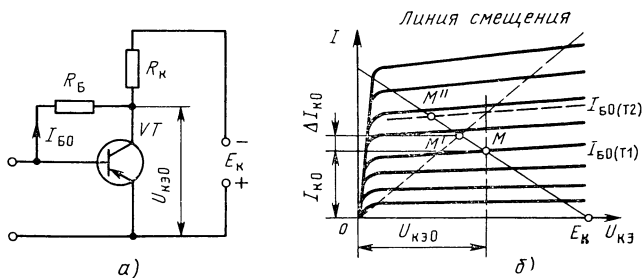


Рис. 14.6. Стабилизация режима работы транзисторного каскада обратной связью по напряжению:
а — схема, б — к определению точки покоя

При увеличении тока коллектора напряжение на коллекторе уменьшается, что приводит к уменьшению тока базы. Тогда смещение точки покоя M будет меньше, чем в отсутствие стабилизации (M''). Положение новой рабочей точки M' можно определить, построив линию смещения (рис. 14.6,б). Построение линии смещения осуществляется, исходя из условия, что $I_B R_6 = U_{KЭ}$. Так при $U_{KЭ} = 0$ $I_B = 0$, при $U_{KЭ} = U_{KЭ0}$ $I_B = I_{B0}$. Для построения можно провести прямую через эти точки и определить положение новой точки покоя M' , которая будет находиться на пересечении линии смещения с характеристикой при I_{B0} для новой температуры T_2 . Стабилизация рабочей точки тем выше, чем меньше сопротивление R_6 и чем больше сопротивление R_K , поэтому такая схема стабилизации дает удовлетворительные результаты при сравнительно высокоомном сопротивлении, включенном в цепь коллектора, и неприемлема при малом сопротивлении нагрузки R_K по постоянному току, например, при включении ее через трансформатор. Можно показать, что коэффициент неустойчивости для данной схемы

$$S_I \approx \alpha (R_K + R_6) / [R_K + (1 - \alpha) R_6]. \quad (14.6)$$

Резистор R_6 создает отрицательную обратную связь и по переменному току. Если отрицательная обратная связь по переменному току нежелательна, то вместо R_6 включают два резистора R_{61} и R_{62} , в среднюю точку которых включают конденсатор C_6 , шунтирующий переменную составляющую (рис. 14.7).

СТАБИЛИЗАЦИЯ ТОЧКИ ПОКОЯ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ

Стабилизация точки покоя отрицательной обратной связью по току осуществляется включением резистора R_e в цепь эмиттера (рис. 14.8). Такой тип стабилизации получил название *эмиттерной стабилизации*. При этом на базу транзистора подается фиксированное напряжение смещения с помощью делителя напряжения $R_{д1}$, $R_{д2}$.

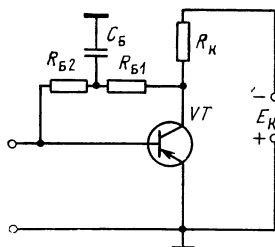


Рис. 14.7. Схема стабилизации режима работы с нейтрализацией ООС по напряжению на переменном токе

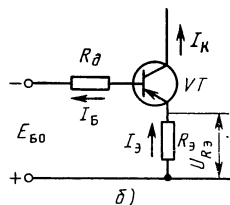
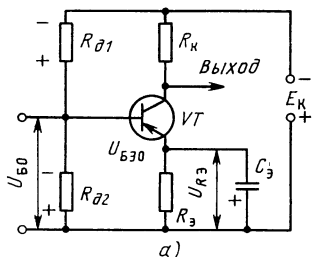


Рис 14.8. Схема стабилизации режима работы транзисторного каскада отрицательной обратной связью по току (а) и эквивалентная схема входной цепи для постоянного тока (б)

При увеличении тока коллектора происходит увеличение и тока эмиттера, а следовательно, и увеличение падения напряжения на эмиттерном сопротивлении. В результате уменьшается напряжение база — эмиттер $|U_{БЭ0}| = |U_{Б0}| - |U_{РЭ}|$, что приводит к уменьшению тока коллектора. Резистор $R_Э$ создает отрицательную обратную связь и по переменному току, поэтому часто он шунтируется конденсатором большой емкости (порядка сотен микрофарад). В данной схеме сопротивление резистора R_K не влияет на стабильность точки покоя, поэтому данная схема получила очень широкое распространение. Однако следует помнить, что с увеличением коллекторного сопротивления допустимое значение изменения тока коллектора ΔI_{K0} уменьшается, так как увеличивается опасность захода рабочей точки в режим насыщения.

Относительную нестабильность коллекторного тока S_i при изменении обратного тока коллектора можно определить следующим образом.

Используя теорему об эквивалентном генераторе, схему рис. 14.8,а можно заменить эквивалентной схемой (рис. 14.8,б), в которой

$$E_{Б0} = E_K R_{Д2} / (R_{Д1} + R_{Д2}); \quad R_Д = R_{Д1} R_{Д2} / (R_{Д1} + R_{Д2}).$$

Пренебрегая падением напряжения на участке база — эмиттер, имеем

$$E_{Б0} = I_Б R_Д + I_Э R_Э.$$

Пользуясь уравнением тока в триоде $I_K = \alpha I_Э + I_{КБ0}$ и $I_K + I_Б = I_Э$, получаем $I_Б = I_Э (1 - \alpha) - I_{КБ0}$, тогда $E_{Б0} = [I_Э (1 - \alpha) - I_{КБ0}] R_Д + I_Э R_Э$, или $E_{Б0} + I_{КБ0} R_Д = I_Э [(1 - \alpha) R_Д + R_Э]$. Отсюда

$$I_Э = \frac{E_{Б0}}{(1 - \alpha) R_Д + R_Э} + \frac{I_{КБ0} R_Д}{(1 - \alpha) R_Д + R_Э}. \quad (14.7)$$

Тогда

$$\begin{aligned} I_K &= \frac{\alpha E_{Б0}}{(1 - \alpha) R_Д + R_Э} + I_{КБ0} \frac{\alpha R_Д}{(1 - \alpha) R_Д + R_Э} + I_{КБ0} = \\ &= \frac{\alpha E_{Б0}}{(1 - \alpha) R_Д + R_Э} + I_{КБ0} \frac{R_Д + R_Э}{(1 - \alpha) R_Д + R_Э}. \end{aligned} \quad (14.8)$$

Так как $S_i = dI_{K0}/dI_{KB0}$, то, дифференцируя выражение по I_{KB0} , получаем, что

$$S_i = (R_d + R_9) / [(1 - \alpha) R_d + R_9]. \quad (14.9)$$

В связи с тем, что α близка к единице:

$$S_i \approx (R_d + R_9) / R_9 = R_d / R_9 + 1. \quad (14.10)$$

Из (14.10) следует, что коэффициент относительной нестабильности коллекторного тока S_i тем меньше, чем больше сопротивление R_9 и чем меньше сопротивление R_d . При $R_d = 0$ $S_i = 1$, т. е. имеет место схема с общей базой. Однако слишком жесткие требования к стабильности точки покоя приводят к значительному увеличению сопротивления R_9 , что сопровождается ростом падения напряжения на нем при протекании тока покоя эмиттера и ведет к снижению рабочего напряжения на транзисторе при заданном коллекторном напряжении E_K . С уменьшением же сопротивлений резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ растет потребление мощности от источника питания и, самое главное, уменьшается входное сопротивление каскада, что приводит к уменьшению коэффициента усиления, так как значительная часть входного тока источника сигнала будет протекать через делитель напряжения, и ток базы транзистора будет уменьшаться. Поэтому при расчетах транзисторных усилителей необходимо выбирать определенный компромисс между стабильностью точки покоя каскада и остальными его характеристиками. При использовании германиевых транзисторов коэффициент нестабильности обычно принимают равным 3...6. Для кремниевых транзисторов S_i можно выбирать большим, так как ток I_{KB0} кремниевых транзисторов на несколько порядков меньше, чем у германиевых. В каскадах предварительного усиления падение напряжения на эмиттерном сопротивлении U_{R_9} выбирают около $(0,1 \dots 0,3) E_K$, поэтому, зная режим работы транзистора по постоянному току, можно определить параметры цепей стабилизации.

Пример расчета цепей эмиттерной стабилизации. Пусть задан режим работы транзистора по постоянному току: $I_K = 2$ мА; $E_K = 10$ В; $S_i = 5$.

Падение напряжения на эмиттерном сопротивлении обычно выбирают в пределах $(0,1 \dots 0,3) E_K$. Выбираем $U_{R_9} = 0,2$ В. Тогда $U_{R_9} = 0,2 \cdot 10 = 2$ В. Отсюда $R_9 = U_{R_9} / I_9 = 2 / 2 \cdot 10^{-3} = 10^{-3}$ Ом. Для расчета сопротивлений $R_{д1}$ и $R_{д2}$ необходимо определить напряжение $U_{BЭ}$ транзистора по его входным характеристикам при токе базы $I_B' = I_K / h_{21э}$, где $h_{21э}$ — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером. Обычно для германиевых транзисторов $U_{BЭ}$ составляет около 0,3 В, для кремниевых 0,6...0,7 В.

Тогда имеем два уравнения:

$$\begin{aligned} 1) \quad \frac{R_{д1} R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}} &= (S_i - 1) R_9 \quad \text{или} \quad R_{д2} = \frac{(S_i - 1) R_9 R_{д1}}{R_{д1} - (S_i - 1) R_9}, \\ 2) \quad \frac{E_K R_{д2}}{R_{д1} + R_d} &= U_{R_9} + U_{BЭ} \quad \text{или} \quad \frac{R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}} = \frac{U_{R_9} + U_{BЭ}}{E_K}. \end{aligned}$$

Для нашего случая

$$R_{д1} R_{д2} / (R_{д1} + R_{д2}) = 4 \cdot 10^3 \text{ Ом}; \quad R_{д2} / (R_{д1} + R_{д2}) = (U_{R_3} + U_{БЭ}) / E_K = \\ = (2 + 0,3) / 10 = 0,23.$$

Следовательно, $0,23 R_{д1} = 4 \text{ кОм}$, откуда $R_{д1} = 4 \cdot 10^3 / 0,23 = 17,4 \text{ кОм}$. Выбираем резистор $R_{д1} = 18 \text{ кОм}$. Тогда $R_{д2} = (5 - 1) \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^3 / [18 \cdot 10^3 - (5 - 1) \cdot 10^3] = 5,15 \cdot 10^3 \text{ Ом}$. Выбираем резистор $R_{д2} = 5,1 \text{ кОм}$.

В некоторых случаях для повышения стабильности точки покоя используют комбинированную отрицательную обратную связь (рис. 14.9). Можно показать, что коэффициент относительной неустойчивости для данной схемы составляет

$$S_i \approx \frac{r(R_K + R_{д1})(R_{д2} + R_9) + R_{д2} R_9}{(R_K + R_{д1})(R_{д2} + R_9) - \alpha R_{д1} R_{д2}}. \quad (14.11)$$

Таким образом, точку покоя можно стабилизировать с помощью отрицательной обратной связи по напряжению, току или комбинированной. Однако даже при стабильном режиме работы транзистора с изменением температуры происходит изменение тока коллектора $\Delta I_{K0} = \Delta I_{KB0} S_i$, что необходимо учитывать при проектировании транзисторных усилителей, создавая определенный запас ухода точки покоя. Кроме того, в каскадах с термостабилизацией цепи стабилизации потребляют дополнительную мощность от источника питания и ухудшают усилительные свойства каскада.

Потеря мощности в цепях стабилизации может составлять 20...100 % мощности коллекторной цепи. Поэтому в ряде каскадов, особенно выходных, приходится применять специальные меры, которые дают возможность осуществлять стабилизацию без существенного потребления мощности. К таким мерам относится термокомпенсация точки покоя.

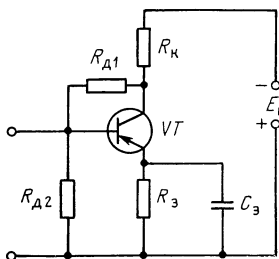


Рис. 14.9. Схема стабилизации режима работы комбинированной отрицательной обратной связью

ТЕРМОКОМПЕНСАЦИЯ ТОЧКИ ПОКОЯ

Для получения большей стабильности и уменьшения потребляемой мощности в цепях смещения при работе каскадов в широком диапазоне температур применяют термокомпенсацию точки покоя с помощью термочувствительных сопротивлений. В качестве термосопротивлений можно использовать терморезисторы, полупроводниковые диоды, смещенные в прямом или обратном направлении, и другие сопротивления с заметным температурным коэффициентом. Схемы с термокомпенсацией хорошо работают при колебаниях напряжения источника питания и при низких рабочих температурах, когда ухудшается работа блокировочных электролитических конденсаторов. Характерным свойством терморезис-

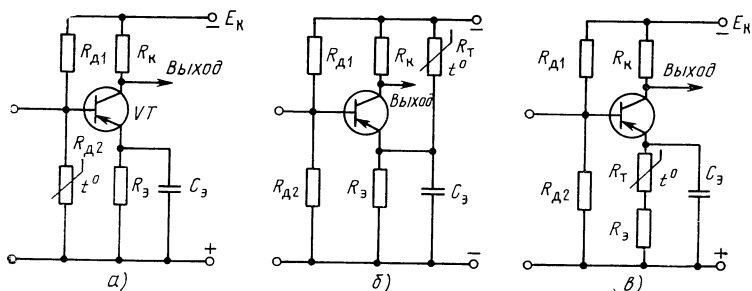


Рис. 14.10. Схемы термокомпенсации точки покоя транзисторного каскада: а, б — резистором с отрицательным температурным коэффициентом, в — резистором с положительным температурным коэффициентом

торов является относительно большой отрицательный температурный коэффициент сопротивления (около 3% град). Терморезисторы с отрицательным коэффициентом можно включать вместо резистора $R_{Д2}$ (рис. 14.10,а). Сопротивление подбирается таким, при котором обеспечивается заданный режим при нормальной (комнатной) температуре. С повышением температуры сопротивление терморезистора уменьшается, что приводит к уменьшению напряжения на базе транзистора. При соответствующем подборе терморезистора ток коллектора остается постоянным. С помощью данной термокомпенсации можно не только обеспечить постоянство тока $I_{К0}$, но и добиться его уменьшения с повышением температуры. Для более точной подгонки можно использовать комбинацию из линейных резисторов с терморезисторами, подключая их параллельно или последовательно. В схеме рис. 14.10,а цепь компенсации изменяет режим по переменному току, так как входное сопротивление каскада уменьшается с увеличением температуры. Схема рис. 14.10,б не имеет этого недостатка. При использовании проволочных резисторов, имеющих положительный температурный коэффициент, последние включаются в цепь эмиттера (рис. 14.10,в). Температурный коэффициент напряжения смещения германиевых и кремниевых транзисторов составляет примерно $-2,2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$, а температурный коэффициент сопротивления медного провода равен $+0,004/^\circ\text{С}$. Для точной компенсации точки покоя при изменении температуры необходимо иметь падение напряжения на резисторе, равное $2,2 \cdot 10^{-3} / 4 \cdot 10^{-3} = 0,55 \text{ В}$. В связи с этим сопротивление терморезистора обычно включают с линейным резистором R_3 . Терморезисторы обладают неодинаковой с транзисторами температурной инерционностью. Поэтому лучшие результаты при компенсации можно получить, применяя в качестве термочувствительного элемента плоскостной полупроводниковый диод. Температурный коэффициент напряжения эмиттер — база транзистора и температурный коэффициент напряжения диода, включенного в прямом направлении, одинаковы. При повышении температуры сопротивление диода падает, чем обеспечивает

ся уменьшение напряжения на участке база — эмиттер. Для того чтобы диод не вносил дополнительную нелинейность, ток через делитель должен соответствовать линейному участку характеристики диода. Схемы термокомпенсации с использованием диода приведены на рис. 14.11. Для того чтобы диод не шунтировал входной сигнал, используют схему 14.11,б, где с увеличением температуры увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_3 . При использовании входного трансформатора можно применить схему рис. 14.11,в. Для дополнительного шунтирования переменной составляющей используют блокировочный конденсатор C_6 , хотя сопротивление диода для переменной составляющей невелико. Общий недостаток метода температурной компенсации — нарушение регулировки при замене компенсирующего элемента и других элементов схемы. Кроме того, температурная компенсация действует только в том случае, если температура коллекторного перехода транзистора и компенсирующего элемента изменяется одинаково, что имеет место при изменении температуры окружающей среды. Если же транзистор греется проходящим через него током, а температура компенсирующего элемента неизменна, то никакой компенсации не будет. Для компенсации изменения положения точки покоя вследствие нагрева транзистора необходим хороший тепловой контакт между транзистором и компенсирующим элементом, для чего последний помещается в теплоотвод транзистора. Однако это приводит к усложнению конструкции и не всегда возможно.

Выводы. 1. Для обеспечения требуемого режима работы усилительных элементов необходимо иметь, по крайней мере, два напряжения между эмиттирующим и выходным электродами и между эмиттирующим и управляющим электродами (смещение). 2. Создание напряжения смещения, как правило, осуществляется от общего источника питания. 3. Изменение температуры коллекторного перехода биполярных транзисторов приводит к изменению тока $I_{КБ0}$, что вызывает смещение точки покоя, которое особенно проявляется в каскадах, где транзисторы включены по схеме с общим эмиттером, поэтому такие каскады требуют обязательной стабилизации режима работы. 4. Стабилизация режима работы может осуществляться за счет отрицательной обратной

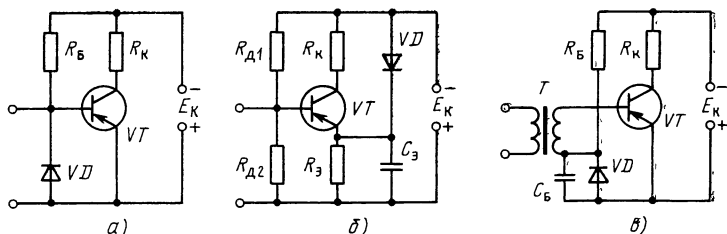


Рис. 14.11. Схемы термокомпенсации точки покоя транзисторного каскада:

а — включением диода в цепь входного делителя напряжения, б — включением диода в цепь обратной связи по постоянному току, в — в схеме с трансформаторным входом

связи по напряжению, по току или за счет комбинированной обратной связи. 5. В некоторых случаях применяют термокомпенсацию точки покоя включением термозависимых сопротивлений.

14.3. МЕЖКАСКАДНЫЕ СВЯЗИ

Общие сведения. Схемы межкаскадных связей в усилителях служат для передачи энергии от источника сигнала на вход усилителя, от предыдущего каскада к последующему и от оконечного каскада в нагрузку. Схемы межкаскадных связей должны обладать минимальными или допустимыми частотными и фазовыми искажениями и минимальными потерями. Эти схемы одновременно могут служить для подачи питающих напряжений на электроды усилительных элементов, а также для придания определенных свойств усилительным каскадам или всего усилителя в целом. Схемы межкаскадных связей, входных и выходных цепей могут служить для перехода с симметричной цепи на несимметричную, и наоборот. Так, например, проводная линия связи является симметричной по отношению к земле цепью, а усилитель — несимметричной. Получение симметричного напряжения также необходимо для возбуждения двухтактных каскадов, которые содержат два усилительных элемента, работающих в противофазе на общую нагрузку.

Различают четыре основных вида схем межкаскадной связи: резисторно-емкостную (резисторную), трансформаторную, дроссельно-емкостную и гальваническую. Название усилительного каскада определяется использованной в нем схемой межкаскадной связи, т. е. цепью, которая соединяет выход одного усилительного элемента со входом другого.

Резисторно-емкостная связь. Резисторно-емкостную связь применяют в усилителях переменного тока (рис. 14.12). Напряжение усиливаемого сигнала переменного тока, которое выделяется на резисторе $R_K(R_C)$ передается на следующий каскад. Конденсатор C_p препятствует передаче постоянного напряжения с выхода каскада на вход следующего каскада. Емкость C_p выбирают таким образом, чтобы ее сопротивление на нижней граничной частоте диапазона было небольшим, гораздо меньше входного сопротив-

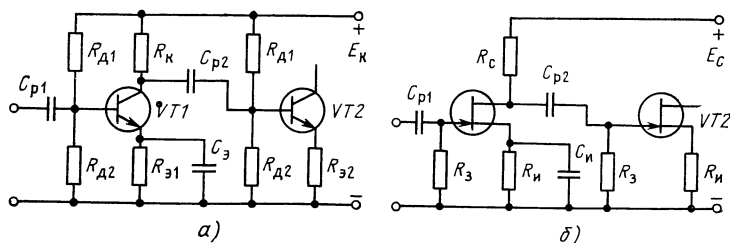


Рис. 14.12. Схемы каскада с резисторными связями на биполярных (а) и полевых (б) транзисторах

ления следующего каскада. Достоинства схемы — малые габаритные размеры, масса и стоимость, достаточно хорошая частотно-фазовая и переходная характеристики, устранение влияния режимов работы каскадов по постоянному току, что особенно важно в ламповых каскадах, имеющих высокое положительное напряжение на аноде и отрицательное напряжение на сетке. Недостаток резисторно-емкостной связи — низкий КПД цепи, уменьшение усиления на низких частотах за счет увеличения сопротивления разделительного конденсатора, невозможность передачи медленно-изменяющихся во времени сигналов, невозможность использования в усилителях постоянного тока. В ламповых каскадах или каскадах на полевых транзисторах при значительной импульсной помехе возможно запираание следующего усилительного элемента за счет разряда конденсатора C_p на большое сопротивление R_3 следующего каскада, что ограничивает емкость C_p .

Трансформаторная связь. В трансформаторных каскадах для связи каскадов между собой используют трансформатор, первичную обмотку которого включают в выходную цепь усилительного элемента, вторичную — в цепь управляющего электрода (рис. 14.13). Переменная составляющая выходного транзистора, проходя через первичную обмотку, создает на ней падение напряжения сигнала, которое трансформируется во вторичную обмотку и подается на вход следующего каскада. Вторичную обмотку можно включать по схеме последовательной подачи смещения (рис. 14.13,а) и параллельной (рис. 14.13,б). В ламповых каскадах и в некоторых каскадах на полевых транзисторах вторичная обмотка может быть непосредственно подключена к общему проводу и входному электроду.

Достоинства трансформаторной связи: возможность получения более высокого коэффициента усиления, чем при использовании резисторной связи; обеспечение симметрии выхода; согласование каскада с нагрузкой по сопротивлениям и шумам; возможность работы при пониженном напряжении источника питания, так как падение напряжения постоянной составляющей обусловлено только наличием активного сопротивления первичной обмотки трансформатора.

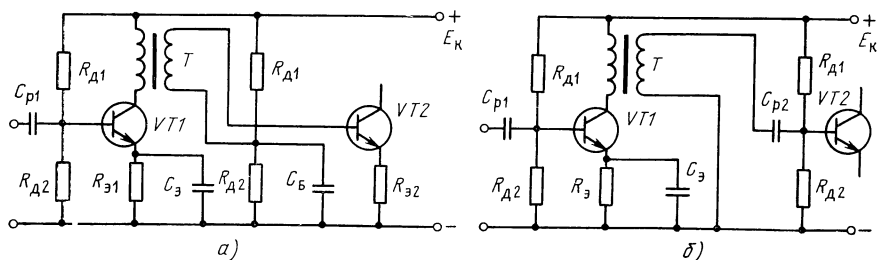


Рис. 14.13. Схема каскада с трансформаторной связью с последовательной (а) и с параллельной (б) подачей смещения

Недостатки трансформаторной связи: дороговизна и большие габаритные размеры каскадов, необходимость защиты от внешних магнитных полей, а также ухудшение частотно-фазовой характеристики за счет реактивных составляющих трансформатора как на низких, так и на высоких частотах.

Трансформаторную связь используют в мощных усилительных каскадах при сравнительно неширокой полосе усиливаемых частот и в усилителях аппаратуры многоканальной связи во входных и выходных цепях. В некоторых случаях применяют *резисторно-трансформаторную связь*, где используется комбинированная схема связи (рис. 14.14). Напряжение питания на усилительный элемент подается через резистор $R_э$. Связь между каскадами осуществляется через трансформатор, в первичную обмотку которого включен разделительный конденсатор, не пропускающий постоянную составляющую. В резисторно-трансформаторном каскаде через обмотку трансформатора не протекает постоянная составляющая коллекторного (анодного) тока, которая вызывает намагничивание трансформатора. В этом случае магнитопровод трансформатора может быть взят меньшего сечения. Такой каскад позволяет получить подъем частотной характеристики на нижних частотах, что невозможно иметь в резисторном или трансформаторном каскаде. Данную схему широко используют при работе каскада с общим коллектором на симметричную нагрузку (рис. 14.14), так как при включении первичной обмотки трансформатора в эмиттерную цепь невозможно осуществить стабилизацию точки покоя из-за малого сопротивления первичной обмотки трансформатора. Полоса усиливаемых частот, размеры, стоимость и масса такого же порядка, как и у трансформаторного. Усиление несколько меньше.

Дроссельно-емкостная связь. В дроссельном каскаде в качестве сопротивления, включенного в выходную цепь усилительного элемента, ставят дроссель (рис. 14.15). Разделительный конденсатор C_p передает переменную составляющую на следующий каскад и не пропускает постоянную составляющую. Дроссельная связь может использоваться при пониженном напряжении источника питания вследствие малого сопротивления дросселя постоянному току. Данный каскад имеет высокий КПД, коэффициент усиления немного выше, чем у резисторных. В настоящее время дрос-

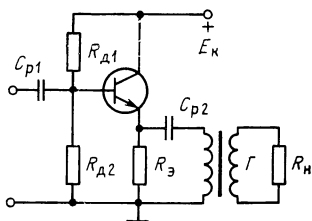


Рис. 14.14. Схема каскада с резисторно-трансформаторной связью

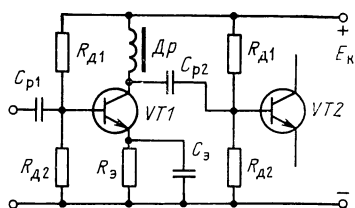


Рис. 14.15. Схема каскада с дроссельно-емкостной связью

сельные каскады используют редко, так как они имеют неширокую полосу пропускания, большие габаритные размеры и высокую стоимость.

Межкаскадные гальванические связи. Построенные цепи связи между каскадами не позволяют передавать медленно-изменяющиеся во времени сигналы и сигналы, содержащие постоянную составляющую. Поэтому в усилителях постоянного тока используют гальванические связи между каскадами. Гальванической связью называют такую, в которой связь между каскадами осуществляется посредством элементов, обладающих проводимостью для постоянного тока (резисторы, стабилитроны, гальванические элементы и т. д.). Если выходной электрод усилительного элемента предыдущего каскада соединен непосредственно с управляющим электродом последующего, то такие каскады называют с непосредственной связью. При использовании гальванической связи необходимо согласовывать большой потенциал выходного электрода с низким потенциалом управляющего электрода усилительного элемента, т. е. компенсировать постоянную составляющую выходного напряжения.

При использовании непосредственной связи в транзисторных усилителях (рис. 14.16, а) в эмиттерную цепь последующего транзистора включают резистор $R_{э2}$, на котором создается падение напряжения $U_{R_{э2}}$ от постоянной составляющей тока эмиттера $I_{э02}$. Напряжение $U_{э02}$ выбирают таким, при котором $U_{э02} + U_{Бэ02} = U_{К01}$. Например, при $U_{К01} = 7$ В и $U_{Бэ02} = 0,4$ В падение напряжения $U_{R_{э2}}$ должно составлять 6,6 В и при токе эмиттера второго транзистора $I_{э02} = 2$ мА $R_{э2} = 3,3$ кОм.

В ламповых каскадах, где напряжение покоя на аноде имеет положительное значение, а напряжение на сетке — отрицательное, такую схему использовать нельзя. Поэтому для компенсации постоянной составляющей выходного напряжения используют схему делителя напряжения с дополнительным источником постоянного напряжения E_c (рис. 14.16, б). В этом случае напряжение на сетке лампы второго каскада

$$U_{с2} = U_a R_2 / (R_1 + R_2) - E_c.$$

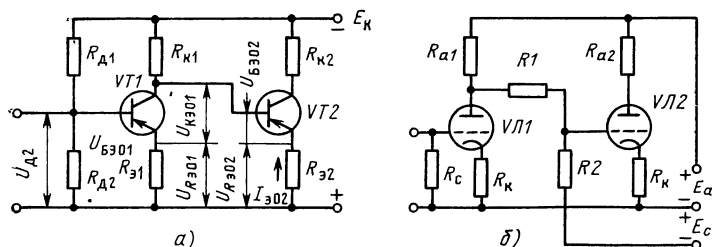


Рис 14.16 Схемы каскада с непосредственной (а) и потенциометрической (б) связью

Следовательно, режим работы усилительного элемента второго каскада определяется напряжением дополнительного источника и коэффициентом деления делителя напряжения. Схемы компенсации постоянной составляющей получили название схем *сдвига уровня*. Приведенная на рис. 14.16,б схема называется *потенциометрической*. Достоинство каскада с гальванической связью — способность усиливать сигнал сколь угодно низкой частоты наряду с усилением средних и высоких частот. Непосредственная связь между каскадами позволяет изготавливать усилители по интегральной технологии, где использование других связей без применения навесных элементов невозможно.

Недостатки усилителей с гальванической связью — сложность обеспечения нормального режима каскадов по постоянному току с одним источником питания, а также произвольное изменение напряжения на выходе за счет изменения температуры, параметров усилительных элементов и т. д. Применение потенциометрической связи снижает коэффициент усиления каскада за счет делителя напряжения. Несмотря на эти недостатки, гальванические связи получили широкое распространение в связи с их хорошими электрическими свойствами и возможностью использования при интегральной технологии.

Выводы. 1. Межкаскадные связи служат для передачи энергии сигнала от источника сигнала на вход усилителя и от предыдущего каскада к последующему. 2. Межкаскадные связи разделяются на резисторно-емкостную, трансформаторную, дроссельно-емкостную и гальваническую связи. 3. Наибольшее распространение получили резисторно-емкостная и гальваническая связи благодаря их простоте и хорошей частотно-фазовой характеристике. 4. Резисторно-емкостную связь используют в усилителях переменного тока, гальваническую — в усилителях медленно-изменяющихся во времени сигналов и в усилителях, выполненных по интегральной технологии. 5. Трансформаторную связь используют во входных и выходных цепях усилителя для перехода с симметричного тракта на несимметричный, и наоборот, а также для согласования входного и выходного сопротивлений усилителей с сопротивлением источника сигнала и нагрузкой. Трансформаторную связь можно также использовать в выходных каскадах усилителей звуковой частоты.

14.4. СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПО ПЕРЕМЕННОМУ ТОКУ

Усилительный каскад можно рассматривать как активный четырехполюсник, имеющий два входных и два выходных зажима. Активным он является потому, что содержит в себе источник питания с усилительным элементом и обладает коэффициентом усиления по мощности выше единицы. Усилительный элемент имеет

три основных вывода, за исключением вспомогательных электродов, поэтому один из электродов общий для входа и выхода. Число различных способов представления его как четырехполюсника равно шести. Однако только при трех из них усилительный элемент обладает способностью усиливать мощность сигнала, когда управляющий электрод присоединен к одному из входных зажимов, а выходной электрод — к одному из выходных зажимов. При рассмотрении способа включения усилительного элемента по переменному току исключают источники постоянного напряжения, так как их сопротивление для переменного тока мало. Различают следующие схемы включения усилительных элементов: с общим эмиттирующим электродом (рис. 14.17); с общим управляющим электродом (рис. 14.18); с общим управляемым электродом (рис. 14.19).

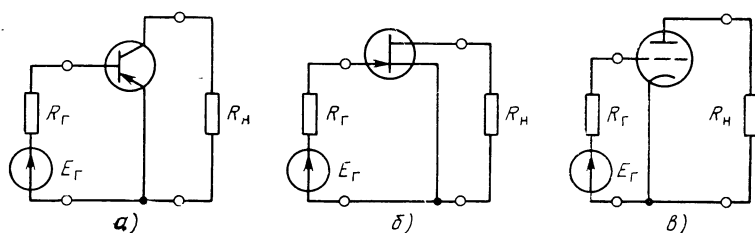


Рис 14.17. Схемы включения усилительных элементов с общим эмиттером (а), общим истоком (б) и общим катодом (в)

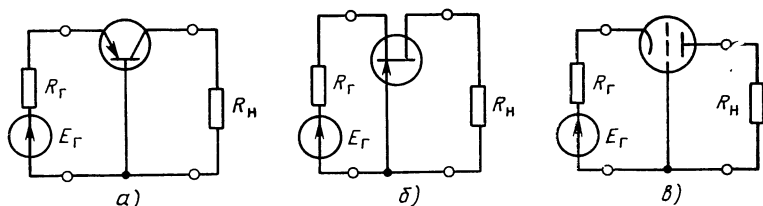


Рис 14.18. Схемы включения усилительных элементов с общим управляющим электродом:

а — с общей базой, б — с общим затвором, в — с общей сеткой

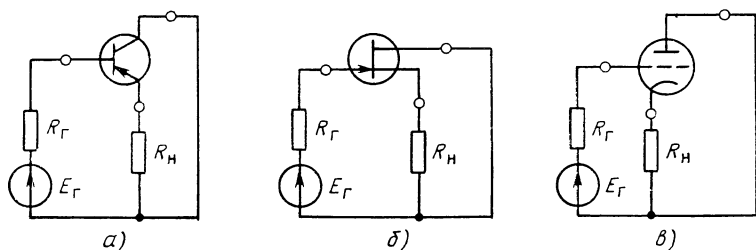


Рис. 14.19 Схемы включения усилительных элементов с общим управляемым электродом:

а — с общим коллектором, б — с общим стоком, в — с общим анодом

14.5. ХАРАКТЕРИСТИКИ КАСКАДОВ С РАЗЛИЧНЫМИ СХЕМАМИ ВКЛЮЧЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Общие сведения. Рассмотрим основные свойства каскадов при различных схемах включения усилительных элементов с точки зрения следующих характеристик усилительных каскадов: фазы выходного напряжения по отношению к входному; коэффициентов усиления; входного и выходного сопротивлений; частотных свойств каскадов.

Анализ усилительных каскадов удобно проводить по эквивалентным схемам с использованием соответствующих параметров усилительного элемента.

В качестве примера определим параметры усилительного каскада на биполярном транзисторе, при замещении его эквивалентной схемой в h -параметрах (рис. 14.20, а). Для данного четырехполосника уравнение напряжений и токов имеет следующий вид:

$$u_1 = i_1 h_{11} + u_2 h_{12}, \quad i_2 = i_1 h_{21} + u_2 h_{22}. \quad (14.12)$$

Для выходной цепи

$$i_2 = i_1 h_{21} Y_H / (h_{22} + Y_H), \quad (14.13)$$

где $Y_H = 1/Z_H$. Тогда

$$K_i = i_2 / i_1 = h_{21} Y_H / (h_{22} + Y_H). \quad (14.14)$$

В соответствии с принятыми положительными направлениями напряжений и токов **выходное напряжение**

$$u_2 = -i_2 Y_H = -i_1 h_{21} / (h_{22} + Y_H). \quad (14.15a)$$

Подставляя значение u_2 в первое уравнение (14.12), получаем

$$\begin{aligned} u_1 &= i_1 h_{11} - i_1 h_{21} h_{12} / (h_{22} + Y_H) = i_1 (h_{11} h_{22} - h_{21} h_{12} + h_{11} Y_H) / (h_{22} + Y_H) = \\ &= i_1 (\Delta h + h_{11} Y_H) / (h_{22} + Y_H), \end{aligned} \quad (14.15b)$$

где $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$ — определитель системы уравнений.

Тогда

$$Z_{вх} = u_1 / i_1 = (\Delta h + h_{11} Y_H) / (h_{22} + Y_H). \quad (14.16)$$

Из уравнения (14.15b) входной ток

$$i_1 = u_1 (h_{22} + Y_H) / (\Delta h + h_{11} Y_H). \quad (14.17a)$$

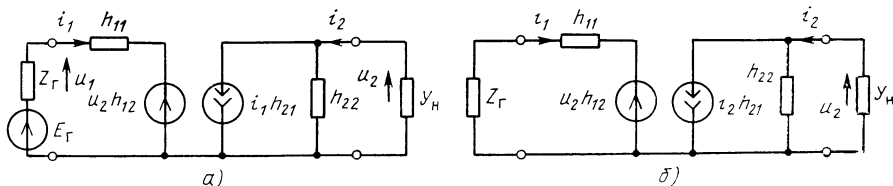


Рис. 14.20. Эквивалентная схема биполярного транзистора в h -параметрах (а) и схема для определения выходного сопротивления (б)

Подставляя значение тока i_1 в уравнение (14.15а), получаем

$$u_2 = -u_1 \frac{h_{21}(h_{22} + Y_H)}{(h_{22} + Y_H)(\Delta h + h_{11}Y_H)} = -u_1 \frac{h_{21}}{\Delta h + h_{11}Y_H}. \quad (14.176)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K = u_2/u_1 = -h_{21}/(\Delta h + h_{11}Y_H). \quad (14.18)$$

Выходное сопротивление определяют при условии, когда ЭДС источника равна нулю, а сопротивление нагрузки во входной цепи равно сопротивлению генератора Z_r (рис. 14.20,б), при этом входной ток

$$i_1 = -h_{12}u_2/(Z_r + h_{11}). \quad (14.19a)$$

Подставляя значение i_1 во второе уравнение (14.12), получаем

$$i_2 = -\frac{h_{12}h_{21}}{Z_r + h_{11}}u_2 + u_2h_{22} = u_2 \frac{h_{22}Z_r + \Delta h}{Z_r + h_{11}}. \quad (14.196)$$

Отсюда

$$Z_{вых} = u_2/i_2 = (Z_r + h_{11})/(h_{22}Z_r + \Delta h). \quad (14.20)$$

Используя в соответствующих уравнениях значения h -параметров для различных схем включения h_a , h_b , h_k , можно определить коэффициенты усиления, входное и выходное сопротивления для схем включения транзистора с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором. Как видно из (14.16) и (14.20), входное сопротивление $Z_{вх}$ в общем случае зависит от сопротивления нагрузки, а $Z_{вых}$ от сопротивления источника сигнала Z_r .

Для схем с общим эмиттером и общей базой обычно $Y_H > h_{22}$. Пренебрегая коэффициентом обратной передачи h_{12} , имеем $\Delta h \approx \approx h_{11}h_{22}$. Тогда

$$K_i = h_{21}Y_H/Y_H = h_{21}, \quad (14.21a)$$

$$K = -h_{21}/(h_{11}h_{22} + h_{11}Y_H) = -h_{21}/h_{11}Y_H = -h_{21}Z_H/h_{11}, \quad (14.216)$$

$$Z_{вх} = (h_{11}h_{22} + h_{11}Y_H)/(h_{22} + Y_H) = h_{11}, \quad (14.21в)$$

$$Z_{вых} = (Z_r + h_{11})/(Z_r h_{22} + h_{11}h_{22}) = 1/h_{22}. \quad (14.21г)$$

Каскад с общим эмиттером. Схема усилительного каскада с общим эмиттером приведена на рис. 14.21,а. Если на базу транзистора PNP -типа подается мгновенное напряжение положительной полярности, то ток базы увеличивается, что приводит к увеличению тока эмиттера и коллектора (рис. 14.21,б). При увеличении тока коллектора его переменная составляющая складывается с постоянной составляющей, в результате чего увеличивается падение напряжения на нагрузочном сопротивлении, поэтому напряжение на коллекторе $U_K = E_K - I_K R_K$ уменьшается. Следовательно, мгновенное значение полярности выходного напряжения $u_{кз}$, обусловленное переменной составляющей, имеет противоположную полярность по отношению к входному.

Таким образом, каскад с общим эмиттером является инвертирующим (изменяющим фазу выходного напряжения на 180°).

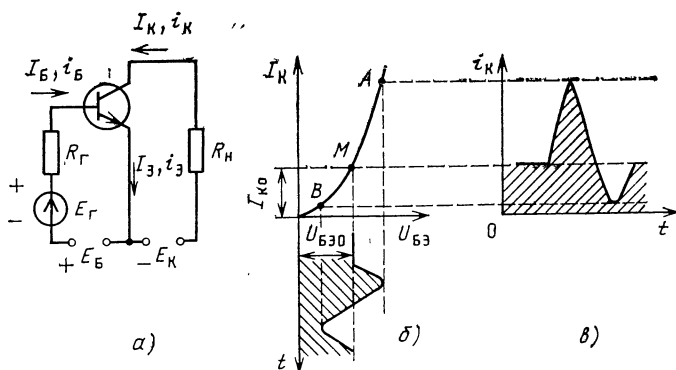


Рис. 14.21. Каскад с общим эмиттером:
 а — схема, б — зависимость выходного тока от напряжения на базе

Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K = -h_{21э} R_{\text{н}} / h_{11э}. \quad (14.22)$$

Коэффициент усиления по току

$$K_i \approx h_{21э}. \quad (14.23)$$

Каскад с общим эмиттером позволяет получить максимальный коэффициент усиления по мощности, так как коэффициент усиления по напряжению и по току больше единицы. Входное и выходное сопротивления каскада в общем случае зависят от сопротивления нагрузки и источника сигнала. Однако на низкой частоте при $R_{\text{н}} < 1/h_{22э}$, что в большинстве случаев имеет место, входное сопротивление транзистора слабо зависит от сопротивления нагрузки и определяется величиной $h_{11э}$. Поэтому входное сопротивление каскада $R_{\text{вх}} \approx h_{11э} R_{\text{д}} / (h_{11э} + R_{\text{д}})$, где $R_{\text{д}}$ — сопротивление делителя в цепи базы. В зависимости от положения точки покоя $h_{11э}$ может составлять 300 ... 2000 Ом для маломощных транзисторов и около десятка ом для мощных. Выходное сопротивление при $R_{\text{г}} > h_{11э}$ мало зависит от сопротивления источника и определяется величиной $R_{\text{вых}} \approx 1/h_{22э}$. Для маломощных транзисторов $R_{\text{вых}}$ составляет несколько десятков — сотен килоом. Частотные свойства каскада определяются частотными свойствами транзистора, а также сопротивлениями источника сигнала и нагрузки. Нелинейные искажения зависят от сопротивления источника сигнала, сопротивления нагрузки и амплитуды выходного сигнала. Наименьшие нелинейные искажения получаются при $R_{\text{г}} = R_{\text{вых}}$.

Каскад с общей базой. В этом каскаде входное напряжение приложено к электродам эмиттер — база, а выходное напряжение снимается между электродами коллектор-база (рис. 14.22,а). При увеличении тока эмиттера, когда мгновенное напряжение источника сигнала имеет положительную полярность на эмиттере (отрицательную на базе), переменные составляющие токов транзистора совпадают с постоянными. Увеличение тока коллектора при-

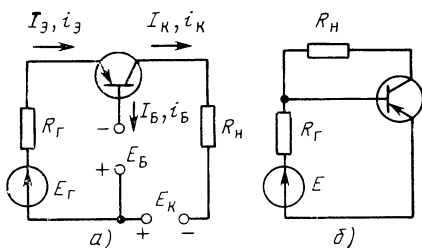


Рис. 14.22. Каскад с общей базой:
а — схема, б — эквивалентная схема

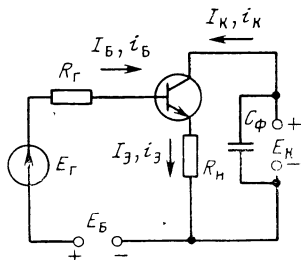


Рис. 14.23. Схема каскада с общим коллектором

водит к увеличению падения напряжения на нагрузочном сопротивлении, поэтому отрицательное напряжение на коллекторе уменьшается. Таким образом, выходное напряжение совпадает по фазе с входным. Это означает, что *каскад с общей базой не инвертирует входной сигнал*.

Каскад с общей базой можно рассматривать как каскад с общим эмиттером, охваченным 100%-й отрицательной параллельной обратной связью по току (рис. 14.22,б). Поэтому он обладает малым входным и большим выходным сопротивлениями. Используя соответствующие выражения для усилителей с обратной связью, можно показать, что входное сопротивление каскада

$$h_{11б} = h_{11э}/(1 + h_{21э}), \quad (14.24)$$

выходное сопротивление каскада при $R_{Г} > h_{11г}$

$$R_{вых} \approx (1 + h_{21э})/h_{22э}. \quad (14.25)$$

Следует помнить, что свойства параллельной обратной связи проявляются наиболее полно при увеличении сопротивления источника сигнала, поэтому при уменьшении $R_{Г}$ обратная связь уменьшается и по ряду свойств каскад с общей базой мало отличается от каскада с общим эмиттером. Нелинейные искажения каскада с общей базой уменьшаются с увеличением сопротивления $R_{Г}$, так как при этом возрастает действие отрицательной обратной связи.

Каскад с общим коллектором. В каскаде с общим коллектором нагрузку включают в цепь эмиттера, коллектор по переменной составляющей соединен с общим проводом (рис. 14.23). Каскад с общим коллектором можно рассматривать как каскад с общим эмиттером, охваченным 100%-й последовательной отрицательной обратной связью по напряжению, так как все выходное напряжение $U_{вых}$ является напряжением отрицательной обратной связи. При положительной полуволне напряжения источника сигнала происходит увеличение входного тока $i_{Б}$, что приводит к увеличению тока эмиттера и падению напряжения на сопротивлении нагрузки. Следовательно, фаза выходного напряжения совпадает с фазой входного, поэтому каскад с общим коллектором не инвертирует входной сигнал.

Входное сопротивление каскада определяется формулой (13.18) и составляет $R_{вх} = h_{11э} + (1 + h_{21э})R_n$. Коэффициент усиления каскада по напряжению на низкой частоте

$$K = \frac{h_{21э} R_n}{R_{вх}} = \frac{h_{21э} R_n}{h_{11э} + (1 + h_{21э})R_n} \approx \frac{h_{21э} R_n}{h_{11э} + h_{21э} R_n} \quad (14.26)$$

и несколько меньше единицы. Выходное сопротивление каскада

$$R_{вых} = (R_r + h_{11э}) / (1 + h_{22э}). \quad (14.27)$$

Малое выходное и большое входное сопротивления каскада объясняются наличием 100%-й последовательной отрицательной обратной связи. При малом сопротивлении R_r выходное сопротивление каскада минимально и составляет

$$R_{вых} = h_{11э} / h_{21э} = 1/S. \quad (14.28)$$

Частотные свойства каскада определяются сопротивлением нагрузки, источником сигнала и частотными свойствами транзистора. За счет глубокой отрицательной обратной связи каскад способен пропускать широкую полосу, верхняя частота которой может приближаться к граничной частоте транзистора. Нелинейные искажения уменьшаются с увеличением сопротивления нагрузки и уменьшением сопротивления генератора.

Каскад с общим истоком. Схема каскада на полевом транзисторе с PN -переходом и каналом N -типа приведена на рис. 14.24. При положительной полуволне напряжения источника сигнала отрицательное смещение на затвор уменьшается, что приводит к увеличению тока стока и увеличению падения напряжения на сопротивлении нагрузки. Таким образом, фаза выходного напряжения сигнала противоположна фазе входного. Следовательно, каскад с общим истоком инвертирует входной сигнал.

Коэффициент усиления

$$K = SR_n, \quad (14.29)$$

где $S = \Delta I_c / \Delta U_3$ — крутизна характеристики прямой передачи. Так как входное сопротивление транзистора очень велико и обычно имеет место $R_r \ll R_{вх}$, то сквозной коэффициент усиления $K^* = K$. Выходное сопротивление полевого транзистора велико, поэтому выходное сопротивление каскада на низких частотах будет определяться сопротивлением нагрузки R_n . На высоких частотах на параметры усилительного каскада (входное и выходное сопротивление, коэффициент усиления) будут оказывать влияние междоэлектродные емкости транзистора и емкость монтажа. Нелинейные искажения за счет очень большого входного сопротивления не зависят от сопротивления источника сигнала.

Каскад с общим затвором. Каскад с общим затвором, как и каскад с общей базой, можно рассматривать как каскад с общим источником со 100%-й параллельной обратной связью по току (рис. 14.25). При положительной полуволне напряжения источника сигнала на источнике (отрицательной на затворе) ток стока уменьшается (переменная составляющая стока направлена в про-

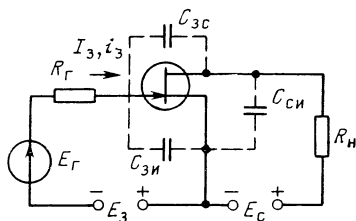


Рис. 14.24. Схема каскада с общим истоком

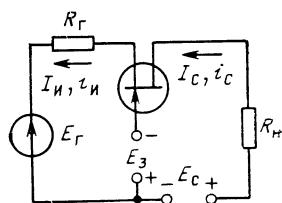


Рис. 14.25. Схема каскада с общим затвором

типоволожную сторону с постоянной), поэтому падение напряжения на R_H уменьшается и напряжение на стоке увеличивается. Следовательно, каскад с общим затвором не инвертирует выходной сигнал. Каскад с общим затвором имеет такой же коэффициент усиления по напряжению, как и каскад с общим истоком:

$$K = U_{CЗ}/U_{ЗИ} = (U_{ЗИ} + U_{СИ})/U_{ЗИ} = 1 + U_{СИ}/U_{ЗИ} \approx SR_H. \quad (14.30)$$

Ввиду малого тока затвора $I_H \approx I_C$ коэффициент усиления по току

$$K_I \approx 1. \quad (14.31)$$

Входное сопротивление каскада мало, так как входной ток практически равен выходному, т. е.

$$R_{вх} = U_{ЗИ}/I_H = 1/S. \quad (14.32)$$

Выходное сопротивление за счет 100%-й обратной связи по току велико и составляет

$$R_{вых} = (1 + SR_H)r_{си}. \quad (14.33)$$

Нелинейные искажения с увеличением R_H уменьшаются, так как глубина отрицательной обратной связи возрастает (так же, как у каскада с общей базой).

Каскад с общим стоком. Каскад с общим стоком (рис. 14.26) является аналогом каскада с общим коллектором. При положительной полуволне входного напряжения происходит увеличение тока стока (истока), поэтому увеличивается падение напряжения

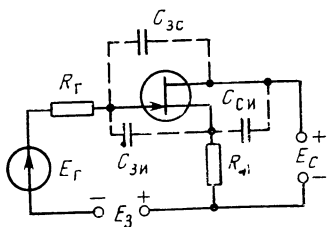


Рис. 14.26. Схема каскада с общим стоком

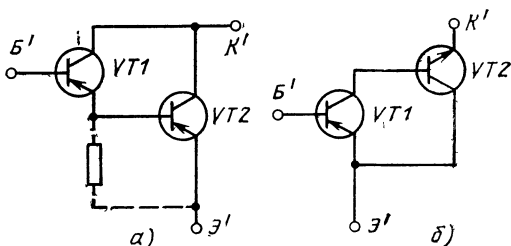


Рис. 14.27. Схемы составного транзистора эмиттер — база на транзисторах одного типа проводимости (а) и транзисторах различного типа проводимости (б)

на сопротивлении нагрузки R_n . Так же, как и в каскаде с общим коллектором, в каскаде с общим стоком фаза выходного напряжения совпадает с фазой входного, т. е. каскад с общим стоком является неинвертирующим каскадом.

Коэффициент усиления такого каскада меньше единицы и составляет

$$K = SR_n / (1 + SR_n). \quad (14.34)$$

За счет большого входного сопротивления сквозной коэффициент усиления $K^* \approx K$. Емкость $C_{зс}$ включена параллельно входу. Емкость $C_{зи}$ находится под разностью напряжений

$$U_{зи} = U_{зс} - U_{ис} = U_{зс} (1 + K),$$

где $K \approx 1$ — коэффициент усиления каскада. Тогда входная емкость

$$C_{вх} = C_{зи} (1 - K) + C_{зс} + C_m \quad (14.35)$$

и в основном определяется проходной емкостью $C_{зс}$ и емкостью монтажа. Таким образом, каскад с общим стоком обладает малой входной емкостью, а следовательно, очень большим входным сопротивлением даже на высоких частотах. Выходное сопротивление каскада за счет 100% -й обратной связи по напряжению мало:

$$R_{вых} = R_i / (1 + SR_i) = 1/S. \quad (14.36)$$

Выходная емкость в основном определяется емкостью $C_{си}$, поэтому каскад с общим стоком обладает хорошими частотными свойствами. Анализ усилительных каскадов на электронных лампах аналогичен анализу каскадов на полевых транзисторах.

Составные транзисторы. Составными транзисторами называют транзисторы, включенные непосредственно между собой двумя электродами, где выходной электрод одного транзистора соединен с входным электродом второго. Составной транзистор обычно имеет три электрода и его можно рассматривать как транзистор, обладающий соответствующими электрическими параметрами. Обычно это соединение выполняется таким образом, чтобы коэффициент передачи тока $h_{21б}$ в схеме с общей базой приближался к единице. Составные транзисторы могут быть использованы при любом способе включения: с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором. Наиболее распространенной схемой составного транзистора является схема, при которой эмиттер одного транзистора включен в базу второго (рис. 14.27, а). Если учесть, что ток эмиттера транзистора $VT1$ является током базы транзистора $VT2$, то $I_K = h_{21б1} I_{Б1} + h_{21б2} I_{Б2} = h_{21б1} I_{Б1} + h_{21б2} (1 + h_{21б1}) I_{Б1}$. Тогда

$$h'_{21б} = h_{21б1} + (1 + h_{21б1}) h_{21б2}. \quad (14.37)$$

Можно считать, что

$$h'_{21б} \approx h_{21б1} h_{21б2}. \quad (14.38)$$

Входное сопротивление

$$h'_{113} = h_{1131} + (1 + h_{2131}) h_{1132}. \quad (14.39)$$

Выходная проводимость

$$h'_{223} = h_{2232} (1 + h_{2131}). \quad (14.40)$$

При включении составного транзистора по схеме с общей базой предельная частота приближается к предельной частоте высокочастотного транзистора. При использовании составных транзисторов по схеме с общим эмиттером предельная частота оказывается несколько ниже граничной частоты низкочастотного транзистора. Наилучшие характеристики составного транзистора получаются при номинальном токе базы $VT2$ (рис. 14.27, *а*), равном номинальному току эмиттера $VT1$. При работе транзистора $VT2$ с малым коллекторным током эмиттера $VT1$ становится соизмерим с тепловым током $I_{ЭБ0}$, что ухудшает температурную стабильность каскада. Режим работы транзистора $VT1$ с малым коллекторным (эмиттерным) током называют «голодным» режимом. Для повышения тока транзистора $VT1$ довольно часто включают резистор, однако при этом несколько снижаются входное сопротивление и коэффициент усиления каскада. Схема рис. 14.27, *а* известна в литературе как схема Дарлингтона. На рис. 14.27, *б* приведена схема составного транзистора с разными типами проводимости PNP - и NPN -типа, которая эквивалентна транзистору PNP -типа. Результирующий коэффициент усиления аналогичен схеме Дарлингтона.

На рис. 14.28 приведены так называемые каскодные схемы включения транзисторов с общим эмиттером и общей базой. Коллекторный ток транзистора $VT2$: $I_{K2} = h_{2162} I_{K1} = h_{213} h_{2132} I_B / (1 + h_{2132})$, тогда

$$h'_{213} = h_{2131} h_{2132} / (1 + h_{2132}). \quad (14.41)$$

Входное сопротивление определяется свойствами первого каскада $h'_{113} = h_{1131}$ и не зависит от сопротивления нагрузки. Таким образом, каскодная схема не дает выигрыша по коэффициенту усиления и входному сопротивлению по сравнению с обычной схемой. Однако, каскодный усилитель характеризуется малым влиянием емкостей коллекторного перехода и слабой связью между выходом

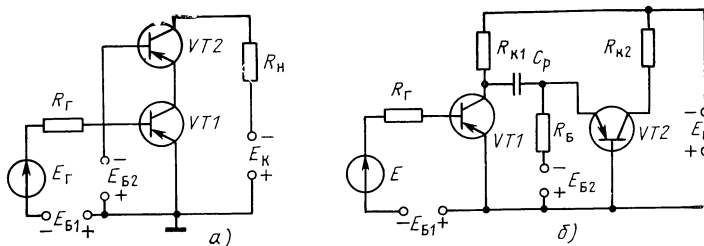


Рис. 14.28. Последовательная (*а*) и параллельная (*б*) каскодные схемы

и входом. Хорошая развязка входа и выхода объясняется тем, что транзистор $VT1$ нагружен на малое входное сопротивление транзистора $VT2$, включенного по схеме с общей базой, поэтому транзистор $VT1$ работает в режиме усиления тока, коэффициент усиления по напряжению мал, а следовательно, и мало напряжение обратной связи с выхода транзистора на вход. Так как второй транзистор включен по схеме с общей базой, то внутренняя обратная связь оказывается на два-три порядка меньше. В результате можно достичь гораздо более устойчивого коэффициента усиления в резонансных усилителях, где нагрузкой является колебательный контур. Обычные схемы резонансных усилителей требуют нейтрализации внутренней обратной связи, которую невозможно выполнить в широком диапазоне частот. Поэтому каскодные усилители обеспечивают хорошую стабильность настройки контуров при работе системы автоматического регулирования усиления в широком диапазоне сигнала, а также в перестраиваемых резонансных усилителях, где применение обычных усилителей с нейтрализацией невозможно. Каскодные схемы обладают хорошими шумовыми свойствами и малыми нелинейными искажениями. Очень хорошо зарекомендовали себя каскодные усилители на полевых транзисторах. Резонансные усилители на полевых транзисторах с общим истоком имеют сравнительно низкий коэффициент устойчивого усиления. Каскодные схемы удачно сочетают высокое входное сопротивление полевого транзистора с большим устойчивым коэффициентом усиления.

Каскодные усилители используют в трактах телевизоров цветного изображения, в высококачественной радиоприемной и измерительной аппаратуре, в аппаратуре систем передачи многоканальной связи. Они являются основой целого ряда интегральных микросхем (например, $K118УН2$; $K2УС241$; $219УВ1$ и др.).

По цепи питания транзисторы в каскодной схеме могут быть соединены последовательно (рис. 14.28,а) и параллельно (рис. 14.28,б).

Выводы. 1. Усилительные элементы могут включаться по следующим схемам: с общим эмиттирующим электродом, с общим управляющим электродом, с общим управляемым электродом. 2. Схемы с общим эмиттирующим электродом инвертируют выходной сигнал и обладают наибольшим коэффициентом по мощности; так как коэффициент усиления по току и напряжению больше единицы. Входное и выходное сопротивления определяются параметрами усилительного элемента. 3. Схемы с общим управляющим электродом обладают малым входным и большим выходным сопротивлением, коэффициент усиления по току $K_i = 1$, по напряжению и мощности больше единицы, выходное напряжение совпадает по фазе с входным. 4. Схемы с общим управляемым электродом имеют большое входное и малое выходное сопротивления, коэффициент усиления по мощности и по току больше единицы, по напряжению меньше единицы. Выходное напряжение совпадает по фазе с входным.

14.6. РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В зависимости от назначения усилителей к ним могут быть предъявлены следующие требования: получение заданного коэффициента усиления усилителя с определенной его частотно-фазовой характеристикой; заданных входного и выходного сопротивлений; заданной стабильности параметров усилителя и заданных нелинейных искажений, а также возможно максимального КПД усилителя.

Заданные характеристики усилителя обеспечиваются выбором соответствующих схем, числом каскадов усилителя, введением обратных связей и т. д.; КПД усилителя зависит от режима работы усилительных элементов, особенно в оконечном каскаде.

Различают следующие режимы работы усилительных элементов:

Режим А. В этом режиме точку покоя усилительного элемента выбирают таким образом, чтобы выходной ток протекал в течение всего периода, т. е. точка покоя должна находиться в сере-

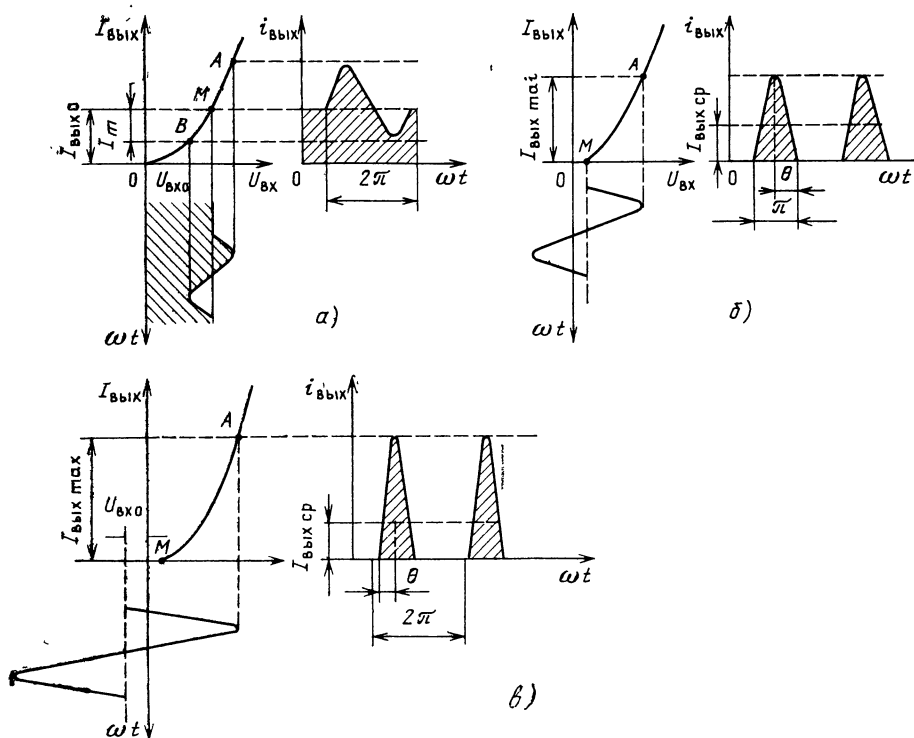


Рис. 14.29. Схемы работы усилительных элементов в различных режимах: А (а), В (б) и С (в)

дине используемой рабочей характеристики (рис. 14.29, а). Режим А характеризуется сравнительно небольшими нелинейными искажениями, однако КПД усилителя довольно низкий, так как независимо от амплитуды входного, а следовательно, и выходного сигнала, в выходной цепи протекает постоянный ток $I_{\text{вых } 0}$, амплитудное значение которого $I_{m \text{ вых}} \leq I_{\text{вых } 0}$. При активной нагрузке, включенной непосредственно в выходную цепь, амплитудное значение выходного напряжения оказывается несколько меньше постоянной составляющей $U_{\text{вых } 0}$, т. е. $U_{m \text{ вых}} \leq U_{\text{вых } 0} \approx E/2$. Тогда КПД каскада

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{U_{m \text{ вых}} I_{m \text{ вых}}}{2 I_{\text{вых } 0} E} = \frac{U_{m \text{ вых}} I_{m \text{ вых}}}{4 I_{\text{вых } 0} U_{\text{вых } 0}} \leq 0,25.$$

При активной нагрузке, включенной через трансформатор, $U_{m \text{ вых}} \approx E$ и КПД каскада $\eta \leq 0,5$. Таким образом, КПД каскада в режиме А составляет около 20% при непосредственном включении нагрузки и около 40% при включении нагрузки через трансформатор. Режим А используют в одноктактных схемах, где он является единственно возможным, за исключением случая, когда нагрузкой служит колебательный контур.

Режим В. При работе в режиме В усилительный элемент работает с отсечкой выходного тока, где ток в выходной цепи протекает в течение половины периода (рис. 14.29, б). При разложении в ряд такого тока имеем

$$i_{\text{вых}} = \frac{1}{\pi} I_{\text{вых max}} + \frac{1}{2} I_{\text{вых max}} \cos \omega t + \frac{2}{3\pi} I_{\text{вых max}} \cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi} I_{\text{вых max}} \cos 4\omega t + \dots \quad (14.42)$$

Режим работы усилителя с отсечкой характеризуется углом отсечки θ , равным половине длительности импульса в угловом исчислении. При работе в режиме В угол отсечки

$$\theta_B = \pi/2. \quad (14.43)$$

Среднее значение коллекторного тока определяется как площадь импульса выходного тока за период, т. е.

$$I_{\text{вых } 0} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{вых}} dt = I_{\text{вых max}}/\pi, \quad (14.44)$$

амплитуда первой гармоники

$$I_{m \text{ вых}} = \frac{1}{2} I_{\text{вых max}}. \quad (14.45)$$

Следовательно, КПД каскада

$$\eta = \frac{I_{m \text{ вых}} U_{m \text{ вых}}}{2 I_{\text{вых } 0} E} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{m \text{ вых}}}{E} \quad (14.46)$$

и в пределе составляет $\eta = \pi/4 = 78,5\%$. В энергетическом отношении режим В намного выгоднее режима А, так как в отсутствие

выходного сигнала (в паузе) потребляемый ток оконечного каскада равен нулю. Режим В характеризуется значительными нелинейными искажениями за счет появления гармоник четного порядка, поэтому его применяют в двухтактных каскадах, где усилительные элементы работают поочередно. Применение двухтактных каскадов, работающих в режиме В, позволяет получить достаточно хорошую форму выходного напряжения за счет уничтожения четных гармоник в выходном напряжении.

Если угол отсечки превышает $\pi/2$, то такой режим работы называется АВ. Режим АВ занимает промежуточное положение между режимом А и В и позволяет получить меньшие нелинейные искажения, чем в режиме В. В режиме АВ КПД составляет около 50 ... 60%.

Режим С. При работе в режиме С угол отсечки $\theta < \pi/2$, что обеспечивается определенным смещением, подаваемым на входной электрод усилительного элемента (рис. 14.29,в). Преимущество режима С — большой КПД, так как амплитуда первой гармоники больше среднего значения тока. Режим С применяется в мощных генераторных устройствах и усилителях, где нагрузкой является колебательный контур, который выделяет основную гармонику.

Режим Д. Режим используют в усилителях однополярных импульсов, где усилительный элемент находится в двух состояниях — открытом и закрытом. При открытом состоянии усилительного элемента ток в выходной цепи максимальный, падение напряжения на усилительном элементе минимальное и близко к нулю. При использовании режима Д для усиления многочастотного сигнала с изменяющейся амплитудой необходимо напряжение сигнала преобразовать в импульсы прямоугольной формы одинаковой амплитуды, длительность которых пропорциональна напряжению преобразованного сигнала. Схемы преобразователей достаточно сложны и сами потребляют дополнительную мощность от источников питания. Поэтому режим Д для усиления аналоговых сигналов используют очень редко.

Выводы. 1. Коэффициент полезного действия усилителя определяется режимом работы усилительных элементов, в частности усилительного элемента оконечного каскада, и связан с его углом отсечки. 2. Различают режим работы усилительного элемента с отсечкой выходного тока (В, АВ, С, Д) и без отсечки (А), когда выходной ток протекает в течение всего периода. 3. Наибольший КПД усилителя при работе с отсечкой выходного тока. 4. Режим работы усилительного элемента с отсечкой выходного тока применяется в двухтактных усилителях гармонических сигналов (режим В; АВ) и в усилителях, работающих на избирательную нагрузку — колебательный контур (режим С).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Изобразите схему подачи смещения на базу биполярного транзистора. Какими недостатками обладает схема смещения с фиксированным током и фиксированным напряжением?

2. Чем отличается схема подачи смещения полевых транзисторов от биполярных?
3. За счет чего происходит смещение точки покоя у биполярных транзисторов, какие меры применяют для стабилизации точки покоя?
4. Чем отличается термокомпенсация точки покоя от стабилизации?
5. Какое существует отличие в цепях питания транзисторов *PNP*- и *NPN*-типа, а также полевых транзисторов с каналом *N*- и *P*-типа?
6. Почему резисторно-емкостную связь нельзя применять в усилителях, предназначенных для усиления медленно изменяющихся сигналов?
7. В каких случаях используют трансформаторную межкаскадную связь?
8. Назовите основные отличия схем включения усилительных элементов по переменному току.
9. Почему каскады с общим управляющим электродом обладают малым входным сопротивлением?
10. Почему каскады с общим управляемым электродом обладают малым входным сопротивлением?
11. Какая схема включения усилительного элемента инвертирует выходной сигнал и почему?
12. Какими преимуществами обладает каскодная схема включения усилительных элементов, область ее применения?
13. Почему при работе усилительного элемента на активную нагрузку нельзя использовать режимы В, АВ или С?
14. За счет чего КПД усилительного каскада, работающего в режиме В, выше, чем в режиме А?

Глава 15. КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

15.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

После рассмотрения общих вопросов, связанных с процессом усиления электрических сигналов и особенностями построения схем усилителей, приступаем к детальному изучению конкретных усилителей — каскадов предварительного усиления. Напомним, что предварительные усилители расположены между источником сигнала и выходным каскадом. Назначение предварительных каскадов усиления — усилить сигнал, полученный от источника, до уровня, который необходимо подать на вход выходного каскада, чтобы получить на его выходе заданную мощность или напряжение. Анализ работы предварительных каскадов усиления в конечном счете должен привести к выбору оптимальных вариантов усилительных элементов, режима их работы, величин различных элементов схемы для конкретных случаев, которые встречаются в практике.

Для того чтобы решить, насколько оптимален тот или иной вариант, необходимо выработать определенные критерии оценки выбора. Таким критерием являются основные требования, которым должен удовлетворять данный каскад. В каждом конкрет-

ном случае выбирают вариант, наиболее полно удовлетворяющий этим требованиям. Требования к работе предварительных каскадов усиления логически вытекают из назначения каскадов. Важнейшее требование к усилителю — получение наибольшего усиления. Общие коэффициенты усиления, которые должны обеспечить каскады предварительного усиления по напряжению $K_{\text{общ}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$, по току $K_{i \text{ общ}} = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$, где $U_{\text{вых}}$ и $I_{\text{вых}}$ — напряжение и ток на выходе выходного каскада, $U_{\text{вх}}$ и $I_{\text{вх}}$ — напряжение и ток источника сигнала. При этом $K_{\text{общ}} = K_1 K_2 K_3$ и т. д., аналогично $K_{i \text{ общ}} = K_{i1} K_{i2} K_{i3} \dots$, где K_1, K_2, K_3 — коэффициенты усиления по напряжению отдельных каскадов предварительного усиления, а K_{i1}, K_{i2}, K_{i3} — коэффициенты усиления по току этих каскадов. Чем больше коэффициенты усиления по напряжению и току отдельных каскадов, тем меньше потребуется каскадов усиления, схема станет проще и дешевле.

Для получения большего коэффициента усиления по напряжению и по току в каскадах предварительного усиления в основном применяют схему с ОЭ (ОИ), так как эти схемы дают усиление и по току, и по напряжению. Напомним, что схема с ОБ (ОЗ) не дает усиления по току, а схема с ОК (ОС) — усиления по напряжению. Наряду с усилением предварительные каскады должны обеспечить высокие качественные показатели. Поэтому предварительные каскады должны иметь минимальные частотные, фазовые и нелинейные искажения усиливаемого сигнала. Для получения минимальных частотных, фазовых и переходных искажений необходимо выбрать схему отдельных каскадов с наименьшим числом реактивных элементов — дросселей, трансформаторов, конденсаторов, которые являются причиной этих искажений. Для получения минимальных нелинейных искажений в предварительных каскадах усилительные элементы, как правило, работают в режиме А, при этом низкий КПД, характерный для этого режима, вполне допустим в предварительных каскадах, так как они усиливают небольшие напряжения и токи и поэтому потребляют от источника питания небольшие мощности.

В качестве усилительных элементов в предварительных каскадах усиления используют только транзисторы — биполярные и полевые; применение электронных ламп в этих каскадах, как правило, не может быть обосновано. В последнее время в этих каскадах широко применяют интегральные микросхемы (ИМС), в которых усилительными элементами также являются биполярные или полевые транзисторы. Требования к предварительным каскадам усиления остаются общими как для схем на дискретных элементах, так и на ИМС, однако пути реализации этих требований и специфические особенности работы усилителей на ИМС будут рассмотрены в последней главе.

По полосе усиливаемых частот можно выделить три типа усилителей: узкополосные усилители звуковых частот, работающие на частотах от $f_n = 20 \dots 30$ Гц до $f_v = 20 \dots 30$ кГц; широкополосные и импульсные усилители с частотным спектром от нуля до единиц

и десятков мегагерц, а также узкополосные высокочастотные усилители. Последние в основном являются резонансными усилителями и их изучают в курсах радиоприемных и радиопередающих устройств.

15.2. РЕЗИСТОРНЫЙ КАСКАД

Основным каскадом усиления в предварительных усилителях является резисторный каскад, так как он содержит минимальное число реактивных элементов и может обеспечить при определенных условиях достаточно большой коэффициент усиления. Свое название каскад получил по нагрузке по постоянному току в цепи коллектора (стока) — резистору R_K (R_C). Рассмотрим принципиальные схемы резисторных каскадов на биполярных и полевых транзисторах (рис. 15.1). Резистор R_K определяет нагрузку каскада по постоянному току. Через него напряжение источника E_K поступает на коллектор. Резисторы $R_{Д1}$, $R_{Д2}$ и R_3 обеспечивают заданное напряжение смещения на эмиттерном переходе и температурную стабилизацию токов транзистора. C_{P1} , C_{P2} — разделительные конденсаторы: C_{P1} отделяет источник сигнала от попадания на него постоянного напряжения, C_{P2} защищает вход транзистора $VT2$ от постоянного напряжения, благодаря чему на вход следующего каскада попадает только переменная составляющая сигнала.

Таким образом, в схеме имеются усилительный элемент, его нагрузка по постоянному и переменному току, а также цепи межкаскадной связи, подачи смещения и эмиттерной стабилизации. На вход первого каскада поступают от источника сигнал, который необходимо усилить, и напряжение смещения для выбора точки покоя. Усиленный сигнал через разделительный конденсатор C_P подается на вход второго каскада.

Аналогичные цепи содержит схема (см. рис. 15.1, б), где в качестве усилительного элемента используется полевой транзистор с управляющим PN -переходом. R_C — сопротивление нагрузки по

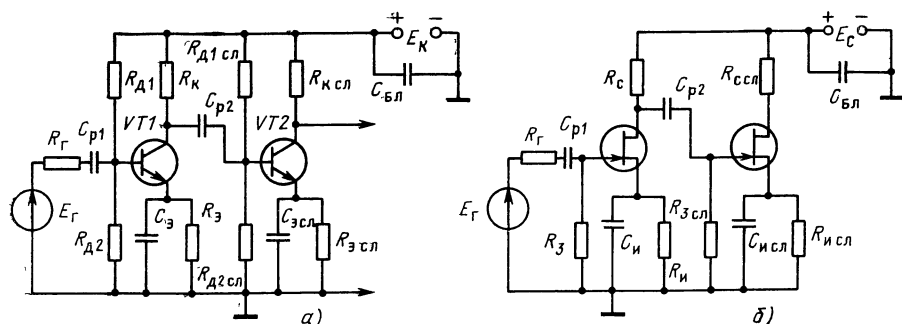


Рис. 15.1 Принципиальная схема резисторного каскада на биполярное (а) и на полевом (б) транзисторах

постоянному току в цепи стока; цепь $R_n C_n$ служит для подачи постоянного автоматического смещения на вход полевого транзистора. C_{p1} , C_{p2} — разделительные конденсаторы, которые используются для тех же целей, что и в схеме на биполярном транзисторе, R_3 — сопротивление в цепи затвора. Через это сопротивление напряжения смещения подается на затвор.

Анализ работы резисторного каскада сводится к тому, чтобы подобрать такие элементы схемы, которые обеспечат наибольшее усиление и наименьшие частотные и фазовые искажения. Так как усилители звуковой частоты и широкополосные усилители требуют различного подхода к анализу своей работы, то каждый из этих типов предварительных усилителей будет рассмотрен отдельно.

Выводы. 1. Каскады предварительного усиления должны обеспечить усиление входного сигнала до уровня, который необходимо подать на вход оконечного каскада. 2. К каскадам предварительного усиления предъявляются следующие основные требования: получение максимального усиления от отдельного каскада; получение минимальных частотных, фазовых, переходных и нелинейных искажений сигнала. 3. Основным каскадом предварительного усиления является резисторный каскад.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие схемы включения биполярных и полевых транзисторов получили наибольшее распространение в предварительных каскадах усиления и почему?

2. Как обеспечивается получение минимальных нелинейных искажений в этих каскадах?

3. Почему в настоящее время электронные лампы не применяют в каскадах предварительного усиления?

4. Каково назначение разделительных конденсаторов в схемах резисторных каскадов?

5. Покажите пути постоянной и переменной составляющих коллекторного тока в схеме резисторного каскада на биполярном транзисторе.

15.3. УСИЛИТЕЛИ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Как уже отмечалось, будут рассмотрены усилители с полосой частот от 20 ... 30 Гц до 20 ... 30 кГц. Этот диапазон, в свою очередь, разделим на три области: нижних, средних и верхних частот. В предварительных каскадах анализ ведется на основе замены принципиальной схемы соответствующей эквивалентной схемой. Эти схемы, как известно, представляют собой электрическую цепь, составленную только из линейных элементов — сопротивлений, емкостей, индуктивностей, генераторов тока или напряжения, которые по своим свойствам не отличаются от реальной схемы, содержащей нелинейный элемент (например, транзистор), но только при определенном малом переменном сигнале, при котором рабо-

чий участок характеристики можно считать линейным. Предварительные каскады усиления отвечают этому условию.

Основным достоинством эквивалентной схемы усилителя является то, что в ней сложная схема, содержащая нелинейный усилительный элемент, заменяется обычными линейными цепями переменного тока, учитывающими усилительные свойства транзистора, что позволяет вести анализ и расчет на основе основных законов и правил цепей переменного тока.

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА РЕЗИСТОРНОГО КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Для переменных составляющих напряжений и токов в выходных цепях полевых транзисторов, работающих в усилительных каскадах, можно воспользоваться теоремой об эквивалентном генераторе, которая в данном случае формулируется следующим образом: полевой транзистор может быть заменен эквивалентным генератором, у которого ЭДС в μ раз больше переменного напряжения на его входе, и внутренним сопротивлением, равным выходному сопротивлению транзистора. Такая замена вытекает из сущности процесса усиления с помощью полевого транзистора, у которого изменение напряжения в цепи затвор — исток $\Delta U_{зи}$ производит такое же воздействие на ток стока I_c , как и изменение напряжения $\mu \Delta U_{зи}$ в цепи сток — исток. Эквивалентную схему строят на основании принципиальной схемы (рис. 15.2). Эквивалентная схема содержит генератор с ЭДС $\mu \dot{U}_{вх}$ и сопротивлением $R_{вых}$, а также элементы схемы выхода следующего каскада. В данную схему входят только цепи переменного тока. Источники постоянного тока, цепи подачи смещения из эквивалентной схемы исключают, так как их сопротивлением переменному току можно пренебречь. На рисунке $C_{вых}$ — выходная емкость данного транзистора, $C_{вх}$ — входная емкость транзистора следующего каскада, $R_{вх.сл}$ — входное сопротивление следующего каскада.

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА РЕЗИСТОРНОГО КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Для анализа работы резисторного каскада на биполярном транзисторе воспользуемся эквивалентной схемой, известной под названием схемы Джаколетто. В этой схеме (рис. 15.3,а) r_6 —

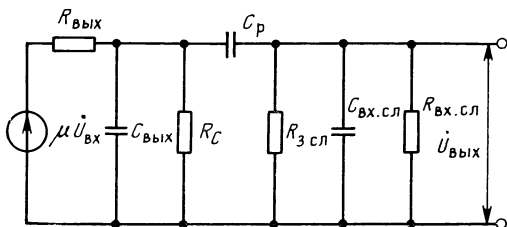


Рис 15.2 Эквивалентная схема резисторного каскада на полевом транзисторе

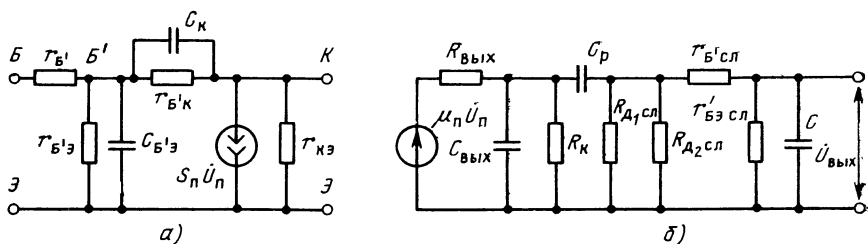


Рис. 15.3. Эквивалентная схема резисторного каскада на биполярном транзисторе:

а — схема Джиаколетто, б — с генератором ЭДС

объемное сопротивление базы; $r_{б'э}$ — входное сопротивление эмиттерного перехода, включенного в прямом направлении; $r_{б'к}$ — сопротивление коллекторного перехода, включенного в обратном направлении; $r_{кэ}$ — выходное сопротивление в схеме с ОЭ; $C_{кэ}$ — емкость эмиттерного перехода; $C_{к}$ — емкость коллекторного перехода. Усижительные свойства транзистора учитываются генератором тока $S_{п} \dot{U}_{п}$, где $S_{п}$ — крутизна характеристики выходного тока $I_{к}$ по напряжению на эмиттерном переходе $\dot{U}_{п}$ ($S_{п} = \Delta I_{к} / \Delta \dot{U}_{п}$ при $\dot{U}_{кэ} = \text{const}$). Выходная цепь транзистора в соответствии с этой схемой состоит из параллельно включенных генератора тока $S_{п} \dot{U}_{п}$, выходного сопротивления $R_{ввых} = r_{кэ}$ и выходной емкости $C_{ввых} \approx C_{к}$. Емкость $C_{к}$ можно считать включенной параллельно $R_{ввых}$, так как ее сопротивление в рассматриваемом диапазоне частот во много раз больше сопротивления схемы между точками B' и \mathcal{E} транзистора, у которого эмиттерный переход включен в прямом направлении. Для возможности обобщенного анализа работы резисторного усилительного каскада для обоих типов транзисторов данную схему с генератором тока удобно заменить эквивалентной схемой с генератором ЭДС, как для полевого транзистора. В этой схеме биполярный транзистор заменен генератором, у которого ЭДС в $\mu_{п}$ раз больше входного напряжения на эмиттерном переходе $\dot{U}_{п}$ ($\mu_{п} = S_{п} R_{ввых}$ — статический коэффициент усиления биполярного транзистора). Эквивалентная схема, построенная с генератором ЭДС (рис. 15.3, б), включает выходную цепь данного транзистора, элементы межкаскадной связи и входной цепи следующего каскада.

АНАЛИЗ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ НА СРЕДНИХ ЧАСТОТАХ. КОЭФФИЦИЕНТЫ УСИЛЕНИЯ

На средних частотах емкостями $C_{р}$, $C_{вх}$ и $C_{ввых}$ можно пренебречь, так как сопротивление разделительных емкостей на средних частотах мало и не создает заметного падения напряжения, а сопротивления входных и выходных емкостей еще достаточно велико, и они не шунтируют нагрузку. Эквивалентная схема на средних частотах для полевого транзистора показана на рис. 15.4, а,

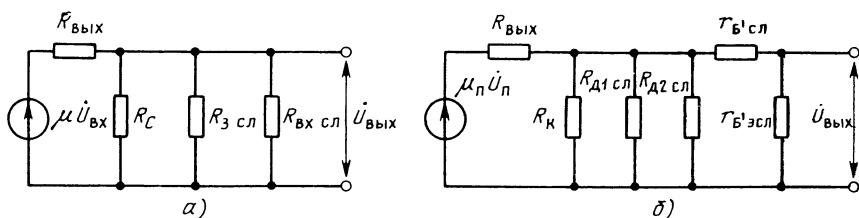


Рис. 15.4 Эквивалентные схемы резисторного каскада на полевом (а) и биполярном (б) транзисторах на средних частотах

для биполярного — на рис. 15.4,б. В результате анализа эквивалентных схем на средних частотах необходимо определить коэффициент усиления на средних частотах и условия, при которых он может стать максимальным.

АНАЛИЗ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

У полевого транзистора $R_{вх\text{ сл}}$ во много раз больше $R_{з\text{ сл}}$, и его влиянием можно пренебречь. Заменим сопротивления $R_с$ и $R_{з\text{ сл}}$ общим сопротивлением нагрузки по переменному току $R_{\sim} = R_с R_{з\text{ сл}} / (R_с + R_{з\text{ сл}})$. Получим простую эквивалентную схему (рис. 15.5). Коэффициент усиления на средних частотах $K = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_{вх}$, где $\dot{U}_{вых} = I R_{\sim}$. Ток в нагрузке $I = \mu \dot{U}_{вх} / (R_{вых} + R_{\sim})$ и напряжение $\dot{U}_{вых} = \mu \dot{U}_{вх} R_{\sim} / (R_{вых} + R_{\sim})$. Коэффициент усиления на средних частотах

$$K = \mu R_{\sim} / (R_{вых} + R_{\sim}). \quad (15.1)$$

Следовательно, коэффициент усиления K меньше μ транзистора. Формулу (15.1) можно упростить, учитывая, что $R_{вых} \gg R_{\sim}$ и $\mu / R_{вых} = S$. Тогда

$$K = S R_{\sim}. \quad (15.2)$$

Коэффициент усиления K прямо пропорционален крутизне характеристике транзистора S и сопротивлению нагрузки по переменному току R_{\sim} . Для того чтобы сопротивление R_{\sim} было достаточ-

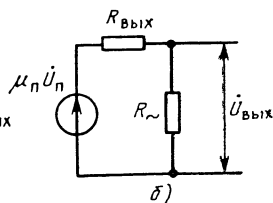
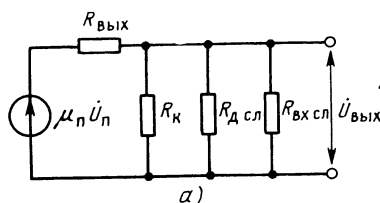
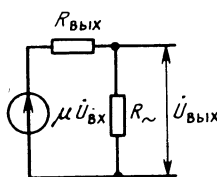


Рис. 15.5. Преобразованная эквивалентная схема на полевом транзисторе на средних частотах

Рис. 15.6. Преобразованные эквивалентные схемы на биполярном транзисторе на средних частотах

но велико, сопротивление в цепи затвора R_3 выбирают гораздо больше сопротивления R_c , а именно $R_3 = (5 \dots 10) R_c$. В этом случае коэффициент усиления K в основном зависит от сопротивления R_c . Однако чрезмерно увеличивать сопротивление R_c нельзя, так как на нем создается большое падение напряжения постоянного тока и ухудшается использование источника постоянного напряжения.

АНАЛИЗ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Заменим сопротивления делителя напряжения в цепи смещения $R_{д1}$ и $R_{д2}$ общим сопротивлением $R_d = R_{д1} R_{д2} / (R_{д1} + R_{д2})$, а также сумму сопротивлений $r_{б'э} + r_{б'к} = R_{вх\text{ сл}}$ — входным сопротивлением следующего каскада (рис. 15.6,а). Сопротивления R_k , R_d и $R_{вх\text{ сл}}$, включенные параллельно, представляют собой общее сопротивление каскада по переменному току R_{\sim} : $1/R_{\sim} = 1/R_k + 1/R_d + 1/R_{вх\text{ сл}}$ (рис. 15.6,б). В этом случае получим простейшую эквивалентную схему, аналогичную схеме на полевом транзисторе, что позволяет воспользоваться ранее полученными формулами с учетом особенностей биполярного транзистора

$$K = \mu_{\pi} R_{\sim} / (R_{\text{вых}} + R_{\sim}), \quad R_{\text{вых}} \gg R_{\sim}, \quad K = S_{\pi} R_{\sim}. \quad (15.3)$$

Для биполярного транзистора в схеме с ОЭ $S_{\pi} = h_{21э} / h_{11э}$, следовательно,

$$K = h_{21э} R_{\sim} / h_{11э}. \quad (15.4)$$

Анализ полученной формулы позволяет сделать следующие выводы:

1) коэффициент усиления K пропорционален коэффициенту $h_{21э}$. С ростом коэффициента $h_{21э}$ увеличивается приращение тока ΔI_K при том же приращении входного тока ΔI_B , а следовательно, увеличатся $U_{\text{вых}}$ и K ;

2) в соответствии с формулой (15.4) коэффициент K обратно пропорционален $h_{11э}$ — входному сопротивлению. С уменьшением $h_{11э}$ увеличиваются входной ток I_B , а значит, и выходной ток I_K и $U_{\text{вых}}$.

Рассмотрим особо влияние сопротивления нагрузки R_{\sim} на коэффициент усиления K . Сопротивление R_{\sim} является общим сопротивлением параллельно соединенных R_k , R_d и $R_{вх\text{ сл}}$. Входное сопротивление каскада у биполярных транзисторов мало и шунтирует нагрузку предыдущего каскада, уменьшая тем самым его сопротивление переменному току R_{\sim} и, следовательно, коэффициент K . В этом большой недостаток биполярных транзисторов по сравнению с полевыми, где сопротивлением $R_{вх\text{ сл}}$ можно пренебречь, так как оно очень велико. На сопротивление R_{\sim} оказывает влияние также сопротивление делителя R_d , следовательно, оно должно быть достаточно большим, чтобы не уменьшать коэффициент K . Таким образом, в отличие от полевого транзистора, где ос-

новным сопротивлением нагрузки является R_c , у биполярных транзисторов сопротивление нагрузки определяется малым сопротивлением $R_{вх\text{ сл}}$. Только в случае работы на высокоомную нагрузку, например схему с ОК, сопротивление R_c определяется сопротивлением R_k .

Для биполярных транзисторов важную роль играет определение сквозного коэффициента усиления. Рассмотрим случай, когда данный каскад является первым каскадом предварительного усиления. На вход каскада поступает сигнал от генератора с ЭДС E_r и внутренним сопротивлением R_r (рис. 15.7, а). Обозначим общее сопротивление $R_{вх} = h_{11э} R_d / (h_{11э} + R_d)$ (рис. 15.7, б). Из схемы видно, что R_r и $R_{вх}$ образуют делитель напряжения с коэффициентом передачи $k_{вх} = R_{вх} / (R_r + R_{вх}) < 1$, т. е. на вход транзистора попадает только часть ЭДС источника E_r , которая снимается с сопротивления $R_{вх}$. Следовательно, сквозной коэффициент усиления для данной схемы $K^* = K k_{вх}$. В схеме на полевом транзисторе $K^* = K$, т. е. практически все напряжение источника попадает на вход каскада. Определим коэффициент усиления каскада на биполярном транзисторе по току $K_i = I_{вых} / I_{вх}$, где $I_{вх} = I_B$, $I_{вых} = I_2$ (рис. 15.8), $I_2 / I_1 = R_k / R_{вх\text{ сл}}$. Отсюда $I_2 = I_k R_k / (R_k + R_{вх\text{ сл}})$

$$K_i = I_2 / I_B = I_k R_k / [I_B (R_k + R_{вх\text{ сл}})] = h_{21э} R_k / (R_k + R_{вх\text{ сл}}). \quad (15.5)$$

Таким образом, K_i меньше $h_{21э}$, но незначительно, так как $R_{вх\text{ сл}} < R_k$.

Итак, для получения максимального коэффициента усиления на средних частотах K в резисторном каскаде требуется выбирать транзисторы с большим значением крутизны характеристики и добиваться, чтобы сопротивление нагрузки по переменному току было достаточно велико. Следует отметить, что, несмотря на то, что эквивалентное сопротивление нагрузки по переменному току в каскадах на полевых транзисторах можно получить больше, чем на биполярных, коэффициент усиления K в каскадах на биполярных транзисторах может оказаться большим вследствие того, что значения крутизны характеристики у биполярных транзисторов гораздо выше, чем у маломощных полевых транзисторов, применяемых в каскадах предварительного усиления. Напомним, что у полевых транзисторов $S = (2 \dots 5)$ мА/В, а у биполярных — $(20 \dots 50)$ мА/В. Полевые транзисторы в схеме с ОИ особенно удобно

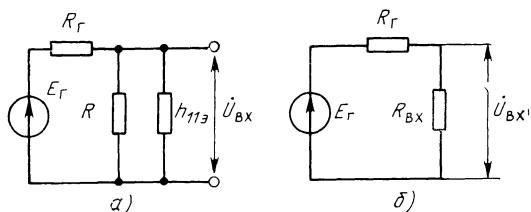


Рис. 15.7. Эквивалентная (а) и преобразованная эквивалентная (б) схемы входной цепи на биполярном транзисторе

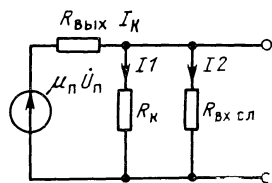


Рис. 15.8. Эквивалентная схема выходной цепи на биполярном транзисторе

ставить в первом каскаде предварительного усиления, так как в отличие от эмиттерного повторителя, который тоже имеет большое входное сопротивление, полевые транзисторы в этом случае еще и усиливают входной сигнал. Кроме этого, для первого каскада очень важно иметь минимальный уровень шумов, в чем полевые транзисторы также выгодно отличаются от биполярных.

АНАЛИЗ РАБОТЫ КАСКАДА НА НИЖНИХ ЧАСТОТАХ

Целью данного анализа является определение причин частотных искажений на нижних частотах, вывод формул для количественной оценки этих искажений, а также выбор элементов схемы, обеспечивающих минимальный уровень искажений на нижних частотах.

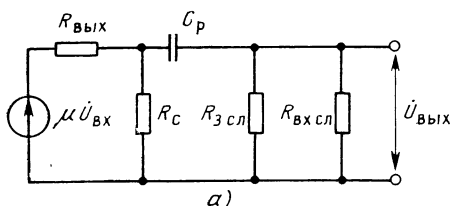
Вначале рассмотрим работу каскада с полевым транзистором. Эквивалентная схема для нижних частот (рис. 15.9,а) упрощена по сравнению с эквивалентной схемой рис. 15.2, так как емкостями $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вх.сл}}$ можно пренебречь, благодаря тому, что их сопротивление на нижних частотах очень велико и не оказывает влияния на работу схемы. Для упрощения вывода формул частотных искажений на нижних частотах преобразуем схему рис. 15.9,а на основе теоремы об эквивалентном генераторе, согласно которой данная схема может быть заменена другим эквивалентным генератором $\mu U_{\text{вх}} p$, имеющим сопротивление, равное $R_{\text{вых}} p$, где $p = R_c / (R_{\text{вых}} + R_c)$. Так как у полевых транзисторов $R_{\text{вх.сл}} \gg R_{\text{з.сл}}$, то $R_{\text{вх.сл}}$ пренебрегаем. Преимущество данной схемы в том, что получена простая электрическая цепь, состоящая только из последовательно соединенных элементов (рис. 15.9,б). Коэффициент частотных искажений на нижних частотах

$$\underline{K}_H = K / K_H, \text{ где } K = \mu p R_{\text{з.сл}} / (R_{\text{вых}} p + R_{\text{з.сл}}). \quad (15.6)$$

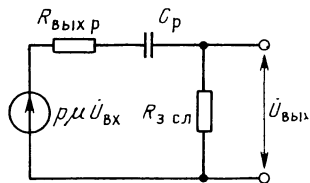
Определим \underline{K}_H для эквивалентной схемы рис. 15.19,б

$$\underline{I} = \frac{\mu p U_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}} p + R_{\text{з.сл}} - jx_{C_p}}, \quad U_{\text{вых}} = \frac{\mu p \dot{U}_{\text{вх}} R_{\text{з.сл}}}{R_{\text{вых}} p + R_{\text{з.сл}} - jx_{C_p}},$$

$$\underline{K}_H = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\mu p R_{\text{з.сл}}}{R_{\text{вых}} p + R_{\text{з.сл}} - jx_{C_p}}.$$



а)



б)

Рис 15.9. Эквивалентная (а) и преобразованная эквивалентная (б) схемы на полевым транзисторе на нижних частотах

Отсюда

$$\begin{aligned} \underline{M}_H &= \frac{\mu p R_{3 \text{ сл}}}{R_{\text{вых}} p + R_{3 \text{ сл}}} / \frac{\mu p R_{3 \text{ сл}}}{R_{\text{вых}} p + R_{3 \text{ сл}} - jx_{Cp}} = \\ &= \frac{R_{\text{вых}} p + R_{3 \text{ сл}} - jx_{Cp}}{R_{\text{вых}} p + R_{3 \text{ сл}}} = 1 - \frac{jx_{Cp}}{R_{\text{вых}} p + R_{3 \text{ сл}}} . \end{aligned}$$

Модуль коэффициента частотных искажений на нижних частотах

$$M_H = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_p (R_{H \text{ экв}} + R_{3 \text{ сл}})} \right)^2} , \quad (15.7)$$

где

$$R_{H \text{ экв}} = R_{\text{вых}} p = R_{\text{вых}} R_c / (R_{\text{вых}} + R_c), \text{ а } x_{Cp} = 1/\omega C_p.$$

Таким образом, частотные искажения на нижних частотах вызваны наличием разделительного конденсатора C_p . Физически это можно объяснить тем, что с понижением частоты увеличивается реактивное сопротивление разделительного конденсатора x_{Cp} , что приводит к уменьшению тока в цепи, выходного напряжения $U_{\text{вых}} = IR_{3 \text{ сл}}$ и, следовательно, коэффициента усиления.

Чем меньше емкость разделительного конденсатора C_p и ниже частота усиливаемого сигнала при прочих неизменных условиях, тем больше частотные напряжения.

Представляет интерес зависимость частотных искажений на нижних частотах от активных сопротивлений, которые, казалось бы, не могут быть причиной частотных искажений. Однако косвенно R_c и $R_{3 \text{ сл}}$ влияют на частотные искажения. $R_{3 \text{ сл}}$ и x_{Cp} образуют делитель напряжения. Чем больше $R_{3 \text{ сл}}$ при неизменном x_{Cp} , тем больше $U_{\text{вых}}$ и меньше частотные искажения.

Вывод. Для уменьшения частотных искажений на нижних частотах необходимо увеличивать емкость C_p и сопротивление $R_{3 \text{ сл}}$. Назовем постоянной времени в области нижних частот произведение $\tau_H = C_p (R_{H \text{ экв}} + R_{3 \text{ сл}})$, тогда

$$M_H = \sqrt{1 + (1/\omega \tau_H)^2} . \quad (15.8)$$

Чем больше постоянная времени, тем меньше частотные искажения на нижних частотах.

Амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) на нижних частотах определяют как зависимость

$$Y(\omega) = 1/M_H = K_H/K = 1/\sqrt{1 + (1/\omega \tau_H)^2} . \quad (15.9)$$

На нижних частотах АЧХ имеет спад $Y(\omega) < 1$. Причина спада — наличие разделительного конденсатора. Обычно задают допустимые частотные искажения на нижних частотах M_H . Это позволяет вычислить наименьшую величину C_p при заданных $R_{H \text{ экв}}$ и $R_{3 \text{ сл}}$, при которой частотные искажения не превысят допустимых

$$C_p \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_{H \text{ экв}} + R_{3 \text{ сл}}) \sqrt{M_H^2 - 1}} . \quad (15.10)$$

В резисторных каскадах на полевых транзисторах C_p составляет тысяч и и десятки тысяч пикофард.

На частотные искажения на нижних частотах оказывает влияние цепь автоматического смещения $R_{и}C_{и}$, включенная в цепь истока. В отсутствие шунтирующего конденсатора $C_{и}$ переменная составляющая тока I_c , пройдя по сопротивлению $R_{и}$, создает на нем переменное напряжение, которое является противофазным с входным напряжением на данный каскад.

Таким образом, создается отрицательная последовательная обратная связь по току, и коэффициент усиления уменьшается. Назначение $C_{и}$ — зашунтировать $R_{и}$ по переменной составляющей. Емкость $C_{и}$ берется достаточно большой, но тем не менее, если частота становится ниже, ее сопротивление увеличивается, и поэтому на самых низких частотах возникает опасность уменьшения коэффициента усиления по сравнению со средними частотами, т. е. могут возникнуть частотные и фазовые искажения на нижних частотах. Исходя из этого, емкость выбирают такой, чтобы даже для самых нижних частот усиливаемого сигнала ее сопротивление было во много раз меньше сопротивления $R_{и}$.

Проведем анализ и сравним работу резисторного каскада на биполярном транзисторе с работой такого же каскада на полевом транзисторе. Для того чтобы воспользоваться схемой анализа, проведенной для полевых транзисторов на нижних частотах, построим для резисторного каскада на биполярном транзисторе эквивалентную схему, подобную только что рассмотренной для полевого транзистора (рис. 15.9,б). В этой схеме выходная цепь транзистора представлена эквивалентным генератором с ЭДС $\mu_p \dot{U}_п$ и сопротивлением $R_{вых}$ — выходным сопротивлением транзистора. На нижних частотах параллельно включенными емкостями $C_{вх сл}$ и $C_{вых}$ (рис. 15.10,а) можно пренебречь, так как их сопротивление очень велико и не влияет на работу схемы. Заменим сопротивление R_d и $R_{вх сл}$ общим сопротивлением $R_n = R_d R_{вх сл} / (R_d + R_{вх сл})$. В соответствии с теоремой об эквивалентном генераторе заменим генератор с ЭДС $\mu_p \dot{U}_п$ и внутренним сопротивлением $R_{вых}$, пересчитанными эквивалентным генератором $\mu_p \dot{U}_п p$, и выходным эквивалентным сопротивлением $R_{вых} p$, где $p = R_k / (R_{вых} + R_k)$. В этом случае эквивалентная схема на биполярном транзисторе (рис. 15.10,б) совпадает с аналогичной схемой на полевом

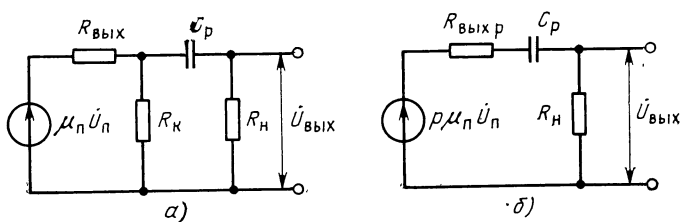


Рис 15.10. Эквивалентная (а) и преобразованная эквивалентная (б) схемы на биполярном транзисторе на нижних частотах

транзисторе (рис. 15.9,б), что позволяет снова воспользоваться ранее выведенными формулами (15.7), (15.8), (15.10) с учетом особенностей схемы на биполярном транзисторе.

Коэффициент частотных искажений на нижних частотах для схемы на биполярном транзисторе

$$M_H = \sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega C_p (R_{H \text{ экв}} + R_H)} \right]^2}, \quad (15.11)$$

где $R_{H \text{ экв}} = R_{\text{вых}} p = R_{\text{вых}} R_K / (R_{\text{вых}} + R_K)$.

Постоянная времени в области нижних частот

$$\tau_H = C_p / (R_{H \text{ экв}} + R_H). \quad (15.12)$$

Емкость разделительного конденсатора

$$C_p \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_{H \text{ экв}} + R_H) \sqrt{M_H^2 - 1}}. \quad (15.13)$$

Таким образом, коэффициент частотных искажений на нижних частотах в резисторном каскаде на биполярном транзисторе так же, как и в схеме на полевом транзисторе, обратно пропорционален емкости разделительного конденсатора C_p . Однако существенное различие заключается в следующем. В схеме на биполярном транзисторе емкость C_p и сопротивление R_H также образуют делитель напряжения, через который выходное напряжение снимается непосредственно на вход следующего каскада. В схеме на полевом транзисторе сопротивление резистора в цепи затвора R_3 и входное сопротивление транзистора очень велики, в схеме на биполярном транзисторе входное сопротивление сравнительно мало, в сотни, а то и в тысячи раз меньше, чем в схеме на полевых транзисторах, поэтому, чтобы на сопротивлении разделительного конденсатора x_{Cp} не создавалось заметного падения напряжения, оно даже на самой низкой частоте должно быть во много раз меньше, чем R_H транзистора и, следовательно, емкость C_p должна быть очень большой. Обычно C_p в схемах на биполярных транзисторах берется величиной в единицы и десятки микрофард.

Аналогично действию цепи автоматического смещения полевого транзистора в схеме на биполярном транзисторе действует цепь температурной стабилизации $R_3 - C_3$. Для того чтобы не было спада частотной характеристики, фазовых искажений на нижних частотах, сопротивление емкости C_3 на самой низкой частоте должно быть значительно меньше сопротивления R_3 .

АНАЛИЗ РАБОТЫ КАСКАДА НА ВЕРХНИХ ЧАСТОТАХ

Анализ ведем в той же последовательности, что и на нижних частотах: определим причины частотных искажений, выведем формулу коэффициента частотных искажений и выберем элементы схемы, обеспечивающие минимум частотных искажений. Снова

анализ проведем для схемы на полевых транзисторах, которая проще, а затем для схемы на биполярных транзисторах. В эквивалентной схеме на полевых транзисторах (рис. 15.3) проведем следующие преобразования для верхних частот: емкостью разделительного конденсатора C_p пренебрегаем, так как на верхних частотах ее сопротивление очень мало. Параллельно включенные емкости $C_{\text{ВЫХ}}$ и $C_{\text{ВХ сл}}$ объединяем в одну емкость $C_0 = C_{\text{ВЫХ}} + C_{\text{ВХ сл}}$. Сопротивления R_c , R_z и $R_{\text{ВХ сл}}$, параллельно включенные, объединяем в одно сопротивление R :

$$1/R = 1/R_c + 1/R_z + 1/R_{\text{ВХ сл}}. \quad (15.14)$$

Получим эквивалентную схему (рис. 15.11, а). Затем в соответствии с теоремой об эквивалентном генераторе заменяем данную схему новой с генератором, у которого ЭДС равна $\mu U_{\text{ВХ}} p$, а выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}} p$, где $p = R/(R_{\text{ВЫХ}} + R)$ (рис. 15.11, б). Определим коэффициент частотных искажений на верхних частотах $\underline{M}_B = K/K_B$. На средних частотах влиянием емкости C_0 можно пренебречь, считая, что $x_C \rightarrow \infty$. В этом случае $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \mu \dot{U}_{\text{ВХ}} p$, а

$$K = \mu p. \quad (15.15)$$

На верхних частотах

$$\dot{I} = \frac{\mu \dot{U}_{\text{ВХ}} p}{R_{\text{ВЫХ}} p - jx_C}; \quad \dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\mu \dot{U}_{\text{ВХ}} p (-jx_{C0})}{R_{\text{ВЫХ}} p - jx_{C0}},$$

$$\underline{K}_B = \mu p (-jx_{C0}) / (R_{\text{ВЫХ}} p - jx_{C0}). \quad (15.16)$$

Отсюда

$$\underline{M}_B = \frac{\underline{K}}{K_B} = \frac{R_{\text{ВЫХ}} p - jx_{C0}}{-jx_{C0}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}} p + 1/j\omega C_0}{1/j\omega C_0} = 1 + j\omega C_0 R_{\text{ВЫХ}} p. \quad (15.17)$$

Заменяем

$$R_{\text{ВЫХ}} p = R_{\text{В экв}}, \quad (15.18)$$

$$\underline{M}_B = 1 + j\omega C_0 R_{\text{В экв}}. \quad (15.19)$$

Модуль коэффициента частотных искажений на верхних частотах

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega C_0 R_{\text{В экв}})^2}. \quad (15.20)$$

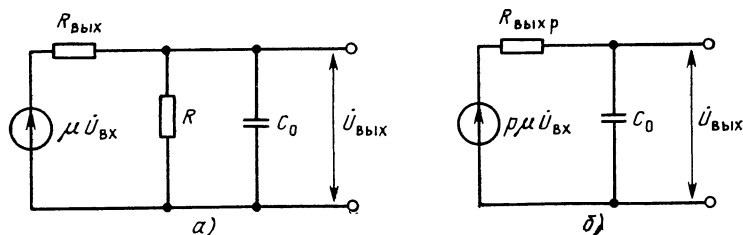


Рис. 15.11. Эквивалентная (а) и преобразованные эквивалентные схемы на полевом транзисторе на верхних частотах (б)

Эта формула позволяет сделать следующие выводы: на верхних частотах наблюдаются частотные искажения. Причина частотных искажений — наличие паразитных емкостей: выходной емкости данного транзистора и входной емкости транзистора следующего каскада. Физически это можно объяснить тем, что с повышением частоты уменьшается сопротивление паразитных емкостей, составляющих C_0 , увеличивается шунтирующее действие этих емкостей. Чем выше частота и больше емкость C_0 , тем меньше становится общее выходное сопротивление нагрузки и $U_{\text{вых}}$ при неизменном $U_{\text{вх}}$, а следовательно, меньше коэффициент усиления. Как и на нижних частотах, активные сопротивления схемы косвенно также влияют на частотные искажения на верхних частотах. При неизменном сопротивлении x_{C_0} его шунтирующее действие будет тем сильнее, чем больше сопротивление, включенные параллельно этим емкостям. Поэтому чем больше $R_{\text{в экв}}$, тем больше частотные искажения на верхних частотах. Следовательно, чем больше сопротивление в цепи стока R_c , тем больше будут частотные искажения на верхних частотах при прочих равных условиях, так как R_c и R_z включены параллельно и $R_z \gg R_c$. Учитывая, что коэффициент усиления на средних частотах для полевого транзистора

$$K = SR_{\sim} \approx SR_c, \quad (15.21)$$

можно обнаружить серьезное противоречие между получением наибольшего коэффициента усиления на средних частотах и наименьших частотных искажениях на верхних частотах. Чем больше сопротивление в цепи стока $R_c \approx R_{\sim}$, тем больше коэффициент усиления каскада на средних частотах, но при этом увеличивается коэффициент частотных искажений на верхних частотах. При неизменной емкости C_0 и заданных частотных искажениях M_v существует обратно пропорциональная зависимость между верхней частотой усиления и величиной R_c

$$f_v = \frac{\sqrt{M_v^2 - 1}}{2\pi C_0 R_c}. \quad (15.22)$$

Чем меньше R_c , тем при прочих равных условиях можно усилить более широкую полосу частот. Подставив в формулу (15.22) значение R_c из формулы (15.21), получим

$$f_v = \frac{S \sqrt{M_v^2 - 1}}{2\pi C_0 K} \quad (15.23)$$

или

$$K \approx \frac{S \sqrt{M_v^2 - 1}}{2\pi C_0 f_v}. \quad (15.24)$$

Следовательно, чем выше максимальная частота усиления на верхних частотах, тем меньше становится коэффициент усиления K . Из формулы (15.24) следует, что для получения большего зна-

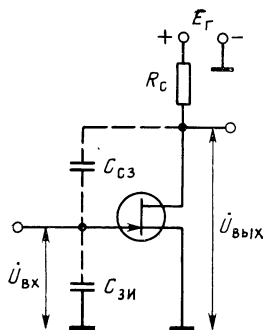


Рис. 15.12. Схема резисторного каскада на полевом транзисторе для определения эквивалентной входной емкости

чения K при заданных M_v и f_v требуется выбрать транзистор с максимальным отношением S/C_0 .

Проведем более подробный анализ состава емкости C_0 для полевого транзистора. В общем случае $C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{вх сл}}$. Рассмотрим емкость $C_{\text{вх сл}}$ (рис. 15.12). Под действием переменного напряжения $\dot{U}_{\text{вх}}$ ток разветвляется и будет протекать через обе емкости $C_{\text{зи}}$ — затвор — исток и $C_{\text{сз}}$ — сток — затвор. Входное напряжение получает усиление K и емкость $C_{\text{сз}}$ находится под напряжением $\dot{U}_{\text{вых}} = -K\dot{U}_{\text{вх}}$ и $\dot{U}_{\text{вх}}$ (знак минус указывает на поворот фазы напряжения $\dot{U}_{\text{вых}}$ на 180°). Это напряжение вызовет ток

$$\dot{I} = (\dot{U}_{\text{вх}} - K\dot{U}_{\text{вх}}) j\omega C_{\text{сз}} = \dot{U}_{\text{вх}} (1 - K) j\omega C_{\text{сз}}.$$

Следовательно, действие проходной емкости эквивалентно действию гораздо большей емкости $C_{\text{экв}}$

$$j\omega C_{\text{экв}} = \dot{I} / \dot{U}_{\text{вх}} = j\omega C_{\text{сз}} (1 - K).$$

Так как K отрицательный из-за поворота фазы, то, взяв его модуль, получим

$$C_{\text{экв}} = C_{\text{сз}} (1 + K). \quad (15.25)$$

При $K > 1$ эквивалентная проходная емкость намного превышает реальную. Поэтому

$$C_{\text{вх сл}} = C_{\text{зи}} + C_{\text{сз}} (1 + K). \quad (15.26)$$

Это явление — увеличение эквивалентной проходной емкости в схеме ОИ (ОЭ) — получило название эффекта Миллера и действительно для всех электронных усилительных приборов.

Следует отметить, что в схеме с ОС (ОК), где K положительный и меньше единицы

$$C_{\text{экв}} = C_{\text{сз}} (1 - K), \quad (15.27)$$

т. е. оказывается меньше реальной проходной емкости, что уменьшает шунтирующее действие входной емкости на предыдущий каскад, а следовательно, уменьшает частотные искажения на верхних частотах предыдущего каскада.

Рассмотрим работу усилителя на биполярном транзисторе на верхних частотах. Эквивалентная схема (рис. 15.13,а) не содержит емкости C_p , которой пренебрегают на высоких частотах, а емкости $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вх сл}}$ объединены в одну $C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{вх сл}}$. Сопротивления R_k , R_d и $R_{\text{вх сл}}$, включенные параллельно, объединяем в одно общее сопротивление R . Точно так же, как и в схеме на полевом транзисторе, преобразуем данную схему в соответствии с

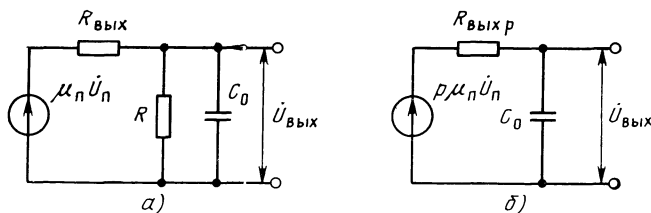


Рис. 15.13 Эквивалентная (а) и преобразованные эквивалентные схемы на биполярном транзисторе на верхних частотах

теоремой об эквивалентном генераторе, заменив данную схему эквивалентным генератором с ЭДС $p\mu_n \dot{U}_n$ и выходным сопротивлением $R_{\text{вых}} p = R_{\text{в экв}}$, где $p = R / (R_{\text{вых}} + R)$ (рис. 15.13, б). Получаем схему, аналогичную схеме на полевых транзисторах, но содержащую все элементы схемы биполярного транзистора. Это позволяет применить ранее полученные формулы и для схемы с биполярным транзистором

$$M_{\text{в}} = \sqrt{1 + (\omega C_0 R_{\text{в экв}})^2}. \quad (15.28)$$

Таким образом, и в данном случае причиной частотных искажений на верхних частотах является шунтирующее действие выходной емкости транзистора данного каскада и входной емкости транзистора следующего каскада. $R_{\text{в экв}}$ определяется наименьшим из составляющих его сопротивлений $R_{\text{вх сл}}$. Так как это сопротивление в случае схемы с ОЭ мало, то несмотря даже на сравнительно большую емкость C_0 частотные искажения на верхних частотах в узкополосных усилителях низкой частоты получаются незначительными. Однако на верхних частотах возникают частотные искажения, связанные с частотными свойствами самого транзистора. С повышением частоты уменьшается $h_{21\beta}(\alpha)$ и еще в большей степени $h_{21\beta}(\beta)$. Коэффициент частотных искажений, вызванных зависимостью от частоты параметра $h_{21\beta}$, определяется по формуле $M_{\text{в}} = 1 - j f_{\text{в}} / f_{h_{21\beta}}$, а по модулю

$$M_{\text{в}} = \sqrt{1 + (f_{\text{в}} / f_{h_{21\beta}})^2}, \quad (15.29)$$

где $f_{\text{в}}$ — верхняя усиливаемая частота, $f_{h_{21\beta}}$ — предельная частота, при которой $h_{21\beta}$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

Таким образом, если верхняя частота оказывается близкой к предельной $f_{h_{21\beta}}$, то частотные искажения на верхних частотах определяются по общей формуле

$$M_{\text{в}} = \sqrt{1 + (\omega_{\text{в}} C_0 R_{\text{в экв}})^2} \sqrt{1 + (f_{\text{в}} / f_{h_{21\beta}})^2}. \quad (15.30)$$

Поэтому рекомендуется выбирать транзистор для работы в усилительном каскаде, у которого $f_{h_{21\beta}} \gg (3 \dots 5) f_{\text{в}}$.

В отличие от полевого транзистора, где от выбора сопротивления нагрузки в цепи стока $R_{\text{с}}$ зависят частотные искажения на верхних частотах и полоса усиливаемых частот, в схемах на би-

полярных транзисторах частотные искажения на верхних частотах и полоса усиливаемых частот мало зависят от сопротивления в цепи коллектора R_k , так как оно зашунтировано малым входным сопротивлением следующего каскада.

Постоянная времени в области верхних частот $\tau_b = R_{в экв} C_0$, в этом случае коэффициент частотных искажений

$$M_b = \sqrt{1 + (\omega \tau_b)^2}. \quad (15.31)$$

Чем меньше постоянная времени в области верхних частот, тем меньше и частотные искажения.

ФАЗОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗИСТОРНОГО КАСКАДА

Как известно, наличие реактивных сопротивлений в схеме усилителя неизбежно приводит к фазовым сдвигам между напряжениями на входе и выходе каскада. Характер фазовых сдвигов очень наглядно виден из эквивалентных схем рис. 15.10 и 15.13. На нижних частотах благодаря наличию разделительной емкости C_p ток на выходе опережает ЭДС эквивалентного генератора на некоторый угол φ . Чем ниже частота, тем угол сдвига фаз φ будет становиться больше и при $\omega \rightarrow 0$ $\varphi \rightarrow 90^\circ$. Это ток на сопротивлении R_n создает падение напряжения $U_{вых}$. Ток и напряжение на активном сопротивлении совпадают по фазе. Следовательно, $U_{вых}$ опережает по фазе ЭДС генератора на угол φ . Значение этого угла определяется из формулы частотных искажений на нижних частотах:

$$\operatorname{tg} \varphi_n = \frac{1}{\omega_n C_p (R_{н экв} + R_n)} \quad (15.32)$$

или

$$\operatorname{tg} \varphi_n = \frac{1}{\omega_n \tau_n}. \quad (15.33)$$

Следовательно, чем ниже частота, меньше C_p , $R_{н экв}$ и R_n , тем больше фазовый угол сдвига между входным и выходным напряжением.

Частотные искажения и фазовые сдвиги связаны между собой. Чем больше частотные искажения, тем больше и фазовый сдвиг в цепи. Легко определить зависимость между M_n и φ_n . Из формул (15.8) и (15.33)

$$M_n = \sqrt{1 + (1/\omega_n \tau_n)^2} = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_n} = 1/\cos \varphi_n. \quad (15.34)$$

Из эквивалентной схемы на верхних частотах следует, что ток в цепи опережает ЭДС на угол φ , так как сопротивление содержит активную и емкостную составляющие, этот ток создаст на выходном сопротивлении емкости x_{C_0} падение напряжения, которое отстает от тока, протекающего через эту емкость, на 90° , значит, выходное напряжение отстает от ЭДС эквивалентного генератора, а

значит, и выходного напряжения на угол φ . Чем выше частота, тем угол φ будет больше и при $f \rightarrow \infty \varphi \rightarrow 90^\circ$

$$\operatorname{tg} \varphi_{\text{в}} = -2\pi f_{\text{в}} C_0 R_{\text{в экв}}. \quad (15.35)$$

Отставание выходного напряжения по фазе от входного определяется отрицательным значением $\operatorname{tg} \varphi_{\text{в}}$. По аналогии с нижними частотами

$$M_{\text{в}} = 1/\cos \varphi_{\text{в}}. \quad (15.36)$$

Рассмотрим результирующие амплитудно-частотные и фазовые характеристики резисторного каскада (рис. 15.14). На нижних и верхних частотах частотная характеристика имеет спад. При этом $\tau_{\text{н}2} < \tau_{\text{н}1}$, а $\tau_{\text{в}2} < \tau_{\text{в}1}$. Спектр частот, в пределах которого коэффициент усиления уменьшается не более чем в $\sqrt{2}$ раз, иногда называют полосой пропускания усилителя. Чем больше $\tau_{\text{н}}$ и чем меньше $\tau_{\text{в}}$, тем шире полоса пропускания усилителя.

Для расчетов удобнее пользоваться обобщенной частотной и фазовой характеристиками, где независимой переменной является произведение $\omega\tau$, а функцией $Y = 1/M_{\text{в}}$. Обобщенные частотные и фазовые характеристики резисторного каскада показаны на рис. 15.15.

Выводы. 1. Для получения максимального коэффициента усиления на средних частотах необходимо, чтобы транзистор имел большую крутизну характеристики и большое эквивалентное сопротивление нагрузки. 2. Причиной частотных и фазовых искажений на нижних частотах является наличие разделительного конденсатора в схеме. 3. Причиной частотных и фазовых ис-

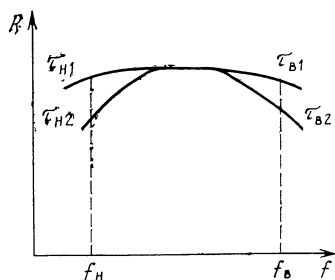


Рис 15.14 АЧХ резисторного каскада

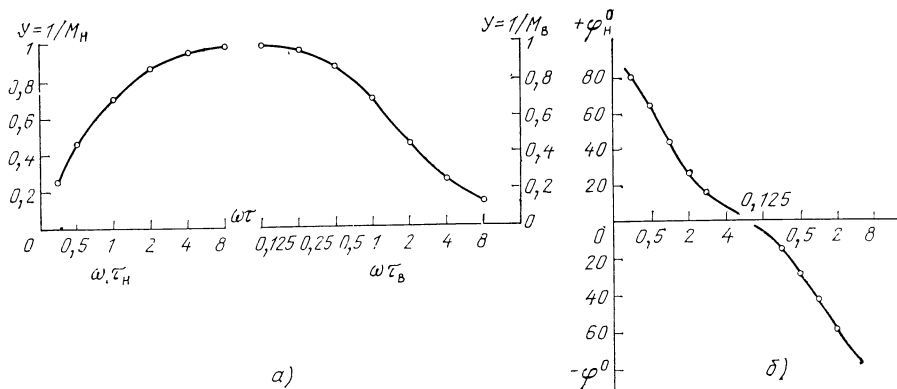


Рис. 15.15 Обобщенные характеристики резисторного каскада: а — частотная, б — фазовая (φ^0 от $\omega\tau$)

кажений на верхних частотах является наличие выходной емкости данного каскада и входной емкости следующего каскада. 4. Чем больше постоянная времени нижних частот и меньше постоянная времени верхних частот, тем меньше частотные и фазовые искажения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему малое входное сопротивление следующего каскада уменьшает коэффициент усиления?
2. Почему в первом каскаде предварительного усиления предпочтительнее полевой транзистор, а не биполярный?
3. Почему емкость разделительного конденсатора C_p в схемах на биполярных транзисторах при тех же частотах усиления берется больше, чем в схемах на полевых транзисторах?
4. Чем объяснить, что фазовый сдвиг на нижних частотах положительный, а на верхних отрицательный?
5. Каковы соображения по выбору постоянных времени τ_n и τ_v для получения наименьших частотных и фазовых искажений?
6. Как изменятся коэффициенты частотных искажений M_v и M_n , если уменьшится сопротивление $R_{вх\text{ сл}}$ у биполярного транзистора?

РАСЧЕТ РЕЗИСТОРНОГО КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Расчеты электронных схем имеют свою структуру, которая определяет последовательность действий. Каждый расчет должен содержать техническое задание, в которое входят исходные данные для расчета и перечень того, что надо получить в результате расчета.

Исходные данные: полоса усиливаемых частот $f_n \dots f_v$, допустимые частотные искажения на верхних и нижних частотах M_n и M_v , требуемый коэффициент усиления по току K_i , напряжение источника питания $-E_k$, входное сопротивление следующего каскада $R_{вх\text{ сл}}$, емкость $C_{бэ\text{ сл}}$, эквивалентное сопротивление делителя для подачи смещения в цепи входа следующего каскада $R_{д\text{ сл}}$.

Требуется определить: тип транзистора, положение точки покоя на статических характеристиках и данные режима по постоянному току, сопротивления и емкости элементов принципиальной схемы каскада, коэффициенты усиления по току и по напряжению, реальные частотные искажения в схеме.

Таким образом, в соответствии с заданием определяется последовательность расчета: выбор типа транзистора и его режима по постоянному току, определение элементов принципиальной схемы, расчет результирующих показателей. Расчет ведется в схеме с ОЭ, в режиме А. Принципиальная схема каскада дана на рис. 15.1,а.

1. Выбор типа транзистора и режима работы по постоянному току

1. Транзистор выбираем по предельной частоте $f_{h21э}$ и по требуемому усилению по току $h_{21э}$:

$$f_{h21э\text{ треб}} \geq f_v / \sqrt{M_v^2 - 1}; \quad h_{21э\text{ треб}} \geq (1,2 \dots 1,5) K_i.$$

Выбор производим среди маломощных транзисторов, предпочтительнее кремниевых.

Выписываем параметры выбранного транзистора:

$$h_{21э}, f_{h21э}, C_{вых}, h_{22э}, I_{К\max}, U_{КЭ\max}.$$

2. Определяем коллекторный ток в точке покоя $I_{К0}$:

$I_{К0} \geq (1,2 \dots 1,5) I_{вх\text{ сл}}$, но не меньше тока I_K , при котором обеспечивается соответствие параметров, указанных в паспорте.

3. Находим напряжение в точке покоя $U_{КЭ0} = (0,4 \dots 0,5) E_K$.

4. На семействе статических выходных характеристик выбранного транзистора определяем положение точки покоя и ток базы в этой точке $I_{Б0}$.

5. Переносим точку покоя на входную характеристику, снятую при $|U_{КЭ}| > 0$, и находим напряжение $U_{БЭ0}$ в этой точке.

II. Определение элементов принципиальной схемы

6. Выбираем эмиттерную стабилизацию точки покоя. Задаемся падением напряжения на сопротивлении $R_э: U_{Rэ} = (0,2 \dots 0,3) E_K$. Чем больше $U_{Rэ}$, тем сильнее ООС по току и схема работает стабильнее, но увеличиваются потери напряжения источника E_K .

$$R_э = U_{Rэ} / I_{Э0}, \text{ где } I_{Э0} = I_{К0} + I_{Б0}.$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе $R_э - P_{Rэ} = I_{Э0}^2 R_э$. Выбираем соответствующий стандартный резистор.

7. Определяем ток в цепи делителя смещения

$$I_d = (3 \dots 10) I_{Б0}.$$

8. Определяем сопротивления резисторов делителя:

$$R_{д1} = (E - U_{Rэ} - U_{БЭ0}) / (I_d + I_{Б0}); \quad R_{д2} = (U_{Rэ} + U_{БЭ0}) / I_d.$$

Определяем $P_{Rд1} = (I_d + I_{Б0})^2 R_{д1}$ и $P_{Rд2} = I_d^2 R_{д2}$.

Выбираем соответствующие стандартные резисторы.

9. Общее сопротивление делителя $R_d = R_{д1} R_{д2} / (R_{д1} + R_{д2})$.

10. Определяем емкость $C_э$. Для того чтобы эта емкость не вносила заметных частотных искажений на нижних частотах, выбираем ее сопротивления во много раз меньше сопротивления $R_э$.

$$C_э = (5 \dots 10) / \pi f_H R_э.$$

Выбираем стандартную емкость.

11. Определяем сопротивление резистора в коллекторной цепи R_K

$$R_K = (E_K - U_{Rэ} - U_{КЭ0}) / I_{К0}, \quad P_{R_K} = I_{К0}^2 R_K.$$

Выбираем стандартный резистор.

12. Определяем емкость разделительного конденсатора, исходя из заданных частотных искажений на нижних частотах:

$$C_p = \frac{1}{2\pi f_H (R_{н экв} + R_H) \sqrt{M_H^2 - 1}},$$

где $R_{н экв} = R_K R_{вых} / (R_K + R_{вых})$; при $R_{вых} \gg R_K$; $R_{н экв} \approx R_K$.

$$R_H = R_{вх сл} R_{д сл} / (R_{вх сл} + R_{д сл}).$$

Выбираем стандартный конденсатор C_p .

III. Расчет результирующих показателей

13. Определяем коэффициент усиления по току:

$$K_i = h_{21 \text{ э}} R_K / (R_K + R_H).$$

14. Определяем коэффициент усиления по напряжению

$$K = h_{21 \text{ э}} R'_H / h_{11 \text{ э}}, \text{ где } R'_H = R_K R_H / (R_K + R_H).$$

15. Проверяем частотные искажения на верхних частотах:

$$M_B = \sqrt{1 + (2\pi f_B C_0 R_{B \text{ экв}})^2} \sqrt{1 + (f_B / f_{h 21 \text{ э}})^2},$$

где $R_{B \text{ экв}} = R_{\text{вых}} R'_H / (R_{\text{вых}} + R'_H)$; при $R_{\text{вых}} \gg R'_H$, $R_{B \text{ экв}} = R'_H$:

$$C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{бэ сл}} \approx C_{\text{бэ сл}}, \text{ так как } C_{\text{бэ сл}} \gg C_{\text{вых}}.$$

16. Строим АЧХ каскада при значениях:

$$f = 0,5 f_H; f_H; 2f_H; 0,5 f_B; f_B; 2f_B.$$

Числовой пример.

Исходные данные: $f_H = 50$ Гц, $f_B = 10$ кГц, $I_{B \text{ сл}} = 1,5$ мА, $R_{B \text{ сл}} = 720$ Ом, $R_{\text{д сл}} = 1600$ Ом, $E_K = 12$ В, $M_H = M_B = 1,12$, $K_{\text{треб}} = 12$, $C_{\text{бэ сл}} = 2 \cdot 10^{-8}$ Ф.

1 Выбор транзистора по

$$f_{h 21 \text{ э}} = f_B / \sqrt{M_B^2 - 1} = 10\,000 / \sqrt{1,12^2 - 1} = 20 \text{ кГц};$$

$$h_{21 \text{ э треб}} = 1,5 K_i = 1,5 \cdot 12 = 18.$$

Выбираем транзистор КТ301В, который удовлетворяет этим условиям. Его параметры: $f_{h 21 \text{ э}} = 500$ кГц, $h_{21 \text{ э min}} = 20$, $h_{21 \text{ э max}} = 60$, $h_{11 \text{ э}} = 1130$ Ом, $U_{K \text{ э max}} = 20$ В, $I_{K \text{ max}} = 10$ мА, $P_{K \text{ max}} = 150$ мВт, $h_{22 \text{ э}} = 13 \cdot 10^{-6}$ См.

2. Определяем коллекторный ток в точке покоя

$$I_{K0} = (1,5 \dots 2) I_{B \text{ э}} = 2 \cdot 1,5 = 3 \text{ мА}.$$

3. Напряжение в точке покоя $U_{K \text{ э0}} = 0,4 \cdot 12 = 4,8$ В (рис. 15.16, а).

4. Определяем положение точки покоя на статических характеристиках транзистора КТ301В и находим ток базы в точке покоя $I_{B0} = 0,075$ мА.

5. По входной характеристике для тока I_{B0} находим входное напряжение в точке покоя $U_{B \text{ э0}} = 0,6$ В (рис. 15.16, б).

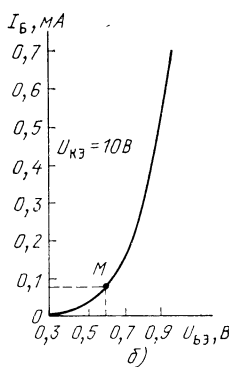
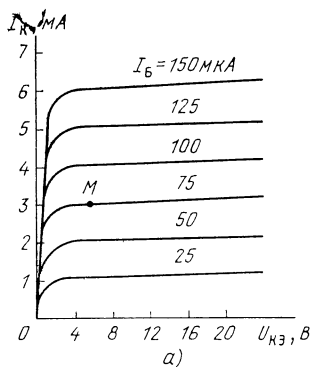


Рис. 15.16. Выходные (а) и входная (б) характеристики транзистора КТ301В

6. Задаемся падением напряжения на резисторе R_3 в цепи температурной стабилизации $U_{R3}=0,2E_K=0,2 \cdot 12=2,4$ В и находим $R_3=U_{R3}/I_{30}$, где $I_{30}=I_{K0}+I_{B0}=3+0,075=3,075$ мА,

$$R_3=2,4/(3,075 \cdot 10^{-3})=790 \text{ Ом.}$$

Мощность, выделяемая на этом резисторе,

$$P_{R3}=I_{30}^2 R_3=(3,075 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 790=0,008 \text{ Вт.}$$

Выбираем стандартный резистор типа УЛМ-0,12 с сопротивлением 820 Ом.

7. Определяем ток делителя в цепи смещения

$$I_D=(3 \cdot 10) I_{B0}=10 I_{B0}=10 \cdot 0,075=0,75 \text{ мА.}$$

8. Определяем сопротивления резисторов R_{D2} и R_{D1}

$$R_{D2}=\frac{U_{R3}+U_{B30}}{I_D}=\frac{2,4+0,6}{0,75 \cdot 10^{-3}}=4 \text{ кОм;}$$

$$R_{D1}=\frac{E-U_{R3}-U_{B30}}{I_D+I_{B0}}=\frac{12-2,4-0,6}{(0,75+0,075) \cdot 10^{-3}}=10,9 \text{ кОм.}$$

Выбираем стандартные сопротивления $R_{D2}=3,9$ кОм и $R_{D1}=11$ кОм типа УЛМ-0,12.

9. Общее сопротивление делителя

$$R_D=R_{D1} R_{D2}/(R_{D1}+R_{D2})=3,9 \cdot 11/(3,9+11)=2,9 \text{ кОм.}$$

10. Определяем емкость C_3 , шунтирующую сопротивление R_3 :

$$C_3=5/\pi f_H R_3=5/3,14 \cdot 50 \cdot 820=38,8 \text{ мкФ.}$$

Выбираем электролитический конденсатор типа К50-6 емкостью 50 мкФ и напряжением 6,3 В.

11. Определяем сопротивление резистора в цепи коллектора

$$R_K=(E-U_{R3}-U_{K30})/I_{K0}=(12-2,4-4,8)/3 \cdot 10^{-3}=1,6 \text{ кОм.}$$

Мощность, выделяемая на резисторе:

$$P_{R_K}=I_{K0}^2 R_K=(3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,6 \cdot 10^3=0,014 \text{ Вт.}$$

Выбираем стандартный резистор типа УЛМ-12 сопротивлением 1600 Ом.

12. Определяем емкость разделительного конденсатора

$$C_p \geq 1/2\pi f_H (R_{H \text{ экв}} + R_H) \sqrt{M_H^2 - 1} = \\ = 1/6,28 \cdot 50 (1600 + 500) \sqrt{1,12^2 - 1} = 3 \text{ мкФ,}$$

где $R_{H \text{ экв}}=R_K$, так как у транзистора КТ301В $R_{вх}=76$ кОм,

$$R_H=R_{вх \text{ сл}} R_{д \text{ сл}}/(R_{вх \text{ сл}} + R_{д \text{ сл}})=720 \cdot 1600/(720 + 1600) \approx 500 \text{ Ом.}$$

Выбираем стандартный конденсатор C_p типа К50-16 емкостью 5 мкФ и напряжением 16 В.

13. Определяем коэффициент усиления каскада по току

$$K_i=h_{219} \frac{R_K}{R_K + R_H} = 40 \frac{1600}{1600 + 500} = 30,4 > K_{i \text{ треб.}}$$

14. Определяем коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K = \frac{h_{21э}}{h_{11э}} R'_H = \frac{40 \cdot 380}{1330} = 11,45,$$

$$\text{где } R'_H = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H} = \frac{1600 \cdot 500}{1600 + 500} = 380 \text{ Ом.}$$

15. Рассчитаем АЧХ каскада по формулам (15 11) и (15 20). Результаты расчета сведем в таблицу.

f , Гц	25	50	100	5000	10000	20000
M	1,16	1,04	1,01	1,028	1,11	1,38

РАСЧЕТ РЕЗИСТОРНОГО КАСКАДА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Исходные данные: полоса усиливаемых частот $f_H \dots f_B$, допустимые частотные искажения M_H и M_B , требуемый коэффициент усиления по напряжению K , напряжение источника питания E_c , данные следующего каскада: $C_{вх сл}$ и $U_{вх сл}$.

Требуется определить: тип транзистора, положение точки покоя на статических характеристиках и данные режима по постоянному току, элементы R и C принципиальной схемы каскада, коэффициент усиления по напряжению, реальные частотные искажения в схеме. Расчет ведется в схеме с ОИ, в режиме класса А. Принципиальная схема каскада дана на рис. 15.1,б.

I. Выбор типа транзистора и режима работы по постоянному току

1. Выбираем маломощный транзистор с управляющим PN -переходом. Выписываем основные параметры транзистора: $U_{СИ \max}$, $U_{отс}$; $C_{вых}$; $I_{C \max}$, I_C .

2. Определяем постоянное напряжение в точке покоя

$$U_{СИ0} \geq U_{отс} + U_{вх сл} + \Delta U_{СИ},$$

где $\Delta U_{СИ} = (0,5 \dots 1) В$ — напряжение, обеспечивающее работу транзистора в области насыщения стоковых характеристик.

3. Выбираем точку покоя на пологом участке стоковой характеристики при токе $I_C > 1 \text{ мА}$, так как при меньших токах I_C крутизна характеристики окажется намного меньше данной в паспорте. Определяем ток покоя I_{C0} и соответствующее ему напряжение смещения $U_{ЗИ0}$.

II. Определение элементов принципиальной схемы

4. Применяем автоматическое смещение для выбора точки покоя. Определяем сопротивление R_H в цепи смещения: $R_H = U_{ЗИ0} / I_{C0}$. Мощность, выделяемая на этом сопротивлении: $P_{RH} = I_{C0}^2 R_H$. Выбираем стандартный резистор R_H .

5. Определяем емкость C_H . Для того чтобы эта емкость не вносила заметных частотных искажений, ее сопротивление даже на самой низкой частоте должно быть меньше сопротивления R_H :

$$C_H = (5 \dots 10) / \pi f_H R_H.$$

Выбираем стандартный конденсатор C_H .

6. Определяем сопротивление нагрузки в цепи стока

$$R_c = (E_c - U_{\text{СИ}0} - U_{\text{ЗИ}0}) / I_{C0}, \quad P_{Rc} = I_{C0}^2 R_c.$$

Выбираем соответствующий резистор.

7. Определяем сопротивление в цепи затвора R_3 . Им можно задаться: $R_3 = 300 \dots 500$ кОм.

Падение напряжения на сопротивлении R_3

$$U_{R3} = I_3 R_3 < 0,01 U_{\text{ЗИ}0},$$

где I_3 — обратный ток управляющего PN -перехода.

8. Определяем емкость разделительного конденсатора

$$C_p \geq 1 / 2\pi f_H R_3 \sqrt{M_H^2 - 1}.$$

Выбираем стандартную величину C_p .

III. Расчет результирующих показателей

9. Определяем коэффициент усиления по напряжению на средних частотах $K = SR_H$, где $R_H = R_c R_3 / (R_c + R_3)$.

10. Проверяем частотные искажения на верхних частотах

$$M_B = \sqrt{1 + (2\pi f_B C_0 R_{B \text{ экв}})^2},$$

где $R_{B \text{ экв}} = R_c R_{\text{вых}} / (R_c + R_{\text{вых}}) \approx R_c$, $C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{вх сл}} + C_{\text{монт}}$, $C_{\text{монт}} = 5 \dots 10$ пФ.

11. Строим АЧХ каскада при значениях $f = 0,5f_H$; f_H ; $2f_H - 0,5f_B$; f_B ; $2f_B$

$$Y_B = 1/M_B = 1/\sqrt{1 + (2\pi f C_0 R_{B \text{ экв}})^2};$$

$$Y_H = \frac{1}{M_H} = 1 / \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f C_p R_3} \right)^2}.$$

IV. Числовой пример

Исходные данные: $f_H = 50$ Гц; $f_B = 10$ кГц; $K_{\text{треб}} \geq 5$; $E_c = 12$ В; $M_H = M_B = 1,12$. Данные следующего каскада: $C_{\text{вх сл}} = 80$ пФ; $U_{\text{вх сл}} = 0,5$ В.

1. Выбираем транзистор КП302А с управляющим PN -переходом и N -каналом. Выписываем основные параметры транзистора: $I_{C \text{ max}} = 24$ мА; $U_{\text{СИ max}} = 20$ В; $P_{C \text{ max}} = 300$ мВт; $U_{\text{отс}} = 5$ В (при $U_{\text{СИ}} = 7$ В), $S = 5$ мА/В; $C_{\text{вых}} = 12$ пФ; $I_3 = 10^{-9}$ А.

2. Определяем постоянное напряжение в точке покоя

$$U_{\text{СИ}0} = U_{\text{отс}} + U_{\text{вх сл}} + \Delta U_{\text{СИ}} = 5 + 0,5 + 0,5 = 6 \text{ В},$$

$\Delta U_{\text{СИ}} = 0,5$ В — напряжение, обеспечивающее работу в области насыщения.

3. По статическим характеристикам выбираем ток покоя (рис 15.17): $I_{C0} = 3,7$ мА. Учитывая, что напряжение $U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх сл}} / K_{\text{треб}} = 0,5/5 = 0,1$ В, в данной точке покоя обеспечивается работа на линейном участке в режиме класса А.

4. Определяем сопротивление R_H в цепи смещения

$$R_H = U_{\text{ЗИ}0} / I_{C0} = 1 / (3,7 \cdot 10^{-3}) = 270 \text{ Ом}.$$

Мощность потерь на сопротивлении R_H : $P_{RH} = I_{C0}^2 R_H = (3,7 \cdot 10^{-3})^2 270 = 0,037$ Вт.

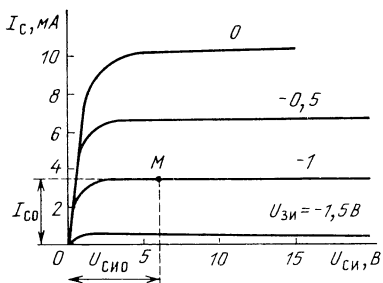


Рис 15.17. Выходные характеристики транзистора КП302А

$$R_c = (E - U_{CE0} - U_{BE0}) / I_{C0} = (12 - 6 - 1) \cdot 3,7 \cdot 10^{-3} = 1,35 \text{ кОм},$$

$$P_{Rc} = I_{C0}^2 R_c = (3,7 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,35 \cdot 10^3 = 0,018 \text{ Вт}.$$

Берем стандартный резистор типа УЛМ-0,12 сопротивлением 1,5 кОм.

7. Задаемся сопротивлением в цепи затвора $R_3 = 300 \text{ кОм}$. Берем резистор типа УЛМ-12 сопротивлением 300 кОм. Проверяем падение напряжения $U_{R_3} = I_3 R_3 = 300 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ В} < 0,01 U_{BE}$.

8. Определяем емкость разделительного конденсатора

$$C_p = 1 / 2\pi f_H R_3 \sqrt{M_H^2 - 1} = 1 / 6,28 \cdot 50 \cdot 300 \cdot 10^3 \sqrt{1,12^2 - 1} = 21 \text{ 000 пФ}.$$

Выбираем стандартный конденсатор типа КМ емкостью 22 000 пФ.

9. Определяем коэффициент усиления на средних частотах

$$K = SR_H = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 7,5 > K_{\text{треб}}.$$

10. Проверяем частотные искажения на верхних частотах

$$M_H = \sqrt{1 + 2\pi f_B C_0 R_{B \text{ экв}}} = \sqrt{1 + (6,28 \cdot 10^4 \cdot 102 \cdot 10^{-12} \cdot 1,5 \cdot 10^3)^2} \approx 1,$$

$$C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{вх сл}} + C_{\text{монт}} = 12 + 80 + 10 = 102 \text{ пФ}; R_{B \text{ экв}} = R_c.$$

15.4. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И ТРЕБОВАНИЯ

Широкополосные усилители — это усилители, которые должны усиливать сигналы с частотным спектром от нуля до самых высоких частот в пределах десятков и даже сотен мегагерц. Такая широкая полоса частот характерна как для некоторых непрерывных (аналоговых) сигналов, так и для импульсных, которые часто встречаются в аппаратуре многоканальной связи, телеграфии, телевидения. Естественно, что такие усилители имеют свои особенности по сравнению с ранее рассмотренными узкополосными усилителями низкой частоты.

Рассмотрим более подробно особенности импульсных сигналов.

Как известно, импульсный сигнал, как и любой несинусоидальный электрический сигнал, может быть представлен в виде суммы простых синусоидальных колебаний. В состав этих коле-

Выбираем стандартный резистор типа УЛМ-12 сопротивлением 270 Ом.

5. Определяем емкость, шунтирующую R_H :

$$C_H = \frac{5 \dots 10}{\pi f_H R_H} = \frac{5}{3,14 \cdot 50 \cdot 270} = 100 \text{ мкФ}.$$

Берем электролитический конденсатор емкостью 100 мкФ и номинальным напряжением 6,3 В типа К50-6.

6. Определяем сопротивления нагрузки в цепи стока

баний входят кроме основной частоты бесконечно большое число гармоник, а также постоянная составляющая. Для удовлетворительного воспроизведения формы импульса усилителя должен пропустить определенный спектр частот, включающий гармоники основной частоты. Ширина этого спектра определяется в зависимости от формы и длительности импульса. Если усилитель не может пропустить полный спектр усиливаемых частот, то возникают искажения формы импульса, которые учитываются переходной характеристикой усилителя. Напомним, что это приводит к искажениям фронтов импульса и его плоской части (см. рис. 12.14). Требования к широкополосным усилителям остаются примерно те же, что и к узкополосным, но их реализация связана с большими трудностями.

Для импульсных усилителей эти требования можно сформулировать следующим образом:

- длительность фронта на выходе усилителя не должна превышать заданной;

- неравномерность плоской части импульса должна быть минимальной;

- выбросы в плоской части и в паузе между импульсами должны быть минимальны;

- получение максимально допустимого коэффициента усиления, как и в узкополосных усилителях.

Для реализации этих требований необходимо добиться минимальных частотных и фазовых искажений в заданной полосе пропускания. Поэтому основным типом широкополосного усилителя является резисторный усилитель, в схеме которого имеется минимальное количество реактивных элементов, способствующих появлению частотных и фазовых искажений, а следовательно, искажению формы импульса.

АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ ИМПУЛЬСА В РЕЗИСТОРНОМ КАСКАДЕ

Для анализа причины искажений формы импульсов, поданных на вход резисторного каскада, рассмотрим его эквивалентную схему (см. рис. 15.2), которая содержит емкости $C_{\text{вых}}$, $C_{\text{вх сл}}$ и C_r . При подаче на емкость напряжения она начинает заряжаться, при этом время заряда τ_z зависит от емкости и сопротивлений, через которые они заряжаются. Так как емкости $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вх сл}}$ во много раз меньше емкости C_r , то и время заряда этих емкостей будет во много раз меньше, чем τ_{C_r} . Поэтому в то время как конденсаторы $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{вх сл}}$ уже полностью зарядятся, разделительный конденсатор еще только начнет заряжаться и напряжение на нем можно будет принять равным нулю, и для малых времен (следовательно, высоких частот), соответствующих фронтам импульса, емкостью C_r можно пренебречь, и использовать для этого случая эквивалентную схему для верхних частот.

Для заряда конденсатора C_p требуется длительное время, и в то время, когда этот конденсатор постепенно заряжается, конденсаторы $C_{вых}$ и $C_{вх\text{ сл}}$ уже практически заряжены и не потребляют ток, поэтому для больших времен, а следовательно, нижних частот емкостями $C_{вх}$ и $C_{вх\text{ сл}}$ можно пренебречь и использовать для этого случая эквивалентную схему для нижних частот.

ОБЛАСТЬ МАЛЫХ ВРЕМЕН (ВЕРХНИХ ЧАСТОТ)

Анализ ведем на основе эквивалентной схемы на верхних частотах, общей для биполярного и полевого транзистора (см. рис. 15.11). Выходное напряжение на емкости меняется по закону заряда емкости C_0 :

$$U_{вых} = U_m (1 - e^{t/\tau_b}), \quad (15.37)$$

где $\tau_b = C_0 R_{в экв}$ — постоянная времени на верхних частотах. Чем меньше τ_b , тем быстрее зарядится емкость.

Время установления импульса от уровня $0,1U_m$ до $0,9U_m$ можно определить, задавшись соответствующими значениями напряжения:

$$0,9U_m = U_m (1 - e^{-t_2/\tau_b}); \quad 1 - e^{-t_2/\tau_b} = 0,9;$$

$$0,1U_m = U_m (1 - e^{-t_1/\tau_b}); \quad 1 - e^{-t_1/\tau_b} = 0,1.$$

Время нарастания импульса — длительность переднего фронта t_y

$$t_y = t_2 - t_1.$$

Определим t_y . Так как $e^{-t_2/\tau_b} = 0,1$, а $e^{-t_1/\tau_b} = 0,9$, то

$$e^{-t_2/\tau_b} = 10; \quad e^{t_1/\tau_b} = 1,1. \quad (15.38), (15.39)$$

Решая уравнения (15.38) и (15.39), получаем:

$$t_2 = \tau_b \ln 10; \quad t_1 = \tau_b \ln 1,1; \quad t_y = \tau_b (\ln 10 - \ln 1,1) \approx 2,2 \tau_b.$$

Желательно, чтобы время установления импульса составляло не более $0,1t_n$ — его длительности, тогда следует выбирать $\tau_b \leq 0,05t_n$.

Таким образом, чем меньше длительность импульса, тем меньше должна быть постоянная времени $\tau_b = R_{в экв} C_0$. С ростом τ_b увеличиваются фазовые и частотные искажения каскада.

Будем считать верхней граничной частотой каскада такую частоту, при которой усиление K_v упадет в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с K , т. е. $M_v = 1,41$ или 3 дБ. При этом $\omega_{гр} \tau_b = 1$, т. е. $2\pi f_{гр} \tau_b = 1$, а $f_{гр} = 1/2\pi \tau_b$.

Допустим, длительность импульса $t_n = 1$ мкс, тогда

$$\tau_b \leq 0,05 t_n \leq 0,05 \cdot 10^{-6} \leq 5 \cdot 10^{-8} \text{ с},$$

$$f_{гр} \geq \frac{1}{2\pi \tau_b} = \frac{1}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^{-8}} \geq 3 \text{ МГц}.$$

Чем меньше длительность импульса, тем шире полоса усиливает-

мых частот, тем меньше должна быть постоянная времени каскада на верхних частотах. Увеличение τ_v ведет к увеличению времени установления импульса, фронт импульса становится положе.

ОБЛАСТЬ БОЛЬШИХ ВРЕМЕН (НИЖНИХ ЧАСТОТ)

Анализ ведем на основе эквивалентной схемы для нижних частот (см. рис. 15.10). Основное влияние на форму импульса в области нижних частот оказывает разделительный конденсатор C_p . Из эквивалентной схемы каскада на нижних частотах видно, что при скачкообразном изменении тока I_K на выходе транзистора скачком установится напряжение $U_{\text{вых}}$. Это напряжение будет полностью передано на вход следующего каскада, так как на емкости C_p напряжение скачком возникнуть не может, и в первый момент оно остается равным нулю. Только через некоторое время конденсатор C_p начнет заряжаться, на нем создастся падение напряжения, и входное напряжение следующего каскада уменьшится на величину падения напряжения на C_p , т. е. $U_{\text{вх сл}} = U_{\text{вых}} - U_{C_p}$, а плоская часть импульса постепенно уменьшится, образуя спад на величину U_{C_p} . В импульсных усилителях емкость разделительного конденсатора C_p выбирается из условия получения допустимого спада импульса: $\Delta = (U_{\text{max}} - U_{\text{min}})/U_{\text{max}}$. Из формулы (12.13,б) $\Delta = t_n/\tau_n = t_n/[C_p(R_{\text{н экв}} + R_n)]$, отсюда $C_p \geq t_n/[(R_{\text{н экв}} + R_n)\Delta]$.

Чем больше емкость разделительного конденсатора, тем при прочих равных условиях требуется больше времени на его заряд и тем меньше будет спад плоской части за время длительности импульса. Разделительный конденсатор препятствует прохождению импульсов большой длительности, и чем больше длительность импульса, тем больше вероятность заряда конденсатора и тем больше будет спад вершины импульса при тех же элементах схемы.

На форму импульса в резисторном каскаде оказывают влияние также цепи R_3C_3 в схемах на биполярных транзисторах и R_nC_n в схемах на полевых транзисторах (см. рис. 15.1,а и 15.1,б). Действительно, при скачкообразном изменении напряжения $U_{\text{бэ}}$ ($U_{\text{зи}}$) конденсатор C_3 (C_n) не может мгновенно зарядиться и напряжение на нем будет равно нулю, но затем конденсатор начнет постепенно заряжаться, на нем создастся падение напряжения, которое вызовет появление ООС и уменьшение амплитуды импульса, т. е. спад его плоской части. Чем больше постоянная времени $\tau_3 = R_3C_3$ ($\tau_n = R_nC_n$), тем, естественно, потребуется больше времени на заряд конденсатора C_3 (C_n) и меньше спад плоской вершины импульса.

Таким образом, чем меньше τ_v каскада, тем меньшей длительности t_n импульсы может он усиливать при минимальных искажениях переднего фронта, чем больше τ_n каскада, тем большей длительности импульсы может он усиливать без искажения плоской части импульса.

КОРРЕКЦИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ И ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Назначение корректирующих цепей. Для того чтобы расширить полосу усиливаемых частот до самых высоких, включая единицы и десятки мегагерц, без уменьшения коэффициента усиления на средних частотах, в схему широкополосных усилителей вводят специальные цепи высокочастотной коррекции. Эти цепи в импульсных усилителях позволяют уменьшить время установления импульса, улучшая переходную характеристику в области малых времени.

Аналогично можно улучшить переходную характеристику и в области больших времен, расширив полосу усиливаемых частот до самых низших, введя в схему цепь низкочастотной коррекции.

Основная идея коррекции заключается в том, что корректирующее устройство должно осуществить подъем частотной характеристики усилителя в такой же степени, в какой происходит ее завал.

В основном существуют схемы коррекции, которые используют: увеличение сопротивления нагрузки на тех частотах, где производится коррекция; явление резонанса, при котором также увеличивается сопротивление нагрузки на требуемой частоте; частотно-зависимую отрицательную обратную связь, при которой уменьшается коэффициент усиления на всех частотах, кроме тех, на которых нужно получить подъем усиления.

Схема коррекции без обратной связи. Напомним, что при наличии разделительного конденсатора в схеме резисторного каскада коэффициент усиления на нижних частотах уменьшается по сравнению с K . Для компенсации этого явления выбирают схему, которая позволяет увеличить коэффициент усиления на нижних частотах по сравнению со средними частотами. Коэффициент усиления $K_n = S \underline{Z}_n$, где \underline{Z}_n — сопротивление, которое меняется с изменением частоты так, что увеличивается на нижних частотах. Этого можно добиться в схеме рис. 15.18. В этой схеме переменная составляющая тока замыкается через C_ϕ и общее сопротивление в цепи коллектора $\underline{Z}_K = R_K + 1/j\omega C_\phi$. Емкость C_ϕ выбирают такой, чтобы она для верхних и средних частот представляла очень малое сопротивление, а на нижних частотах сопротивление ее заметно возрастало. На средних, а тем более на верхних частотах

$$R_K \gg 1/j\omega C_\phi \text{ и } K = S_n R_K.$$

На нижних частотах сопротивление $x_{C_\phi} = 1/j\omega C_\phi$ возрастает и $K_n = S \underline{Z}_K$.

Таким образом, в данной схеме будут происходить два взаимно компенсирующих друг друга процесса — чем ниже частота усиливаемого сигнала, тем больше падение напряжения на раз-

делительном конденсаторе C_p и усиление падает, но одновременно увеличивается сопротивление коллекторной нагрузки $R_k + 1/j\omega C_\phi$, и коэффициент усиления увеличивается. В результате происходит выравнивание частотной характеристики на нижних частотах, а при определенных значениях C_ϕ и R_ϕ можно даже получить подъем этой характеристики.

При усилении импульсных сигналов цепь $R_\phi C_\phi$ также позволяет скорректировать вершину импульса. И в этом случае происходит два взаимно компенсирующих друг друга явления. За время длительности импульса конденсатор C_p заряжается, создавая спад вершины, уменьшая амплитуду импульса на величину напряжения заряда U_{Cp} , в это же время заряжается и конденсатор C_ϕ , причем напряжение заряда этого конденсатора увеличивает амплитуду импульса на величину $U_{C\phi}$. Таким образом, общий спад вершины импульса уменьшается, а при $U_{C\phi} = U_{Cp}$ спад будет скомпенсирован. При соответствующем выборе R_ϕ и C_ϕ можно расширить полосу усиливаемых частот, понизив f_{min} в 8...10 раз по сравнению со схемой без коррекции. Эффективность данной коррекции, т. е. возможность с ее помощью скомпенсировать частотные искажения на нижних частотах, и спад вершины импульса зависят от соотношения R_k/R_ϕ . Чем меньше отношение R_k/R_ϕ , тем эффективнее действует коррекция, так как при этом заметнее возрастание общего сопротивления $\underline{Z}_k = R_k + 1/j\omega C_\phi$ на низших частотах.

Следует отметить, что эффективность действия коррекции с помощью R_ϕ , C_ϕ снижается, если не выполняется условие $R_k > R_{вх сл.}$. Поэтому данная схема наиболее эффективна для схем широкополосных усилителей на полевых транзисторах и для биоплярных — в каскадах, работающих на высокоомную нагрузку, — вход кинескопа, осциллографической трубки и т. д. Следует иметь в виду, что обеспечение условия $R_\phi > R_k$ означает, что на сопротивлении R_ϕ будет создаваться большое падение напряжения, а это потребует увеличения напряжения E_k , поэтому при выборе R_ϕ следует учитывать и допустимое падение напряжения на этом резисторе.

Схема с применением частотно-зависимой ООС (рис. 15.19). На рис. 15.19 через цепь $R_{oc}C_{oc}$ с выхода второго каскада на вход первого вводится отрицательная обратная связь — последовательная, частотно-зависимая, по напряжению. Емкость C_{oc} выбирается такой, чтобы ее сопротивление на средних и высоких частотах было достаточно малым. В этом случае глубина обратной связи будет определяться только сопротивлением R_{oc} . Это приведет к уменьшению усиления на этих частотах. На нижних

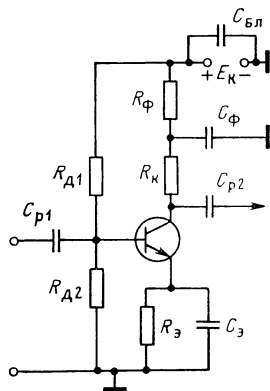


Рис. 15.18. Схема коррекции частотных искажений на нижних частотах

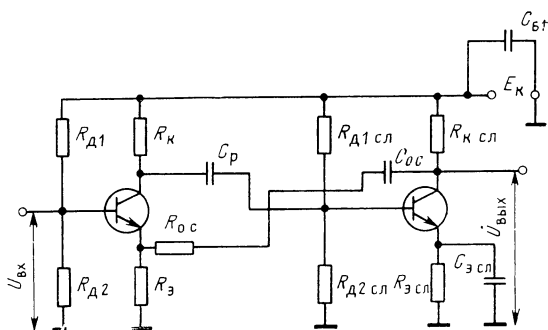


Рис. 15.19. Схема коррекции на нижних частотах с помощью ООС

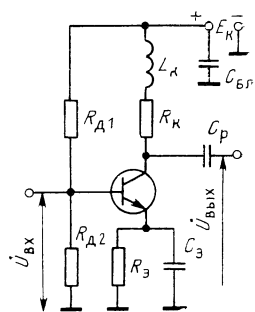


Рис. 15.20. Схема коррекции частотных искажений на верхних частотах с параллельным включением индуктивности

частотах сопротивление $X_{C_{0.с}}$ подбирается большим, чтобы глубина ООС резко уменьшилась. Таким образом, коэффициент усиления на нижних частотах будет уменьшаться в меньшей степени, чем на средних и высоких частотах, что скомпенсирует завал усиления на нижних частотах за счет разделительной емкости. Чем больше спад вершины импульса, тем меньше напряжение обратной связи будет подаваться на вход и тем самым он будет уменьшаться.

Схемы коррекции с резонансом на верхних частотах. Напомним, что причиной частотных искажений на верхних частотах является шунтирование нагрузки паразитной емкостью C_0 . Известно, что при резонансе общее эквивалентное сопротивление параллельного контура становится максимальным. Поэтому если емкость C_0 использовать как элемент контура, то при частоте настройки этого контура в резонанс увеличение будет большим, чем на других частотах, так как $K = S Z_K$, а при резонансе эквивалентное сопротивление контура, т. е. Z_K станет максимальным. На рис. 15.20 показана простая схема, в которой данная идея коррекции реализуется. Для создания параллельного колебательного контура в цепь коллектора (стока) последовательно с резистором нагрузки включается корректирующий дроссель L_K . Так как L_K и C_0 включены параллельно друг другу, то схема получила название параллельной ВЧ коррекции. Эквивалентная схема показана на рис. 15.21,а. Резонансная частота контура $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_K C_0})$ выбирается близкой к самой высокой частоте усиливаемого сигнала. На рис. 15.21,б показаны нормированные частотные характеристики каскада с параллельной коррекцией. Эти кривые сняты при различных значениях коэффициента $a = L_K/R_K^2 C_0$. Характеристика, снятая при $a=0$, соответствует схеме без коррекции.

Применение параллельной коррекции позволяет увеличить площадь усиления каскада $K f_{\max}$, т. е. при неизменном K увеличива-

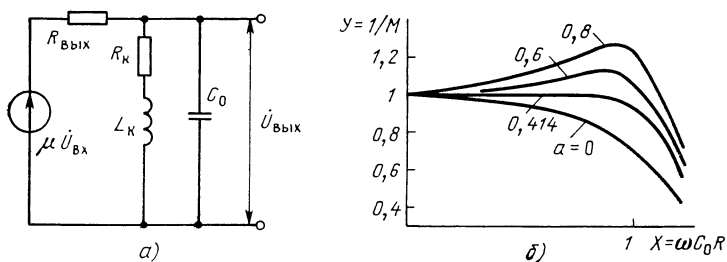


Рис. 15.21. Эквивалентная схема параллельной схемы коррекции на верхних частотах (а) и семейство нормированных частотных характеристик параллельной коррекции на верхних частотах (б)

ется f_{\max} . Например, при $a=0,414$ площадь усиления увеличивается в 1,67 раз, что является довольно значительным увеличением. Данная схема позволяет уменьшить длительность переднего фронта импульса, т. е. уменьшить переходные искажения в области малых времен. Это объясняется тем, что при подаче импульса на вход транзистора происходит скачок тока за очень короткий промежуток времени нарастания импульса. При этом в катушке L_K наводится ЭДС самоиндукции, препятствующая изменению тока в контурной ветви L_K, R_K . Это создает большое сопротивление току, и ток направляется в емкостную ветвь. Благодаря этому емкость C_0 заряжается быстрее, чем в отсутствие L_K , так как чем больше зарядный ток, тем меньше времени требуется на заряд емкости, и, следовательно, длительность переднего фронта импульса уменьшается. Следует иметь в виду, что резонансные свойства контура ухудшаются, если он шунтируется малым сопротивлением. Поэтому данная схема работает эффективно, если нагрузкой каскада является высокоомное сопротивление, т. е. следующий каскад собран на полевом транзисторе, либо коррекция производится в каскаде на биполярном транзисторе, нагруженном на вход кинескопа или осциллографической трубки.

В схеме параллельной коррекции емкости $C_{\text{ВЫХ}}$ и $C_{\text{ВХ сл}}$ включены параллельно и общая емкость $C_0 = C_{\text{ВЫХ}} + C_{\text{ВХ сл}}$ увеличивает время заряда этой емкости, а для получения резонанса на заданной частоте f_{\max} требуется меньшая индуктивность, что уменьшает волновое сопротивление контура и его добротность. В широкополосных усилителях применяют схему коррекции, которая позволяет частично устранить эти недостатки и, следовательно, увеличить площадь усиления Kf_{\max} . В схеме рис. 15.22 индуктивность L_K разделяет емкости $C_{\text{ВЫХ}}$ и $C_{\text{ВХ сл}}$, так что они оказываются включенными между собой последовательно, что увеличивает скорость заряда емкости C_0 и уменьшает длительность фронта. Это позволяет получить большее усиление за счет применения большего сопротивления нагрузки в цепи коллектора (стока). При большем сопротивлении $R_K (R_c)$ уменьшаются ток транзистора, мощность, рассеиваемая на коллекторе (стоке).

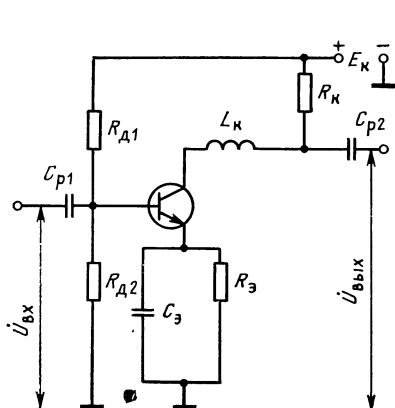


Рис. 15.22. Последовательная схема коррекции с индуктивностью на верхних частотах

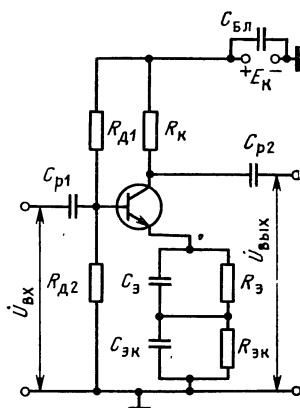


Рис. 15.23. Схема коррекции на высоких частотах с применением ООС в эмиттерной цепи

Схема коррекции на верхних частотах с помощью ООС. Резонансные схемы коррекции на верхних частотах работают эффективно в каскадах на биполярных транзисторах с высокоомной нагрузкой. В предварительных каскадах усиления, где $R_{вх}$ следующего каскада мало, применяются схемы с коррекцией за счет ООС, на действие которых не оказывало бы влияние $R_{вх}$ сл. На рис. 15.23 с помощью $R_{ЭК}$, $C_{ЭК}$ создается цепь частотно-зависимой ООС по току; $C_{ЭК}$ выбирается такой, чтобы только на верхних частотах $X_{C_{ЭК}} < R_{ЭК}$, а на средних и нижних частотах $X_{C_{ЭК}} > R_{ЭК}$. В этом случае возникает ООС только на средних и нижних частотах. Следовательно, коэффициент усиления на нижних и средних частотах уменьшается по сравнению с коэффициентом усиления на верхних частотах. Это позволяет скомпенсировать уменьшение коэффициента усиления на верхних частотах за счет емкости C_0 .

Выводы. 1. Длительность фронта импульса пропорциональна постоянной времени $\tau_B = C_0 R_{в экв}$. 2. Искажение плоской части импульса зависит от постоянной времени $\tau_n = C_p R_{н экв}$. Чем меньше τ_n , тем больше спад плоской части. 3. Цепи коррекции широкополосных усилителей позволяют расширить полосу усиливаемых частот от самых низких до самых высоких при сохранении заданного коэффициента усиления на средних частотах.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем заключается противоречие при выборе сопротивления нагрузки в широкополосных усилителях?
2. Какое влияние оказывает входное сопротивление следующего каскада на длительность фронта и спад плоской части импульса?
3. Каковы соображения по выбору C_f в коллекторной (стоковой) цепи для коррекции искажений на нижних частотах?

4. Какая схема простой ВЧ коррекции при одной и той же величине L_k может обеспечить более широкую полосу усиления — последовательная или параллельная и почему?

5. Почему резонансные схемы ВЧ коррекции не применяют в промежуточных каскадах усиления на биполярных транзисторах?

Глава 16. ОКОНЕЧНЫЕ И ПРЕДОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ

16.1. ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДОВ

ТРЕБОВАНИЯ К ОКОНЕЧНЫМ КАСКАДАМ

Напомним, что оконечным каскадом называется каскад, с выхода которого сигнал, усиленный до заданной мощности или напряжения, поступает в нагрузку.

Оконечные каскады отличаются между собой выходной мощностью, полосой усиливаемых частот, типом нагрузки. В каждом отдельном случае требуется выбрать для работы в этом каскаде наиболее подходящий усилительный элемент — биполярный или полевой транзистор или электронную лампу, подобрать для них оптимальный режим работы и соответственно схему включения.

Как и в предварительных каскадах, выбор оптимального варианта определяется теми основными требованиями, которым должен удовлетворять данный каскад. Соответствие основным требованиям и является главным критерием выбора того или иного варианта.

Рассмотрим наиболее важные требования, которые предъявляются к работе оконечного каскада.

1. Получение высокого КПД. С помощью усилительного элемента происходит преобразование энергии источника коллекторного (стокового, анодного) питания в энергию усиленного полезного сигнала, отдаваемого в нагрузку: $\eta = P_{\text{н}}/P_0$, где $P_{\text{н}}$ — полезная мощность на выходе оконечного каскада, P_0 — мощность, потребляемая от источника. Чем выше КПД, тем большая часть затраченной мощности источника преобразуется в полезную мощность, отдаваемую в нагрузку, тем меньше требуется энергии источника питания для получения требуемой мощности в нагрузке. Оконечные каскады мощностью в единицы и десятки ватт имеются в сотнях миллионов приемников, телевизоров, электрофонов, мощностью в сотни и тысячи ватт — в усилительных устройствах радиовещания, модуляторов передатчиков. Отсюда ясно, что проблема повышения КПД в оконечных каскадах усилителей приобретает важное государственное значение, так как повышение

КПД позволяет сэкономить для государства тысячи киловатт электроэнергии. Кроме того, мощность источника питания, которая не преобразовалась в полезную мощность сигнала, расходуется в основном на разогрев коллектора (стока, анода). Мощность, рассеиваемая на коллекторе (стоке, аноде) $P_{\text{расс}} = P_0 - P_{\text{н}}$. Следовательно, чем меньше КПД, тем при той же полезной мощности больше тепла затрачивается на разогрев коллектора (стока, анода), тем в более тяжелом режиме работает усилительный элемент.

2. Получение максимальной мощности в нагрузке. Известно, что условием получения максимальной мощности в нагрузке является согласование выходного сопротивления усилительного элемента с нагрузкой. Условие согласования — равенство сопротивления нагрузки выходному сопротивлению усилительного элемента. Как известно, в схемах усилителей с ОЭ (ОИ, ОК) или ОБ (ОЗ, ОС) выходное сопротивление велико и составляет от сотен до сотен тысяч ом. При включении в цепь усилителя низкоомной нагрузки (например, громкоговорителей, у которых сопротивление составляет единицы ом, кабельной линии с малым волновым сопротивлением) мощность, отдаваемая источником, распределится пропорционально сопротивлениям электронного прибора и нагрузки, и в этом случае большая часть мощности источника потеряется на усилительном элементе, а мощность, отдаваемая в нагрузку, будет очень мала.

Следовательно, в каждом отдельном случае должны быть предусмотрены меры по согласованию сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением усилительного элемента.

3. Получение минимальных нелинейных искажений. Для получения большой мощности на выходе оконечного каскада и особенно большого КПД на вход усилительного элемента необходимо подавать такие амплитуды напряжения, которые бы позволили добиться максимального отношения $I_{\text{н}}/I_{\text{ист}}$, и $U_{\text{н}}/E_{\text{ист}}$. Такие соотношения возможны только при использовании большей части характеристики транзистора (лампы), включая и нелинейные участки. Естественно, что при этом форма сигнала искажается, т. е. возникают нелинейные искажения. Таким образом, возникает противоречие между требованием получения наибольшего КПД и минимальных нелинейных искажений. Следовательно, в каждом отдельном случае требуется определить условия преодоления этого противоречия, т. е. возможности получения максимального КПД при минимальных нелинейных искажениях.

4. Получение минимальных частотных и фазовых искажений. Решение этой проблемы происходит таким же путем, как и в предварительных каскадах, так как причины этих искажений в обоих случаях одинаковы: наличие в схеме реактивных элементов L и C .

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДАХ

Выбор вида усилительного элемента в оконечном каскаде в основном определяется мощностью, которую он должен отдать в нагрузку.

В настоящее время при мощности свыше 1 кВт используют только электронные лампы — генераторные и модуляторные триоды, тетроды, пентоды; при мощностях в сотни ватт также используют лампы и транзисторы, при мощностях менее 100 Вт использование электронных ламп становится неоправданным; учитывая их недостатки, в таких усилителях, как правило, используют транзисторы (как биполярные, так и в последнее время полевые). Выбор конкретного типа усилительного элемента зависит от допустимой мощности рассеивания на коллекторе (аноде, стоке), максимального тока коллектора (стока, анода), допустимого максимального коллекторного (анодного, стокового) напряжения, предельной частоты прибора.

В мощных каскадах стремятся выбрать электронный прибор такого типа, чтобы получить от него заданную мощность при его максимальном использовании, т. е. при максимальных переменных токах и напряжениях, близких к допустимым для данного прибора.

Назовем коэффициентом использования тока $\psi = I_m/I_0$, а коэффициентом использования напряжения $\xi = U_m/U_0$. Отсюда $I_m = \psi I_0$, а $U_m = \xi U_0$. Мощность, отдаваемая электронным прибором:

$$P_{\sim} = I_m U_m / 2 = \xi \psi U_0 I_0 / 2 = \xi \psi P_0 / 2,$$

где $P_0 = U_0 I_0$ — мощность, отдаваемая источником. Так как $\eta = P_{\sim} / P_0$, то $P_{\sim} = \eta P_0 = \xi \psi P_0 / 2$. Следовательно, $\eta = \xi \psi / 2$.

Таким образом, чем лучше используется электронный прибор, т. е. больше ψ и ξ , тем больше КПД каскада, тем больше полезная мощность, отдаваемая в нагрузку. При этом методика расчетов по параметрам электронного прибора, которая использовалась в предварительных каскадах с учетом того, что амплитуда входного сигнала незначительна, в данном случае дает уже неверные результаты. Это объясняется тем, что на небольшом участке характеристики ее можно считать линейной и параметры неизменными, а на большом участке характеристики нельзя пренебречь ее нелинейностью, и следует учитывать, что параметры прибора в пределах изменения участка будут меняться. Поэтому такие каскады рассчитывают графически по входным и выходным характеристикам соответствующего электронного прибора.

ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ УЭ В ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДАХ

Вследствие того, что выделяющаяся в усилительном элементе мощность $P_{\text{расс}} = P_0 - P_{\sim}$ преобразуется из электрической в тепловую, происходит нагрев УЭ и соответственно повышение его

температуры, что увеличивает вероятность теплового пробоя. Это вызывает необходимость уделять особое внимание тепловому режиму работы транзисторов в оконечном каскаде, особенно у биполярных транзисторов. В усилителях малой мощности рассеяние тепла при нагреве происходит через корпус транзистора в окружающее пространство непосредственно.

Напомним, что основная мощность в биполярном транзисторе рассеивается на коллекторном переходе, при этом естественно температура перехода $t_{п}^{\circ}$ выше температуры окружающей среды t°_{\circ} .

Для характеристики возможности работы транзистора в большом диапазоне температур вводится параметр — тепловое сопротивление перехода $R_{t_{п-с}} = (t_{п}^{\circ} - t^{\circ}_{\circ}) / P_{\text{расс}}$. Чем больше рассеивающая тепло поверхность, тем меньше $R_{t_{п-с}}$.

В маломощных транзисторах, работающих без радиаторов, тепловое сопротивление складывается из двух $R_{t_{п-к}}$ (переход-корпус) и $R_{t_{к-с}}$ (корпус-среда).

При наличии радиатора появляется еще один канал рассеивания тепла и, следовательно, еще одно сопротивление $R_{t_{р-с}}$ (радиатор-среда). Наличие радиатора позволяет резко повысить мощность, рассеиваемую коллекторным переходом, и получить большую полезную мощность.

Так как в настоящее время электронные лампы в оконечных каскадах усилителей используют только при большой мощности, то для охлаждения анодов применяют воздушное либо водяное охлаждение. В последнее время появились мощные полевые транзисторы, которые стали применять в выходных каскадах.

РЕЖИМ РАБОТЫ УЭ

Оконечные каскады могут работать в режимах А, АВ, В. Выбор режима определяется требованиями, предъявляемыми к данному каскаду. Самый высокий КПД обеспечивает режим В, но в этом режиме и самые большие нелинейные искажения.

Наименьшие нелинейные искажения можно получить в режиме А, но так как в этом режиме очень низкий КПД, его применяют только при очень малой мощности, где КПД не играет существенной роли. В усилителях повышенной мощности используют режим В или АВ. В импульсных схемах большое применение находит ключевой режим.

ВКЛЮЧЕНИЕ НАГРУЗКИ

Условие получения максимальной мощности в нагрузке — согласование сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением усилительного элемента. При соотношении $R_n \ll R_{\text{вых}}$ непосредственное включение нагрузки в цепь коллектора (анода, стока) нецелесообразно, так как в нагрузке выделится очень малая часть мощности, а большая часть выделится на усилительном элементе,

разогревая его. Отсюда в данном случае требуется специальное согласующее устройство. Это может быть трансформатор, трансформирующий малое сопротивление нагрузки во вторичной обмотке в большое сопротивление первичной обмотки.

Для согласования в случае $R_n \ll R_{\text{вых}}$ применяют понижающий трансформатор. Если пренебречь потерями в трансформаторе, можно записать, что мощности в обмотках примерно равны, т. е. $P_2 = P_1$, следовательно $U_1^2/R'_n \approx U_2^2/R_n$ или $U_1^2/U_2^2 = R'_n/R_n$, $n = U_1/U_2 = \sqrt{R'_n/R_n}$, следовательно, $R'_n = R_n n^2$, где R'_n — приведенное сопротивление первичной обмотки, нагружающее усилительный элемент.

Например, $R_n = 10$ Ом, $n = 10$. Тогда $R'_n = 10 \cdot 10^2 = 1000$ Ом. Физически это явление можно объяснить тем, что в понижающем трансформаторе, если пренебречь потерями во вторичной обмотке, во столько раз увеличивается ток, во сколько раз уменьшается напряжение. Этот ток вторичной обмотки индуцирует ЭДС взаимной индукции со вторичной обмотки в первичную, которая в соответствии с правилом Ленца препятствует изменению тока в первичной обмотке. Эта противоЭДС и является причиной появления большого сопротивления в первичной обмотке R'_n .

Таким образом, с помощью согласующего трансформатора при низкоомной нагрузке удастся нагрузить усилительный элемент на сопротивление, близкое к его $R_{\text{вых}}$. Это позволяет получить в нагрузке максимальную мощность.

В том случае, когда применение трансформатора неприемлемо, а нагрузка низкоомная, применяют схему с ОК (ОА, ОС), имеющую малое $R_{\text{вых}}$, что позволяет включить нагрузку непосредственно на выходе УЭ.

В некоторых усилителях, работающих на высокоомную нагрузку, например на электронно-лучевую трубку, специальных схем согласования не требуется, т. е. нагрузка может быть включена на выходе схемы с ОЭ (ОК, ОИ).

СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В выходных каскадах электронные приборы могут работать в каждой из трех схем включения. Выбор схемы включения зависит от конкретных требований к данной схеме.

Схема с ОЭ (ОК) дает наибольшее усиление по мощности, а это означает, что заданную мощность на выходе в данной схеме можно получить при меньшей мощности, отдаваемой предоконечным каскадом.

Схема с ОБ обладает высокой температурной стабильностью, имея 100%-ю ООС по току, создает меньшие нелинейные искажения, дает возможность работать в более широком частотном диапазоне. Схема имеет очень маленькое входное сопротивление, и для согласования с выходом предоконечного каскада требуется входной согласующий трансформатор, схема потребляет большой ток на входе, и предоконечный каскад должен отдавать большую

мощность, чем в схеме с ОЭ. Выходное сопротивление этой схемы гораздо больше, чем в схеме с ОЭ, и поэтому требуется обязательно выходной трансформатор для согласования.

Схема с ОК (ОА, ОС), благодаря тому, что она охвачена глубокой отрицательной связью, последовательной, по напряжению имеет малое выходное сопротивление и позволяет произвести бестрансформаторное подключение нагрузки, а большое входное сопротивление легко согласуется с резисторным предоконечным каскадом. ООС уменьшает частотные и нелинейные искажения в каскаде. Однако эта схема имеет наименьшее усиление по мощности, коэффициент усиления по напряжению меньше 1.

Выводы. 1. Для получения максимального КПД в оконечных каскадах применяют режимы работы В и АВ. 2. Для получения максимальной мощности в нагрузке в оконечных каскадах применяют согласование с нагрузкой. 3. При низкоомной нагрузке в качестве согласующего элемента применяют понижающие трансформаторы либо усилительные элементы, работающие в схеме с ОК (ОА, ОС). 4. В настоящее время биполярные и полевые транзисторы используют в усилителе при мощности не свыше сотен ватт. При мощности в единицы киловатт и выше используют электронные лампы.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Чем объяснить повышение КПД каскада, если усилительный элемент работает в режиме В?

2. Почему для согласования с низкоомной нагрузкой с большим выходным сопротивлением усилительного элемента согласующий трансформатор должен быть понижающим?

3. В чем заключаются достоинства применения мощных полевых транзисторов в оконечных каскадах?

4. В какой из схем включения усилительных элементов оконечного каскада с ОЭ или ОК потребуются больше напряжения сигнала для подачи на вход, чтобы получить одну и ту же мощность?

16.2. ОДНОТАКТНЫЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ КАСКАД

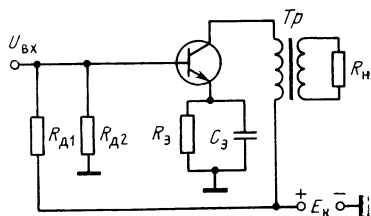
ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Однотактный трансформаторный каскад является основной схемой выходного каскада в существующих линейных усилителях многоканальной связи. С помощью выходного трансформатора согласуется выходное сопротивление каскада с характеристическим сопротивлением линии, реализуется комбинированная обратная связь мостового типа (см. гл. 18), улучшается использование напряжения источника питания, так как падение напряжения на сопротивлении первичной обмотки очень мало.

Особенностью однотактного каскада является то, что он работает в режиме А.

Рис. 16.1. Принципиальная схема одноконтурного трансформаторного каскада

Схема одноконтурного трансформаторного каскада с ОЭ показана на рис. 16.1: $R_{д1}$, $R_{д2}$, $R_э$, $C_э$ обеспечивают подачу смещения и температурную стабилизацию режима.



ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ РАБОТЫ КАСКАДА

К основным энергетическим показателям, характеризующим работу окончательного каскада, относятся: полезная мощность, которую должен отдать усилительный элемент в нагрузку; мощность, потребляемая от источника; мощность рассеяния на коллекторе; КПД каскада.

В режиме А, как известно, точка покоя располагается на середине линейного участка входной характеристики. Ток $I_{к0}$ и напряжение $U_{кэ}$ в этой точке соответствуют работе каскада в отсутствие сигнала. При подаче на вход переменного сигнала ток $I_к$ и напряжение $U_{кэ}$ начинают меняться по закону изменения этого сигнала. Область изменения тока $I_к$ ограничена по максимуму допустимым максимальным током $I_{к\max}$, минимальным током $I_{к\min}$ при $I_б = 0$. Область изменения выходного напряжения ограничена по максимуму допустимым напряжением $U_{кэ\max}$, а по минимуму $U_{кэ\text{ост}}$, при котором транзистор переходит в режим насыщения. Рабочую точку выбирают так, чтобы амплитуда переменной составляющей тока $I_{км} < I_{к\max}/2$, а амплитуда переменного напряжения $U_{кэм} < U_{кэ\max}/2$. Следовательно, $I_{км} < I_{к0}$ и $U_{кэм} < U_{кэ0}$. Полезная мощность

$$P_{\sim} = I_{км} U_{кэм} / 2. \quad (16.1)$$

Затраченная источником мощность

$$P_0 = I_{к0} U_{кэ0}, \quad (16.2)$$

а КПД

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{I_{км} U_{кэм}}{2 I_{к0} U_{кэ0}}. \quad (16.3)$$

Если считать при хорошем использовании транзистора, что $I_{км} = 0,9 I_{к0}$, а $U_{кэм} \approx 0,9 U_{кэ0}$, то $\eta = 0,9 \cdot 0,9 / 2 \approx 0,4$.

В отсутствие сигнала, т. е. в режиме покоя, вся мощность, отдаваемая источником P_0 , рассеивается на коллекторе: $P_0 = P_к$. Отсюда

$$P_к = P_{\sim} / \eta \approx P_{\sim} / 0,4 \approx 2,5 P_{\sim}. \quad (16.4)$$

На основании (16.4) можно выбрать соответствующий транзистор, у которого $P_{к\max} > P_к$. У этого транзистора следует проверить выполнение условий

$$I_{к\max} \geq I_{км} + I_{к0}, \quad U_{кэ\max} \geq U_{кэм} + U_{кэ0}. \quad (16.5), (16.6)$$

В трансформаторном каскаде, как уже было сказано выше, падение напряжения на первичной обмотке очень мало и можно считать, что напряжение источника $E_K = U_{KЭ0}$. Обычно берется $E_K \leq 0,4 U_{KЭ доп}$, так как $U_{KЭ доп} \gg E_K + U_{KЭ м}$. Выбрав E_K , следует все же учесть, что сумма падений напряжений на резисторе R_{\sim} и активном сопротивлении первичной обмотки трансформатор составляет примерно 1,5 ... 2 В. Отсюда $U_{KЭ0} = E_K - (1,5 \dots 2)$ В. Так как $U_{KЭ min}$ ограничено возможностью попадания в режим насыщения, то амплитуда переменного напряжения равна $U_{KЭ м} = U_{KЭ0} - U_{KЭ ост}$, где $U_{KЭ0}$ — напряжение в рабочей точке, а $U_{KЭ ост}$ — напряжение, соответствующее режиму насыщения, оно составляет 1 ... 1,5 В. Чтобы построить нагрузочную прямую, необходимо определить сопротивление нагрузки переменному току $R_{\sim} = U_{KЭ м}^2 / 2P_{\sim}$ и амплитуду переменной составляющей тока $I_{K м} = U_{KЭ м} / R_{\sim}$.

Следовательно, максимальный ток транзистора в режиме максимального сигнала составляет $I_{K max} = I_{K м} + I_{K0}$.

Через точку покоя $M - U_{KЭ0}$, I_{K0} и точку A , соответствующую $I_{K max}$, на линии насыщения проводим нагрузочную прямую по переменному току (рис. 16.2). Переносим рабочую точку M и точки A ($I_{K max} = I_{K0} + I_{K м}$) и B ($I_{K min} = I_{K0} - I_{K м}$) на статическую входную характеристику, определив соответствующие им токи базы: I_{B0} , $I_{B max}$ и $I_{B min}$. По входной характеристике определяем $I_{вх м} = I_{B max} - I_{B min}$, $U_{вх м} = U_{BЭ max} - U_{BЭ0}$, а также $P_{вх} = I_{вх м} U_{вх м} / 2$, которую должен обеспечить предыдущий каскад (рис. 16.3).

При расчете следует учесть потери в трансформаторе. При малой мощности ($P_{\sim} < 1$ Вт) КПД выходного трансформатора $\eta_{тр} \approx 0,7$

$$P_{\sim} = P_H / \eta_{тр}.$$

Для определения коэффициента нелинейных искажений строим сквозную динамическую характеристику. Для получения минимальных нелинейных искажений требуется равенство положительной и отрицательной амплитуд полуволн выходного тока, что не всегда удается получить. Это вызывает появление довольно заметной амплитуды второй гармоники тока, а следовательно, и увеличение K_r . Коэффициент нелинейных искажений зависит от соотношения $R_{г} / R_{вх. каск.}$. Для однотактного каскада в режиме А в схеме с ОЭ эта зависимость показана на рис. 16.4.

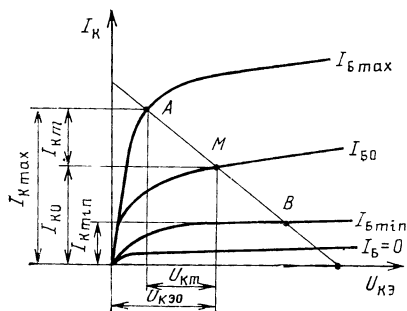


Рис. 16.2. Нагрузочная характеристика однотактного трансформаторного каскада

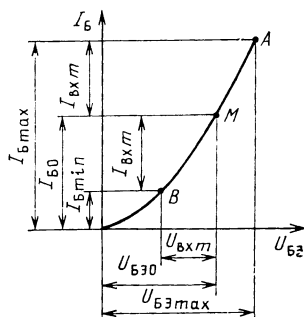


Рис. 16.3. Входная характеристика транзистора трансформаторного каскада

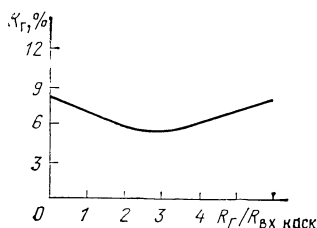


Рис 16.4. Характеристика зависимости $K_T = f(R_T/R_{ВХ})$

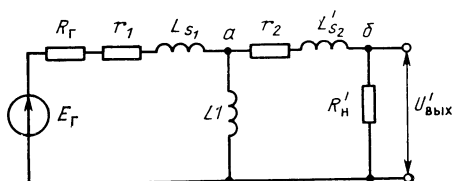


Рис 16.5. Эквивалентная схема трансформаторного каскада

Таким образом, анализ энергетических соотношений в режиме А в однотактном каскаде в схеме с ОЭ на биполярном транзисторе свидетельствует о низком КПД каскада и о возможности получения сравнительно небольшого коэффициента нелинейных искажений. Коэффициент нелинейных искажений в однотактной схеме можно снизить, применив схему с ОБ, так как эта схема охвачена 100%-й ООС по току, но применение этой схемы, как уже отмечалось ранее, создает трудности в согласовании с предыдущим каскадом за счет очень малого $R_{ВХ}$, а также в согласовании с низкоомной нагрузкой на выходе за счет очень большого выходного сопротивления.

ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗОВЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ТРАНСФОРМАТОРНОМ КАСКАДЕ

Наличие выходного трансформатора, обладающего реактивными сопротивлениями, неизбежно приводит к частотным и фазовым искажениям.

Нижние частоты. Для анализа характера этих искажений построим эквивалентную схему оконечного каскада, в которой транзистор заменим эквивалентными параметрами E_T и R_T , а выходной трансформатор — схемой замещения и внешней нагрузкой, которую будем считать активной (рис. 16.5). В этой схеме r_1 — активное сопротивление первичной обмотки, L_{S1} — индуктивность рассеяния первичной обмотки, L_1 — индуктивность первичной обмотки, L'_{S2} и r'_2 — приведенные значения индуктивности рассеяния и активного сопротивления вторичной обмотки:

$$L'_{S2} = L_{S2} n^2, \quad r'_2 = r_2 n^2, \quad R'_H = R_H n^2,$$

где $n = W_1/W_2$ — коэффициент трансформации, W_2 — число витков вторичной, а W_1 — число витков первичной обмоток.

Для анализа частотных и фазовых искажений на нижних частотах можно пренебречь влиянием индуктивностей L_{S1} и L'_{S2} , так как на нижних частотах их сопротивление очень мало, и в этом случае эквивалентная схема примет вид рис. 16.6. Переброс подключения L_1 из точки а в точку б (рис. 16.5) не внесет заметной погрешности, так как r'_2 очень мало. Обозначим $R'_T = R_T + r_1 + r'_2$.

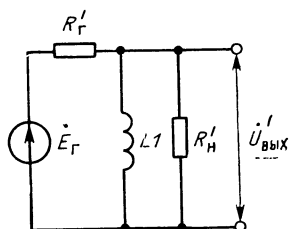


Рис. 16.6. Эквивалентная схема трансформаторного каскада на нижних частотах

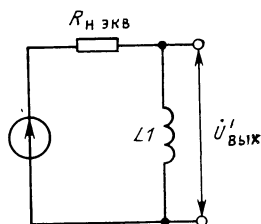


Рис. 16.7. Преобразованная эквивалентная схема трансформаторного каскада на нижних частотах

Таким образом, на нижних частотах основное влияние на частотные и фазовые искажения оказывает $L1$.

В соответствии с теоремой об эквивалентном генераторе схему рис. 16.6 можно преобразовать. В этом случае (рис. 16.7) $R_{н экв} = R'_r R'_n / (R'_r + R'_n)$, $\dot{U}_н = E_r R'_n / (R'_r + R'_n)$.

Коэффициент частотных искажений на нижних частотах

$$\underline{M}_н = K / \underline{K}_н.$$

На средних частотах сопротивление $X_L = \omega L_1$ очень велико и можно считать, что

$$K = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_{вх} = 1.$$

На нижних частотах

$$K_н = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_{вх}, \quad \dot{U}_{вых} = \dot{I} j \omega L_1, \quad \dot{I} = \dot{U}_н / (R_{н экв} + j \omega L_1), \quad \dot{U}_{вх} = \dot{U}_н,$$

$$K_н = \frac{\dot{U}_н j \omega L_1}{(R_{н экв} + j \omega L_1) \dot{U}_н} = \frac{j \omega L_1}{R_{н экв} + j \omega L_1},$$

$$M_н = \frac{\dot{K}}{\dot{K}_н} = \frac{R_{н экв} + j \omega L_1}{j \omega L_1} = 1 + \frac{R_{н экв}}{j \omega L_1} = 1 - j \frac{R_{н экв}}{\omega L_1}.$$

$$\text{Модуль } M_н = \sqrt{1 + (R_{н экв} / \omega L_1)^2}. \quad (16.7)$$

Причиной частотных искажений на нижних частотах является наличие катушки индуктивности $L1$, так как на этих частотах сопротивление X_L уменьшается, что приводит к соответственному уменьшению выходного напряжения и коэффициента усиления. Исходя из заданных частотных искажений, определим L_1 :

$$L_1 \geq \frac{R_{н экв}}{\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}}. \quad (16.8)$$

Как известно, $L = \mu W^2 S / l_{ср}$, где μ — магнитная проницаемость сердечника, W — количество витков обмотки, S — площадь поперечного сечения, $l_{ср}$ — средняя длина магнитной силовой линии.

Чем ниже частота и больше $R_{н экв}$, тем требуется больше ин-

дуктивность L_1 . Для получения большой индуктивности L_1 требуется громоздкий трансформатор с большим сечением сердечника и большим числом витков первичной обмотки.

Фазовую характеристику в области нижних частот рассчитывают по формуле

$$\varphi_H = \arctg(R_{H \text{ экв}}/\omega L_1). \quad (16.9)$$

На нижних частотах выходное напряжение снимается с $L1$ и, следовательно, опережает по фазе ток в цепи. По мере снижения частоты фазовый угол стремится к 90° .

Назовем постоянной времени в области нижних частот

$$\tau_H = L_1/R_{H \text{ экв}}. \quad (16.10)$$

Тогда

$$M_H = \sqrt{1 + (1/\omega\tau_H)^2}, \quad \varphi_H = \arctg(1/\omega\tau_H). \quad (16.11), (16.12)$$

Чем меньше постоянная времени τ_H , тем больше частотные и фазовые искажения на нижних частотах в трансформаторном каскаде.

Верхние частоты. Для анализа частотных и фазовых искажений на верхних частотах можно пренебречь влиянием индуктивности L_1 , так как на верхних частотах ее сопротивление $X_{L1} = \omega L_1$ будет очень велико и не будет шунтировать нагрузку R'_H . В этом случае эквивалентная схема примет вид, приведенный на рис. 16.8, и $R_{B \text{ экв}} = R_\Gamma + r_1 + r'_2$.

Следовательно, на верхних частотах основное влияние на частотные и фазовые искажения оказывает индуктивность рассеяния $L_S = L_{S1} + L'_{S2}$.

Коэффициент частотных искажений на верхних частотах

$$\underline{M}_B = K/\underline{K}_B.$$

На средних частотах влиянием L_S можно пренебречь, так как X_{L_S} будет очень мало по сравнению с $R_{B \text{ экв}}$. В этом случае $K = \dot{U}_{\text{вых}}/\dot{U}_{\text{вх}}$, где $\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{E}_\Gamma$, а $\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{E}_\Gamma R'_H / (R_{B \text{ экв}} + R'_H)$. Отсюда

$$K = R'_H / (R_{B \text{ экв}} + R'_H).$$

На верхних частотах $\dot{K}_B = \dot{U}_{\text{вых в}}/\dot{U}_{\text{вх в}}$, $\dot{U}_{\text{вх в}} = \dot{E}_\Gamma$, $\dot{U}_{\text{вых в}} = \dot{E}_\Gamma R'_H / (R_{B \text{ экв}} + R'_H + j\omega L_S)$, $K_B = R'_H / (R_{B \text{ экв}} + R'_H + j\omega L_S)$,

$$\begin{aligned} \underline{M}_B &= \frac{K}{\underline{K}_B} = \frac{R'_H}{R_{B \text{ экв}} + R'_H} \bigg/ \frac{R'_H}{R_{B \text{ экв}} + R'_H + j\omega L_S} = \frac{R_{B \text{ экв}} + R'_H + j\omega L_S}{R_{B \text{ экв}} + R'_H} = \\ &= 1 + \frac{j\omega L_S}{R_{B \text{ экв}} + R'_H}. \end{aligned}$$

Модуль

$$M_B = \sqrt{1 + [\omega L_S / (R_{B \text{ экв}} + R'_H)]^2}. \quad (16.13)$$

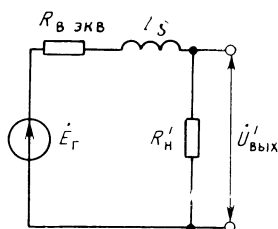


Рис. 168 Эквивалентная схема трансформаторного каскада на верхних частотах

Таким образом, чем выше частота усиляемого сигнала, чем больше индуктивность рассеяния L_s , тем больше частотные искажения.

Физически это объясняется тем, что с ростом сопротивления X_{L_s} при неизменных $R_{в экв}$ и $R'_н$ растет падение напряжения на этом сопротивлении и напряжение на выходе соответственно уменьшается.

Для уменьшения частотных искажений на верхних частотах необходимо добиваться, чтобы индуктивность L_s была минимальной. Напомним, что индуктивность рассеяния связана с магнитным потоком трансформатора Φ_s , который рассеивается вне сердечника, $L_s = \Phi_s / I$, где Φ_s — магнитный поток рассеяния.

Чтобы уменьшить L_s , следует плотнее наматывать обмотки трансформатора, уменьшать толщину прокладок между слоями и обмотками, уменьшать число витков, секционировать обмотки.

Задаваясь допустимыми частотными искажениями M_b , определяют наибольшее значение L_s при данных значениях $R_{в экв}$ и f_b , при котором частотные искажения окажутся равными или меньше заданных

$$L_s \leq \frac{R_{в экв} + R'_н}{\omega} \sqrt{M_b^2 - 1}. \quad (16.14)$$

Фазовая характеристика в области верхних частот рассчитывается по формуле

$$\varphi_b = -\arctg [\omega L_s / (R_{в экв} + R'_н)]. \quad (16.15)$$

В области верхних частот наличие сопротивления X_{L_s} приводит к тому, что генератор оказывается нагружен на сопротивление, имеющее индуктивно-активный характер, и следовательно, ток в цепи отстает от напряжения генератора на угол φ . Считая, что сопротивление нагрузки $R'_н$ активное, получаем, что ток и напряжение совпадают по фазе в нагрузке, т. е. выходное напряжение отстает от напряжения генератора на угол φ .

С повышением частоты и увеличением L_s угол φ увеличивается.

Назовем постоянной времени в области верхних частот τ_b

$$\tau_b = L_s / (R_{в экв} + R'_н). \quad (16.16)$$

Тогда

$$M_b = \sqrt{1 + (\omega \tau_b)^2}, \text{ а } \varphi_b = -\arctg \omega \tau_b.$$

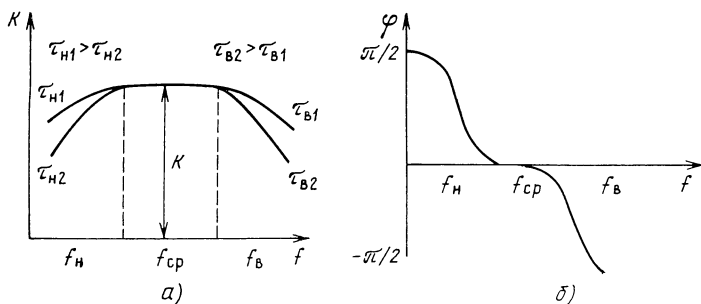


Рис. 16.9. Амплитудно-частотная (а) и фазовая (б) характеристики трансформаторного каскада

Между частотными и фазовыми искажениями в трансформаторном усилителе существует прямая зависимость

$$M_H = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H} = \frac{1}{\cos \varphi_H}, \quad M_B = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_B} = \frac{1}{\cos \varphi_B}. \quad (16.17), (16.18)$$

Таким образом, частотные и фазовые искажения на нижних частотах зависят от $\tau_H = L_1/R_{H \text{ экв}}$.

Частотные и фазовые искажения на верхних частотах зависят от $\tau_B = L_S/(R_{B \text{ экв}} + R'_H)$ (рис. 16.9, а, б).

ВЛИЯНИЕ ТРАНСФОРМАТОРА НА НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

В данном каскаде источником нелинейных искажений, кроме усилительного элемента, может явиться и трансформатор. Как известно, кривая намагничивания сердечника $B = f(H)$ имеет явно выраженный нелинейный характер в области насыщения (рис. 16.10, а).

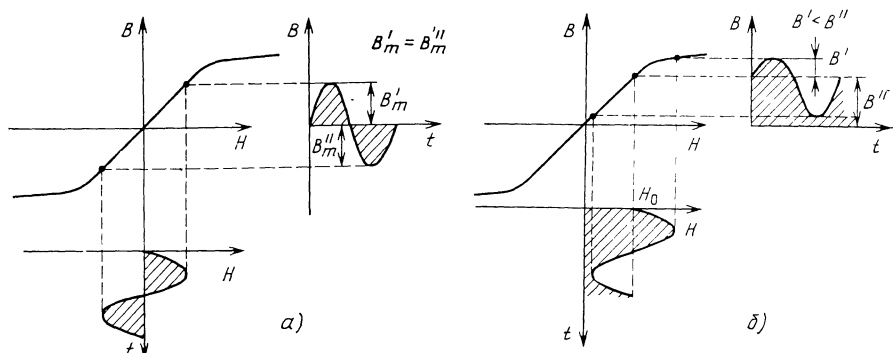


Рис. 16.10 К пояснению влияния намагничивания сердечника трансформатора на нелинейные искажения

Так как напряженность магнитного поля H линейно связана с током, протекающим по обмоткам трансформатора, а магнитная индукция B — с напряжением на обмотках, то нелинейная зависимость $B=f(H)$ неизбежно приведет к нелинейной зависимости $U_{\text{вых}}=f(I)$. Эта нелинейность будет особенно заметна при больших амплитудах сигнала, при которых возможно попадание в режим насыщения сердечника.

В одноконтурной схеме через первичную обмотку транзистора протекает постоянная составляющая тока коллектора, которая создает постоянное подмагничивание сердечника H_0 . Суммарное подмагничивание сердечника за счет постоянной и переменной составляющих может привести при больших амплитудах сигнала к попаданию в область насыщения и, как следствие, к искажению формы сигнала, т. е. уплощению одной из полуволн синусоиды (рис. 16.10,б).

Как известно, для увеличения магнитного сопротивления сердечника и уменьшения вероятности попадания в область насыщения в сердечник вводится немагнитный (воздушный) зазор. Такой зазор эквивалентен увеличению средней длины магнитной силовой линии — $l_{\text{ср}}$, что одновременно уменьшает индуктивность L_1 .

Поэтому для уменьшения вероятности нелинейных искажений в одноконтурном трансформаторном каскаде часто вводят воздушный зазор в сердечник. При этом приходится одновременно увеличивать площадь сечения сердечника, число витков в обмотках.

Таким образом, постоянное подмагничивание сердечника является существенным недостатком одноконтурной трансформаторной схемы.

Выводы. 1. При работе в режиме А одноконтурный выходной каскад дает очень низкий КПД и поэтому может применяться только в маломощных усилителях. 2. Причиной частотных и фазовых искажений на нижних частотах в трансформаторном каскаде является индуктивность L_1 . 3. Причиной частотных и фазовых искажений на верхних частотах является индуктивность L_s . 4. Трансформаторный одноконтурный каскад работает с постоянным подмагничиванием, что может привести к появлению нелинейных искажений.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 1 Каковы достоинства и недостатки применения трансформаторов в выходном каскаде?
- 2 Поясните разницу между индуктивностями L_1 и L_{s1}
- 3 Какими должны быть постоянные времени каскада τ_n и τ_v для получения наименьших частотных и фазовых искажений?

16.3. ДВУХТАКТНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Применение режима В и даже АВ в одноконтурном каскаде приведет к недопустимо большим нелинейным искажениям. Естественно, что работа выходного каскада с очень низким КПД при

сравнительно больших мощностях недопустима. Решение этого противоречия было найдено с помощью двухтактной схемы.

Двухтактная схема содержит два усилительных элемента (или две группы усилительных элементов, образующих два плеча схемы), работающих на общую нагрузку. На вход каждого плеча двухтактной схемы подается два одинаковых напряжения в противофазе.

Если усилительные элементы двухтактной схемы работают в режиме В, то в отсутствие сигнала, т. е. в режиме покоя, усилительные элементы не работают, ток в нагрузке отсутствует. При подаче на входы плеч двухтактной схемы напряжения сигнала усилительный элемент одного плеча откроется, на второе плечо будет подано равное по величине, но противофазное напряжение и усилительный элемент второго плеча не будет работать. Такт 1 — в нагрузке появится выходной ток первого плеча. Через полпериода переменного тока фазы напряжения сигнала поменяются на 180° . Усилительный элемент второго плеча откроется, и в нагрузке появится ток, но уже противоположного направления — такт 2. Таким образом, если входное напряжение синусоидальное, то, несмотря на то что в режиме В каждый элемент работает с углом отсечки 90° , в нагрузке будет протекать непрерывный ток — синусоида восстановится. Это является главной особенностью двухтактной схемы (работая в экономичных режимах В и АВ с высоким КПД, схема позволяет получить такие же уровни нелинейных искажений, как в режиме А).

Рассмотрим конкретные схемы двухтактных каскадов, применяемых в усилителях.

ДВУХТАКТНЫЙ ВЫХОДНОЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ КАСКАД

В данной схеме (рис. 16.11,а), собранной на двух биполярных транзисторах, трансформатор, как и в одноконтурной схеме, служит для согласования большого выходного сопротивления усилительных элементов с сопротивлением нагрузки. На каждое плечо схемы подаются два одинаковых напряжения в противофазе: $U_{вх1} = -U_{вх2}$. $R_{д1}$, $R_{д2}$ и R_z обеспечивают смещение для выбора рабочей точки и температурную стабилизацию.

Рассмотрим сначала работу двухтактной схемы в режиме А. Постоянные составляющие токов усилительных элементов протекают по направлениям, указанным на рисунке. В цепи первичной обмотки токи I'_0 и I''_0 текут в противоположных направлениях, а через резистор R_z в одном направлении.

Такт 1 — на транзистор $VT1$ подается напряжение $+U_{вх1}$, на транзистор $VT2$ равное ему напряжение $-U_{вх2}$. В этом случае переменная I'_\sim и постоянная I'_0 — составляющие тока $VT1$ — будут течь в одном направлении, а переменная I''_\sim и постоянная I''_0 — составляющие тока $VT2$ — в противоположных направлениях.

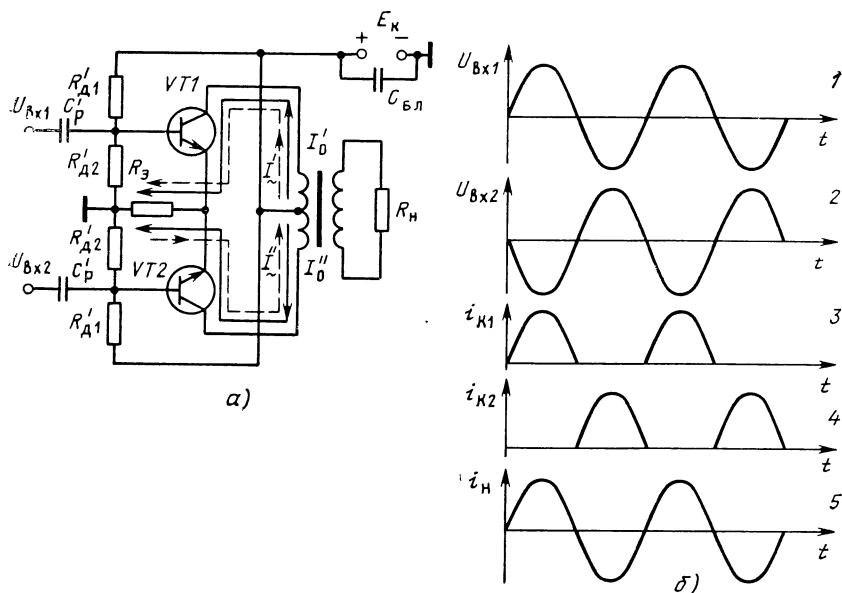


Рис. 16.11. Схема двухтактного трансформаторного каскада (а) и работа двухтактного каскада в режиме В (б)

1 — входное напряжение плеча 1, 2 — входное напряжение плеча 2, 3 — ток плеча 1, 4 — ток плеча 2; 5 — ток во вторичной обмотке трансформатора

Обратите внимание — в первичной обмотке трансформатора оба тока переменных составляющих текут в одном направлении, создавая суммарный переменный магнитный поток.

Такт 2. На транзистор $VT1$ подается входное напряжение $-U_{вх}$, а на $VT2$ — такое же напряжение, но $+U_{вх}$.

Постоянные составляющие токов обоих плеч текут в тех же направлениях, переменные составляющие каждого плеча поменяют свое направление на противоположное. Однако в первичной обмотке трансформатора постоянные составляющие текут в одном направлении, но в противоположном тому, которое имели в первом полупериоде.

В режиме В каждое плечо работает только в один полупериод, в течение которого на вход транзистора этого плеча подается прямое напряжение входного сигнала, т. е. транзисторы каждого плеча работают поочередно через полпериода, в два такта. В то же время в нагрузке ток протекает в оба полупериода (рис. 16.11, б).

ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ДВУХТАКТНОЙ СХЕМЫ

С помощью несложных математических преобразований можно доказать основные свойства двухтактной схемы, которые обусловили ее широкое применение в схемах усилителей. Результирую-

щий ток в общей нагрузке двухтактной схемы: $i_{K \text{ рез}} = i'_K - i''_K$, где i'_K и i''_K — токи в плечах.

Воспользовавшись разложением в ряд Фурье, представим ток одного плеча:

$$i'_K = I_{K \text{ ср}} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2 \omega t + I_{m3} \cos 3 \omega t + \\ + I_{m4} \cos 4 \omega t + \dots$$

Учитывая, что ток второго плеча сдвинут по фазе на 180° , получаем

$$i''_K = I_{K \text{ ср}} + I_{m1} \cos (\omega t + \pi) + I_{m2} \cos 2 (\omega t + \pi) + \\ + I_{m3} \cos 3 (\omega t + \pi) + I_{m4} \cos 4 (\omega t + \pi) = I_{K \text{ ср}} + I_{m1} \cos (\omega t + \pi) + \\ + I_{m2} \cos (2 \omega t + 2 \pi) + I_{m3} \cos (3 \omega t + 3 \pi) + I_{m4} \cos (4 \omega t + 4 \pi) = \\ = I_{K \text{ ср}} - I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2 \omega t - I_{m3} \cos 3 \omega t + I_{m4} \cos 4 \omega t + \dots,$$

результатирующий ток

$$i_{K \text{ рез}} = i'_K - i''_K = I_{K \text{ ср}} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2 \omega t + \\ + I_{m3} \cos 3 \omega t + I_{m4} \cos 4 \omega t - I_{K \text{ ср}} + I_{m1} \cos \omega t - I_{m2} \cos 2 \omega t + \\ + I_{m3} \cos 3 \omega t - I_{m4} \cos 4 \omega t = 2 I_{m1} \cos \omega t + 2 I_{m3} \cos 3 \omega t + \dots \quad (16.19)$$

Полученный результат позволяет сделать очень важные выводы:

1. Четные гармоники токов обоих плеч в нагрузке компенсируются. Это объясняется тем, что эти токи в нагрузке протекают в противоположных направлениях. В сердечнике выходного трансформатора токи четных гармоник каждого плеча создают магнитные потоки противоположных знаков, которые также взаимно компенсируются и не наводят ЭДС во вторичной обмотке.

Это сильно снижает нелинейные искажения, особенно в режимах В и АВ, в которых велики уровни четных гармоник. Отсюда *главное достоинство двухтактной схемы — возможность применения экономичных режимов В и АВ*, которые в однотактной схеме применить нельзя из-за очень высокого уровня нелинейных искажений.

2. Результатирующий ток не содержит постоянной составляющей.

Это объясняется тем, что постоянные составляющие протекают в нагрузке в противоположных направлениях. Следовательно, в первичной обмотке трансформатора постоянные составляющие создают два магнитных потока, которые взаимно компенсируются. Если постоянная составляющая тока одного плеча намагничивает сердечник, то постоянная составляющая тока второго плеча его настолько же размагничивает.

Отсутствие постоянного подмагничивания сердечника — большое достоинство двухтактной схемы.

Благодаря этому, сердечник выходного трансформатора может быть выполнен без воздушного зазора, что позволяет уменьшить пакет железа, т. е. уменьшить габаритные размеры и массу транс-

форматора по сравнению с однотактной схемой при тех же токах и напряжениях.

Отсутствие постоянного подмагничивания уменьшает нелинейные искажения, которые возникают за счет попадания в область магнитного насыщения при большой амплитуде сигнала.

3. Двухтактная схема позволяет скомпенсировать влияние помех и фона переменного тока, создаваемого источником питания.

В однотактной схеме помехи и фон переменного тока, накладываясь на основной сигнал, проходят в нагрузку, вызывая в ней соответствующий нежелательный эффект. Например, в громкоговорителе, телефонах фон переменного тока создает низкочастотный шум-гудение. Поэтому в выпрямителях для питания однотактной схемы требуется очень сильная фильтрация с применением громоздких элементов фильтра. В двухтактной схеме влияние помех при наличии пульсации переменного тока от выпрямителя значительно ослабляется. Это объясняется тем, что при наличии подобных помех токи обоих плеч на выходе будут получать одинаковое приращение Δi_K . Вследствие того, что результирующий ток равен разности токов плеч на выходе, его величина не изменится при наличии одинаковых приращений тока каждого плеча

$$i_{K \text{ рез}} = i'_K + \Delta i_K - (i''_K + \Delta i_K) = i'_K - i''_K.$$

В трансформаторной схеме изменения выходных токов, вызванные пульсацией переменного тока, вызовут одинаковые по величине и противоположные по направлению приращения магнитного потока, которые взаимно скомпенсируются.

Практически это достоинство двухтактной схемы выражается в том, что позволяет упростить сглаживающие фильтры выпрямителей, питающих двухтактную схему, допустить в них гораздо больший уровень пульсаций по сравнению с аналогичными фильтрами для питания однотактной схемы.

5. Токи обоих плеч в общем проводе питания, как это видно из схемы (рис. 16.10), текут в одном направлении. Отсюда

$$i_{K1} = +i_{K2} = 2 I_{KCP} + 2 I_{m2} \cos 2 \omega t + 2 I_{m4} \cos 4 \omega t + \dots$$

Следовательно, в общем проводе питания отсутствует основной ток — ток первой гармоники. В однотактной схеме этот ток, пройдя по внутреннему сопротивлению источника, создает на нем падение напряжения. Часто от одного и того же источника питания получают напряжения несколько каскадов. Внутреннее сопротивление источника создает связь между каскадами, являясь как бы общим элементом нагрузки. Это может привести к нежелательной обратной связи между более мощным каскадом и предыдущим. В двухтактной схеме такая опасность отсутствует.

Следует иметь в виду, что все достоинства двухтактной схемы могут быть реализованы в полной мере при наличии симметрии обоих плеч, т. е. одинаковых транзисторов в плечах с одинаковыми параметрами, с точно одинаковыми по амплитуде напряжениями на входе. В отсутствие симметрии полной компенсации четных

гармоник, постоянной составляющей, пульсации переменного тока не удастся добиться, но даже в этом случае все эти составляющие будут ослаблены.

Выводы. 1. Основным достоинством двухтактной схемы является возможность работы усилителя в экономичных режимах В и АВ при допустимом уровне нелинейных искажений. 2. В двухтактной схеме компенсируется влияние четных гармоник на выходе. 3. В двухтактной схеме компенсируется влияние постоянной составляющей и поэтому в трансформаторной двухтактной схеме отсутствует постоянное подмагничивание сердечника. 4. Двухтактная схема компенсирует влияние помех и фона переменного тока. 5. Для нормальной работы двухтактной схемы требуется полная симметрия схемы и подача на оба плеча двух одинаковых напряжений в противофазе.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему двухтактная схема допускает возможность работы в режимах В и АВ при низком уровне нелинейных искажений?

2. Чем объяснить компенсацию влияния постоянной составляющей на выходе двухтактной схемы?

3. В чем заключается отличие в работе выходного трансформатора в одно- и двухтактной схеме?

4. Какое влияние окажет на выходной сигнал двухтактной схемы подача на вход неодинаковых по амплитуде входных сигналов?

16.4. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ДВУХТАКТНОГО КАСКАДА В РЕЖИМЕ В

Используя результаты анализа двухтактной схемы, определяем основные энергетические показатели при работе этой схемы в режиме В и сравниваем их с аналогичными показателями, полученными при анализе работы одноконтурного каскада в режиме А.

Коэффициент использования тока. Напомним, что в усилительном каскаде происходит преобразование постоянного напряжения и тока источника питания E_K и I_{cp} в переменные напряжения и токи, которые меняются по закону изменения переменного напряжения сигнала, поданного на вход каскада.

Естественно, что чем большая часть напряжения и тока источника преобразуется в переменное напряжение и ток усиленного сигнала, тем выше энергетические показатели, но при условии, что форма сигнала на выходе должна точно повторить форму сигнала на входе, в противном случае будут иметь место нелинейные искажения.

В режиме В точка покоя расположена в самом начале входной характеристики, угол отсечки равен 90° . Разложение импульса тока с углом отсечки 90° в ряд Фурье имеет следующий вид:

$$i = \frac{I_m}{\pi} + \frac{I_m}{2} \cos \omega t + \frac{2 I_m}{1.3 \pi} \cos 2 \omega t - \frac{2 I_m}{1.3 \cdot 5 \pi} \cos 4 \omega t, \quad (16.20)$$

где I_m — амплитуда импульса тока.

Ток, потребляемый от источника $I_{\text{ср}} = I_m/\pi$.

Это значит, что ток $I_{\text{ср}}$ зависит от амплитуды импульса тока и меняется в зависимости от изменения амплитуды I_m . Это является большим достоинством режима В, так как потребляемый ток достигает больших значений только в короткие промежутки времени, в режиме покоя ток от источника не потребляется. Сравним с режимом А, где потребление тока от источника происходит непрерывно, величина потребляемого от источника тока постоянна и не зависит от амплитуды сигнала, а зависит только от выбора рабочей точки.

Основной ток сигнала в режиме В — ток 1 гармоники

$$I_1 = I_m/2.$$

Найдем коэффициент использования тока в режиме В

$$\psi_B = \frac{I_1}{I_{\text{ср}}} = \frac{I_m/2}{I_m/\pi} = \frac{\pi}{2} = 1,57. \quad (16.21)$$

Следовательно, ψ_B — постоянная величина. При этом амплитуда полезного сигнала в 1,57 больше потребляемого тока.

В режиме А $\psi_A = I_1/I_{\text{ср}}$ меняется в зависимости от амплитуды сигнала, при этом $I_{1m} < I_{\text{ср}}$ в рабочей точке. Таким образом, в режиме В использование тока источника гораздо лучше, чем в режиме А. Именно большой коэффициент использования тока в режиме В является одним из главных факторов, обеспечивающих высокий КПД в этом режиме.

Определение полезной мощности и КПД. Будем вести анализ для биполярного транзистора, а для полевого транзистора и электронной лампы результаты будут примерно такими же.

Области изменения тока и напряжения по максимуму ограничены допустимыми значениями $I_{K \text{ max}}$ и $U_{KЭ \text{ max}}$ для данного транзистора.

По минимуму ток I_K ограничен значением при $I_B = 0$, а напряжение значением $U_{KЭ \text{ ост}}$, при котором транзистор переходит в режим насыщения.

Напряжение источника не должно превышать $E_K \leq 0,4 U_{KЭ \text{ max}}$.

Мощность, отдаваемая каскадом за период, а одним плечом за полпериода в режиме В, $P_{\sim} = I_{Km} U_{KЭm}/2$, $R_{пл \sim} = U_{KЭm}/I_{Km}$,

$$P_{\sim} = I_{Km}^2 R_{пл \sim} / 2. \quad (16.22)$$

Потребляемая мощность за период двумя плечами схемы

$$P_0 = I_{\text{ср} 2 \text{ пл}} E_K.$$

Так как одно плечо потребляет ток $I_{\text{ср} 1 \text{ пл}} = I_{Km}/\pi$, то для двух плеч $I_{\text{ср} 2 \text{ пл}} = 2 I_{Km}/\pi$. Следовательно,

$$P_0 = 2 I_{Km} E_K / \pi. \quad (16.23)$$

Определим КПД каскада

$$\eta_B = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{I_{Km} U_{KЭm} \pi}{2 \cdot 2 I_{Km} E_K} = \frac{1}{4} \frac{U_{KЭm} \pi}{E_K} = \frac{1}{4} \xi \pi = 0,785 \xi, \quad (16.24)$$

где ξ — коэффициент использования напряжения. Напомним, что в режиме А $\eta_A \approx 0,45\xi$, т. е. гораздо меньше, чем в режиме В.

Определение мощности, выделяемой на коллекторе. Для работы усилительных элементов оконечных каскадов усиления мощности мощность, выделяемая на коллекторе (стоке, аноде), является одним из важнейших энергетических показателей. Определим мощность, выделяемую на коллекторе одного плеча:

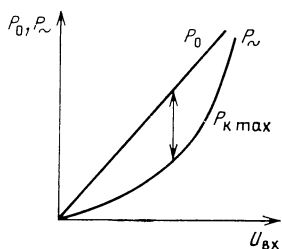


Рис. 16.12. Зависимость P_0 и P_{\sim} в режиме В от $U_{вх}$

$$P_{K1пл} = (P_0 - P_{\sim})/2 = 2 I_{Km} E_{KЭ}/2\pi - I_{Km} R_{пл\sim}/4. \quad (16.25)$$

Обратите внимание, что в полученной формуле $P_{K1пл}$ — мощность, рассеиваемая на коллекторе (стоке, аноде) одного плеча, имеет сложную зависимость от амплитуды подаваемого сигнала, с которой связана величина I_{Km} .

В первой составляющей формулы I_{Km} в первой степени, во второй — в квадрате. Следовательно, первая составляющая графически выражается прямой, а вторая — кривой (рис. 16.12). Из рисунка видно, что существует определенная амплитуда входного сигнала, при которой мощность, выделяемая на коллекторе (стоке, аноде) усилительного элемента максимальна. Определим, при каком условии выделяется максимальная мощность на коллекторе (стоке, аноде).

В формуле (16.25) заменим $I_{Km} = U_{Km}/R_{пл\sim}$ и получим $P_{K1пл} = U_{Km} E_K / \pi R_{пл\sim} - U_{Km}^2 R_{пл\sim} / 4 R_{пл\sim}^2$. Вынесем за скобки $E_K^2 / R_{пл\sim}$ и заменим $U_{KЭ} / E_K = \xi$

$$P_{K1пл} = \frac{E_K^2}{R_{пл\sim}} \left(\frac{U_{Km}}{\pi E_K} - \frac{U_{Km}^2}{4 E_K^2} \right) = \frac{E_K^2}{R_{пл\sim}} \left(\frac{\xi}{\pi} - \frac{\xi^2}{4} \right). \quad (16.26)$$

Таким образом, получили зависимость $P_{K1пл}$ от переменной величины ξ — коэффициента использования напряжения.

Как известно, для определения максимума функции берется ее производная и приравнивается нулю:

$$\left(\frac{1}{\pi} \xi - \frac{1}{4} \xi^2 \right)' = \frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \xi; \quad \frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \xi = 0; \quad \xi = \frac{2}{\pi} = 0,637.$$

При подаче на вход каскада такой амплитуды сигнала, при которой $\xi = 0,637$, на коллекторе (аноде, стоке) выделяется максимальная мощность. Подставим полученное значение ξ в формулу (16.26) и получим выражение для определения максимальной мощности, которая выделяется на коллекторе (стоке, аноде) в режиме В:

$$P_{Km} = \frac{E_K^2}{R_{пл\sim}} \left(\frac{0,637}{\pi} - \frac{0,637^2}{4} \right) \approx 0,1 \frac{E_K^2}{R_{пл\sim}}. \quad (16.27)$$

Именно с этой мощностью $P_{\text{Кт}}$ необходимо сравнивать $P_{\text{К max}}$ — допустимую мощность, рассеиваемую на коллекторе (стоке, аноде).

Сравним $P_{\text{Кт}}$ в режиме В с максимальной мощностью, рассеиваемой на коллекторе (стоке, аноде) в режиме А:

$$P_{\text{КтА}} = E_{\text{К}}^2 / R_{\text{пл}}.$$

Таким образом, в режиме В при той же нагрузке и том же постоянном напряжении на выходном электроде выделяется примерно в 10 раз меньшая мощность, что еще раз подтверждает высокую экономичность этого режима. Физически это легко объясняется тем, что транзистор (лампа) полупериода не работает и выходной электрод успевает за это время заметно остыть.

Сравним соотношение между допустимой мощностью рассеяния и колебательной мощностью в режиме В и А:

в режиме А $P_{\text{К max}} \geq 2,5 P_{\text{В}}$,

в режиме В $P_{\text{пл}} = U_{\text{КЭт}}^2 / 4R_{\text{пл}} = \xi^2 E_{\text{К}}^2 / 4R_{\text{пл}}$.

Подставив полученное значение в формулу (16.27), получим при $\xi = 0,637$

$$P_{\text{пл}} = 0,1 E_{\text{К}}^2 / R_{\text{пл}} = P_{\text{Кт}}. \quad (16.28)$$

Таким образом, если в режиме В выбирается транзистор, у которого $P_{\text{К max}}$ такая же, как и колебательная мощность, то в режиме А придется выбрать транзистор, у которого $P_{\text{К max}}$ в 2,5 раза больше колебательной мощности.

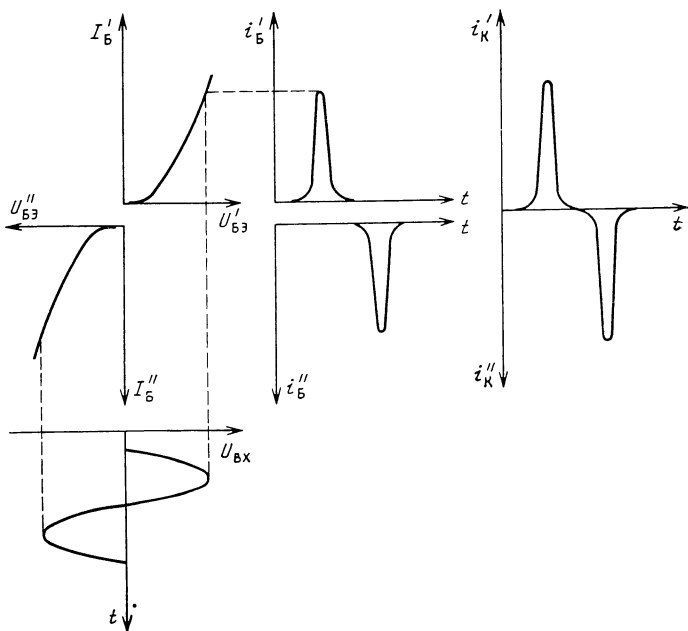


Рис. 16.13 Искажение формы тока в режиме В

В режиме В транзистор (лампа) способен отдать гораздо большую полезную мощность, чем в режиме А.

Однако не следует забывать, что наряду с получением высокого КПД и большой полезной мощности не менее важной задачей является получение наименьших нелинейных искажений. Следует иметь в виду, что нижняя часть входных характеристик у транзисторов и ламп искривлена, и поэтому выбор точки покоя в самом начале характеристики, т. е. применение идеального режима В, может привести к значительным нелинейным искажениям (рис. 16.13), так как выходной ток повторяет форму входной характеристики. Эти искажения настолько значительны, что не смогут быть скомпенсированы ни двухтактной схемой, ни применением ООС. Поэтому рабочую точку выбирают несколько выше начала характеристики путем подачи соответствующего смещения. Естественно, что это несколько снизит энергетические показатели.

Выводы. 1. В режиме В коэффициент использования тока значительно выше, чем в режиме А, и не зависит от амплитуды сигнала. 2. В режиме В КПД значительно выше, чем в режиме А. 3. При той же нагрузке и напряжении источника питания в режиме В на коллекторе (стоке, аноде) выделяется примерно в 10 раз меньше мощность. 4. Тот же транзистор (лампа) в режиме В способен отдать значительно большую колебательную мощность, чем в режиме А. 5. Не рекомендуется применять идеальный режим В, так как это может привести к большим нелинейным искажениям.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как объяснить выигрыш в КПД в режиме В по сравнению с режимом А?
2. Как понимать, что в режиме В транзистор (лампа) по мощности используется лучше, чем в режиме А?
3. Почему изменение потребления тока от источника, пропорциональное изменению амплитуды сигнала, является большим достоинством режима В?
4. Почему идеальный режим В в усилителях практически не применяется?

16.5. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ МОЩНЫХ ЛАМПОВЫХ КАСКАДОВ В РЕЖИМЕ В₂

Как уже отмечалось ранее, в настоящее время усилительные каскады на большие мощности собираются на электронных лампах. Эти каскады, как правило, работают в режиме В в двухтактной схеме.

Рассмотрим условия получения максимальной мощности в нагрузке на примере простейшей эквивалентной схемы, где электронная лампа заменена эквивалентным генератором с ЭДС, равной μU_c , где μ — статический коэффициент усиления; U_c — напряжение входного сигнала; R_i — внутреннее сопротивление лампы; R_n — сопротивление нагрузки (рис. 16.14).

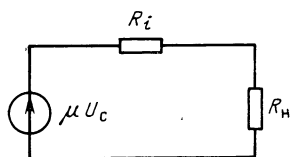


Рис. 16.14. Эквивалентная схема лампы с нагрузкой

Полезная мощность, отдаваемая лампой, $P_{\sim} = I_m^2 R_n / 2$. Из эквивалентной схемы определяем $I_m = \mu U_c / (R_i + R_n)$. Следовательно,

$$P_{\sim} = \mu^2 U_c^2 R_n / (R_i + R_n)^2. \quad (16.29)$$

Таким образом, P_{\sim} пропорционально U_c^2 .

Для получения большой мощности стремятся подавать большие амплитуды сигнала U_c на входе. При этом возможно, что $U_c > |E_{\text{смещ}}|$, и возникнут сеточные токи в лампе.

Режим В без сеточных токов условно обозначается В₁, с сеточными токами — В₂. В мощных каскадах в основном используются генераторные и модуляторные лампы. Из (16.29) следует, что P_{\sim} зависит от μ^2 .

Напомним, что у тетродов и пентодов μ гораздо больше, чем у триодов. У правых триодов μ больше, чем у левых.

Рассмотрим некоторые особенности работы каскада в режиме В₂.

Напряженность режима работы. Из уравнения нагрузочного режима $U_a = E_a - I_a R_a$ следует, что чем больше становится входное напряжение U_c , тем больше I_a , а анодное напряжение соответственно уменьшается. Следовательно, $U_{c \text{ max}}$ соответствует $U_{a \text{ min}}$.

Для характеристики работы лампы с сеточными токами вводится понятие о напряженности режима. Напряженность режима зависит от соотношения между положительным напряжением на сетке $+U_{c \text{ max}}$ и соответствующим ему напряжением на аноде $U_{a \text{ min}}$.

При этом если $U_{c \text{ max}} < U_{a \text{ min}}$ — режим недонапряженный, при $U_{c \text{ max}} = U_{a \text{ min}}$ — режим критический, при $U_{c \text{ max}} > U_{a \text{ min}}$ — режим перенапряженный.

В перенапряженном режиме анодный ток начинает уменьшаться при возрастании $U_{c \text{ max}}$ и появляется верхняя отсечка анодного тока (рис. 16.15). Это приводит к большим нелинейным искажениям. Появляются большие амплитуды нечетных гармоник, которые, как известно, в двухтактной схеме не компенсируются.

Отсюда перенапряженный и даже критический режим работы в усилительном каскаде, где ставятся требования минимальных нелинейных искажений, недопустим. Такие усилители работают в глубоко недонапряженном режиме при коэффициенте напряженности

$$n = U_{a \text{ min}} / U_{c \text{ max}} > (2 \dots 3).$$

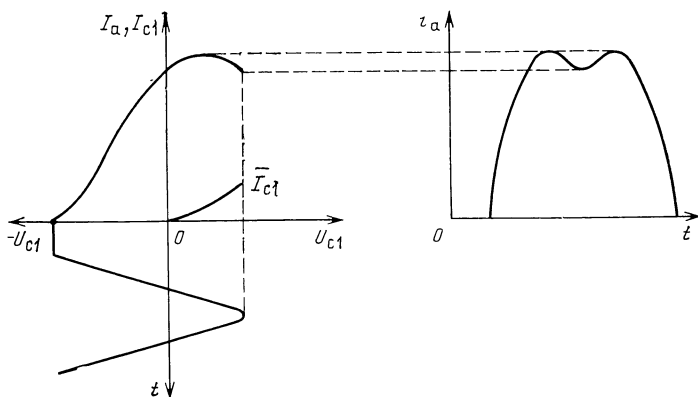


Рис. 16.15. Искажение формы анодного тока в перенапряженном режиме

Очевидно, что чем меньше n , тем больше нелинейные искажения, но также и больше мощность, отдаваемая лампой.

Искажение входного сигнала за счет сеточных токов. При работе выходного каскада с сеточными токами наблюдается довольно неблагоприятное явление, связанное с тем, что при этом искажается сама форма входного сигнала, который снимается с выхода предыдущего каскада.

Рассмотрим рис. 16.16,а. В отсутствие сеточных токов практически все напряжение сигнала U_c поступает на вход лампы.

При наличии сеточных токов амплитуда напряжения сигнала уменьшается на величину падения напряжения сеточного тока на сопротивлении источника сигнала, т. е. выходного сопротивления предыдущего каскада:

$$U'_c = U_c - I_c R_{\text{вых пр.}}$$

Таким образом, при появлении сеточных токов верхняя часть положительного полупериода входного напряжения уплощается, т. е. возникают нелинейные искажения (рис. 16.16,б). Очевидно, необходимо добиваться минимальных искажений формы импульса входного сигнала. Уменьшение тока сетки I_c приведет к уменьшению полезной мощности на выходе.

Следовательно, требуется уменьшить выходное сопротивление предыдущего каскада.

Предоконечные каскады при работе оконечного каскада с сеточными токами. Предоконечный каскад при работе оконечного каскада с сеточными токами работает в довольно сложных условиях, так как должен обеспечить определенную и довольно значительную амплитуду выходного напряжения для подачи на вход оконечного каскада, при этом сопротивление $R_{\text{вх ок}}$, если учитывать работу с сеточными токами, сравнительно мало.

Для уменьшения нелинейных искажений выходное сопротивление предоконечного каскада должно быть минимальным.

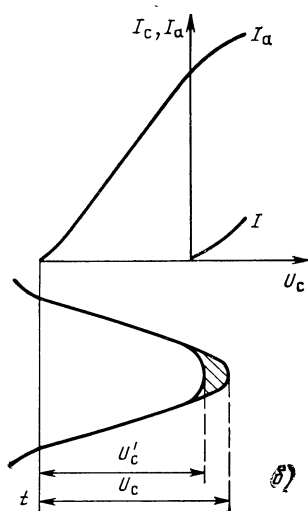
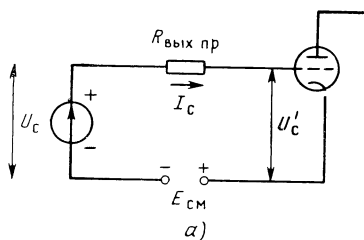


Рис. 16.16. Сеточная цепь лампы при работе с сеточными токами (а) и искажение формы входного напряжения при работе лампы с сеточными токами (б)

Этому условию удовлетворяет схема с общим анодом (катодный повторитель). В качестве катодной нагрузки желательно взять дроссель, который будет представлять минимальное сопротивление для постоянной составляющей тока. Кроме того, для перехода на двухтактную схему оконечного каскада при работе с сеточными токами предоконечный каскад желательно взять также двухтактным, чтобы не создавать дополнительных затруднений для получения двух одинаковых напряжений в противофазе. Такая схема показана на рис. 16.17.

В режиме В смещение для выбора точки покоя подается только фиксированное, от отдельного источника. Это связано с тем, что средняя составляющая анодного тока $I_{а\text{ ср}} = I_{а\text{ max}}/\pi$ меняется вместе с амплитудой сигнала и при автоматическом смещении будет меняться при изменении амплитуды сигнала.

Фактической нагрузкой каждого плеча предоконечного каскада является $R_{вх}$ соответствующего плеча оконечного каскада.

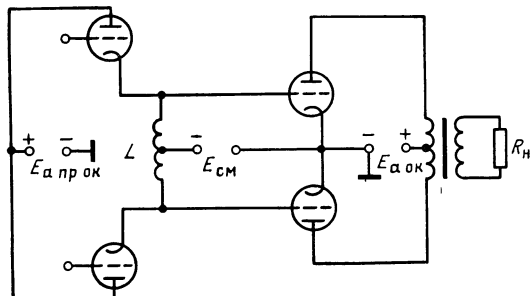


Рис. 16.17. Схема оконечного и предоконечного каскада при работе оконечного каскада с сеточными токами

Обратите внимание, что $E_{см\text{ ок}}$ приложено между точками анод-катод предоконечного каскада. Поэтому источник питания должен обеспечить напряжение, равное разности между требуемым E_a предоконечного каскада и $|E_{см\text{ ок}}|$. Данная схема является основной схемой, применяемой в мощных усилителях звуковой частоты проводного вещания, в схемах модуляторов, которые используются в мощных передатчиках.

Выводы. 1. В ламповых оконечных каскадах мощных усилителей в основном применяют режим работы B_2 . 2. При работе с сеточными токами в оконечных каскадах перенапряженный и критический режимы, которые приводят к большим нелинейным искажениям, недопустимы. 3. При работе с сеточными токами возникают искажения формы входного сигнала. 4. Для борьбы с искажениями формы входного сигнала предоконечный каскад должен иметь минимальное выходное сопротивление.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. С какой целью в мощных оконечных каскадах на лампах работают с сеточными токами?
2. Почему возникают большие нелинейные искажения в перенапряженном режиме?
3. Почему в мощных оконечных каскадах предпочтительней применять тетроды и пентоды?
4. Почему в режиме В не применяют автоматическое смещение?

16.6. ФАЗОИНВЕРСНЫЕ КАСКАДЫ

На вход двухтактной схемы подаются два одинаковых напряжения в противофазе.

Схемы, в которых однофазное напряжение преобразуется в двухфазное, получили название фазоинверсных. Простейшей фазоинверсной схемой является обычный трансформатор, вторичная обмотка которого имеет вывод от средней точки (рис. 16.18). Средняя точка имеет нулевой потенциал, а на каждом из выводов вторичной обмотки полярность потенциалов будет противоположной, меняясь каждые полпериода. Однако в настоящее время трансформаторные фазоинверсные схемы применяют очень редко, например в схемах предоконечных каскадов, в которых оконечный каскад большой мощности и собран по схеме с ОБ. В этом случае трансформатор наряду с фазоинверсией позволяет произвести согласование выходного сопротивления предоконечного каскада с очень малым входным сопротивлением оконечного каскада.

Основные недостатки применения трансформаторов в данном случае — большие габаритные размеры и масса, искажения.

Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой. В данной схеме (рис. 16.19) имеется два сопротивления нагрузки, включенных в цепь коллектора и эмиттера. Таким образом, на одном транзисторе как бы собраны две схемы — с ОЭ и ОК. Именно этим и объясняется фазоинверсия — схема с ОК повторяет фазу входного сигнала, схема с ОЭ поворачивает ее на 180° . Более сложно — по-

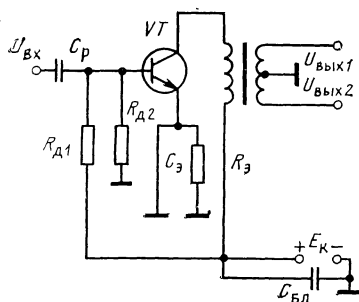


Рис. 16.18. Фазоинверсная трансформаторная схема

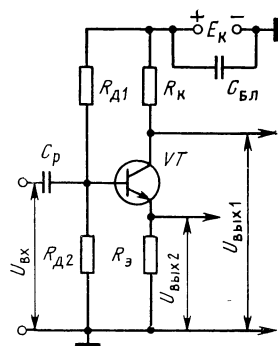


Рис. 16.19. Фазоинверсная схема с разделенной нагрузкой

лучение двух одинаковых напряжений. Во-первых, схема с ОЭ обеспечивает усиление сигнала, а в схеме с ОК коэффициент усиления по напряжению меньше 1. Во-вторых, $I_э > I_к$.

Для получения одинаковых напряжений $U_{вых}$ придется брать разные сопротивления резисторов $R_к$ и $R_э$.

Следует иметь в виду, что выходные напряжения в данной схеме снимают с результирующих сопротивлений по переменному току, и необходимо учитывать шунтирующее действие входного сопротивления следующего каскада. В этом отношении в наиболее благоприятных условиях работают схемы с разделенной нагрузкой, если оконечные каскады собраны по двухтактной схеме на полевых транзисторах, благодаря очень большому $R_{вх сл}$.

При работе оконечных каскадов на биполярных транзисторах в режиме В плечи двухтактной схемы работают поочередно. В транзисторе, на который в данный момент подается прямое входное напряжение, $R_{вх сл}$ сравнительно мало и, следовательно, мало и соответствующее сопротивление $R_{вых}$ с разделенной нагрузкой, а в транзисторе, на вход которого подается обратное напряжение, $R_{вх сл}$ очень велико и практически не шунтирует нагрузку схемы предоконечного каскада. В этом случае резко нарушается равенство выходных напряжений. При возрастании падения напряжения на нагрузке в соответствии с уравнением нагрузочного режима напряжение $U_{кэ}$ уменьшается и транзистор может войти в режим насыщения. Это следует иметь в виду при расчете элементов схемы.

Второе обстоятельство связано с наличием разделительных конденсаторов в схеме. При прямом входном напряжении разделительный конденсатор заряжается входным током соответствующего транзистора. Если в следующий полупериод при обратном входном напряжении разделительный конденсатор не разрядится, то создается опасность, что сигналы с амплитудой, меньшей, чем в предыдущий период, не пройдут.

Для разряда конденсаторов параллельно $R_{вх}$ ставят диоды, которые открываются при обратном входном напряжении и разряжают разделительные конденсаторы.

Достоинства схемы с разделенной нагрузкой — ее простота; использование всего одного транзистора и наличие в схеме глубокой ООС, которая уменьшает нелинейные и частотные искажения. Недостатки — трудности получения двух одинаковых по величине напряжений в коллекторной и эмиттерной цепи; коэффициент усиления близок к 1; в широкополосных усилителях нельзя применять коррекцию частотных искажений, так как нарушается симметрия выходных напряжений.

Фазоинверсный каскад с эмиттерной связью. Схема состоит из двух транзисторов: $VT1$ включен по схеме с ОЭ, $VT2$ — с ОБ (рис. 16.20).

Выходное напряжение снимается с коллекторных нагрузок $R3$ и $R5$. Схема с ОЭ поворачивает фазу на 180° . Схема с ОБ сохраняет фазу входного напряжения. Входное напряжение на $VT2$ снимается с $R4$, т. е. с эмиттерной нагрузки, следовательно, оно будет в фазе с общим входным напряжением, подаваемым на вход $VT1$, но вместе с тем в точках эмиттер — база $VT2$ оно будет иметь фазу, противоположную точкам эмиттер — база $VT1$.

Отсюда если на базе $VT1$ плюс по отношению к эмиттеру, то этот же плюс подается на эмиттер $VT2$, так как эмиттерная нагрузка не поворачивает фазу.

Следовательно, с коллекторной нагрузки $VT1$ будет сниматься минус по отношению к нулевому потенциалу, а с коллекторной нагрузки $VT2$ — плюс. На рис. 16.20 показаны именно эти полярности и направления постоянных и переменных составляющих тока. По сопротивлению $R4$ в цепи эмиттера переменные составляющие токов текут в противоположных направлениях. При одинаковых транзисторах $VT1$ и $VT2$ в схеме имеет место асимметрия, вызванная тем, что $U_{вх VT1} > U_{вх VT2}$.

Чем больше $R_э$, тем эта асимметрия меньше и $U_{вых VT2}$ становится ближе к $U_{вых VT1}$.

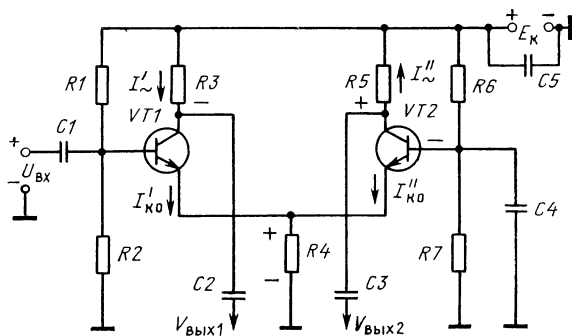


Рис. 16.20. Фазоинверсная схема с эмиттерной связью

Достоинство данной схемы — увеличение K по сравнению со схемой с разделенной нагрузкой, а также уменьшение нелинейных искажений. Недостаток — необходимость в двух транзисторах, асимметрия выходных напряжений.

Применение любой фазоинверсной схемы приводит к усложнению и удорожанию усилительного устройства, поэтому более оптимальным вариантом является применение таких двухтактных схем, которые не нуждались бы в специальных фазоинверсных схемах. Решение проблемы становится довольно простым, если в двухтактных выходных каскадах применить биполярные транзисторы разной проводимости — P и N . В этом случае перед выходным каскадом, собранным по двухтактной схеме, можно поставить обычный резисторный каскад. Выходное напряжение этого каскада любой полярности для транзистора одного плеча двухтактной схемы будет прямым напряжением на входе, а для другого — обратным. Такие пары транзисторов NPN и PNP получили название *комплементарных*. Комплементарные пары полевых транзисторов имеют разные типы проводимости каналов: N -канал и P -канал. Главное требование к каждой комплементарной паре — максимальное совпадение параметров, иначе нарушится симметрия плеч двухтактной схемы.

Выводы. 1. Фазоинверсные схемы обеспечивают получение на выходе двух одинаковых напряжений в противофазе. 2. Применение трансформатора для фазоинверсии приводит к частотным и фазовым искажениям, делает схему громоздкой. 3. Достоинство схем с разделенной нагрузкой — простота. Главный недостаток — трудность получения одинаковых по амплитуде выходных напряжений. 4. Схема с эмиттерной связью позволяет обеспечить симметрию выходных напряжений. 5. Двухтактные схемы, собранные на комплементарной паре транзисторов, не требуют фазоинверсных схем.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Для каких целей применяют фазоинверсные схемы?
2. Как осуществляется фазоинверсия, если двухтактная схема собрана на комплементарной паре транзисторов?
3. Перечислите недостатки схемы с разделенной нагрузкой.
4. Как обеспечивается фазоинверсия в схеме с эмиттерной связью?

16.7. ДВУХТАКТНЫЕ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

РАБОТА КАСКАДА

Основным достоинством трансформаторных выходных каскадов является возможность согласования сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением усилительного элемента. Трансформатор является громоздким, тяжелым и сравнительно дорогостоя-

щим элементом, а также источником частотных, фазовых и нелинейных искажений. Эти недостатки и обусловили появление бестрансформаторных схем выходных каскадов, которые в настоящее время получили очень широкое распространение. Бестрансформаторные каскады должны обеспечить высокий КПД и возможность согласования выходного сопротивления каскада с сопротивлением нагрузки.

Рассмотрим простейшую схему двухтактного бестрансформаторного выходного каскада (рис. 16.21), который собран на комплементарной паре транзисторов $VT2$ — $VT3$. По постоянному току оба транзистора включены последовательно и общее напряжение E_K распределяется между ними поровну $E_{K\ VT2} = E_{K\ VT3} = E_K/2$. Оба транзистора включены по схеме с ОК, так как входное напряжение приложено между базой и общим проводом, к которому подключены коллекторы транзисторов. Нагрузка подключена через емкость $C3$. На транзисторе $VT1$ собран предоконечный каскад по схеме резисторного усилителя с нагрузкой $R3$. Через $R1$ подается смещение на $VT1$. На вход транзисторов $VT2$ — $VT3$ подается напряжение смещения, которое снимается с диода VD . Это напряжение очень мало, так как диод открыт и его сопротивление очень мало.

Следовательно, транзисторы работают в режиме, близком к режиму В. Диод VD обеспечивает температурную стабилизацию точки покоя, т. е. постоянство токов покоя транзисторов $VT2$ и $VT3$ при изменении температуры.

Рассмотрим работу каскада в режиме В.

Пусть переменное напряжение, снимаемое с предоконечного каскада, имеет знак плюс. В этом случае транзистор $VT2$ (NPN) открывается и появляется ток, протекающий по цепи: $+E_K$ — коллектор — эмиттер — $C3$, R_H , $-E_K$. Конденсатор $C3$ заряжается. В следующий полупериод полярность входного напряжения изменится со знаком минус. Транзистор $VT2$ закрывается. В этом случае источником питания для транзистора $VT3$, который открывается, становится заряженный в предыдущий полупериод конденсатор $C3$. Направление переменной составляющей тока: $+$ на обкладке $C3$, эмиттер — коллектор, R_H , вторая обкладка $C3$.

В течение полупериода, когда открыт транзистор $VT3$, конденсатор $C3$ успевает немного разрядиться, что приведет к асимметрии схемы, так как напряжения на $VT2$ и $VT3$ будут неодинаковыми. Для устранения этого необходимо, чтобы время разряда конденсатора было по возможности больше, т. е. емкость $C3$ бе-

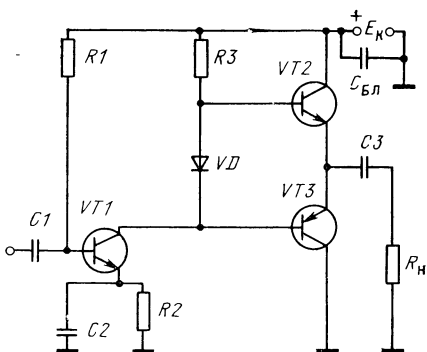


Рис. 16.21. Двухтактная бестрансформаторная схема

рется очень большой. Это обеспечивает и минимальные частотные искажения на нижних частотах.

Оба транзистора по переменному току включены параллельно. Схема с ОК обладает очень малым выходным сопротивлением и обеспечивает согласование с низкоомной нагрузкой, а следовательно, и получение максимальной мощности в нагрузке. Данная схема с ОК не дает усиления по напряжению, так как она охвачена 100 %-й ООС по напряжению. Следовательно, $U_{\text{вх ОК}} > U_{\text{вых}}$.

Так как $U_{\text{вых}} = E_{\text{к}}/2$, то $U_{\text{вх}}$ должно быть больше $E_{\text{к}}/2$. Этого обеспечить транзистор $VT1$ в схеме рис. 16.21 не может, так как он работает в режиме А, в котором $U_{\text{вых}} < E_{\text{к}}/2$ (рабочую точку выбирают так, чтобы не было нелинейных искажений).

В результате того, что практически $U_{\text{вых}}$ предоконечного каскада становится равно примерно $(0,2 \dots 0,3)E_{\text{к}}$, резко снижается выходное напряжение оконечного каскада, а следовательно, коэффициент использования напряжения ξ , КПД каскада, увеличивается мощность, выделяемая на коллекторе.

Чтобы напряжение на входе транзисторов оконечного каскада было равно или больше $E_{\text{к}}/2$, необходимо, чтобы напряжение на коллекторе $VT1$ было больше $E_{\text{к}}$. Это возможно при подаче питания от отдельного источника с требуемым напряжением, однако такое решение неэкономично.

В схеме рис. 16.22 проблема решена следующим образом. Сопротивление $R3$ подключают не прямо к источнику, как в схеме рис. 16.21, а через сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ в точке А. За счет перезаряда емкости $C3$ напряжение в точке А достигает примерно $1,5E$, так как в один из полупериодов напряжение в точке А $|U_{\text{а}}| = |E_{\text{к}}| + |U_{\text{вых max}}|$, где $U_{\text{вых max}} \approx 0,5E$. В результате переменное напряжение, которое поступает на транзисторы, соответствен-

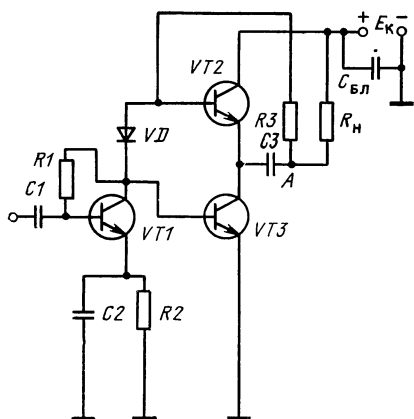


Рис. 16.22. Бестрансформаторная схема с повышенным питанием коллекторной цепи предоконечного каскада

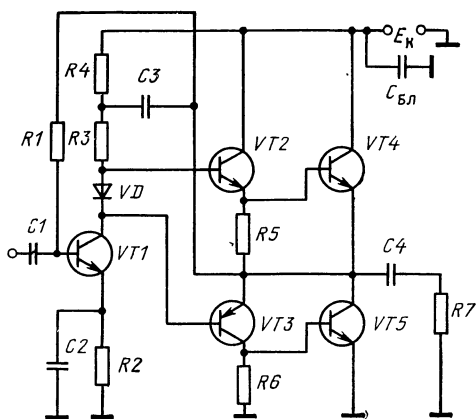


Рис. 16.23. Бестрансформаторная схема на составных транзисторах

но увеличивается по сравнению с напряжением, которое поступает на вход каскадов в схеме рис. 16.21. Достигается получение необходимого напряжения на выходе, и соответственно повышается КПД каскада.

В схемах бестрансформаторных каскадов большой мощности возникает затруднение в выборе комплементарной пары мощных транзисторов с совпадающими или близкими параметрами. Выход из затруднения найден путем применения в плечах двухтактной схемы выходного каскада составных транзисторов. При этом выходные мощные транзисторы имеют одну проводимость, а к каждому из них подключаются маломощные транзисторы с близкими параметрами, но представляющими комплементарную пару. Такое решение проблемы (рис. 16.23) позволило также подводить выходное напряжение от одного транзистора $VT1$ в противофазе к транзисторам $VT2$ и $VT3$. Резисторы $R5$ и $R6$ позволяют улучшить температурную стабилизацию, создавая ООС, уменьшить частотные и нелинейные искажения.

Транзисторы $VT2$ и $VT4$ собраны по схеме ОК. Транзисторы $VT3$ и $VT5$ собраны по схеме с ОЭ, но так как в этом плече имеется глубокая ООС по напряжению и последовательная, то так же, как и в схеме с ОК верхнего плеча, входное сопротивление будет велико, а выходное мало.

Через $C3$ параллельно нагрузке по переменному току подключается $R4$. Этим самым повышается стабильность режима работы выходных транзисторов при изменении R_n , и даже при обрыве ее транзисторы окажутся нагруженными на $R4$. Чтобы $R4$ не шунтировало нагрузку $R7$, берут $R4 \geq (20 \dots 40) R7$. Чтобы на $R4$ не создавалось большого падения напряжения по постоянному току, что уменьшит напряжение $U_{кэвт1}$, должно быть $R4 \leq 0,1 R3$.

Следует иметь в виду, что через резистор $R1$ создается ООС как по переменному, так и по постоянному току (параллельная по напряжению), которая охватывает выходной и предварительный каскады, что позволяет стабилизировать режим работы и улучшить качественные показатели.

В настоящее время наметился явный поворот к большему использованию бестрансформаторных усилителей, благодаря их большим достоинствам: малые габаритные размеры, отсутствие громоздких выходных трансформаторов; более высокие качественные показатели, что обусловлено отсутствием тех частотных, фазовых и нелинейных искажений, которые вносит выходной трансформатор; простая фазоинверсная схема при использовании комплементарных пар выходных транзисторов.

Однако следует иметь в виду и ряд недостатков, присущих этим схемам: наличие большой емкости связи с нагрузкой; трудности подбора комплементарных пар с близкими параметрами.

РАСЧЕТ БЕСТРАНСФОРМАТОРНОГО КАСКАДА

Исходные данные: выходная мощность $P_{\text{вых}}$, сопротивление нагрузки R_n , полоса усиливаемых частот $f_n \dots f_v$, допустимые частотные искажения на нижних и верхних частотах M_n и M_v .

Требуется определить: тип транзистора, данные режима по постоянному и переменному току; токи, напряжения и мощность входной цепи; фактически полученную мощность в нагрузке и мощность, рассеиваемую на коллекторе.

Расчет ведется для схемы каскада, выполненного на комплементарной паре (рис. 16.21). Транзисторы работают в режиме, близком к режиму В.

1. Определяем требуемую амплитуду переменного напряжения на каждом плече схемы

$$U_{KЭm} = \sqrt{2P_{\text{вых}} R_n}.$$

2. Определяем напряжения источника питания для каждого плеча схемы $E_{K1} = U_{KЭm} + U_{KЭос}$, где $U_{KЭос}$ — напряжение в режиме насыщения. Учитывая, что транзисторы VT2 и VT3 включены последовательно по постоянному току, суммарное напряжение источника $E = 2E_{K1}$.

3. Определяем необходимую амплитуду тока коллектора для каждого плеча

$$I_{Km} = U_{KЭm} / R_n.$$

4. Определяем среднее значение тока, потребляемое от источника в режиме В:

$$I_{cp} = I_{Km} / \pi.$$

5. Определяем мощность, потребляемую от источника питания каждым из транзисторов VT2 и VT3:

$$P_{01} = E_1 I_{cp}.$$

6. Определяем мощность, рассеиваемую на коллекторе транзисторов VT2 и VT3:

$$P_{K1} = P_{01} - P_{\text{вых}1}, \text{ где } P_{\text{вых}1} = P_{\text{вых}}/2.$$

7. Определяем требуемую предельную частоту транзистора

$$f_{h21 \text{ э треб}} \geq f_v / \sqrt{M_v^2 - 1}.$$

8. Выбираем комплементарную пару транзисторов, у которых

$$P_{K \text{ max}} \geq P_K, \quad U_{KЭ \text{ max}} \geq E, \quad I_{K \text{ max}} \geq I_{Km}, \quad f_{h21 \text{ э}} > f_{h21 \text{ э треб}}.$$

Выписываем основные параметры транзисторов: $P_{K \text{ max}}$, $U_{KЭ \text{ max}}$, $I_{K \text{ max}}$, $f_{h21 \text{ э}}$, $h_{21 \text{ э max}}$, $h_{21 \text{ э min}}$.

9. Для уменьшения нелинейных искажений задаемся током покоя

$$I_{K0} \approx 0,05 I_{Km}.$$

10. На семействе статических выходных характеристик строим нагрузочную прямую. В данном случае $R_n = R_n$, $U_{KЭ0} = E_{K1}$.

На оси напряжений откладываем точку, в которой $U_{KЭ} = E_1$, и находим точку покоя, соответствующую E_{K1} и току I_{K0} . На оси токов откладываем точ-

жу, в которой ток $I = E_{к1}/R_n$. Через точку покоя и точку на оси токов, соответствующую току I , проводим нагрузочную прямую.

11. Определяем остаточное напряжение $U_{КЭост}$. Для этого на оси токов отмечаем точку $I_{км}$ и проводим прямую, параллельную оси напряжений, до пересечения с нагрузочной прямой. Из точки пересечения проводим перпендикуляр на ось напряжения. В точке пересечения этого перпендикуляра с осью напряжения $U_{КЭ} = U_{КЭост}$. Находим ток базы, соответствующий току $I_{км}$: $I_B = I_{Бм}$. Выписываем значения $U_{КЭост}$ и $I_{Бм}$.

12. Найдем ток базы в точке покоя, соответствующий току $I_{к0}$ по характеристике.

13. На входной характеристике отмечаем токи $I_{Б0}$ и $I_{Бмакс}$, проекции этих точек на ось напряжений соответствуют напряжениям $U_{БЭ0}$ и $U_{БЭмакс}$.

14. Определяем амплитуду тока базы $I_{Бм} = I_{Бмакс} - I_{Б0}$ и амплитуду напряжения $U_{БЭм} = U_{БЭмакс} - U_{БЭ0}$.

15. Определим входную мощность каждого плеча

$$P_{вх} = 0,5 I_{Бм} U_{БЭм}.$$

16. Определяем амплитуду входного напряжения, учитывая, что транзисторы выходного каскада собраны по схеме с ОК

$$U_{вхм} = U_{БЭм} + U_{КЭм}.$$

17. Определяем емкость разделительного конденсатора в цепи нагрузки $C_p \geq \geq 1/2\pi f_n R_n \sqrt{M^2_n - 1}$.

Выбираем стандартный конденсатор.

18. Определяем мощность в нагрузке

$$P_{вых} = 0,5 U_{Км} I_{Км}, \text{ где } U_{Км} = E_1 - U_{КЭост}, P_{вых} \geq P_{вых \text{ зад}}.$$

19. Определяем мощность, рассеиваемую на коллекторе транзисторов каждого из плеч

$$P_K = 0,101 U_{КЭ0}^2 / R_n.$$

Числовой пример.

Исходные данные: $f_n = 50$ Гц, $f_v = 10$ кГц, $M_n = M_v = 1,12$, $R_n = 10$ Ом, $P_{вых} = 6$ Вт.

Расчет

1. Амплитуда переменного коллекторного напряжения

$$U_{КЭм} = \sqrt{2P_{вых} R_n} = \sqrt{2 \cdot 6 \cdot 10} = 10,95 \text{ В}.$$

2. Постоянное напряжение источника для каждого плеча

$$E_1 = U_{КЭм} + U_{КЭост} = 10,95 + 1 \approx 12 \text{ В}.$$

Задаемся $U_{КЭост} = 1$ В. Суммарное напряжение источника

$$E = 2E_1 = 2 \cdot 12 = 24 \text{ В}.$$

3. Амплитуда тока коллектора для каждого плеча

$$I_{Км} = U_{КЭм} / R_n = 10,95 / 10 = 1,095 \text{ А}.$$

4. Среднее значение тока коллектора в режиме В

$$I_{ср} = I_{Км} / \pi = 1,095 / 3,14 = 0,35 \text{ А}.$$

5. Мощность, потребляемая каждым из транзисторов:

$$P_{01} = E_1 I_{cp} = 12 \cdot 0,35 = 4,2 \text{ Вт.}$$

6. Мощность, рассеиваемая на коллекторе каждого из транзисторов

$$P_{K1} = P_{01} - P_{вых 1} = 4,2 - 3 = 1,2 \text{ Вт, где } P_{вых 1} = P_{вых}/2 = 6/2 = 3 \text{ Вт.}$$

7. Требуемая предельная частота транзисторов

$$f_{h21 \text{ э треб}} \geq f_B / \sqrt{M_B^2 - 1} = 10 / \sqrt{1,12^2 - 1} = 20 \text{ кГц.}$$

8. Выбираем комплементарную пару транзисторов КТ814Б и КТ815Б. Выписываем основные параметры: $P_{K \max} = 10 \text{ Вт}$, $U_{KЭ \max} = 40 \text{ В}$, $I_{K \max} = 1,5 \text{ А}$, $h_{21 \text{ э min}} = 40$; $f_{h21 \text{ э}} = 3 \text{ МГц}$.

9. Определяем ток покоя

$$I_{K0} = 0,05 I_{Km} = 0,05 \cdot 1,095 = 55 \text{ мА.}$$

10. Строим нагрузочную прямую через точку покоя и точку на оси токов $I = E_1/R_H = 12/10 = 1,2 \text{ А}$ (рис. 16.24).

11. Остаточное напряжение $U_{KЭ \text{ ост}} = 0,9 \text{ В}$.

Ток базы, соответствующий току $I_{Km} : I_{B \max} = 30 \text{ мА}$.

12. Ток базы в точке покоя $I_{B0} = 0,4 \text{ мА}$.

13. Переносим точки I_{B0} и $I_{B \max}$ на входную характеристику транзистора и определяем амплитуду тока базы по рис. 16.25 $I_{Bm} = I_{B \max} - I_{B0} = 30 - 0,4 = 29,6 \text{ мА}$ и амплитуду напряжения $U_{BЭm} = U_{BЭ \max} - U_{BЭ0} = 0,95 - 0,7 = 0,25 \text{ В}$.

14. Входная мощность $P_{вх} = 0,5 I_{Bm} U_{BЭm} = 0,5 \cdot 29,6 \cdot 10^{-3} \cdot 0,25 = 3,7 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$.

15. Амплитуда входного напряжения

$$U_{вхm} = U_{BЭm} + U_{KЭm} = 0,25 + 10,95 = 11,2 \text{ В.}$$

16. Емкость разделительного конденсатора в цепи нагрузки

$$C_p = 1/2\pi f_H R_H \sqrt{M_H^2 - 1} = 1/6,28 \cdot 50 \cdot 10 \sqrt{1,12^2 - 1} = 800 \text{ мкФ.}$$

Выбираем электролитический конденсатор типа К50-16 емкостью 1000 мкФ и номинальное напряжение 25 В.

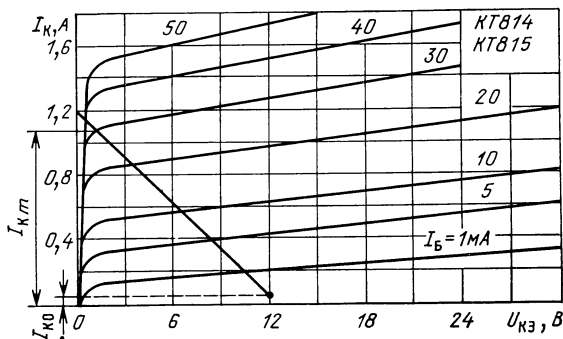


Рис. 16.24. К построению нагрузочной прямой

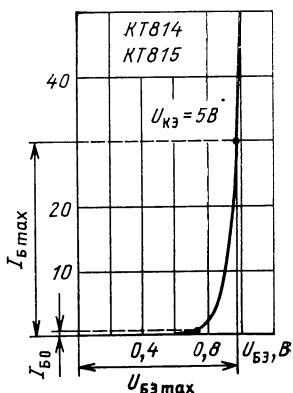


Рис. 16.25. Входная характеристика транзистора

17. Мощность в нагрузке $P_{\text{вых}} = 0,5 U_{\text{КЭ}} I_{\text{КЭ}} = 0,5 \cdot 11,1 \cdot 1,095 = 6,078$ Вт, где $U_{\text{КЭ}} = E_1 - U_{\text{КЭ ост}} = 12 - 0,9 = 11,1$ В,

$P_{\text{вых}} > P_{\text{вых зад}}$.

18. Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора каждого плеча:

$$P_{\text{К}} = \frac{0,101 U_{\text{КЭ}}^2}{R_{\text{н}}} = \frac{0,101 \cdot 11,1^2}{10} = 1,24 \text{ Вт} < P_{\text{К max}}.$$

Выводы. 1. Основное достоинство бестрансформаторных схем — возможность согласования выходного сопротивления с низкоомной нагрузкой в отсутствие согласующего трансформатора. 2. Основная схема бестрансформаторного оконечного каскада — двухтактная схема на комплементарных транзисторах. 3. При большой выходной мощности схема собирается на составных транзисторах в плечах. 4. За счет глубокой ООС в каскаде обеспечиваются минимальные частотные, фазовые и нелинейные искажения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как обеспечивается малое выходное сопротивление в бестрансформаторных каскадах?
2. Что дает применение комплементарных пар в бестрансформаторных усилителях?
3. Как обеспечивается питание по постоянному току нижнего плеча схемы в режиме В в тот полупериод, когда верхнее плечо не работает?
4. Что дает применение составных транзисторов в бестрансформаторных каскадах?

Глава 17. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ И РАБОТЫ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

17.1. ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В большинстве случаев одиночные каскады не обеспечивают необходимое усиление и заданные параметры усилителей. Поэтому усилители, которые применяют в аппаратуре связи и измерительной технике, многокаскадные. При анализе и расчете многокаскадного усилителя необходимо определить общий коэффициент усиления усилителя, искажения, вносимые им, распределить их по каскадам, определить требования к источникам, решить вопросы введения обратных связей и т. д.

КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ МНОГОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Коэффициент усиления усилителя можно определить, исходя из структурной схемы (рис. 17.1):

$$\begin{aligned}\underline{K}_{\text{общ}} &= \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}} = (\dot{U}_{\text{вых}} / \dot{U}_{n-1}) \dots (\dot{U}_3 / \dot{U}_2) (\dot{U}_1 / \dot{U}_{\text{вх}}) = \\ &= \underline{K}_n \underline{K}_{n-1} \dots \underline{K}_2 \underline{K}_1\end{aligned}\quad (17.1)$$

или

$$\underline{K}_{\text{общ}} = K_1 K_2 \dots K_n e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n)}, \quad (17.2)$$

где K_1, \dots, K_n — коэффициенты усиления каскадов, $\varphi_1, \dots, \varphi_n$ — фазовые сдвиги, вносимые каждым усилительным каскадом.

Таким образом, для многокаскадного усилителя общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления каждого каскада. Суммарный фазовый сдвиг, вносимый усилителем, равен сумме фазовых сдвигов каждого каскада. Сквозной коэффициент усиления

$$\underline{K}_{\text{общ}}^* = \underline{k}_{\text{вх}} \underline{K}_{\text{общ}}, \quad (17.3)$$

где $\underline{k}_{\text{вх}} = \underline{Z}_{\text{вх}} / (\underline{Z}_{\Gamma} + \underline{Z}_{\text{вх}})$ — коэффициент передачи входной цепи. Если коэффициент усиления отдельных каскадов выразить в логарифмических единицах, то общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя будет равен сумме коэффициентов $K_{\text{общ}} [\text{дБ}] = K_1 [\text{дБ}] + \dots + K_n [\text{дБ}]$.

В аппаратуре связи для компенсации потери мощности на отдельных участках (затухания) необходимо, чтобы усилитель работал на согласованную нагрузку, т. е. его входное сопротивление должно быть равно сопротивлению источника (выходного сопро-

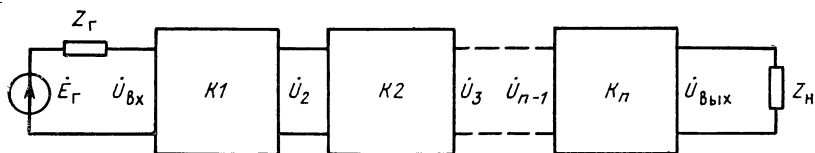


Рис. 17.1. К определению коэффициента усиления многокаскадного усилителя

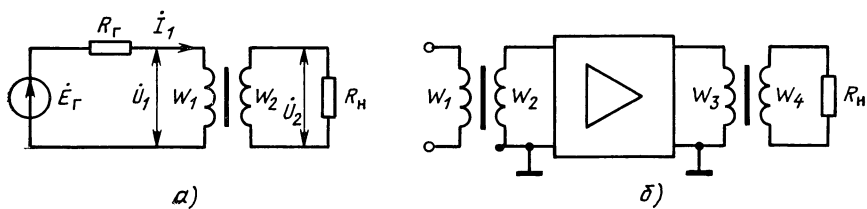


Рис. 17.2. Применение согласующего трансформатора:

а — к определению коэффициента трансформации трансформатора, б — согласование входного и выходного сопротивлений усилителя

тивления предыдущего тракта аппаратуры или линии), а выходное сопротивление должно равняться сопротивлению нагрузки. Для согласования усилителей по входу и выходу используют усилители с обратной связью и согласующие трансформаторы. Отклонение от согласования в рабочей полосе частот оценивается коэффициентом отражения

$$\delta_z = \left| \frac{Z_r - Z_{вх}}{Z_r + Z_{вх}} \right|. \quad (17.4)$$

При использовании согласующих трансформаторов пересчитанное сопротивление нагрузки в первичную обмотку $R'_1 = R_n n^2$, где n — коэффициент трансформатора, т. е. отношение витков первичной обмотки к вторичной (рис. 17.2,а).

Из рис. 17.2,а имеем: $U_2 = U_1/n$; $I_2 = I_1 n$, тогда $R_n = U_2/I_2 = (U_1/I_1) n^2$ или $R'_1 = U_1/I_1 = R_n n^2 = R_r$. Отсюда с учетом потерь в трансформаторе коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{R_r/R_n \eta_r}, \quad (17.5)$$

где η_r — КПД трансформатора.

Применение входного и выходного трансформаторов позволяет достаточно просто осуществить переход с симметричной схемы на несимметричную, и наоборот (рис. 17.2,б).

СУММИРОВАНИЕ ИСКАЖЕНИЙ В МНОГОКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Коэффициент частотных искажений $M_{\text{общ}}$ определяется как отношение модуля коэффициента усиления на средней частоте к модулю коэффициента усиления на рассматриваемой частоте, т. е.

$$M_{\text{общ}} = K_{0\text{общ}}/K_{\text{общ}}(\omega) = (K_{01}/K_1(\omega)) (K_{02}/K_2(\omega)) \dots (K_{0n}/K_n(\omega)).$$

Следовательно, общий коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов частотных искажений каждого каскада

$$M_{\text{общ}} = M_1 M_2 \dots M_n. \quad (17.6)$$

С учетом коэффициента передачи входной и выходной цепей

$$M_{\text{общ}}^* = M_{\text{вх}} M_1 M_2 \dots M_n M_{\text{вых}}. \quad (17.7)$$

Соответственно относительный коэффициент усиления

$$Y_{\text{общ}} = Y_1 Y_2 \dots Y_n. \quad (17.8)$$

Для коэффициента частотных искажений и относительного коэффициента усиления усилителя в логарифмических единицах

$$M_{\text{общ}} [\text{дБ}] = M_1 [\text{дБ}] + M_2 [\text{дБ}] + \dots + M_n [\text{дБ}], \quad (17.9)$$

$$Y_{\text{общ}} [\text{дБ}] = Y_1 [\text{дБ}] + Y_2 [\text{дБ}] + \dots + Y_n [\text{дБ}]. \quad (17.10)$$

Заданные частотные искажения между каскадами распределяют таким образом, чтобы получить наименьшую стоимость и габарит-

ные размеры усилителя. Наибольшие частотные искажения дают трансформаторные усилительные каскады. Поэтому на нижней частоте в трансформаторном каскаде коэффициент искажений берут в 2...3 раза выше, чем в обычном резисторном каскаде. Для уменьшения размеров переходных конденсаторов при низкой граничной частоте диапазона можно применять низкочастотную коррекцию. На верхней граничной частоте диапазона звуковых частот частотные искажения могут значительно проявляться только в трансформаторных каскадах, которые можно уменьшить соответствующим выбором параметров трансформатора (уменьшением индуктивности рассеяния и межвитковой емкости). В широкополосных усилителях для получения возможно большего усиления в каждый каскад следует вводить высокочастотную коррекцию.

В усилителях импульсных сигналов искажения общей переходной характеристики можно определить по искажениям переходных характеристик отдельных каскадов. Общее время нарастания

$$t_{уст\text{ общ}} = \sqrt{t_{ух}^2 + t_{уст\ 1}^2 + \dots + t_{уст\ n}^2}. \quad (17.11)$$

Выброс вершины

$$\varepsilon_{общ} \approx \sqrt{\varepsilon_{ух}^2 + \varepsilon_1^2 + \dots + \varepsilon_n^2}. \quad (17.12)$$

Спад плоской вершины

$$\Delta u_{0\text{ общ}} = \Delta u_{ух} + \Delta u_1 + \dots + \Delta u_n. \quad (17.13)$$

Время установления импульса в усилителях из n каскадов, которые не имеют выбросов, можно определить по формуле $t_{уст\text{ общ}} \approx \approx t_{уст} n^{0,6}$. В отсутствие выбросов во входной цепи и в каждом каскаде выброс многокаскадного усилителя будет отсутствовать. Для усилителей, имеющих каскады с сильно различающимися выбросами и временами установления, данные соотношения непригодны. В этом случае необходимо графическим способом построить его переходную характеристику в области малых времен.

Равномерное распределение частотных искажений на высшей рабочей частоте или времени установления между отдельными каскадами широкополосного усилителя дает возможность получить наиболее стабильные параметры усилителя, но не является наиболее экономичным. Наибольший экономический эффект можно получить при взаимной коррекции каскадов, т. е. когда искажения по каскадам распределяются неравномерно. Недостаток взаимной коррекции каскадов в том, что при изменении параметров усилительных элементов и компонентов, входящих в каскады, частотные искажения на верхних частотах и время установления изменяются сильнее, чем у усилителя с одинаковыми каскадами.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Коэффициент нелинейных искажений многокаскадного усилителя в основном определяется последним каскадом, так как амплитуда сигнала на входе конечного каскада наибольшая. Прибли-

женно коэффициент нелинейных искажений многокаскадного усилителя можно оценить суммированием отдельных коэффициентов гармоник каскадов

$$k_{г\text{ общ}} \approx \sqrt{k_{г2\text{ общ}}^2 + k_{г3\text{ общ}}^2 + \dots + k_{гn\text{ общ}}^2}, \quad (17.14)$$

где $k_{г2\text{ общ}} = k'_{г2} + k''_{г2} + \dots$ — суммарный коэффициент нелинейных искажений каскадов по второй гармонике; $k_{г3\text{ общ}} = k'_{г3} + k''_{г3} + \dots$ — суммарный коэффициент нелинейных искажений каскадов по третьей гармонике и т. д.

ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В общем случае собственные помехи или шумы усилителей определяются несколькими факторами, из которых основные: фон, наводки, шумы микрофонного эффекта и тепловые шумы. В многокаскадных усилителях происходит суммирование шумов, причем наибольшее значение имеют шумы входной цепи и первых каскадов, которые усиливаются последующими каскадами. В правильно сконструированном усилителе путем рационального расположения и крепления элементов, фильтрации цепей питания, экранирования входных цепей или всего усилителя и т. д. фон, наводки и микрофонный эффект можно сделать сколь угодно малыми. Поэтому собственные шумы усилителей в основном определяются тепловыми шумами. Как было показано в гл. 12, собственные шумы усилителя оцениваются с помощью коэффициента шума $K_{ш}$, равного отношению мощности шума на выходе усилителя к мощности теплового шума, создаваемого на выходе источником сигнала,

$$K_{ш} = P_{ш\text{ общ вых}}/P_{ш\text{ ист вых}} = P_{ш\text{ общ вых}}/k T P_{ш} K_p,$$

где K_p — коэффициент усиления усилителя по мощности. Коэффициент шума многокаскадного усилителя определяется как

$$K_{ш\text{ общ}} = K_{ш\text{ вх}} + (K_{ш1} - 1)/K_{p\text{ вх}} + (K_{ш2} - 1)/K_{p\text{ вх}} K_{p1} + \dots, \quad (17.15)$$

где $K_{p\text{ вх}}$ и K_{p1} — коэффициенты передачи и усиления по мощности входного устройства и первого каскада усилителя соответственно. Коэффициент шума входной цепи $K_{ш\text{ вх}}$ учитывают для малошумящих усилителей, если в качестве входной цепи применен трансформатор или фидер. В этом случае $K_{ш\text{ вх}} = 1/K_{p\text{ вх}}$.

Для уменьшения мощности шума на выходе усилителя желательно иметь максимальный коэффициент усиления по мощности, что можно достичь путем согласования входной и выходной цепей усилителя. Такое согласование в некоторых типах усилителей, особенно в усилителях проводной связи, достигается с помощью входных и выходных трансформаторов. Снижение шума на выходе усилителя достигается также применением малошумящих усилительных элементов на входе и специальными мерами, позволяющими

повысить отношение между полезным сигналом и шумом, т. е. применением противошумовой коррекции.

Выводы. 1. Коэффициент усиления и коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления и коэффициентов частотных искажений каждого каскада. 2. Нелинейные искажения многокаскадного усилителя в основном определяются нелинейностью усилительного элемента оконечного каскада. 3. Коэффициент шума многокаскадного усилителя в основном определяется шумами входной цепи и первого каскада. Для уменьшения шума на выходе усилителя необходимо иметь максимальный коэффициент усиления по мощности, т. е. усилитель должен быть согласован по входу и выходу.

17.2. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ КАСКАДОВ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

РЕЗИСТОРНЫЙ КАСКАД С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ

Последовательная отрицательная обратная связь по току — одна из наиболее распространенных видов связи, применяемых в усилительных каскадах. Это объясняется простотой реализации схемы и повышением входного сопротивления каскада, что во многих случаях является положительным свойством каскада. Последовательная обратная связь может быть введена путем включения в общий электрод усилительного элемента двухполюсника с сопротивлением $Z_{о.с}$. При применении частотно-независимой обратной связи вместо $Z_{о.с}$ включается резистор $R_{о.с}$. Рассмотрим действие последовательной обратной связи на примере каскада на биполярном транзисторе (рис. 17.3). Падение напряжения на сопротивлении $R_{о.с}$ в фазе с переменной составляющей тока эмиттера. Поэтому управляющее напряжение $U_{бэ} = U_{вх} - U_{о.с}$, т. е. имеет место отрицательная обратная связь по току.

Входное сопротивление транзистора с отрицательной обратной связью по току приведено в гл. 13 [см. выражение (13.18)]. В общем случае входное сопротивление каскада состоит из параллель-

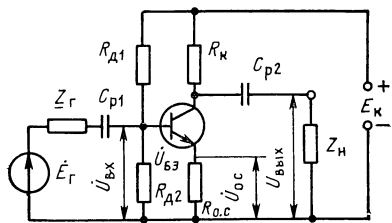


Рис. 17.3. Схема каскада с отрицательной обратной связью по току

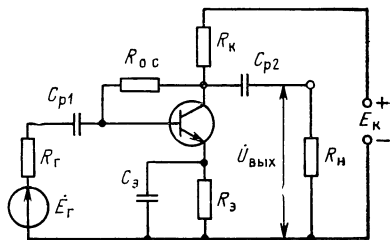


Рис. 17.4. Схема каскада с параллельной обратной связью по напряжению

но включенных сопротивлений делителя в цепи базы $R_{д1}$ и $R_{д2}$ и входного сопротивления транзистора $h_{11э о.с.}$. Тогда

$$R_{вх} = R_{дел} h_{11э о.с.} / (R_{дел} + h_{11э о.с.}), \quad (17.16)$$

где $R_{дел} = R_{д1} R_{д2} / (R_{д1} + R_{д2})$.

Удобнее сопротивление делителя пересчитать в эквивалентное сопротивление источника сигнала $R_{гс}$ с эквивалентной ЭДС $E_{гс}$. На основании теоремы об эквивалентном генераторе $R_{гс} = R_{г} R_{дел} / (R_{г} + R_{дел})$. Коэффициент усиления каскада

$$K_{о.с} = h_{21э} R_{н\sim} / [h_{11э} + (1 + h_{21э}) R_{о.с}] = S_{о.с} R_{н\sim}, \quad (17.17)$$

где $R_{н\sim} = R_{г} R_{н} / (R_{г} + R_{н})$ — сопротивление нагрузки переменному току, $S_{о.с} = h_{21э} / [h_{11э} + (1 + h_{21э}) R_{о.с}]$ — крутизна характеристики транзистора с ООС. При глубокой обратной связи, когда $h_{11э} \ll (1 + h_{21э}) R_{о.с}$, коэффициент усиления усилителя $K_{о.с} \approx R_{н\sim} / R_{о.с}$. Сквозной коэффициент усиления каскада $K^*_{о.с} = k'_{вх о.с.} K_{о.с}$, где $k'_{вх о.с.}$ — коэффициент передачи входной цепи с учетом сопротивления делителя $R_{дел}$.

Выходное сопротивление каскада

$$R_{вых о.с.} \approx \frac{1}{h_{22э}} (1 + S^* R_{о.с.}), \quad (17.18)$$

где S^* — сквозная крутизна.

Влияние ООС улучшает частотные свойства каскада и нелинейные искажения, которые уменьшаются в A^* раз.

КАСКАД С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Принципиальная схема каскада с параллельной обратной связью по напряжению приведена на рис. 17.4. Резистор $R_{о.с}$ подключен к коллектору транзистора, что позволяет ввести ООС по постоянному току для стабилизации точки покоя. Одновременно с помощью $R_{о.с}$ осуществляется отрицательная обратная связь по переменному току, так как фаза выходного напряжения $U_{вых}$ сдвинута относительно входного напряжения $U_{вх}$ на угол π . При коротком замыкании выхода и входа по переменному току обратная связь пропадает, следовательно, в усилителе действует параллельная обратная связь по напряжению. Входное сопротивление каскада определяется выражением (13.19), тогда

$$\begin{aligned} R_{вх о.с.} &= h_{11э} R_{о.с.} / [R_{о.с.} + (1 + K) h_{11э}] \approx \\ &\approx h_{11э} R_{о.с.} / (R_{о.с.} + h_{21э} R_{н\sim}), \end{aligned} \quad (17.19)$$

так как обычно $K \gg 1$. Коэффициент усиления определяется из выражения (13.8), где при $h_{11э} \ll R_{о.с.}$ коэффициент передачи

$$k^*_{вх} \approx k_{вх} = h_{11э} / (R_{г} + h_{11э}).$$

Тогда

$$K^*_{о.с.} = k_{вх} S R_{н\sim} / [1 + k_{вх} S R_{н\sim} R_{г} / R_{о.с.}]. \quad (17.20)$$

Выходное сопротивление каскада с учетом влияния сопротивления генератора можно определить из (13.25), заменяя коэффициент усиления холостого хода на сквозной коэффициент усиления

$$K_{x.x}^* = k_{вх} K_{x.x} = k_{вх} h_{21э} / h_{11э} h_{22э}.$$

Тогда

$$R_{вых} = \frac{1}{h_{22э} \left[1 + \frac{h_{11э} h_{21э} R_r}{(R_r + h_{11э}) h_{22э} h_{11э} R_{o.c}} \right]} = \frac{R_{o.c} (R_r + h_{11э})}{h_{21э} R_r + R_{o.c} h_{22э} (R_r + h_{11э})}.$$

Выходная проводимость транзистора $h_{22э}$ является малой величиной, которая для маломощных транзисторов составляет около 10^{-4} , поэтому выходное сопротивление каскада

$$R_{вых} = R_{o.c} (R_r + h_{11э}) / (h_{11э} + R_r). \quad (17.21)$$

Таким образом, каскад с параллельной обратной связью по напряжению обладает меньшими входным и выходным сопротивлениями, чем обычный; поэтому коэффициент усиления каскада остается прежним. Однако сквозной коэффициент усиления уменьшается в A^* раз. За счет обратной связи улучшаются частотные свойства каскада.

КАСКАД С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Наиболее распространены в качестве усилительных каскадов с последовательной обратной связью по напряжению схемы, в которых нагрузка включена в цепь эмиттирующего электрода. На рис. 17.5 приведена схема каскада с общим коллектором. Сопротивление нагрузки переменному току состоит из параллельного включения $R_э$ и R_H , так как сопротивление конденсатора C_{p2} для нижней граничной частоты берется много меньше, чем R_H . В данном каскаде все выходное напряжение является напряжением об-

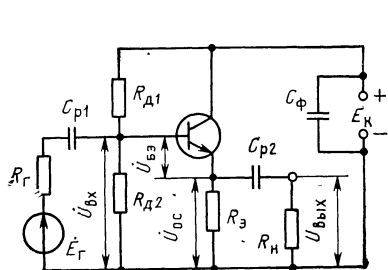


Рис. 17.5. Схема простого эмиттерного повторителя

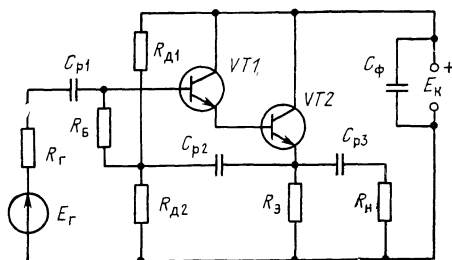


Рис. 17.6. Схема эмиттерного повторителя на составных транзисторах

ратной связи, так как выходное напряжение находится в фазе со входным, поэтому управляющее напряжение $\dot{U}_{БЭ} = \dot{U}_{ВХ} - \dot{U}_{О.С.}$, т. е. имеет место отрицательная обратная связь. При замыкании входных зажимов обратная связь сохраняется, что говорит о последовательной обратной связи. В соответствии с выражением (13.18) входное сопротивление каскада без учета сопротивления делителя $R_{д1}$ и $R_{д2}$ будет равно

$$R_{ВХ О.С.} = h_{11э} + (1 + h_{21э}) R_{Н\sim}, \quad (17.22)$$

где $R_{Н\sim} = R_э R_{Н1} / (R_э + R_{Н1})$ и при достаточно большом сопротивлении нагрузки $R_{ВХ О.С.} \approx h_{21э} R_{Н\sim}$, т. е. в данном каскаде входное сопротивление в очень сильной степени зависит от сопротивления нагрузки. С учетом сопротивления делителя

$$R'_{ВХ.О.С.} = R_{ВХ} R_{дел} / (R_{ВХ} + R_{дел}).$$

Так как каскад с общим коллектором представляет собой усилитель с 100%-й обратной связью по напряжению, где $\beta_{О.С.} = 1$, то

$$K_{О.С.} = K / (1 + K) = S_э R_{Н1} / (1 + S_э R_{Н\sim}). \quad (17.23)$$

Выходное сопротивление каскада с общим коллектором можно определить из выражения (13.25)

$$R_{ВЫХ О.С.} = R_{ВЫХ} / (1 + K'_{Х.Х.}) \approx (h_{11э} + R_{гэ}) / (h_{21э} + 1), \quad (17.24)$$

где $R_{гэ}$ — эквивалентное сопротивление генератора с учетом делителя напряжения в цепи базы. При $R_{г1}$, близком к нулю,

$$R_{ВЫХ О.С.} \approx h_{11э} / h_{21э} = 1/S. \quad (17.25)$$

В связи с тем, что коэффициент усиления каскада близок к единице, фаза выходного напряжения совпадает с фазой входного и форма выходного напряжения повторяет входное, поэтому такие каскады получили название повторителей.

При низкоомной нагрузке, а также за счет делителя напряжения в цепи базы входное сопротивление эмиттерных повторителей уменьшается. Поэтому для получения большого входного сопротивления (сотни килоом) используют специальные схемы эмиттерных повторителей, которые выполнены на составных транзисторах с применением дополнительных мер, где компенсируется сравнительно небольшое сопротивление входного делителя напряжения (рис. 17.6). Напряжение смещения на базу транзистора подается с делителя $R_{д1}$, $R_{д2}$ через дополнительное сопротивление R_6 . Емкость конденсатора $C_{р2}$ берется такой, чтобы его сопротивление на нижней частоте было бы минимальным. Тогда резистор R_6 будет находиться под разностью напряжений $\dot{U}_{ВХ} - \dot{U}_{ВЫХ} = \dot{U}_{ВХ}(1 - K)$, что равносильно увеличению его сопротивления в $1/(1 - K)$ раз. В связи с этим сопротивление делителя почти не оказывает влияния на входное сопротивление, так как $K \approx 1$.

Входное сопротивление каскада можно увеличить, применив составные транзисторы. Так как коэффициент передачи по току составного транзистора $h'_{21э} \approx h_{21э1} h_{21э2}$, то увеличиваются в сильной

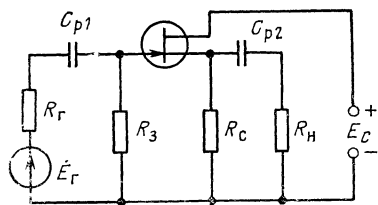


Рис. 17.7. Схема истокового повторителя

степени входное сопротивление каскада и глубина обратной связи, а следовательно, резко уменьшается выходное сопротивление, которое приближается к сопротивлению эмиттера второго транзистора ($R_{\text{вых}} \approx 1/S_2 = r_{e2}$). Большое входное сопротивление можно получить от истокового повторителя (рис. 17.7). Полевые транзисторы обладают

большим входным сопротивлением, однако они имеют малую крутизну (около 0,5 ... 5 мА/В), что не позволяет иметь очень малое выходное сопротивление, которое не может быть меньше $1/S$. Для уменьшения выходного сопротивления можно использовать комбинацию из полевого и биполярного транзисторов.

УСИЛИТЕЛИ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ МОСТОВОГО ТИПА

В усилителях многоканальных систем передачи для обеспечения высокой стабильности коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений и получения очень малых нелинейных искажений применяют глубокую обратную связь мостового типа. Основное достоинство ее в том, что при сбалансированных мостах глубина ООС не зависит от сопротивления входной и выходной цепей. Применение мостовой обратной связи позволяет изменять усиление усилителя без изменения входного сопротивления или изменять выходное сопротивление усилителя без изменения коэффициента усиления путем изменения соотношений между обратными связями по напряжению и току. Обычно комбинированная обратная связь мостового типа реализуется с помощью входных и выходных устройств с использованием на входе и выходе дифференциальных неравноплечих трансформаторов.

Использование трансформаторов позволяет обеспечить на входе согласование по минимуму коэффициента шума и оптимальное согласование выхода усилителя с сопротивлением нагрузки. Функциональная схема усилителя, которая широко используется в аппаратуре многоканальной связи, приведена на рис. 17.8.

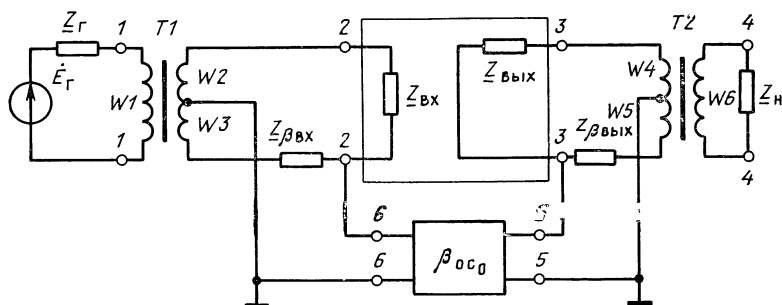


Рис. 17.8. Функциональная схема усилителя с мостовой обратной связью

Для простоты будем считать сопротивления $Z_r, Z_{вх}, Z_{\beta вх}, Z_{\beta вых}, Z_{вых}, Z_n$ активными ($R_r, R_{вх}, R_{\beta вх}, R_{\beta вых}, R_{вых}, R_n$).

Входной шестиполосник образован входным трансформатором $T1$, имеющим первичную обмотку $W1$, вторичную обмотку $W2$, обмотку связи $W3$, и сопротивлением обратной связи $R_{\beta вх}$. Сопротивление $R_{\beta вх}$ обеспечивает последовательную обратную связь. С помощью обмотки $W3$ вводится параллельная обратная связь. При замкнутых контактах на входе напряжение обратной связи, возникающее на сопротивлении $R_{\beta вх}$, будет приложено ко входным контактам 2—2 усилителя, а напряжение на обмотке $W3$ обращается в нуль. При холостом ходе на входе усилителя напряжение на обмотке будет приложено к входу усилителя. Плечи моста образованы обмотками $W2, W3$ и сопротивлениями $R_{вх}, R_{\beta вх}$. При сбалансированном мосте отсутствует взаимное влияние источника сигнала и выхода цепи обратной связи, так как пересчитанная ЭДС источника сигнала приложена к одной диагонали, а выход цепи обратной связи к другой.

Выходной шестиполосник образован выходным трансформатором $T2$, имеющим обмотку $W4$, обмотку связи $W5$, и сопротивлением обратной связи по току $R_{\beta вых}$. При коротком замыкании на выходе (зажимы 4—4) напряжение обратной связи на обмотке $W5$ пропадает, а напряжение обратной связи по току на сопротивлении $R_{\beta вых}$ сохраняется. При холостом ходе на выходе напряжение обратной связи на обмотке $W5$ остается, а напряжение обратной связи на сопротивлении $R_{\beta вых}$ обращается в нуль. При сбалансированном выходном мосте отсутствует взаимное влияние между нагрузкой, которая включена в одну диагональ моста, и входом цепи ОС, которая включена в другую диагональ.

При сбалансированном мосте обеспечивается независимость цепей; при этом $R_{\beta вх}/R_{\beta вх} = W_4/W_5 = \sigma_2$ или $R_{\beta вых} = R_{\beta вх}/\sigma_2$, где σ_2 — коэффициент, характеризующий несимметричность обмоток выходного трансформатора. Для нахождения коэффициента усиления усилителя необходимо определить общий коэффициент передачи обратной связи $\beta_{о.с.общ} = \beta_{вх}\beta_{вых}\beta_{о.с.о}$ (где $\beta_{вх}$ — коэффициент передачи обратной связи входной цепи от зажимов 6—6 к контактам 2—2, $\beta_{вых}$ — коэффициент передачи обратной связи выходной цепи от зажимов 3—3 к контактам 5—5), а также коэффициенты передачи входной и выходной цепи $k_{вх}$ и $k_{вых}$ при условии согласования усилителя с входом и выходом.

Обозначим коэффициент трансформации $W_4/W_6 = n_2$; $W_5/W_6 = m_2$ и $\sigma_2 = n_2/m_2$. Принимаем КПД трансформатора $\eta_T = 1$. Тогда выходное сопротивление усилителя с обратной связью

$$R_{вых о.с.} = (R_{вых} + R_{\beta вых})/(n_2 + m_2)^2$$

$$\text{или } R_{вых о.с.} = R_{вых} (1 + 1/\sigma_2)/(n_2 + m_2)^2.$$

Для согласования усилителя по выходу сопротивление нагрузок должно быть равно выходному сопротивлению $R_{вых о.с.}$ или

$$n_2 (1 + 1/\sigma_2) = \sqrt{R_{вых} (1 + 1/\sigma_2)/R_n}.$$

Тогда необходимый коэффициент трансформации

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_{вых} (1 + 1/\sigma_2)}{R_n (1 + 1/\sigma_2)^2}} = \sqrt{\frac{R_{вых} \sigma_2}{R_n (1 + \sigma_2)}}. \quad (17.26)$$

Коэффициент передачи выходной дифсистемы $k_{вых} = U_2/E_{вых}$ можно опреде-

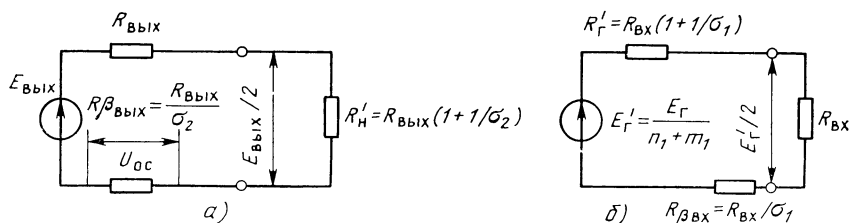


Рис. 17.9. К определению коэффициента передачи:
а — выходной цепи, б — входной цепи

лить из эквивалентной схемы выходной цепи (рис. 17.9,а). При согласовании выходной цепи $U'_2 = E_{\text{вых}}/2$, откуда

$$k_{\text{вых}} = \sigma_2 / [2n_2 (1 + \sigma_2)]. \quad (17.27)$$

Коэффициент передачи дифсистемы в цепь обратной связи

$$\beta_{\text{вых}} = U_{0.c} / E_{\text{вых}} = 1 / [2 (1 + \sigma_2)]. \quad (17.28)$$

Для входного трансформатора при равновесии моста

$$R_{\text{вх}} / R_{\beta \text{ вх}} = W_2 / W_3 = \sigma_1 \quad \text{или} \quad R_{\beta \text{ вх}} = R_{\text{вх}} / \sigma_1,$$

где σ_1 — коэффициент несимметрии обмоток выходного трансформатора. Для согласования усилителя по входу пересчитанное сопротивление источника $R_r = R_{\text{вх}} + R_{\beta \text{ вх}} = R_{\text{вх}} (1 + 1/\sigma_1)$ (рис. 17.9,б). Обозначим коэффициенты трансформации входного трансформатора через $n_1 = W_2 / W_1$, $m_1 = W_3 / W_1$. Тогда $R'_r = R_r (n_1 + m_1)^2 = R_r n_1^2 (1 + 1/\sigma_1)^2$ или $R_r = R_{\text{вх}} (1 + 1/\sigma_1) / [n_1^2 (1 + 1/\sigma_1)^2] = R_{\text{вх}} / [n_1^2 (1 + 1/\sigma_1)]$. Отсюда необходимый коэффициент трансформации входного трансформатора

$$n_1 = \sqrt{R_{\text{вх}} \sigma_1 / [R_r (1 + 1/\sigma_1)]}. \quad (17.29)$$

Коэффициент передачи от источника сигнала ко входу усилителя (рис. 17.9,б)

$$k_{\text{вх}} = \frac{U_1}{E_r} = \frac{E_r n_1 (1 + 1/\sigma_1)}{E_r 2 (1 + 1/\sigma_1)} = \frac{n_1}{2}. \quad (17.30)$$

Коэффициент передачи последовательной обратной связи $\beta_{\text{вх}}$ от зажимов б—б ко входу усилителя при коротком замыкании входной цепи равен единице, так как сопротивление обмоток W_2 и W_3 при этом принимаем равным нулю. Тогда коэффициент усиления усилителя при глубокой отрицательной обратной связи

$$K_{0.c} = \frac{k_{\text{вх}} k_{\text{вых}}}{\beta_{\text{вх}} \beta_{\text{вых}} \beta_{0.c.0}} = \frac{n_1 \sigma_2 2 (1 + \sigma_2)}{2 \cdot 2 n_2 (1 + \sigma_2) \beta_{0.c.0}} = \frac{n_1 \sigma_2}{2 n_2 \beta_{0.c.0}}. \quad (17.31)$$

СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА РАБОТЫ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

В транзисторных усилителях с непосредственной связью между каскадами для стабилизации режима работы используют последовательные и параллельные отрицательные обратные связи по постоянному току. Существует несколько

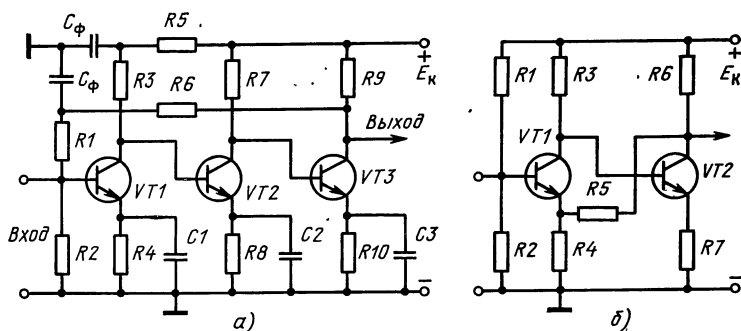


Рис. 17.10. Схема стабилизации режима работы многокаскадного усилителя обратными связями по постоянному току:

а — схема трехкаскадного усилителя с параллельной обратной связью коллектор — база, б — схема двухкаскадного усилителя с обратной связью коллектор — эмиттер

ко вариантов реализации обратных связей, которые можно подразделить на следующие типы: коллектор — база, коллектор — эмиттер, эмиттер — база, эмиттер — эмиттер.

При обратной связи «коллектор-база» (рис. 17.10,а) точка покоя первого каскада стабилизируется за счет комбинированной обратной связи. При непосредственной связи между каскадами наибольшее влияние оказывает изменение тока первого транзистора, так как изменение напряжения на коллекторе $VT1$ за счет изменения тока усиливается остальными каскадами. Увеличение тока первого транзистора приводит к уменьшению тока второго и увеличению тока транзистора $VT3$. В этом случае напряжение на коллекторе $VT3$ уменьшается, что приводит к уменьшению смещения на базе $VT1$.

При обратной связи коллектор — эмиттер (рис. 17.10,б) отрицательная обратная связь с коллектора второго транзистора подается на эмиттер первого. Такую обратную связь используют при четном числе транзисторов. В данной схеме уменьшение тока $VT2$ за счет увеличения тока $VT1$ приводит к повышению потенциала коллектора $VT2$, а следовательно и эмиттера $VT1$, в результате чего происходит уменьшение тока транзистора $VT1$. Анализ схем стабилизации режимов усилителей с непосредственной связью показывает, что лучшие результаты получаются при использовании обратной связи типа эмиттер — база

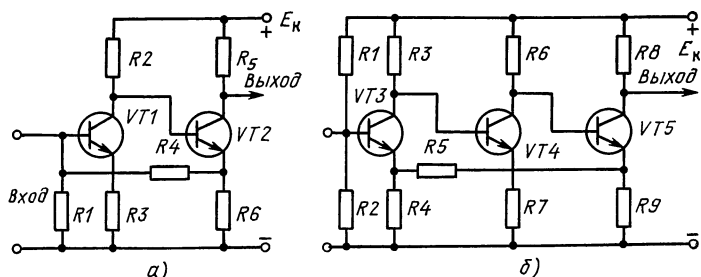


Рис. 17.11. Схема стабилизации режима работы многокаскадного усилителя:

а — схема двухкаскадного усилителя с параллельной обратной связью эмиттер — база, б — схема трехкаскадного усилителя с параллельной обратной связью эмиттер — эмиттер

и эмиттер — эмиттер (рис. 17.11), так как обратные связи, идущие с коллектора, вызывают необходимость установки дополнительных развязывающих фильтров, понижают коэффициент усиления каскада и увеличивают потребление тока в схеме.

Введение отрицательной обратной связи параллельного типа по постоянному току увеличивает стабильность режимов усилителей, делает их менее зависимыми от разбросов параметров транзисторов, сопротивлений и температур. Наиболее совершенны с точки зрения стабильности режимов усилители с непосредственной связью, охваченные цепью параллельной обратной связи, идущей с эмиттера четного каскада на базу первого каскада. Обратная связь эмиттер — эмиттер обладает меньшими стабилизирующими свойствами, чем связь эмиттер — база, но ее введение практически не изменяет коэффициент усиления усилителя. В многокаскадных усилителях может быть целесообразно одновременное применение обратных связей эмиттер — база и эмиттер — эмиттер.

Выводы. 1. Применение отрицательной обратной связи по току или напряжению существенно влияет на параметры усилителя. Изменяются входное и выходное сопротивления, улучшаются частотные свойства, стабилизируется коэффициент усиления. Однако при этом входное и выходное сопротивления каскада, как правило, зависят от сопротивления нагрузки, источника сигнала и коэффициента усиления усилительного элемента. Поэтому для обеспечения независимости входного и выходного сопротивлений усилителя от сопротивления нагрузки и источника сигнала используют комбинированную обратную связь мостового типа. 2. Для стабилизации режима работы многокаскадных усилителей с непосредственной связью используют отрицательные обратные связи по постоянному току.

17.3. УСИЛИТЕЛИ С ОБЩЕЙ ПЕТЛЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЯ

Для обеспечения заданных параметров усилителя, в частности высокой стабильности коэффициента усиления усилителя и малых нелинейных искажений, глубина обратной связи $A^* = 1 + K^* \beta_{0.c}$ должна быть в пределах от нескольких десятков до нескольких сотен. Такую глубину обратной связи нельзя получить от однокаскадного усилителя, охваченного отрицательной обратной связью. Поэтому практические схемы усилителей состоят из нескольких каскадов, где весь усилитель или часть его охвачены общей обратной связью. Наличие общей обратной связи не исключает применения ее в отдельных каскадах (рис. 17.12). Для удобства анализа усилителя можно заменить каскады с местными обратными связями, эквивалентными по параметрам каскадами без обратных связей, и полагать, что усилитель охвачен однопетлевой общей обратной связью. Такая замена почти всегда допустима при анализе схемы в рабочем диапазоне частот.

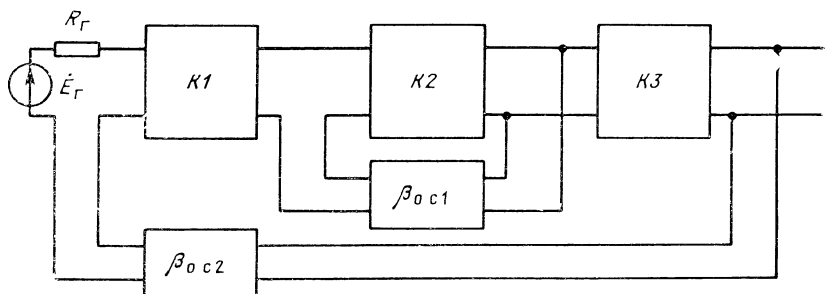


Рис. 17.12. Структурная схема многокаскадного усилителя с многопетлевой ОС

Однопетлевая общая обратная связь может быть последовательной, параллельной или комбинированной как по входу, так и по выходу усилителя. Следовательно, многокаскадный усилитель можно рассматривать как однокаскадный с эквивалентными параметрами $\underline{Z}_{вх}$, $\underline{Z}_{вых}$, $\underline{K}_{общ}$, охваченный отрицательной обратной связью с коэффициентом передачи $\underline{\beta}_{о.с}$, где $\underline{K}_{общ} = \underline{K}_1 \underline{K}_2 \dots \underline{K}_n$. Коэффициент усиления такого усилителя

$$\begin{aligned} \underline{K}_{о.с\ общ}^* &= \underline{K}_{общ}^* / (1 - \underline{K}_{общ} \underline{\beta}_{о.с}) = \\ &= \underline{K}_{о.с\ общ}^* \exp(j\varphi) / (1 - \underline{K}_{общ} \exp[j(\varphi + \varphi_\beta)]), \end{aligned} \quad (17.32)$$

где φ — суммарный фазовый сдвиг, вносимый всеми каскадами усилителя, φ_β — фазовый сдвиг, вносимый цепью обратной связи.

Если знаменатель данного выражения становится равным нулю, то коэффициент усиления такого усилителя равен бесконечности, что означает наличие выходного напряжения в отсутствие входного. В этом случае усилитель превращается в источник незатухающих колебаний — генератор. Происходит самовозбуждение усилителя или потеря его устойчивости.

Условием, при котором усилитель теряет устойчивость, является $K_{общ}^* \beta_{о.с} e^{j(\varphi + \varphi_\beta)} = 1$. Это может быть в том случае, когда:

$$1) K_{общ}^* \beta_{о.с} = 1; \quad 2) \varphi + \varphi_\beta = 0, \quad 2\pi n, \quad (17.33)$$

где n — целое число.

Следовательно, для того чтобы усилитель с обратной связью работал устойчиво, необходимо выполнение следующих условий:

1. Если в определенном диапазоне частот петлевое усиление $K_{общ}^* \beta_{о.с} \geq 1$, то суммарный фазовый сдвиг по петле $\varphi_\tau = \varphi + \varphi_\beta = 0$ или $2\pi n$.

2. Если на каких-то частотах фазовый сдвиг по петле $\varphi_\tau = \varphi + \varphi_\beta = 0$ или $2\pi n$, то петлевое усиление $K_{общ}^* \beta_{о.с} < 1$.

Введение отрицательной обратной связи предполагает сдвиг фазы по петле $\varphi_\tau = \varphi + \varphi_\beta = \pi$. Однако примерный фазовый сдвиг по петле 180° можно осуществить в сравнительно небольшом диапазоне частот. За счет фазовых сдвигов, вносимых переходными цепями усилителя и усилительными элементами, а также элемен-

тами цепи обратной связи, сдвиг фазы по петле может достигнуть 0 или 360° . Если при этом петлевое усиление окажется выше единицы, то произойдет возбуждение усилителя на той частоте, где угол $\varphi_T = 0$ или 360° .

Для примера рассмотрим фазовые характеристики резисторных каскадов, которые для одного каскада изменяются в пределах $+\pi/2 \dots -\pi/2$ (рис. 17.13, кривая 1). Как видно из рис. 17.13, фазовый сдвиг по петле однокаскадного усилителя не может достигать 0 или 360° . Поэтому однокаскадный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью, является абсолютно устойчивым. При наличии двух одинаковых каскадов фазовый сдвиг усилителя будет изменяться от плюс π до минус π (кривая 2), поэтому фазовый сдвиг по петле двухкаскадного усилителя может достигать 0 или 360° на частотах, равных нулю или бесконечности. Коэффициент усиления усилителя на данных частотах равен нулю, поэтому двухкаскадный усилитель с ООС является также устойчивым. На практике в двухкаскадном транзисторном усилителе за счет дополнительных фазовых сдвигов, вносимых биполярными транзисторами или цепью ООС, может возникнуть генерация. В трехкаскадном усилителе фазовый сдвиг φ (кривая 3) изменяется в пределах $+(3/2)\pi \dots -(3/2)\pi$ и на частотах f_{01} и f_{02} (рис. 17.13) сдвиг по петле составляет 0 и 2π . Если на этих частотах петлевое усиление $K^*_{обш\beta_{о.с}} \leq 1$, то усилитель потеряет устойчивость. Следовательно, многокаскадные усилители, охваченные отрицательной обратной связью, могут потерять устойчивость.

Устойчивым называют такой усилитель, который в условиях эксплуатации (при включении, изменении нагрузки, замене или старении усилительных элементов и т. д.) не может самовозбудиться. Любая система с обратной связью оказывается устойчивой, если она, будучи выведенной из состояния равновесия, после прекращения внешнего воздействия стремится вернуться к своему прежнему состоянию. Так, например, усилитель с обратной связью обладает свойствами устойчивости, если при включении или выключении ранее приложенного к его входным зажимам постоян-

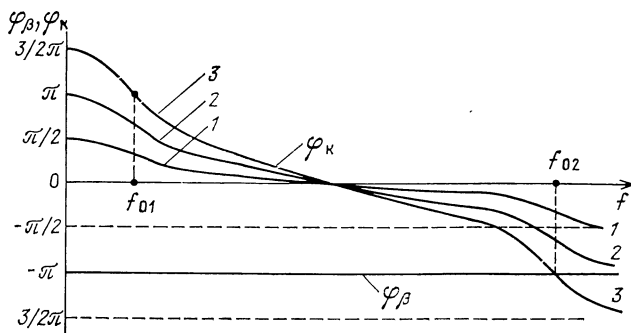


Рис. 17.13. Фазовые характеристики усилителя переменного тока

ного напряжения изменение выходного напряжения (тока) принимает характер аperiодического разряда или затухающих колебаний, когда $u_2(t)$ или $i_2(t)$ стремится к нулю.

В неустойчивом усилительном устройстве с обратной связью в отмеченных условиях возникает аperiодически нарастающее во времени напряжение (ток) или же возникает напряжение (ток) в виде колебаний с увеличивающейся во времени амплитудой. Поэтому основным требованием, предъявляемым к усилительному устройству с обратной связью, является его устойчивая работа, т. е. отсутствие вредной паразитной генерации или эффекта самопроизвольного возрастания выходного напряжения.

Грань, разделяющая режимы устойчивой и неустойчивой работы, формируется в виде критерия устойчивости. Знание критерия устойчивости позволяет судить о том, как ведет себя система при определенном значении ее параметров. При исследовании усилительных устройств с обратной связью наиболее удобным оказывается критерий Найквиста. Найквист предложил судить об устойчивости системы по расположению частотно-фазовой характеристики петлевого усиления $T = K^* \beta_{o.c.}$, т. е. усиления вдоль разомкнутой петли обратной связи. Частотно-фазовая характеристика петлевого усиления экспериментально может быть определена только при условии, что в разомкнутом состоянии система устойчива.

Усилительное устройство с обратной связью устойчиво, если его частотно-фазовая характеристика петлевого усиления, представленная замкнутой кривой, описываемая концом вектора $\beta_{o.c.} K^*$ в полярных координатах, при изменении частоты от 0 до ∞ не охватывает точку с координатами 1,0 (рис. 17.14). Данная кривая называется годографом. У усилителя переменного тока при $\omega=0$ и $\omega=\infty$ коэффициент усиления $K=0$, поэтому частотно-фазовая характеристика представляет собой замкнутый контур. На рис. 17.14 приведены диаграммы петлевого усиления для двухкаскадного и трехкаскадного усилителей переменного тока.

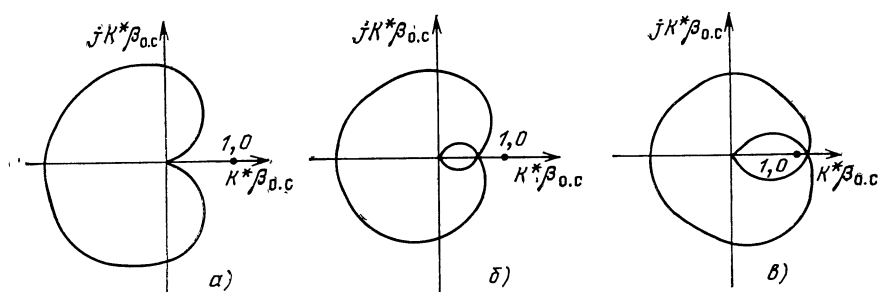


Рис. 17.14. Диаграммы петлевого усиления (диаграммы Найквиста) для усилителей переменного тока с ООС:

а — устойчивого двухкаскадного, б — устойчивого трехкаскадного, в — неустойчивого трехкаскадного

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ С ООС

Вследствие разброса и непостоянства параметров элементов усилителей, а также изменения сопротивления нагрузки, температуры и т. д. необходимо обеспечивать определенный запас устойчивости усилителя. Поэтому частотно-фазовая характеристика петлевого усиления должна проходить в окрестности точки $N(1,0)$ на известном расстоянии. Следовательно, устройство должно быть устойчиво при всех значениях параметров усилительных элементов и элементов цепей, ограниченных определенными допусками, а также при всех возможных по условиям эксплуатации сопротивлениях нагрузки и внутреннем сопротивлении источника сигнала.

Для многокаскадных усилителей с обратной связью вводится запас по модулю и фазе, который должен составлять около 3 дБ на каждый каскад, входящий в петлю обратной связи, и запас по фазе $\theta = 10 \dots 20^\circ$.

Для повышения устойчивости усилителей применяют следующие меры:

1. Снижение петлевого усиления на частотах, где $\varphi_T = 0; 2\pi$.
2. Коррекцию АЧХ петлевого усиления.

Снижение петлевого усиления на частотах, где фазовый сдвиг усилителя составляет величину, нечетно кратную π , обычно осуществляют в том случае, когда полоса пропускания усилителя больше рабочей полосы частот. Для этого уменьшают полосу пропускания как на нижних, так и на верхних частотах. Сужение полосы пропускания на нижних частотах осуществляется определенным выбором параметров переходных цепей на верхних частотах — шунтированием выхода одного или нескольких каскадов усилителя конденсатором небольшой емкости.

Устойчивость усилителя на нижних частотах можно обеспечить, используя каскады с непосредственными связями, где фазовая характеристика усилителя начинается с 0° . Тогда на нижних частотах фазовый сдвиг по петле φ_T не может быть равен 0 или 360° . Для уменьшения петлевого усиления также желательно охватывать обратной связью меньшее число каскадов, которые имеют сравнительно небольшие фазовые сдвиги. Из-за этого не следует вводить обратную связь в первичную обмотку входного трансформатора или снимать ее со вторичной обмотки выходного трансформатора, так как сами трансформаторы дают большие фазовые сдвиги. Увеличения допустимой величины обратной связи в многокаскадном усилителе можно добиться, используя в нем каскады с различной полосой пропускания. Так, например, при одном каскаде трехкаскадного резисторного усилителя с полосой пропускания в 10 раз больше или меньше двух других критическое значение $K^* \beta_{0.c}$ примерно в 3 раза больше, чем при одинаковых частотах среза.

В многокаскадных усилителях с глубокой ООС, имеющих широкую полосу пропускания, применяют корректирующие контуры.

Использование корректирующих контуров (цепочек) позволяет очень сильно увеличить допустимую глубину отрицательной обратной связи. Для каждой части частотного диапазона (область нижних частот и верхних частот) применяют самостоятельные корректирующие контуры, которые могут быть включены вместе в какую-либо одну цепь. Тем не менее влияние каждого контура сказывается лишь в соответствующей части диапазона. Схема каскада, содержащего корректирующие цепи RC для НЧ и ВЧ, приведена на рис. 17.15,а.

Корректирующая цепь R_n, C_n снижает коэффициент усиления каскада на нижних частотах и сдвигает область больших фазовых сдвигов в область очень низких частот. Коррекция частотно-фазовой характеристики в области верхних частот осуществляется с помощью элементов R_v, C_v , которые на этих частотах приводят к аналогичным результатам. Изменение частотной и фазовой характеристики каскада с коррекцией на верхних частотах приведено на рис. 17.15,б, где штриховой линией показана частотная и фазовая характеристики с коррекцией, сплошной линией — без коррекции.

При расчете транзисторных усилителей с глубокой ООС необходимо считаться с тем, что транзисторы в области высших частот вносят большие фазовые сдвиги, достигающие сотни градусов. Поэтому расчет устойчивых усилителей, выполненных на транзисторах с глубокой ООС, является сложной задачей. В таких усилителях, как правило, применяется сложная коррекция с использованием RC - и LC -цепей, где корректирующие двухполосники можно включать как в цепь межкаскадной связи, так и в цепь местных обратных связей.

В качестве примера рассмотрим упрощенную схему линейного усилителя аппаратуры К-3600 с рабочим диапазоном частот 720—19 872 кГц (рис. 17.16,а). Усилитель содержит четыре усилительных каскада, входной и выходной трансформаторы. Транзисторы первой (2Т355) и третьей ступени (2Т610А) включены

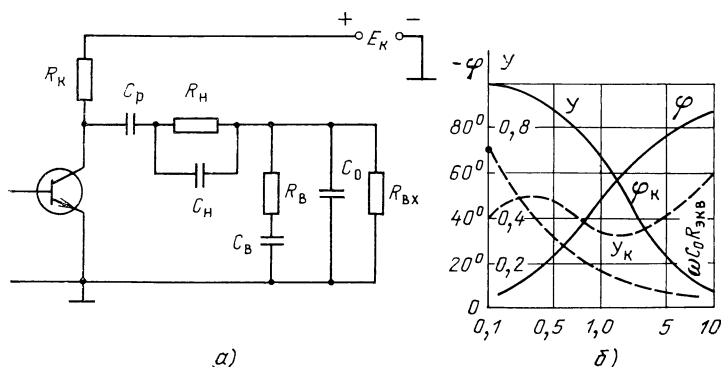


Рис. 17.15. Схема каскада с коррекцией АЧХ на низких и высоких частотах:
а — принципиальная схема, б — АЧХ каскада на верхних частотах

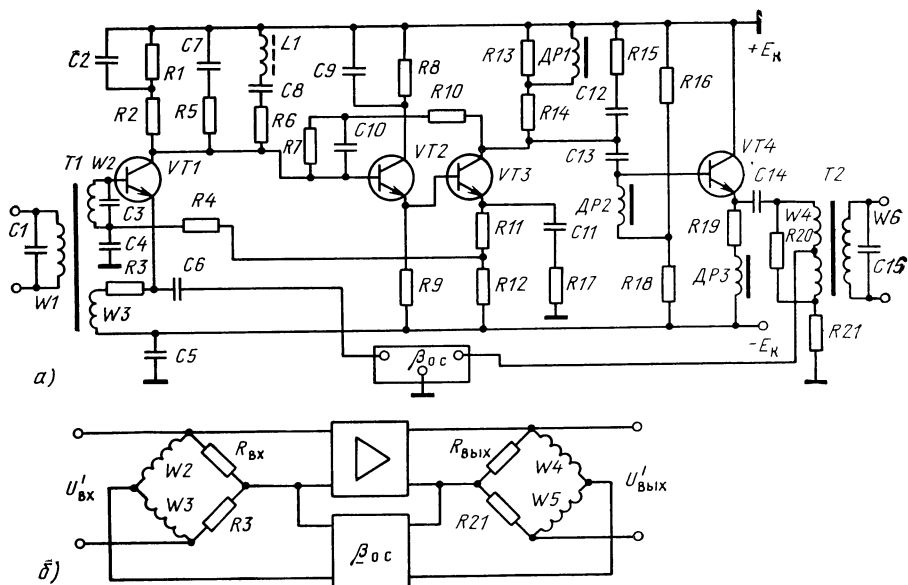


Рис. 17.16. Схема широкополосного усилителя с глубокой ООС мостового типа: а — упрощенная схема линейного усилителя аппаратуры К-3600, б — функциональная схема

по схеме с общим эмиттером, второй (2Т355) и четвертой (2Т904А) — по схеме с общим коллектором. Связи между тремя первыми ступенями непосредственные, выходная ступень подключена через разделительный конденсатор $C13$. Для уменьшения шунтирующего действия делителя $R16R18$ включен дроссель ДР2. Три первые ступени охвачены обратной связью по постоянному току, что обеспечивает необходимую стабилизацию режимов транзисторов $R1C2$; $R8C9$ — фильтры в цепи питания транзисторов $VT1$ и $VT2$; $R13$ ДР1; $C11$, $R17$ корректируют частотную характеристику усилителя. Для обеспечения требуемых сопротивлений входа и выхода применяют комбинированную ООС мостового типа. Мостовые схемы создаются с помощью специальных обмоток трансформаторов $T1$ и $T2$ и балансных резисторов $R3$ и $R21$ (рис. 17.16, б). Применение входного и выходного трансформаторов, кроме того, обеспечивает согласование усилителя по входу и выходу по сопротивлению нагрузки и уровню шума. Элементы $C7$, $R5$; $L1$, $C8$, $R6$; $C12$, $R15$ формируют амплитудно-частотную характеристику петлевого усиления, обеспечивая необходимый запас устойчивости усилителя. Последовательная ветвь цепи общей ООС $\beta_{0.c}$ определяет частотную характеристику усилителя.

17.4. ПАРАЗИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ. СПОСОБЫ ИХ УМЕНЬШЕНИЯ

Под паразитной обратной связью понимается такая связь, которая существует помимо нашего желания и может быть как отрицательной, так и положительной. Наличие паразитной обратной

связи ухудшает электрические показатели усилителя за счет дополнительных линейных и нелинейных искажений. Достаточно сильная паразитная связь может привести к самовозбуждению усилителя. Паразитная обратная связь, как правило, оказывается частотно-зависимой, что ухудшает характеристики усилителя, особенно в тех участках диапазона, где она становится положительной. Основными видами паразитных связей являются: *электростатические, магнитные, электромагнитные, электромеханические и связи через общий источник питания.*

Электростатическая паразитная связь возникает за счет емкостной связи между каскадами или выходными и входными зажимами усилителя и представляет собой параллельную обратную связь по напряжению. Для уменьшения электростатической связи каскады усилителей располагают в виде линейки для разнесения узлов усилителя с низким и высоким уровнями.

Магнитная связь возникает за счет близко расположенных входных и выходных трансформаторов, а также за счет наводок в проводах токами, протекающими в соседних цепях. Для уменьшения магнитных связей необходимо правильно располагать входные и выходные трансформаторы и применять магнитное экранирование. При креплении трансформатора на стальном шасси необходимо устанавливать немагнитные прокладки.

Электромагнитные связи на сверхвысоких частотах возникают за счет распределенной индуктивности и емкости выводов, соединительных проводников, которые образуют колебательную систему, резонирующую в диапазоне несколько мегагерц и выше. Электромеханическая связь возникает за счет вибраций и в транзисторных усилителях, как правило, мала.

Рассмотренные паразитные обратные связи могут быть устранены путем определенных мер и рациональной конструкции усилителя. Значительно хуже обстоит дело с паразитными обратными связями, которые возникают через цепи питания. Паразитная обратная связь через источник питания в многокаскадном усилителе возникает за счет протекания токов сигнала всех каскадов через общий источник питания. Эти токи создают на его внутреннем сопротивлении падение напряжения, которое является напряжением паразитной обратной связи, так как оно через коллекторные цепи и делители напряжения поступает в цепи управляющих электродов усилительных элементов. Рассмотрим действие обратной связи через источник питания на примере трехкаскадного усилителя (рис. 17.17). Напряжение $U_{п.о.с}$ действует между шинами питания. Оно поступает на вход каждого каскада после деления на соответствующих резисторах. Так напряжение

$$U_{п.о.с1} = U_{п.о.с} \frac{R_{д2} \parallel R_{вх}}{R_{д1} + R_{д2} \parallel R_{вх}} ;$$

$$U_{п.о.с2} = U_{п.о.с} \frac{R_{д4} \parallel R_{вх2}}{R_{д3} + R_{д4} \parallel R_{вх2}} \text{ и т. д.}$$

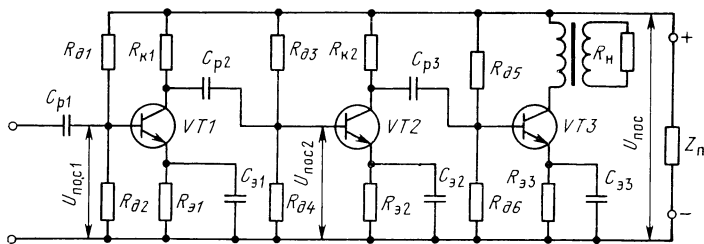


Рис. 17.17. Паразитная обратная связь через общий источник питания

Эти напряжения затем усиливаются и создают выходные токи, которые вызывают падение напряжения на сопротивлении источника питания, которое снова поступает на вход усилительных элементов. При этом напряжения на входе первого и третьего каскада совпадают по фазе, т. е. между первым и третьим каскадами на низких частотах может образоваться положительная обратная связь. Для уменьшения паразитных ОС обычно применяют следующие меры:

к зажимам источника питания подключают конденсатор большой емкости C_Φ или увеличивают емкость конденсатора на выходе выпрямителя, что уменьшает $R_{ист}$ по переменному току (рис. 17.18,а);

применяют электронный стабилизатор, обладающий очень малым внутренним сопротивлением;

применяют развязывающие фильтры в цепях питания, что является наиболее экономичным способом уменьшения паразитных обратных связей через источник питания.

Развязывающие фильтры в многокаскадном усилителе можно **включать друг с другом последовательно, параллельно и смешанно**. Последовательное включение (рис. 17.18,а) экономичнее, так как при нем для первых каскадов используют фильтрующее действие фильтров последующих каскадов. Однако в широкополосных каскадах на низких частотах за счет увеличения сопротивления емкостей фильтров возникает дополнительная обратная связь

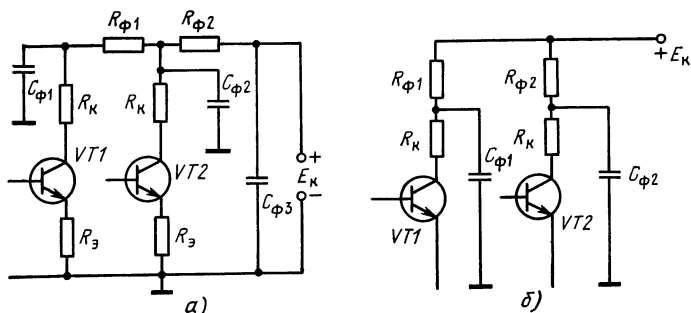


Рис. 17.18 Схема питания выходных цепей усилителя от одного источника а — при последовательном включении развязывающих фильтров, б — при параллельном включении развязывающих фильтров

на сопротивлениях R_Φ . В связи с этим нередко приходится применять и параллельное включение (рис. 17.18,б). Коэффициент фильтрации фильтра RC-типа определяется как

$$\Phi_\Phi = \sqrt{1 + (\omega C_\Phi R_\Phi)^2} \approx \omega C_\Phi R_\Phi.$$

Обычно $\Phi_\Phi \approx 10 \dots 50$; R_Φ выбирают, исходя из того, что падение постоянной составляющей на резисторе должно быть в пределах $(0,05 \dots 0,2) E$. Тогда емкость фильтра $C_\Phi = \Phi_\Phi / \omega R_\Phi$. При последовательном включении цепей фильтра следует помнить, что коэффициенты фильтрации перемножаются. В некоторых случаях, особенно при небольшой нижней граничной частоте или неравномерности вершины импульса, фильтр $R_\Phi C_\Phi$ используется для низкочастотной коррекции.

Выводы. 1. Многокаскадные усилители с общей ООС могут потерять устойчивость. Потеря устойчивости (самовозбуждение) усилителя возможна в том случае, если при суммарном фазовом сдвиге по петле на каких-то частотах, равном нулю, коэффициент петлевого усиления $K^* \beta_{o.c} \geq 1$. Поэтому в таких усилителях применяют меры по обеспечению необходимого запаса устойчивости путем формирования АЧХ усилителя таким образом, чтобы на частотах, где $\varphi_\tau = 0$, $K^* \beta_{o.c} < 1$, что обеспечивается включением корректирующих элементов. 2. Самовозбуждение усилителя может возникнуть также за счет паразитных обратных связей, из них наиболее опасными являются паразитные обратные связи через общий источник питания, где для их устранения применяются развязывающие фильтры в цепях питания усилительных элементов.

17.5. РЕГУЛИРОВКИ В УСИЛИТЕЛЯХ

Регулировка усиления заключается в изменении амплитуды сигнала, и ее широко используют в элементах тракта передачи сигнала, в том числе и в усилителях. Например, в бытовой радиоаппаратуре для установки желаемого уровня громкости и тембра, в радиопередающем устройстве для регулировки амплитуды модулирующего сигнала, чтобы коэффициент модуляции не превышал единицы, при приеме телевизионных изображений для регулировки контрастности и яркости, в аппаратуре систем передачи многоканальной связи для восстановления нормального сигнала при изменении затухания кабеля, в измерительной технике для выбора соответствующих пределов измерения и т. д. Регулировки также требуются после ремонта отдельных узлов усилителя, замены усилительных элементов.

Регулировка в усилителях может осуществляться как механическим воздействием оператора на регулятор, так и изменением управляющего напряжения — дистанционно или автоматически.

Ручные регуляторы. Ручные регуляторы представляют собой приборы, коэффициент передачи которых изменяется при непосредственном воздействии оператора. Ручная регулировка может

быть ступенчатой и плавной. Ступенчатая регулировка может осуществлять изменение усиления в очень широких пределах до 100 дБ и более. Глубина регулировки определяется как отношение максимального и минимального коэффициентов усиления в логарифмическом масштабе: $D_{\text{дБ}} = 20 \lg(K_{\text{max}}/K_{\text{min}})$. Простейшим ручным регулятором является переменный резистор, включенный перед усилителем или после первых его каскадов. Включение потенциометра перед усилителем устраняет перегрузку первого каскада сильными сигналами, которая могла бы привести к появлению больших нелинейных искажений, однако в этом случае ухудшается отношение сигнал-шум. При включении после первых каскадов улучшается отношение сигнал-шум, так как на регулятор подается большая амплитуда полезного сигнала. Первый способ включения применяют при больших уровнях входного сигнала, а второй — при малом. При применении потенциометров для регулировки громкости в различной аппаратуре следует использовать непроволочные резисторы с показательным законом изменения сопротивления. Простейшие схемы ступенчатой и плавной регулировки приведены на рис. 17.19. Наличие паразитных емкостей в плечах омических делителей (в основном входная емкость каскада) приводит к изменению частотной характеристики входной цепи, а следовательно, и всего усилителя в целом. Так, при уменьшении уровня сигнала увеличивается шунтирующее действие емкости C_0 . Только на очень низких частотах можно считать, что коэффициент деления делителя $N = R_2/(R_1 + R_2)$ (рис. 17.19, а). Следовательно, изменение уровня сигнала будет приводить к изменению частотно-фазовой характеристики усилителя. В импульсных усилителях это будет приводить к искажению формы импульсов. Для устранения искажений используют компенсированные делители (рис. 17.20). Условие неискаженной работы многоступенчатого компенсированного делителя — равенство постоянных времени секций делителя. Такая неискажающая схема делителя может быть реализована только при условии равенства нулю внутреннего сопротивления источника. Однако параметры делителя можно выбрать так, чтобы дополнительные искажения, создаваемые делителем, были допустимо малы.

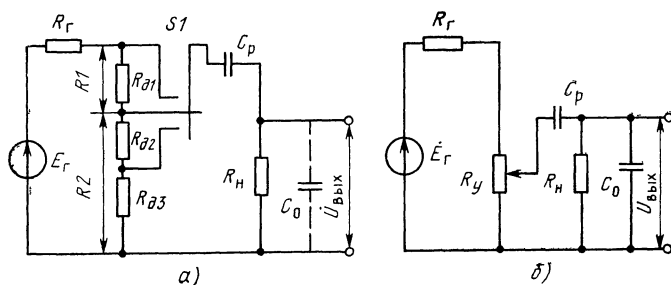


Рис. 17.19. Схемы регуляторов усиления
а — ступенчатая регулировка, б — плавная регулировка

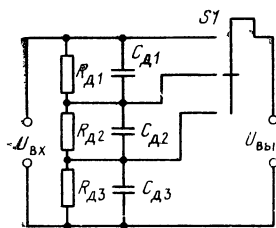


Рис. 17.20. Схема компенсированного делителя с равномерной частотной характеристикой

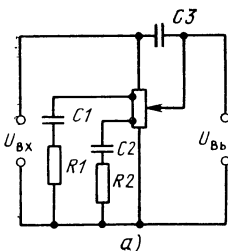
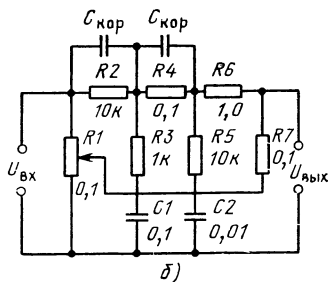


Рис. 17.21. Тонкомпенсированные регуляторы громкости



При использовании звуковоспроизводящей аппаратуры простые регуляторы не обеспечивают высокого качества воспроизведения звука при малых уровнях громкости. Из-за особенности слуха человеку кажется, что напряжение высоких и низких частот понизилось сильнее. Поэтому в высококачественной аппаратуре используют тонокомпенсированные регуляторы, которые создают подъем на верхних и нижних частотах с уменьшением уровня сигнала (рис. 17.21,а). Чем ниже положение регулятора, тем сильнее емкость $C3$ шунтирует в области верхних частот сопротивление регулятора, создавая подъем на верхних частотах. Подъем на нижних частотах обеспечивается благодаря влиянию емкостей. На рис. 17.21,б приведена схема компенсированного регулятора, которая дает очень хорошее приближение к кривым равной громкости.

РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЕМ РЕЖИМА УСИЛИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА

В транзисторных усилителях большое распространение получила регулировка уровня сигнала изменением тока эмиттера транзистора. Зависимость относительного коэффициента передачи тока транзистора в режиме малого сигнала приведена на рис. 17.22,б. Значение $I_{Э}$, при котором $h_{21э}$ становится максимальным, составляет для маломощных транзисторов около 2...8 мА. При изменении тока эмиттера от 0,1 до 1 мА изменение усиления происходит почти по линейному закону. Управление током эмиттера можно осуществлять путем изменения напряжения на эмиттере или изменением напряжения на базе (рис. 17.22,а). Поскольку ток базы транзистора, включенного с общим эмиттером, в $(1+h_{21э})$ раз меньше тока эмиттера, то это дает возможность регулировать усиление с помощью напряжения малой мощности. Иногда для уменьшения мощности управляемого напряжения в

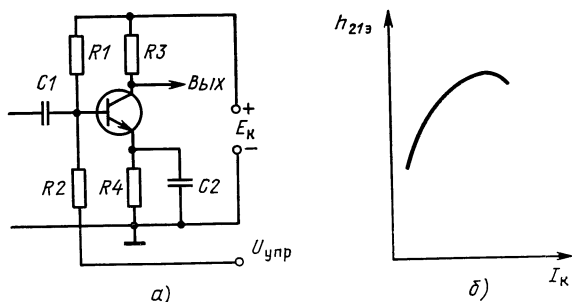


Рис. 17.22. Регулировка усиления изменением режима усилительного элемента: а — схема, б — зависимость коэффициента передачи от тока коллектора

цепь регулировки можно включать усилитель постоянного тока. Диапазон регулирования таких усилителей может составлять около 50 дБ.

РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЕМ ГЛУБИНЫ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Преимуществами методов регулировки усиления изменением обратной связи перед другими являются малые нелинейные искажения. Кроме того, регулировка не вызывает изменение режима работы усилительного элемента по постоянному току, и поэтому можно осуществить эффективную температурную стабилизацию. Включение регуляторов в цепь обратной связи не ухудшает соотношение сигнал-шум и очень широко используется в многоканальной аппаратуре систем передачи кабельных линий связи. Принципиальная схема регулировки усиления отрицательной обратной связью по току приведена на рис. 17.23.

Пределы регулировки в этой схеме ограничены появлением частотных искажений на верхних частотах за счет паразитной ем-

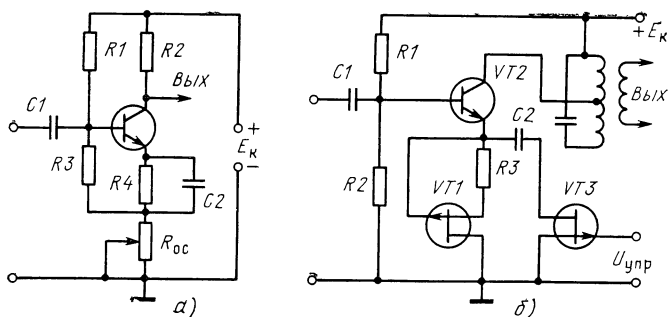


Рис. 17.23. Регулировка усиления изменением глубины отрицательной обратной связи:

а — с изменением режима по постоянному току, б — без изменения режима по постоянному току

кости C_0 , которая создает эффект эмиттерной ВЧ-коррекции. На рис. 17.23,б изображена принципиальная схема усилительного каскада, в котором регулировка усиления производится изменением глубины обратной связи с помощью транзистора $VT3$. Для обеспечения неизменного тока смещения в эмиттерной цепи биполярного транзистора $VT1$ включен полевой транзистор $VT2$. Этот же транзистор служит динамической нагрузкой эмиттерной цепи, что обеспечивает диапазон регулирования около 60 дБ.

РЕГУЛИРОВКА ТЕМБРА

В усилительных устройствах для звуковоспроизводящей аппаратуры требуется изменять частотную характеристику в различных участках диапазона. Это осуществляется с помощью регуляторов тембра, которые представляют собой частотно-зависимые связи усилителя. Для снижения помех от соседнего канала или уменьшения шумов при звукозаписи используют регуляторы, которые снижают усиление на верхних частотах при неизменном усилении на средних и нижних. Схема простейшего регулятора тембра приведена на рис. 17.24,а. При уменьшении сопротивления R_p емкость C шунтирует высокие частоты, что приводит к уменьшению полосы пропускания на верхних частотах. Частота среза $\omega_c \approx 1/R_{вх}C$, при этом $R_p \approx (10 \dots 20)R_{вх}$. Этот регулятор дает постоянный спад ЛАХУ с крутизной 6 дБ/окт.

Для уменьшения усиления на нижних частотах используется схема рис. 17.24,б. Действие этой цепочки аналогично низкочастотной коррекции. При максимальном R_2 увеличивается сопротивление нагрузки на каскад, что вызывает подъем частотной характеристики на нижних частотах.

Универсальная схема регулятора тембра приведена на рис. 17.25,а. Данная схема обеспечивает как подъем, так и спад

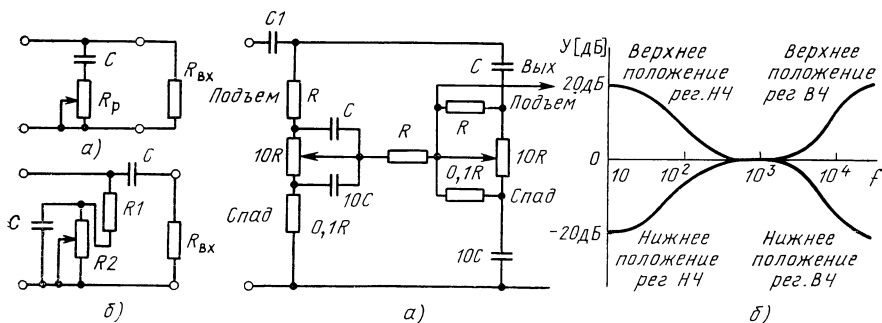


Рис. 17.24. Регуляторы тембра:

а — изменение усиления на верхних частотах, б — изменение усиления на нижних частотах

Рис. 17.25. Универсальный регулятор тембра:

а — схема, б — зависимость относительного коэффициента усиления от частоты при крайних положениях регулятора

АЧХ и на нижних, и на верхних частотах. С помощью отдельной регулировки можно изменять усиление на нижних частотах от -20 до $+20$ дБ, на верхних — от -16 до $+16$ дБ по отношению к средним частотам. При нижнем положении регулятора НЧ сигнал снимают с резистора с маленьким сопротивлением $0,1R$, что обеспечивает спад АЧХ на нижних частотах. При верхнем положении регулятора НЧ сигнал снимают с резистора с большим сопротивлением и с параллельного конденсатора $10C$, что обеспечивает подъем характеристики на нижних частотах. При нижнем положении регулятора ВЧ в цепь коррекции параллельно выходу включен конденсатор $10C$ через небольшое сопротивление $0,1R$, что приводит к уменьшению усиления на верхних частотах (спад АЧХ на ВЧ). При верхнем положении регулятора параллельно выходу подключена емкость $10C$ через большое сопротивление $10R$, что обеспечивает подъем АЧХ на верхних частотах по отношению к среднему положению регулятора ВЧ. Частотная характеристика регулятора приведена на рис. 17.25,б.

Выводы. 1. Для создания определенной амплитуды сигнала на выходе усилителя используются соответствующие регулировки. Применяются как частотно-зависимые, так и частотно-независимые регулировки. 2. Регулировки могут осуществляться изменением амплитуды на входе усилителя или на входе отдельных его каскадов, изменением режима работы усилительного элемента, изменением глубины отрицательной обратной связи.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Определите общий коэффициент усиления по напряжению трехкаскадного усилителя в децибелах, если коэффициент усиления каждого каскада $K_1=K_2=K_3=10$.

2. Каким образом суммируются коэффициенты частотных искажений и углы сдвига фаз, вносимых отдельными каскадами, в многокаскадном усилителе?

3. Может ли произойти выброс вершины импульса на выходе многокаскадного усилителя, если каждый из каскадов его не имеет?

4. Какие меры принимают для уменьшения мощности шума на выходе многокаскадного усилителя?

5. Определите входное сопротивление и коэффициент усиления K каскада на биполярном транзисторе (на низкой частоте) с отрицательной обратной связью по току, если $h_{21э}=60$; $h_{11э}=1000$ Ом; $R_{о.с}=100$ Ом; $R_н=1000$ Ом.

6. Определите выходное сопротивление эмиттерного повторителя, если $h_{11э}=1000$ Ом; $R_{э}=5000$ Ом; $h_{21э}=50$.

7. Какие меры применяют в многокаскадных усилителях для обеспечения независимости входного и выходного сопротивлений от изменения сопротивления нагрузки и сопротивления источника питания?

8. Что называют самовозбуждением или потерей устойчивости усилителя? При каких условиях возникает самовозбуждение усилителя?

9. Может ли усилитель с отрицательной обратной связью потерять устойчивость?

10. Назовите условия устойчивой работы многокаскадного усилителя с обратной связью.

11. Какие меры применяют для обеспечения устойчивости усилителя с отрицательной обратной связью?

12. Каковы причины возникновения паразитной обратной связи через общий источник питания? Как влияет эта обратная связь на свойства усилителя?

13. Какие меры применяют для уменьшения паразитной обратной связи?
14. Какие существуют способы регулировки в усилителях?
15. Для чего используют тонокомпенсированные регуляторы громкости?

Глава 18. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

18.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Усилители постоянного тока (УПТ) служат для усиления по напряжению, току и мощности медленно изменяющихся во времени сигналов, включая и их постоянную составляющую. Коэффициент усиления таких усилителей при понижении частоты сигнала до нуля не обращается в нуль, как у обычных усилителей переменного тока, а остается примерно постоянным в полосе частот $\omega = 0 \dots \omega_{\max}$, определяемой назначением усилителя. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики такого усилителя приведены на рис. 18.1.

Усилители постоянного тока используют в чувствительных гальванометрах; для регистрации фотопотока при медленно изменяющейся освещенности; для усиления ЭДС термопар; для измерения ионных токов, текущих в коллекторах масс-спектрометров; в устройствах автоматического регулирования и управления; стабилизаторах напряжения и тока; для измерения магнитного поля; в осциллографах для исследования медленно меняющихся процессов; в аппаратуре связи. Кроме того, УПТ применяют для усиления сигналов по мощности в оконечных каскадах, нагрузкой которых являются исполнительные элементы (обмотки электродвигателей и генераторов постоянного тока, электромашинных усилителей, поляризованных электромагнитных реле). Усилители постоянного тока — основные элементы электронных моделирующих машин.

По принципу действия и схемному выполнению УПТ делят на два основных вида: усилители постоянного тока прямого усиления или УПТ с гальванической связью, и усилители постоянного тока с преобразованием сигнала.

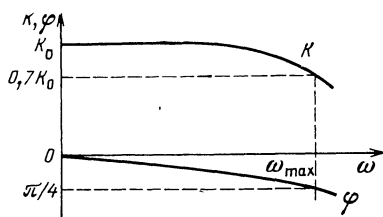


Рис. 18.1. Частотно-фазовая характеристика УПТ

18.2. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

Принцип построения усилителей постоянного тока прямого усиления заключается в использовании цепей межкаскадных связей, полоса пропускания которых не ограничена со стороны нижних частот, т. е. цепей, не содержащих разделительных конденсаторов или трансформаторов. Элементами гальванической связи являются те элементы, которые обладают проводимостью для

сколь угодно медленно изменяющегося тока: резисторы, диоды, стабилитроны и т. д. Если в качестве такого элемента используется проводник, то такую связь принято называть непосредственной (рис. 18.2). В данной схеме напряжение сигнала с коллектора предыдущего транзистора поступает на базу последующего. При проектировании усилителей постоянного тока с гальваническими связями необходимо согласовать относительно большой потенциал коллектора (особенно анода лампы) с сравнительно низким потенциалом базы транзистора или отрицательным потенциалом управляющей сетки электронной лампы. В транзисторных усилительных каскадах такое согласование осуществляется тем, что падение напряжения на эмиттерном сопротивлении каждого последующего транзистора берут выше, чем предыдущего, настолько, чтобы выполнялось равенство

$$U_{R_{\varepsilon 02}} + U_{B_{\varepsilon 02}} = U_{R_{\varepsilon 01}} + U_{K_{\varepsilon 01}}.$$

Резисторы $R_{\varepsilon 1}$, $R_{\varepsilon 2}$, $R_{\varepsilon 3}$ в схеме осуществляют стабилизацию точки покоя транзисторов за счет отрицательной обратной связи по току, однако эти резисторы создают в каждом каскаде отрицательную обратную связь и для полезного сигнала, за счет чего снижается коэффициент усиления усилителя. Поскольку сопротивление каждого последующего резистора, включенного в цепь эмиттера, возрастает, то особенно сильная обратная связь получается в последнем каскаде. Коэффициент усиления данного каскада может быть меньше единицы, если $R_{\varepsilon 3} > R_{K3}$. В связи с этим непосредственную связь между каскадами неrationально выполнять в усилителях, имеющих число каскадов больше трех.

В отсутствие напряжения сигнала на входе усилителя напряжение на выходе усилителя должно быть равно нулю. Для компенсации постоянной составляющей на выходе (напряжения на коллекторе оконечного транзистора) вводят компенсирующий делитель $R3$, $R4$, т. е. нагрузку включают в мост, плечи которого состоят из резистора $R_{\varepsilon 3}$, сопротивления R_{K3} , транзистора $VT3$ и делителя $R3$, $R4$. Делитель напряжения $R1$, $R2$ компенсирует падение напряжения, поступающего на источник сигнала с делителя $R_{д1}$, $R_{д2}$, и сохраняет смещение на входе транзистора $VT1$ при включении или выключении источника сигнала. Таким образом,

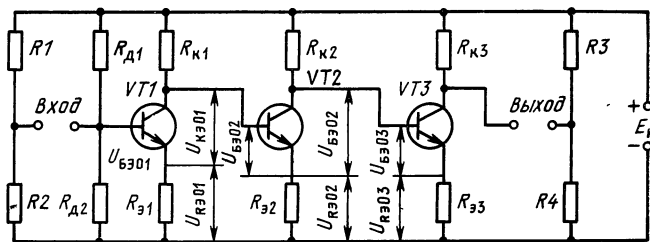


Рис 18.2. Многокаскадный УПТ с непосредственными связями между каскадами

падение напряжения на резисторе R_2 должно быть равно напряжению на базе первого транзистора по отношению к общему проводу. Недостатком несимметричного варианта схемы усилителя постоянного тока с прямой межкаскадной связью, кроме низкого усиления второго и третьего каскадов, является отсутствие общего провода между входной и выходной цепями, который необходим, если источник сигнала и нагрузка имеет общую точку («землю»). Указанные недостатки могут быть устранены при использовании усилителей с потенциометрической межкаскадной связью (рис. 18.3). Здесь входная и выходная цепи имеют общий провод, а питание осуществляется от двух источников постоянного тока — источника питания коллекторов транзисторов и дополнительного источника, с помощью которого происходит компенсация излишнего напряжения, поступающего с коллекторов предыдущих транзисторов на базу последующих, т. е. за счет дополнительного источника и делителя напряжения осуществляется необходимый сдвиг уровня постоянного напряжения. По данной схеме строят не только транзисторные, но и ламповые каскады.

Для стабилизации режима работы каскадов усилителя можно применять как индивидуальную, так и многопетлевую обратную связь, охватывающую несколько каскадов. При потенциометрической схеме (рис. 18.3) сопротивление резисторов в эмиттерной цепи может быть меньше, чем в схеме с непосредственной связью. Следует иметь в виду, что наличие потенциометрической связи между каскадами приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя, так как коэффициент передачи цепочки связи делителя $k_{\text{дел}} = R_5 / (R_4 + R_5)$ меньше единицы. Отсюда усиление каскада $K_{\text{общ}} = k_{\text{дел}} K$. Кроме того, наличие потенциометрической связи несколько ухудшает частотную характеристику в области верхних частот за счет увеличения падения напряжения на резисторе R_4 (R_6), вызванного наличием входной емкости следующего каскада.

Для увеличения коэффициента передачи можно использовать элементы, имеющие существенные различия сопротивлений постоянному и переменному току. Так, например, вместо резистора R_4 можно использовать полупроводниковые или газоразрядные ста-

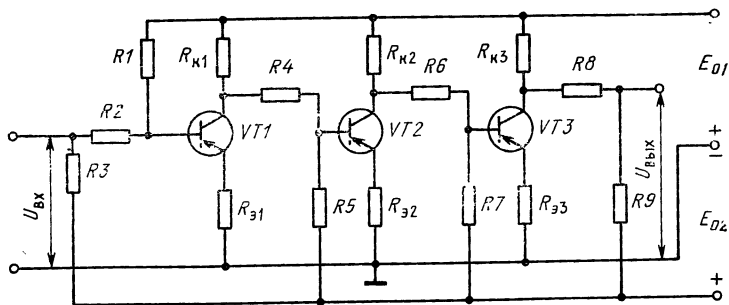


Рис. 18.3. Многокаскадный УПТ с потенциометрическими связями между каскадами

билитроны, обладающие значительным сопротивлением постоянному току и малым дифференциальным сопротивлением (сопротивлением для переменного тока) (рис. 18.4). При использовании схемы рис. 18.14,а необходим дополнительный резистор R_6 , так как ток стабилизации стабилитрона обычно больше тока базы транзистора VT2, поэтому чаще используют схему рис. 18.4,б, где стабилитрон включен в цепь эмиттера последующего каскада. Падение напряжения на стабилитроне остается постоянным, поэтому все изменения напряжения на коллекторе транзистора (аноды лампы) под воздействием поданного на вход сигнала передаются на последующий каскад. Данные схемы могут применяться при сравнительно большом напряжении сигнала, так как процессы, происходящие в стабилитронах, приводят к увеличению внутренних шумов. Инерционность самих стабилитронов приводит к ухудшению частотной характеристики на верхних частотах, особенно при применении газоразрядных приборов.

Транзисторные каскады с непосредственной связью нашли широкое применение и в усилителях переменного тока. Достоинство таких усилителей — отсутствие переходных трансформаторов и конденсаторов большой емкости, что особенно важно при микроминиатюрном исполнении в гибридных и интегральных схемах. Источник сигнала и нагрузку в этом случае подключают через разделительный конденсатор, что обеспечивает наличие общего провода между источником сигнала и нагрузкой. Для увеличения усиления можно использовать внешние конденсаторы, которые шунтируют эмиттерные сопротивления для устранения отрицательной обратной связи по переменному току. Кроме того, непосредственная связь, как было показано в гл. 17, повышает устойчивость усилителя на низких частотах.

Основная трудность, которая встречается при проектировании усилителей медленно изменяющихся сигналов, заключается в том, что такие усилители обладают большой нестабильностью, обусловленной усилением постоянной составляющей. Это приводит к тому, что самопроизвольные изменения во времени напряжения источников питания, параметров усилительных элементов

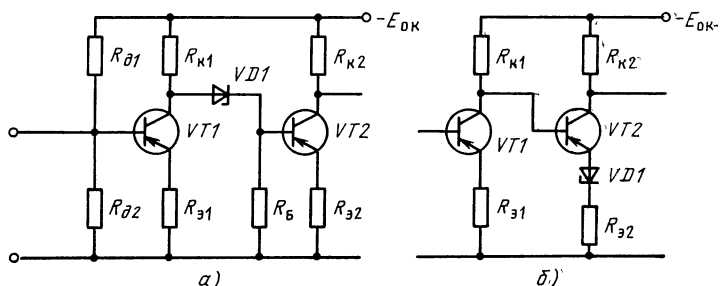


Рис. 18.4. Схемы сдвига уровня постоянного напряжения с помощью стабилитронов:

а — в цепи связи между каскадами, б — в эмиттерной цепи окончательного каскада

и других компонентов схемы вызыва-
ют изменение выходного напряжения.
Без специальной проверки эти изме-
нения не отличимы от изменений, свя-
занных с усилением полезного сигнала.
На рис. 18.5 показаны самопроизволь-
ные изменения с течением времени на-
пряжения на выходе усилителя в от-
сутствие напряжения на его входе. Вы-
ходное напряжение колеблется около
некоторого среднего значения (штри-
ховая линия), которое, в свою очередь,
изменяется с течением времени. Изменение среднего значения вы-
ходного напряжения или тока носит название дрейфа нулевого от-
счета усилителя (дрейф нуля УПТ). Абсолютный дрейф нуля
обычно определяют как максимальное изменение выходного на-
пряжения при замкнутом входе за определенный промежуток вре-
мени. Приведенный ко входу дрейф усилителя вычисляют делени-
ем абсолютного дрейфа на коэффициент усиления усилителя:
$$U_{вх\text{ др}} = U_{вых\text{ др}} / K.$$

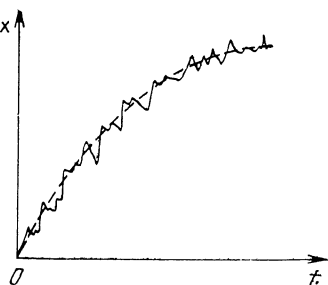


Рис. 18.5. Дрейф нуля УПТ

Величина $U_{вх\text{ др}}$ ограничивает минимально различимый вход-
ной сигнал, т. е. определяет чувствительность усилителя. Напри-
мер, в обычных ламповых вольтметрах постоянного напряжения,
питаемых от сети переменного тока, если не применяют специаль-
ные меры, приведенный дрейф составляет 10 ... 15 мВ/ч. Специаль-
ные меры позволяют уменьшить дрейф до значения порядка мик-
ровольт в час. Дрейф существенно ограничивает пороговую чув-
ствительность усилителей медленно меняющихся сигналов. Кро-
ме того, при длительной непрерывной работе усилителя напряже-
ние дрейфа может оказаться соизмеримым с максимальным уров-
нем сигналов, на которые рассчитан усилитель. Поэтому дрейф
ограничивает время, в течение которого усилитель может работать
без контроля.

Относительно быстрые неупорядоченные колебания выходного
напряжения около его среднего значения обусловлены шумами
усилителя. Общий уровень шума усилителя с гальваническими
связями обычно выше, чем усилителя переменного тока при той
же верхней частоте пропускания. Это объясняется тем, что мощ-
ность шума, обусловленная эффектом мерцания или избыточными
шумами транзисторов, находится в низкочастотной области и не
всегда попадает в спектр усилителей переменного тока.

Основная причина дрейфа нуля УПТ, выполненного на тран-
зисторах, — изменение обратного тока коллектора и смещение
входной характеристики при изменении температуры. Для УПТ
на транзисторах желательно применять кремниевые транзисторы,
которые имеют малое значение обратного тока коллектора. Из
германиевых транзисторов наименьшим дрейфом обладают высо-
кочастотные транзисторы. Для уменьшения дрейфа усилителей

медленно изменяющихся сигналов, выполненных как на лампах, так и на транзисторах, применяют специальные балансные схемы или усилители с преобразованием.

18.3. БАЛАНСНЫЕ КАСКАДЫ УПТ

В балансных каскадах для уменьшения дрейфа нуля используют принцип баланса моста, где два усилительных элемента образуют два плеча моста, а другими двумя плечами являются два одинаковых резистора $R3$ и $R5$. Напряжение питания каскада подводится к вертикальной диагонали моста, а сопротивление нагрузки включается в горизонтальную диагональ (рис. 18.6). Поэтому при сбалансированном мосте изменение питающего напряжения и одинаковые изменения элементов схемы от колебаний температуры или старения теоретически не вызывают появления напряжения дрейфа. Однако в практических условиях из-за неполной симметрии схемы, а также неодинаковости изменений элементов при изменении внешних условий напряжение дрейфа оказывается не равным нулю, а лишь уменьшается примерно в десятки раз по сравнению с обычным каскадом. Для того чтобы напряжение на выходе в отсутствие сигнала равнялось нулю, баланс моста осуществляется с помощью переменного резистора $R4$.

В балансных каскадах усилительные элементы можно включать либо последовательно друг с другом (рис. 18.6,а), либо параллельно (рис. 18.6,б). Параллельные балансные каскады удобнее для практического использования и в микроэлектронной технологии. Такие каскады позволяют иметь два входа, симметричных относительно общего провода (рис. 18.7), и называются дифференциальными каскадами.

Дифференциальный каскад можно использовать в нескольких режимах: 1) при подаче сигнала на симметричный вход точки 1 и 2; 2) при подаче сигнала на несимметричный вход 1—1' или

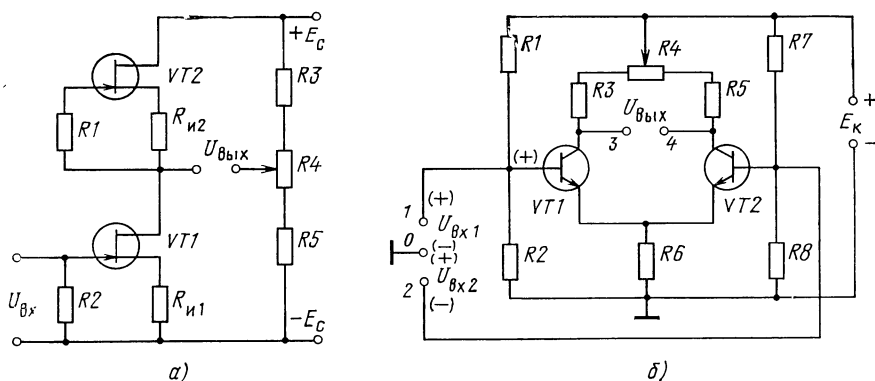


Рис. 18.6. Балансные каскады УПТ

а — последовательная балансная схема, б — параллельная балансная схема

2—2'; 3) при снятии сигнала с симметричного выхода 3 и 4; 4) при снятии сигнала с несимметричного выхода 3—1' или 4—2'. Напряжение сигнала на выходе дифференциального каскада определяется разностью напряжений на входе и коэффициентом усиления усилителя $\dot{U}_{\text{вых}} = K(\dot{U}_{\text{вх1}} - \dot{U}_{\text{вх2}})$. Рассмотрим работу дифференциального каскада в следующих режимах:

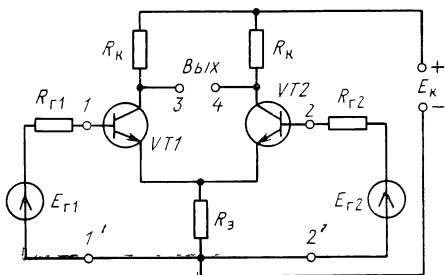


Рис. 18.7. Простейший дифференциальный каскад (Внимание! Нижние индексы 1 и 2 следует исправить на 1' и 2')

1. Пользуясь эквивалентной схемой (рис. 18.8), определяем входное сопротивление дифференциального каскада при подаче двух напряжений $u_{\text{вх1}}$ и $u_{\text{вх2}}$, принимая $h_{12} \approx 0$; $Y_n > h_{22\theta}$:

$$u_{\text{вх}} = i'_1 h'_{11\theta} + (i'_1 + i'_1 h'_{21\theta} + i''_1 + i''_1 h'_{21\theta}) R_{\theta} = i'_1 [h'_{11\theta} + (1 + h'_{21\theta}) R_{\theta}] + i''_1 (1 + h'_{21\theta}) R_{\theta} = i'_1 [h'_{11\theta} + (1 + h'_{21\theta}) R_{\theta} + \delta' (1 + h'_{21\theta}) R_{\theta}], \quad (18.1)$$

где $\delta' = i''_1 / i'_1$.

При одинаковых параметрах транзисторов и синфазном входном сигнале, т. е. при одинаковых по величине и фазе напряжениях на входе, входное сопротивление каскада

$$R_{\text{вх1}} = u_{\text{вх}} / i_{\text{вх}} = h_{11\theta} + 2(1 + h_{21\theta}) R_{\theta}. \quad (18.2)$$

При одинаковых параметрах транзисторов и противофазном сигнале, когда $i'_1 = -i''_1$, входное сопротивление каскада $R_{\text{вх2}} = h_{11\theta}$, так как на сопротивлении R_{θ} не возникает напряжение обратной связи из-за того, что переменные составляющие токов i'_1 и i''_1 в противофазе. При $R_n > R_k$ и синфазном сигнале

$$K_{\text{синф}} = K_{1 \text{ синф}} - K_{2 \text{ синф}}, \quad (18.3)$$

где $K_{1 \text{ синф}} = h'_{21\theta} R_k / R'_{\text{вх}}$ — коэффициент усиления первого каскада, $K_{2 \text{ синф}} \approx h''_{21\theta} R_k / R''_{\text{вх}}$ — коэффициент усиления второго каскада.

Тогда коэффициент усиления при синфазном сигнале

$$K_{\text{синф}} = \frac{h'_{21\theta} R_k}{h'_{11\theta} + (1 + h'_{21\theta}) R_{\theta} + \delta' (1 + h'_{21\theta}) R_{\theta}} - \frac{h''_{21\theta} R_k}{h''_{11\theta} + (1 + h''_{21\theta}) R_{\theta} + \delta'' (1 + h'_{21\theta}) R_{\theta}},$$

где $\delta'' = i'_1 / i''_2$.

При $R_{\theta} h_{21\theta} > h_{11\theta}$ и $h_{21\theta} \gg 1$, что чаще всего имеет место;

$$K_{\text{синф}} \approx \frac{R_k}{R_{\theta}} \left(\frac{h'_{21\theta}}{h'_{21\theta} + \delta' h'_{21\theta}} - \frac{h''_{21\theta}}{h''_{21\theta} + \delta'' h'_{21\theta}} \right) = \frac{R_k}{R_{\theta}} \gamma, \quad (18.4)$$

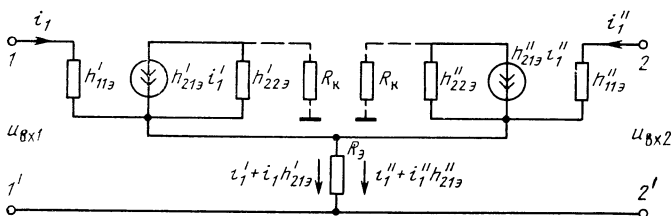


Рис 188. Эквивалентная схема дифференциального каскада

где γ — коэффициент, учитывающий разброс параметров транзисторов $VT1$ и $VT2$. При одинаковых параметрах транзисторов и одинаковых напряжениях синфазного входного сигнала коэффициент $\gamma=0$. Таким образом, выходное напряжение синфазного сигнала тем меньше, чем ближе параметры транзисторов и больше сопротивление резистора R_3 . Следовательно, приходим к важному выводу, что при соответствующих условиях дифференциальный каскад подавляет напряжение синфазного сигнала. Данное свойство дифференциального каскада используют для подавления помехи, действующей во входной цепи, так как в большинстве случаев помеха на входах каскада имеет одинаковую фазу. При подаче на вход напряжения противофазного сигнала выходное напряжение $u_{ВХ} = K(u_{ВХ1} - u_{ВХ2}) = Ku_{ВХ}$, где $u_{ВХ} = u_{ВХ1} - u_{ВХ2}$.

Коэффициент усиления

$$K = h_{213} R_K / h_{113}. \quad (18.5)$$

Итак, коэффициент усиления дифференциального каскада при подаче противофазных напряжений соответствует коэффициенту усиления обычного каскада.

2. При несимметричном выходе и синфазном сигнале на входе выходное напряжение

$$u_{ВХ} = \frac{h_{213} R_K u_{ВХ}}{h_{113} + 2(1 + h_{213}) R_3} \approx \frac{R_K}{2R_3} u_{ВХ} \quad (18.6)$$

и не равно нулю, как при симметричном выходе. Однако при глубокой отрицательной связи, когда $R_3 > R_K$, оно оказывается сравнительно небольшим. При несимметричном выходе и противофазном входном сигнале коэффициент усиления усилителя в два раза меньше, чем при симметричном выходе.

3. В практике может иметь место использование дифференциального каскада с несимметричным входом и выходом. При этом напряжение сигнала можно подавать на один вход (например: $1,1'$), а выходное напряжение снимать как с транзистора $VT1$ ($3,1'$), так и с транзистора $VT2$ ($4,1'$). Сигнал подается на вход $1,1'$ и снимается с транзисторов $VT1$ ($3,1'$). При этом переменная составляющая тока эмиттера первого транзистора, создавая падение напряжения на R_3 , вызывает изменение потенциала база — эмиттер транзистора $VT2$, так как $U_{БЭ2} = U_{Б2} - U_3$, где

$U_{Б2} = 0$. Следовательно, при увеличении тока эмиттера транзистора $VT1$ происходит такое же уменьшение тока эмиттера транзистора $VT2$ и напряжение отрицательной обратной связи равно нулю. Тогда

$$K = 0,5 h_{21э} R_K / h_{11э}. \quad (18.7)$$

При подаче входного напряжения на вход $1,1'$ и снятии выходного напряжения с $VT2$ ($4,1'$) коэффициент усиления $K_{общ} = K_{ок} K_{об}$, так как первый каскад работает в режиме эмиттерного повторителя, второй каскад включен по отношению к первому по схеме с общей базой. При этом фаза выходного напряжения не меняется.

Несимметричный выход применяют при переходе с симметричного источника сигнала на несимметричную нагрузку. Для подавления синфазного сигнала (помехи) необходимо использовать глубокую отрицательную обратную связь, т. е. включать большое сопротивление в цепь эмиттера. При использовании обычного резистора в цепи эмиттера его нельзя брать слишком большим, так как через эмиттерное сопротивление протекает ток покоя обоих усилительных элементов, что создает большое падение напряжения постоянной составляющей. Поэтому для подавления синфазной составляющей в качестве эмиттерного сопротивления используют элементы, которые обладают сравнительно малым сопротивлением для постоянной и большим сопротивлением для переменных составляющих, т. е. схемы стабилизаторов тока, которые будут рассмотрены подробнее в гл. 20. В усилительной технике они получили название генераторов стабильного тока. В схемах генераторов тока широкое применение получили транзисторы, включенные по схеме с общим эмиттером (исток) с фиксированным напряжением на базе. Так, например, при токе коллектора 1 мА падение напряжения на транзисторе составляет около 5 В, т. е. сопротивление транзистора постоянному току составляет около 5 кОм, а его выходное сопротивление для переменной составляющей оказывается около 30...50 кОм.

Для повышения выходного сопротивления транзистора, используемого в схеме генератора тока, применяют отрицательную обратную связь по току, при этом $R_i = (1 + SR_0) / h_{22э}$. Температурная компенсация осуществляется с помощью диода, включенного в цепь базы. Для компенсации постоянной составляющей между входными зажимами при несимметричном источнике сигнала питание дифференциальных каскадов подается от источника напряжения со средней точкой. Схема диффе-

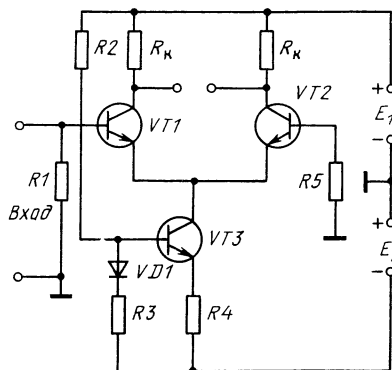


Рис. 18.9. Дифференциальный каскад с генератором стабильного тока

ренциального каскада при использовании питания со средней точкой и генератором тока в цепи эмиттера приведена на рис. 18.9. Подавление синфазной помехи с использованием генераторов стабильного тока в дифференциальных усилителях составляет около 60... 80 дБ, т. е. она ослабляется по сравнению с обычным усилителем в 1000... 10 000 раз.

Дифференциальные каскады нашли очень широкое распространение в интегральных усилителях, где они выполняются по более сложным схемам.

Выводы. 1. Усилители постоянного тока предназначены для усиления медленно изменяющихся во времени сигналов, частотный диапазон которых начинается от 0 Гц. 2. Для обеспечения полосы пропускания от 0 Гц в УПТ используют только гальванические связи. 3. Для уменьшения дрейфа УПТ с гальваническими связями применяют балансные каскады, где наибольшее распространение получили дифференциальные каскады. Основное достоинство дифференциального каскада в том, что он подавляет синфазный сигнал, а следовательно, и помеху, поступающую на вход усилителя, и может иметь как симметричный, так и несимметричный вход и выход.

Наилучшие качественные и количественные показатели обеспечивает дифференциальный каскад с симметричным входом и выходом. Дифференциальные каскады нашли широкое применение в усилителях, выполненных по интегральной технологии.

18.4. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Из анализа работы усилителей постоянного тока прямого усиления видно, что основным их недостатком является дрейф нуля. Применение балансных схем и стабилизация источников питания позволяют снизить приведенный ко входу дрейф усилителей до сотен, в лучшем случае, до нескольких десятков микровольт. Наличие такого дрейфа УПТ не позволяет использовать их в чувствительных усилителях медленно изменяющихся во времени сигналов, где входные напряжения имеют один порядок с дрейфом усилителя.

Поэтому для усиления сигналов с входным напряжением ниже сотен микровольт используют усилители постоянного тока с преобразованием частоты. Структурная схема УПТ с преобразованием частоты приведена на рис. 18.10. Принцип действия УПТ с преобразованием частоты заключается в том, что напряжение медленно изменяющегося сигнала преобразуется в напряжение переменного тока, амплитуда которого изменяется пропорционально изменению входного сигнала. Усилитель переменного тока усиливает преобразованный сигнал. На выходе усилителя включен выпрямитель, который выпрямляет усиливаемый сигнал в соответствии с полярностью входного сигнала.

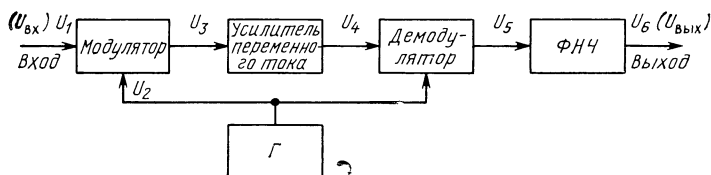


Рис. 18.10.
Структурная
схема УПТ
с преобразо-
ванием

Преобразование входного сигнала в напряжение переменного тока осуществляется с помощью преобразователя частоты — модулятора. Сигнал переменного тока преобразуется в исходный сигнал на выходе усилителя фазочувствительным выпрямителем — демодулятором. На модулятор и демодулятор от вспомогательного генератора подается напряжение синусоидальной или прямоугольной формы, которое называется напряжением несущей или опорной частоты. Фильтр низких частот (ФНЧ) на выходе демодулятора выделяет полезный спектр сигнала и не пропускает на выход побочные продукты преобразования, которые лежат по частоте выше верхней частоты исходного сигнала.

Временные диаграммы работы УПТ с преобразованием приведены на рис. 18.11. Для выделения исходного сигнала на выходе фильтра необходимо, чтобы частота генератора $f_{оп}$ была в десятки раз больше верхней частоты источника сигнала $f_в$. Можно показать, что при преобразовании частоты исходного сигнала на выходе преобразователя образуются две полосы частот $f_{оп} - f_в$ и $f_{оп} + f_в$, которые называют нижней и верхней боковой полосой частот. Таким образом, усилитель переменного тока должен иметь полосу пропускания, равную $2f_в$.

Дрейф усилителя постоянного тока с преобразованием частоты в основном определяется дрейфом модулятора, дрейф демодулятора сказывается значительно слабее, так как на его входе действует усиленный сигнал. Наименьшим дрейфом обладают специальные электромеханические преобразователи.

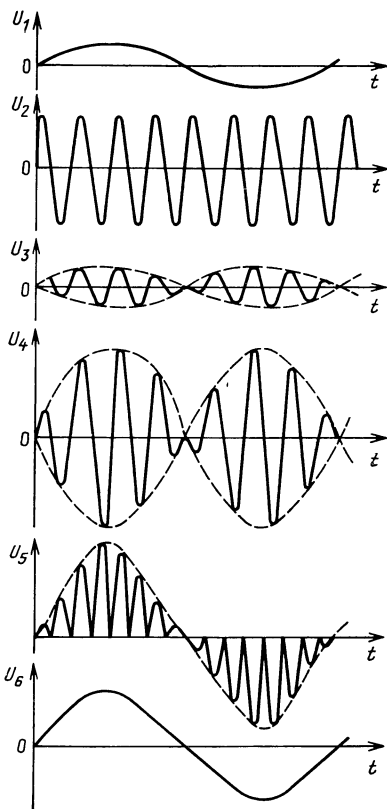


Рис 18.11. Временные диаграммы УПТ с преобразованием при двухтактном преобразовании частоты

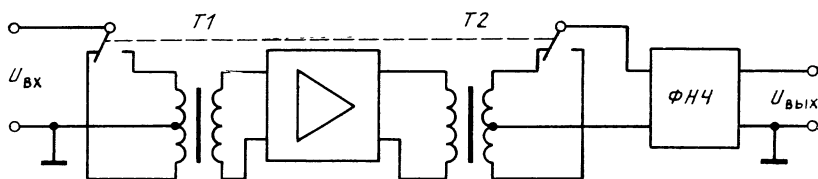


Рис. 18.12. Функциональная схема УПТ с электромеханическим преобразователем

Их дрейф может составлять сотые доли микровольта в час. Функциональная схема УПТ с электромеханическим преобразователем приведена на рис. 18.12.

Основной недостаток электромеханических преобразователей — их малая частота переключения, поэтому их используют при частотах входного сигнала до нескольких герц.

В период развития транзисторной техники широкое распространение получили транзисторные преобразователи, основанные на зависимости сопротивления эмиттер — коллектор от величины и знака напряжения между базой и одним из других управляющих электродов. Если к управляющему электроду приложить отпирающее напряжение, то сопротивление $r_{ЭК}$ составляет несколько ом для германиевых транзисторов и несколько десятков ом для кремниевых транзисторов. При закрытом управляющем переходе сопротивление $r_{ЭК}$ составляет несколько мегом для германиевых и десятки мегом для кремниевых транзисторов, т. е. транзистор работает как прерыватель цепи. Наилучшие результаты получаются при подаче напряжения опорной частоты между базой и коллектором, т. е. при инверсном включении транзистора (рис. 18.13). Для уменьшения дрейфа модулятора используют схемы из двух одинаковых транзисторов, выполненных в интегральном исполнении, которые называются компенсированными ключами (рис. 18.14). Временной дрейф компенсированных транзисторных преобразователей составляет около 25...50 мкВ за 5000 ч, температурный дрейф — около 0,5 мкВ/град. В УПТ с преобразованием, выполненных по интегральной технологии, в схемах прерывателей используют полевые транзисторы с изолированным затвором.

Модуляторы можно выполнять как по одноконтурной, так и по двухконтурной схеме. В отличие от обычных выпрямителей в демодуляторах или фазочувствительных выпрямителях направление

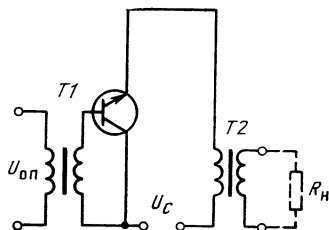


Рис. 18.13. Схема транзисторного модулятора УПТ

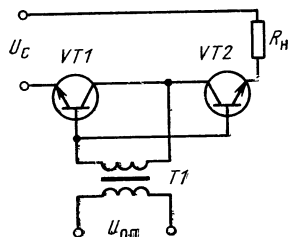


Рис. 18.14. Компенсированные ключи

тока в нагрузке (полярность выходного напряжения) меняется на обратное при изменении фазы входного сигнала на 180° . Отличительной особенностью схем демодуляторов является наличие опорного напряжения, имеющего ту же частоту, что и выпрямляемое переменное напряжение. Поэтому напряжение опорной или несущей частоты одновременно подается как на модулятор, так и на демодулятор. Демодуляторы могут работать как на дифференциальную нагрузку, так и на недифференциальную и могут быть выполнены по однополупериодной и двухполупериодной схемам. На рис. 18.15 приведена схема, работающая на дифференциальную нагрузку. Обычно амплитуду опорного напряжения берут выше, чем амплитуду напряжения сигнала, поэтому управление работой диодов осуществляется опорным напряжением. Если выходной сигнал равен нулю, то при полярности опорного напряжения, которое показано на рис. 18.15, диоды $VD1$ и $VD2$ открыты и в нагрузках протекает ток i_1 и i_2 . При симметрии схемы токи i_1 и i_2 равны, поэтому выходное напряжение равно нулю. Во второй полупериод опорного напряжения диоды закрыты, и выходное напряжение равно нулю. При наличии входного сигнала, напряжение на одном из диодов совпадает по фазе с опорным (например на $VD1$), на другом находится в противофазе. В этом случае на выходе появится напряжение, пропорциональное разности токов. При изменении фазы входного сигнала i_2 будет больше, чем i_1 , что приведет к изменению полярности выходного напряжения. При построении УПТ с преобразованием на дискретных элементах можно добиться наилучших показателей, однако, такие УПТ оказываются достаточно сложными и громоздкими.

Для увеличения надежности и уменьшения габаритных размеров разработаны УПТ с преобразованием в интегральном исполнении с использованием операционных усилителей. На смену кон-

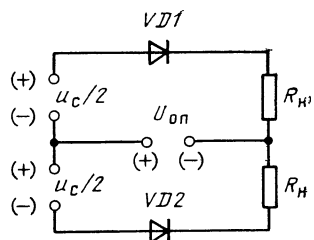


Рис. 18.15. Схема демодулятора УПТ, работающая на дифференциальную нагрузку

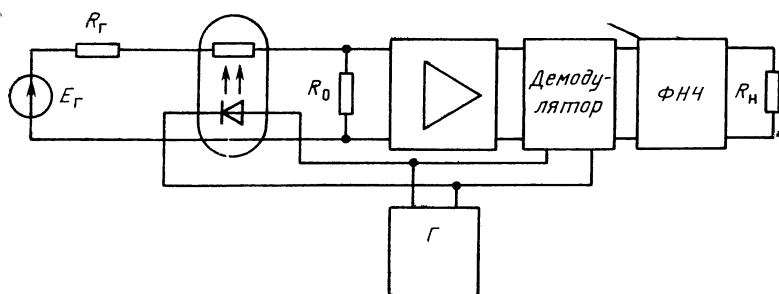


Рис. 18.16. Функциональная схема УПТ с преобразователем на оптроне

тактным и бесконтактным транзисторным преобразователям приходят устройства на оптронах (рис. 18.16).

Принцип действия преобразователя на оптронах заключается в изменении сопротивления фоторезистора под воздействием пульсирующего светового потока, который получает фотодиод под воздействием напряжения генератора опорной частоты. Поэтому сопротивление фоторезистора, расположенного внутри оптрона, колеблется с частотой $f_{оп}$. При действии на входе напряжения сигнала в цепи внешнего резистора связи R_0 протекает переменный ток, амплитуда которого зависит от напряжения входного сигнала. Падение напряжения на сопротивлении R_0 усиливается усилителем переменного тока и детектируется в балансном модуляторе. Полоса пропускания УПТ с оптроном может достигать десятки мегагерц.

Выводы. 1. Применение балансных каскадов в усилителях постоянного тока в ряде случаев не обеспечивает необходимый дрейф на выходе. 2. УПТ с преобразованием частоты имеют ряд преимуществ перед УПТ с непосредственной связью: малый дрейф и высокую чувствительность к сигналу; низкую чувствительность к изменениям температуры и напряжения питания; простоту регулировки и введения цепей обратной связи; гальванически не связанный вход и выход. 3. Недостаток УПТ с преобразованием частоты — более сложное построение схемы по сравнению с обычными.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему нельзя усиливать медленноизменяющиеся во времени сигналы с помощью усилителей переменного тока?
2. Как изменяется коэффициент усиления каждого последующего каскада УПТ на транзисторах с непосредственной связью между каскадами?
3. Какие меры применяют в УПТ с гальваническими связями для согласования выходных и входных напряжений (выравнивания потенциалов?)
4. За счет чего возникает дрейф нуля УПТ?
5. Какие каскады с непосредственной связью имеют уменьшенный дрейф нуля и почему?
6. Почему дифференциальный каскад при симметричном выходе подавляет синфазный сигнал?
7. Какие условия необходимо выполнить в дифференциальном каскаде для подавления синфазного сигнала при несимметричном выходе?
8. Какими элементами определяется дрейф нуля УПТ с преобразованием частоты?
9. Перечислите основные преимущества УПТ с преобразованием частоты по сравнению с усилителями с гальванической связью.
10. Какими достоинствами обладает УПТ с преобразованием частоты, где в модуляторе применен оптрон?

19.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

Еще в ламповый период развития электроники уделялось большое внимание уменьшению габаритных размеров, массы, потребляемой энергии ламп, повышению их надежности. С этой целью были созданы так называемые пальчиковые лампы, комбинированные лампы, миниатюрные лампы. Создание в 1948 г. транзисторов и последовавшее за тем широкое внедрение различных полупроводниковых приборов в электронную аппаратуру были громадным шагом вперед на пути решения проблемы. Однако аппаратура продолжала усложняться, появились устройства, содержащие сотни тысяч электронных полупроводниковых элементов, поэтому и габаритные размеры, и масса, и потребляемая энергия возрастали, а надежность уменьшалась. Потребовалось новое коренное решение конструктивно-технологических, схемотехнических, физических проблем, чтобы решить противоречие между непрерывно возрастающей сложностью электронной аппаратуры и уменьшением ее габаритных размеров, массы, стоимости, увеличения ее надежности. Эти решения привели к появлению новой отрасли электроники — микроэлектроники, которая охватывает проблемы разработки и применения новых электронных приборов — интегральных микросхем (ИМС).

Важнейшим понятием микроэлектроники является *интеграция*, заключающаяся в получении максимального числа функционально связанных электронных элементов и их соединений в едином комплексе технологических процессов и в едином конструктивном исполнении. *Интегральной микросхемой* называется микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигнала и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов и кристаллов, которое рассматривается как единое целое.

Элементом интегральной микросхемы является часть этой схемы, реализующая функцию какого-либо электрорадиоэлемента. Выполнена она нераздельно от кристалла или подложки и не может быть выделена как самостоятельное изделие. Под электрорадиоэлементом понимают транзистор, диод, резистор, конденсатор.

Таким образом, интегральная микросхема обладает следующими особенностями:

- 1) состоит из множества элементов и выполняет определенную функцию — усиление, генерацию, выпрямление, отдельные логические операции или несколько функций. В этом, пожалуй, самое главное свойство ИМС. Ни один из рассматриваемых до сих пор нами приборов в отдельности не мог выполнять функций, напри-

мер, усиления, генерирования и т. д. В то же время с помощью ИМС реализуются сложнейшие электронные устройства. Например, одна микросхема выполняет функцию микропроцессора, на основе которого строят микро-ЭВМ,

2) элементы интегральной схемы не являются дискретными: диоды, транзисторы, конденсаторы, резисторы и соединяющие их элементы составляют единое целое, собираются в едином технологическом процессе;

3) все элементы интегральной микросхемы заключены в один герметический корпус с выводами наружу всей схемы в целом.

Таким образом, новое в ИМС — не элементная база (транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы, хотя и здесь внесены многие интересные усовершенствования), а сами принципы создания и соединения ранее существовавших элементов.

Анализ схемных решений или, как принято говорить, схемотехники ИМС требует знаний, которые были получены при изучении усилительных устройств, так как изучаются не отдельные элементы ИМС, а вся функциональная схема в целом, этим и объясняется то, что изучение ИМС начинается после того, как закончено изучение усилителей на дискретных элементах. Следует отметить, что основные положения, которые относятся к свойствам дискретных полупроводниковых приборов и усилителей, остаются в силе и для устройств на ИМС.

КЛАССИФИКАЦИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Интегральные микросхемы могут быть классифицированы по нескольким признакам:

конструктивно-технологическому, т. е. в зависимости от технологии и материалов, применяемых для изготовления микросхем;

по степени интеграции. Степень интеграции является показателем сложности микросхемы и характеризуется числом содержащихся в ней элементов;

по функциональному признаку, т. е. в зависимости от функции, выполняемой микросхемой, — генерация, усиление, логические операции и т. д.;

по физическому принципу, т. е. в зависимости от типа транзисторов, — биполярных или МДП, на основе которых создана ИМС.

Конструктивно-технологический принцип — один из важнейших в создании ИМС, и поэтому ему уделяют больше внимания. В зависимости от технологии изготовления ИМС можно разделить на *полупроводниковые, пленочные и гибридные*.

Все элементы и межэлементные соединения полупроводниковой ИМС выполнены в объеме и на поверхности полупроводников. Основание, в объеме или на поверхности которого создают ИМС, называют *подложкой*.

Все элементы и межэлементные соединения пленочной ИМС выполнены в виде пленок. Частными случаями пленочных ИМС являются толстопленочные и тонкопленочные ИМС. Следует от-

метить, что создание транзисторов и диодов с помощью пленочной технологии до сих пор освоить не удалось, вследствие этого появился еще один вид ИМС — гибридные ИМС. Гибридные ИМС строят на основе пленочной технологии, но некоторые элементы ИМС навесные, т. е. являются самостоятельными приборами.

Часть ИМС, реализующая функции какого-либо электрорадиоэлемента, которая может быть выделена как самостоятельное изделие, называют *компонентом ИМС*.

Совмещенные интегральные схемы созданы на основе совмещения в одной ИМС полупроводниковой и пленочной технологии. Совмещенная ИМС может быть изготовлена на основе полупроводниковой подложки, в которой создаются методами полупроводниковой технологии активные элементы — транзисторы и диоды, а пассивные элементы методами тонкопленочной технологии наносят на поверхность подложки. Это позволяет получить ИМС, сочетающие достоинства как полупроводниковой, так и пленочной технологий.

МЕТОДЫ ИЗОЛЯЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ ИМС

В ИМС с большим числом элементов одна из важнейших задач — изоляция элементов между собой, которую выполняют двумя способами: с помощью *PN-перехода*, включенного под обратное напряжение, и диэлектрической пленкой, в качестве которой может быть использована двуокись кремния.

Достоинство изоляции *PN-переходом* в том, что он технологически проще для создания, чем диэлектрическая пленка. Недостатки изоляции *PN-переходом*: наличие токов утечки в изоляции, т. е. токов неосновных носителей при обратном смещении, наличие паразитной барьерной емкости, которая создает паразитные обратные связи, уменьшает быстродействие схемы, зависимость тока утечки изоляции от температуры *PN-перехода*.

Достоинства диэлектрической изоляции по сравнению с изоляцией *PN-перехода*: более высокая степень изоляции за счет незначительных токов утечки, меньшие паразитные емкости, значительно большее пробивное напряжение. Недостаток — большая сложность создания, так как требуется увеличить число операций, а следовательно, возрастает стоимость.

Выводы. 1. Создание ИМС вызвано необходимостью увеличения надежности, уменьшения габаритных размеров массы, стоимости сложной электронной аппаратуры. 2. ИМС выполняет определенную функцию, имеет высокую плотность размещения элементов. Все элементы ИМС рассматриваются как единое целое. 3. По конструктивно-технологическим признакам ИМС делятся на полупроводниковые, пленочные, гибридные. 4. Изоляция элементов ИМС производится двумя способами: с помощью *PN-перехода*, включенного под обратное напряжение, и с помощью диэлектрической пленки.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем заключается принципиальное различие между ИМС и такими же приборами, собранными на дискретных полупроводниковых приборах?
2. Почему надежность ИМС выше, чем у схем на дискретных полупроводниковых приборах?
3. В чем сущность изоляции элементов в ИМС с помощью *PN*-перехода?
4. В чем заключается основной недостаток изоляции элементов ИМС с помощью *PN*-перехода, включенного под обратное напряжение?

19.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ

Основным материалом, на основе которого изготавливают полупроводниковые ИМС, является кремний, так как на его основе можно получить пленку двуокиси кремния с высокими показателями и сравнительно простыми способами.

Кроме того, следует иметь в виду и другие достоинства кремния по сравнению с германием: большая ширина запрещенной зоны, и, следовательно, меньшее влияние температуры, меньшие обратные токи неосновных носителей заряда; меньшая диэлектрическая проницаемость, следовательно, меньшие барьерные емкости при прочих равных условиях.

Для придания кремнию определенного типа проводимости в кристалл вводят донорные и акцепторные примеси, в результате чего в каждой области *P*- или *N*-кремния имеются основные и неосновные носители заряда. Движение носителей заряда в полупроводниковых структурах ИМС происходит как обычно: либо в виде диффузии за счет разности концентрации носителей заряда, либо в виде дрейфа под действием сил электрического поля. В образующихся *PN*-переходах происходят обычные явления, описанные ранее.

Основная технология изготовления полупроводниковых ИМС — планарная. Свойства ИМС во многом определяются технологией их создания.

Методы планарной технологии описаны в гл. 3. Рассмотрим только некоторые особенности ее применения при изготовлении ИМС.

Очистка поверхности. Следует иметь в виду, что любые загрязнения поверхности подложки отрицательно скажутся на свойствах ИМС и ее надежности. Необходимо учитывать и то, что размеры элементов ИМС соизмеримы с малайшей пылинкой. Отсюда и необходимость в самой тщательной очистке поверхности. Очистка производится с помощью органических растворителей, для более тщательной очистки применяют ультразвуковые методы, так как вибрация ускоряет растворение загрязняющих примесей. На заключительном этапе пластины кремния отмывают деионизированной водой.

Термическое окисление поверхности. Оно проводится для создания на поверхности пластины защитного слоя, предохраняющего поверхность от воздействия окружающей среды в процессе создания ИМС. В ИМС, созданных на основе

МДП-транзисторов, полученная путем окисления пленка служит диэлектриком для затвора.

Легирование. Это — введение примесей в чистый кремний для получения переходов с целью создания диодных и транзисторных структур. Есть два способа легирования — с помощью диффузии и внедрением ионов примеси.

В самое последнее время широко используют метод ионного внедрения, благодаря ряду его достоинств, в первую очередь более низким температурам по сравнению с методом диффузии.

Сущность метода заключается во внедрении в пластину чистого кремния примесных ионов, которые занимают места в узлах кристаллической решетки. Ионы примеси создаются, ускоряются, фокусируются и отклоняются в специальных установках и, попадая на поверхность пластины, бомбардируют ее, внедряясь в кристаллическую структуру решетки. Отклонение производится в магнитном поле. Напомним, что радиус отклонения при этом зависит от массы заряженных частиц. Поэтому если в сфокусированном пучке имеются посторонние ионы, они отклонятся по другим траекториям и отделятся от основного пучка донорной или акцепторной примеси. В этом еще одно достоинство данного метода — высокая чистота примесей.

Фотолитография. Позволяет получить заданное расположение элементов и является одним из наиболее характерных технологических процессов создания ИМС. Напомним, что фотолитография основана на использовании светочувствительных свойств особых материалов, называемых фоторезистами.

По мере развития техники ИМС все более существенными становятся недостатки, присущие данному способу: возможности получения минимальных размеров рисунка на фотошаблоне и механический контакт фотошаблона с пластиной полупроводника приводит к искажениям рисунка.

В последнее время разработан метод электронной литографии. В основе его лежит перемещение сфокусированного электронного луча по поверхности пластины, покрытой резистом. Ток луча управляется напряжением, которое меняется в зависимости от того, на каком участке поверхности находится луч. Если требуется получить окно, ток луча максимален, на тех участках, которые должны остаться без изменения, ток луча близок к нулю.

Металлизация для создания внутрисхемных соединений в ИМС. Внутрисхемные соединения в ИМС выполняют с помощью тонких металлических пленок, нанесенных на окисле кремния, который является изолятором. Наиболее соответствующим основным требованиям к соединительному элементу для ИМС оказался алюминий, имеющий большую удельную проводимость, отсутствие коррозии, допускающий возможность сварных контактов с внешними выводами.

Создание нужного рельефа металлических соединений происходит методом фотолитографии. На поверхность окиси кремния наносится сплошная пленка алюминия. Пленку покрывают фоторезистом, над ним располагают фотошаблон, а затем вытравливают алюминий, оставляя только полосы, создающие соответствующие контакты со слоями подложки в ранее сделанных окнах, которые были созданы для получения нужной структуры слоев в ИМС.

Анализ основных операций показывает, что все они сводятся к трем основным — термической обработке, химической обработке и фотолитографии. Создание пленки двуокиси кремния, которая

защищает переходы от окружающей среды в процессе создания ИМС, является важным фактором, обеспечивающим стабильность параметров и надежность ИМС.

Изменением рисунка фотошаблона и режима термической обработки можно создавать различные схемы ИМС. Основными структурами для изготовления элементов ИМС являются биполярные и МДП-транзисторы.

ЭЛЕМЕНТЫ ИМС НА БИПОЛЯРНЫХ СТРУКТУРАХ

Биполярные транзисторы. В ИМС структура транзистора определяет структуру всех остальных элементов — диодов, конденсаторов, резисторов.

Основным типом биполярного транзистора является *NPN*-транзистор, так как подвижность электронов почти в 2 раза выше подвижности дырок, что повышает частотный предел применения этих транзисторов. Будучи в базе неосновными носителями, электроны гораздо быстрее проходят *P*-базу на пути к коллектору, чем дырки *N*-базу при прочих равных условиях. Повышенная концентрация примеси N^+ в эмиттере позволяет получить большой коэффициент передачи тока h_{216} . В ИМС имеются и *PNP*-транзисторы, например, для создания комплементарных пар.

Одна из конструктивных особенностей биполярного транзистора ИМС, созданного на основе планарной технологии, состоит в том, что эмиттер и коллектор расположены по одну сторону подложки. Вследствие этого создается довольно длинная траектория движения коллекторного тока от эмиттера к коллектору, а с длиной увеличивается и сопротивление коллектора. Большое сопротивление коллектора особенно нежелательно в режиме насыщения, так как приведет к большому падению напряжения на коллекторе. Чтобы уменьшить это сопротивление, достаточно было бы увеличить концентрацию примеси в коллекторе, но это привело бы к сужению *PN*-перехода, уменьшилось бы значение допустимого напряжения на коллекторном переходе, увеличились бы паразитные емкости.

Чтобы устранить нежелательные явления и понизить коллекторное сопротивление, на границе коллектора и подложки создается скрытый слой N^+ с большой концентрацией примеси (рис. 19.1). Скрытый слой создается только в тех ИМС, где транзисто-

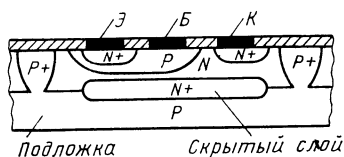


Рис. 19.1. Структура *NPN*-транзистора

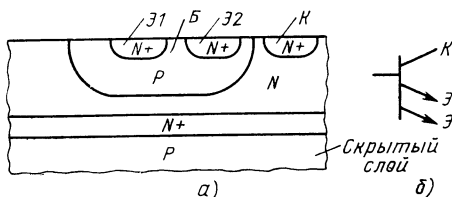


Рис. 19.2. Структура двухэмиттерного транзистора (а) и его условное обозначение (б)

ры работают в ключевых режимах, в ИМС, которые используются для усиления сигналов транзистора и работают в активном режиме, скрытый слой N^+ не требуется.

Рассмотрим биполярный транзистор с изоляцией PN -переходом, находящимся под обратным напряжением. Обратите внимание (см. рис. 19.1), что подложка P , коллектор N и база P основного транзистора образуют структуру паразитного транзистора PNP . При работе основного транзистора в активном режиме паразитный транзистор работает в режиме отсечки, так как на его коллекторный и эмиттерный переходы подаются обратные напряжения. Тем не менее, как уже указывалось, и в этом случае создается паразитная барьерная емкость коллектор — подложка и течет обратный ток.

При работе основного транзистора в режиме насыщения паразитный транзистор переходит в активный режим работы, так как его переход эмиттер — база, являющийся переходом база — коллектор основного транзистора, открывается. В этом случае подложка P будет ответвлять часть тока базы основного транзистора, уменьшая ток насыщения основного транзистора.

В транзисторах ИМС с диэлектрической изоляцией все элементы схемы изолируются между собой и от подложки слоем двуокиси кремния. Естественно, что это уменьшает значительно токи утечки по сравнению с обратными токами PN -переходов, а также паразитную емкость по сравнению с барьерной емкостью PN -перехода. Однако, несмотря на указанные достоинства все же изоляцию PN -переходом широко применяют благодаря тому, что ее выполнение при изготовлении ИМС требует меньшего числа технологических операций, чем при изоляции диэлектриком.

Многозатворный транзистор — устройство, которое не имеет дискретного аналога. В нем при наличии одного затвора и одной базы может быть от двух до пяти — десяти затворов (рис. 19.2). Такие транзисторы нашли применение в логических устройствах. В этих транзисторах есть возможность подключения нескольких входных напряжений при одном выходе для выполнения логических операций. Как видно из рис. 19.2, каждая пара рядом лежащих затворов N^+ вместе с разделяющим их слоем базы P образует паразитный транзистор N^+PN^+ . Для того чтобы устранить транзисторный эффект в этой структуре, расстояние между затворами должно превышать диффузионную длину носителей в базовом слое. Благодаря этому почти все электроны рекомбинируют в этом базовом слое.

Многосборный транзистор по своей структуре не отличается от многозатворного. При включении многосборного транзистора N -область становится затвором, а области N^+ — затворами. Принцип действия как многозатворных, так и многосборных транзисторов не отличается от обычных дискретных транзисторов.

Супербета транзистор — транзистор с очень малой шириной базы (0,2 ... 0,3 мкм). При такой ширине базы вероятность реком-

бинации в ней очень мала, благодаря чему коэффициент усиления тока базы $\beta(h_{21э}) \approx (3 \dots 6) 10^3$ (сверхкоэффициент бета). Следует отметить, что создание этих транзисторов связано с большими технологическими трудностями. Естественно, что при обратных напряжениях на коллекторный переход более 2...3 В произойдет смыкание переходов. Эти транзисторы применяются во входных усилительных каскадах при небольших уровнях сигнала.

Диоды. Для получения диода достаточно создать один *PN*-переход. Однако практически в ИМС используют для получения диодов транзисторные *NPN*-структуры, так как это технологически проще, чем специальное формирование отдельных *PN*-переходов. В зависимости от назначения диода в схеме используется тот или иной *PN*-переход транзистора. При этом возможны пять вариантов:

1) включается эмиттерный переход, коллекторный переход замкнут ($U_{КБ} = 0$),

2) включается коллекторный переход, эмиттерный переход замкнут ($U_{ЭБ} = 0$),

3) включаются оба перехода, но эмиттер соединен с коллектором ($U_{ЭК} = 0$),

4) включается эмиттерный переход, коллекторный переход разомкнут,

5) включается коллекторный переход, эмиттерный переход разомкнут.

Естественно, что при включении коллекторного перехода (варианты 2 и 5) достигается высокое напряжение пробоя, свойственное коллекторным переходам. Так как площадь коллекторного перехода значительно больше площади эмиттерного перехода, то в этих же вариантах 2 и 5 можно получить гораздо большие прямые токи.

В варианте 3 оба перехода параллельно включены между собой, прямой ток большой, но увеличивается общая емкость переходов.

Варианты 1 и 4 характеризуются малым напряжением пробоя, небольшими допустимыми прямыми токами, но имеют малые обратные токи за счет меньших площадей перехода.

Вариант 1 обладает наименьшим временем переключения, при переходе из открытого состояния в закрытое происходит быстрое рассасывание носителей заряда в тонкой базе.

Резисторы. Для того чтобы не усложнять технологию изготовления ИМС дополнительными операциями для создания резисторов в полупроводниковых ИМС в качестве резистора используют одну из областей транзисторной структуры, полученной в результате нескольких этапов диффузии примесей.

Как известно, основные показатели резистора — это омическое сопротивление, температурный коэффициент, мощность рассеяния.

Эмиттерная область N^+ имеет самую большую концентрацию примеси, за счет чего температурный коэффициент сопротивления достаточно мал, но при этом большая концентрация повышает удельную проводимость, сопротивление этой области мало и, как известно, составляет единицы ом.

Коллекторная область имеет сравнительно небольшую концентрацию, но все же большую, чем базовая область. Поэтому в основном для создания резисторов в полупроводниковых ИМС используется базовая область, которая обеспечивает самое высокое удельное сопротивление из всех областей и вполне приемлемый температурный коэффициент.

Диффузионные резисторы (рис. 19.3) на основе базовой области с сопротивлением до 1 кОм имеют прямолинейную конфигурацию (а), при больших сопротивлениях зигзагообразную (б). При этом максимальное сопротивление составляет до 50 кОм, для получения больших сопротивлений резистор должен занимать на поверхности подложки слишком большую площадь.

Разновидностью базовых диффузионных резисторов являются *пинч-резисторы* (сжатые резисторы). У них поверх базового слоя методом диффузии наносится эмиттерный слой. Образованный PN -переход включен под обратное напряжение. Так как концентрация примеси в базе значительно меньше, чем в эмиттере, при обратном включении сечение базы значительно уменьшается (сжимается), а удельное сопротивление при этом увеличивается. Максимальное сопротивление пинч-резисторов может достигать 250 ... 300 кОм даже при простой прямолинейной конфигурации и небольшой длине.

Недостатки: разброс номиналов из-за большого влияния на сопротивление малейшего изменения толщины базового слоя, сравнительно большой температурный коэффициент из-за малой концентрации примеси в базовом слое.

Наряду с диффузионными резисторами в настоящее время широко внедряют резисторы, для образования которых используют ранее рассмотренный метод ионного внедрения. Благодаря применению данной технологии можно получить значительно меньшую толщину базового P -слоя, обеспечить достаточно низкую концентрацию и высокую чистоту примеси, обеспечивает получение больших номиналов сопротивлений и небольшого их разброса.

Конденсаторы. В полупроводниковых ИМС для создания конденсаторов используют обратносмещенные PN -переходы — коллекторный или эмиттерный, либо оба PN -перехода, включенные параллельно. Емкости таких конденсаторов могут быть как постоянными, так и переменными. Основными показателями кон-

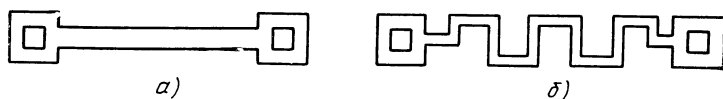


Рис. 19.3. Структура диффузионных резисторов

денсаторов является: их емкость и допустимое напряжение пробоя.

Емкость конденсаторов, образованных на основе PN -переходов, зависит от приложенного обратного напряжения, степени концентрации примесей, а также от площади перехода.

Емкости образуются в едином технологическом процессе наряду с созданием транзисторов, поэтому концентрация примесей определяется в зависимости от показателей соответствующих транзисторов, которые собраны на этой же подложке. Этим и определяются возможные значения емкости. Таким образом, увеличения емкости добиваются увеличением поверхности PN -перехода и уменьшением приложенного напряжения смещения.

Эмиттерный переход обладает большей удельной емкостью за счет большой концентрации примеси в эмиттере N^+ , но низким допустимым напряжением пробоя.

Коллекторный переход имеет гораздо большее допустимое пробивное напряжение, но удельная емкость его ниже. Так, удельная емкость эмиттерного перехода для типовой структуры ИМС при $U_{обр}=2$ В составляет $C_{уд} \approx 1000$ пФ/мм², а $U_{доп\ проб}=7$ В, у коллекторного перехода соответственно $C_{уд} \approx 180$ пФ/мм², $U_{доп\ проб}=50$ В. Основное достоинство данных конденсаторов в их большой экономичности, благодаря тому, что они создаются в едином технологическом процессе наряду с транзисторами и резисторами.

По сравнению с дискретными конденсаторами, они имеют существенные недостатки: ограниченные параметры (емкости и допустимые обратные напряжения) и необходимость в обратном смещении.

ТЕХНОЛОГИЯ СОЗДАНИЯ ИМС НА БИПОЛЯРНЫХ СТРУКТУРАХ

Анализ основных технологических операций, применяемых при создании ИМС на биполярных структурах, а также основных элементов — транзисторов, диодов, резисторов и конденсаторов, создаваемых на основе этих структур, позволяет рассмотреть последовательность и содержание технологических процессов при создании простейшей ИМС на этих структурах:

1. Пластина кремния P -типа очищается и полируется.
2. Создается слой двуоксида кремния на поверхности пластины методом термического окисления.
3. Первая фотолитография для получения окон в слое окиси, чтобы создать скрытый слой N^+ в коллекторных областях транзисторов (рис. 19.4,а).
4. Полное удаление двуоксида кремния с поверхности пластины и повторная очистка поверхности.
5. Нарращивание эпитаксиального слоя N .

6. Снова создается слой двуокиси кремния на поверхности слоя N (рис. 19.4,б).

7. Вторая фотолитография для получения окон с целью проведения диффузии через эти окна.

8. Диффузия акцепторной примеси в слой N , в результате чего участки этого слоя под окнами приобретают P^+ -проводимость. Так создаются коллекторные N -области, изолированные P^+ -областями (рис. 19.4,в).

9. Третья фотолитография для создания окон с целью образования базовых областей.

10. Диффузия акцепторной примеси и образование базовых P -областей (рис. 19.4,г).

11. Четвертая фотолитография для создания эмиттерных N^+ -областей.

12. Диффузия донорной примеси и создание эмиттерных N^+ -областей, а также контактов N^+ к коллекторным N -областям (рис. 19.4,д).

13. Нанесение пленки алюминия для внутрисхемных соединений.

14. Пятая фотолитография для создания нужной схемы соединений.

15. Удаление алюминия с тех участков поверхности, где не должно быть соединений методом травления (рис. 19.4,е).

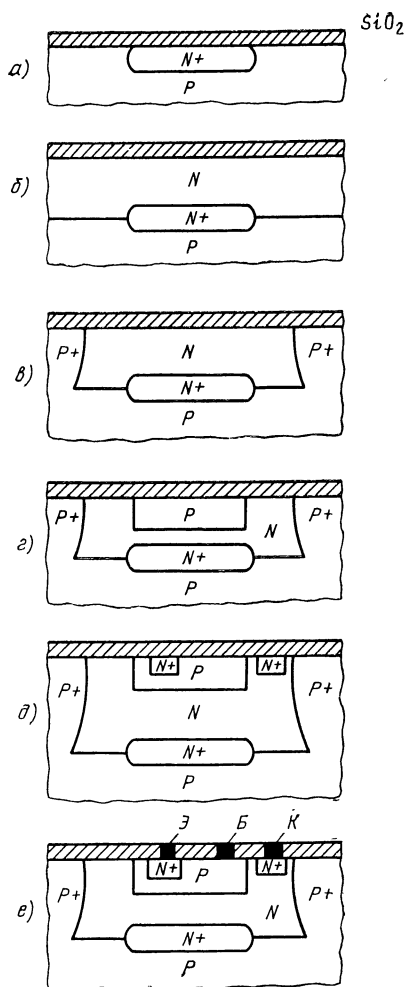


Рис. 19.4. К пояснению последовательности технологических операций по созданию биполярного транзистора ИМС

ЭЛЕМЕНТЫ ИМС НА МДП-СТРУКТУРАХ

Анализ свойств полевых транзисторов в дискретном исполнении показал их большие преимущества по сравнению с биполярными транзисторами. Естественно, что при создании полупроводниковых ИМС возникло стремление получения их на основе полевых транзисторов.

МДП-транзисторы ИМС. Их изготавливают по планарной технологии, однако при этом технология изготовления МДП-транзисто-

ров проще и дешевле технологии изготовления биполярных транзисторов как за счет уменьшения числа требуемых при этом операций, так и за счет уменьшения числа операций, связанных с высокими температурами.

Одним из больших достоинств МДП-структур является отсутствие специальных операций для создания изоляций, так как в МДП-структурах такая изоляция не требуется — затворы транзисторов отделены от подложки диэлектриком, истоки и стоки соседних транзисторов разделены обратносмещенными PN -переходами. Это позволяет размещать МДП-транзисторы гораздо ближе друг к другу, чем биполярные и, следовательно, на той же поверхности получить значительно больше элементов, повысить степень интеграции.

Основным типом МДП-транзисторов ИМС является МДП с индуцированным каналом. Имея большие преимущества по сравнению с биполярной структурой, МДП-транзисторы уступают им в таком важном показателе, как граничная частота, связанная с быстродействием. Основные причины, ограничивающие быстродействие МДП-ИМС — наличие паразитной емкости затвор — канал и время пролета основных носителей через канал. Напомним, что у полевых транзисторов нет таких явлений, ограничивающих быстродействие, как накопление и рассеивание неосновных носителей, так как в основе работы полевого транзистора лежит принцип прямого переноса основных носителей по каналу между истоком и стоком.

Таким образом, именно МДП-транзисторы являются основой для создания ИМС с максимальной степенью интеграции. Этому способствовали работы по усовершенствованию МДП-ИМС, в частности, создание МДП-транзисторов с N -каналом вместо преимущественно выпускавшихся ранее МДП-транзисторов с P -каналом (так как подвижность электронов выше подвижности дырок, то и быстродействие таких транзисторов выше), а также применение метода ионного легирования, благодаря которому удалось уменьшить паразитные емкости, а следовательно, паразитные обратные связи, которые увеличиваются при большей скорости движения носителей.

Вторым направлением усовершенствования МДП-транзисторов ИМС является уменьшение напряжения отсечки, т. е. напряжения $U_{зи}$, при котором $I_c = 0$, что способствует уменьшению рабочих напряжений, а следовательно, и рассеиваемой мощности, и, в свою очередь, создает предпосылки для еще большего увеличения степени интеграции. Этого добиваются применением в качестве затвора слоя поликристаллического кремния вместо металлического алюминиевого затвора. Уменьшение напряжения отсечки в этом случае объясняется тем, что затвор и подложка созданы на основе одного и того же материала — кремния, и поэтому контактная разность потенциалов между ними равна нулю, а следовательно, нет необходимости ее компенсировать, чтобы получить ток в канале.

Другой способ уменьшения порогового напряжения заключается в увеличении удельной емкости затвор — канал, что способствует увеличению крутизны характеристики транзистора, т. е. его управляющего действия, так как чем больше эта емкость, тем больше заряд наводится в канале с помощью напряжения затвора при прочих равных условиях. Замена диэлектрика SiO_2 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon=4,5$ на диэлектрик Si_3N_4 (нитрид кремния) с $\epsilon \approx 7$ и дает возможность получить большую удельную емкость и снизить напряжение отсечки.

МДП-резисторы. В ИМС на основе МДП-транзисторов в качестве резистора используется сам транзистор, т. е. его выходное сопротивление. В этом случае сопротивление резистора зависит от схемы включения транзистора — резистора, от соотношения между напряжением $U_{\text{зи}}$ и $U_{\text{си}}$.

МДП-конденсаторы. В этих конденсаторах использована обычная МДП-структура. Верхняя обкладка — затвор, диэлектрик — двуокись кремния, нижняя обкладка — полупроводник.

Следует отметить специфические особенности МДП-конденсатора по сравнению с конденсатором с двумя металлическими пластинами. Наличие полупроводника в качестве одной из обкладок создает зависимость между емкостью МДП-конденсатора и приложенным напряжением, так как в отличие от металла, где заряд сосредоточен на его поверхности, в слое полупроводника под действием приложенного напряжения будет меняться концентрация носителей в слое у поверхности диэлектрика.

Рассмотрим МДП-конденсатор (рис. 19.5) с N -полупроводником в качестве обкладки. Если поданное напряжение имеет плюс на затворе, то возникшее электрическое поле притянет электроны к поверхности диэлектрика, резко повысится концентрация основных носителей в приповерхностном слое, т. е. возникнет режим обогащения. Это позволяет рассматривать полупроводниковую обкладку конденсатора по своим свойствам близкой к металлической и расчет удельной емкости вести по обычной формуле $C_0 = \epsilon/d$, где ϵ — диэлектрическая проницаемость диэлектрика, d — его толщина.

Если приложить напряжение минусом на затворе, возникает режим обеднения, электроны будут отталкиваться от поверхности диэлектрика в глубь полупроводника и под этой поверхностью образуется слой, в котором будут отсутствовать электроны, а заряд положительного знака будет образован неосновными носителями — дырками. Таким образом, в отличие от диффузионных конденсаторов в биполярных структурах, работающих только при одной полярности напряжения смещения, МДП-транзисто-

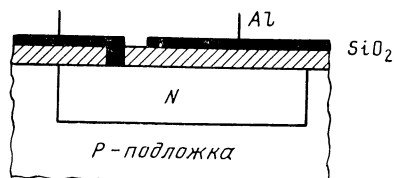


Рис. 19.5. Структура МДП-конденсатора

ры могут работать при любой полярности, что является большим достоинством этих конденсаторов.

Общая емкость МДП-конденсатора зависит от площади и толщины слоя диэлектрика. Для уменьшения потерь в полупроводниковой обкладке на ее сопротивлении используется слой с большой концентрацией N^+ . При толщине слоя диэлектрика $d = (0,05 \dots 0,1)$ мкм $C_{уд} \approx 500 \dots 700$ пФ/мм², $U_{проб} \approx (20 \dots 40)$ В. Чем тоньше слой диэлектрика, тем больше удельная емкость, но меньше напряжение пробоя. Следует отметить, что МДП-конденсаторы могут быть использованы как переменные емкости, в частности МДП-варикапы или варакторы.

19.3. ПРИБОРЫ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В последние годы стали все шире применять в телевидении, устройствах автоматики, телефонии, многоканальных линиях связи приборы с зарядовой связью (ПЗС). В простейшем виде ячейка ПЗС представляет собой МДП-конденсатор. В этих приборах используют свойство МДП-конденсаторов накапливать и хранить заряды неосновных носителей, которые образуются под действием электрического поля обратного напряжения (рис. 19.6).

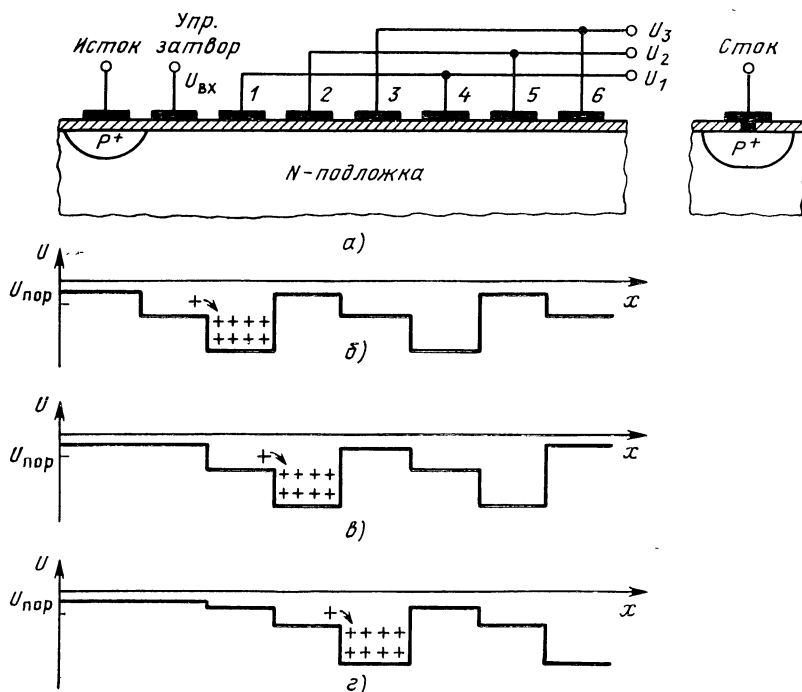


Рис. 19.6. Приборы с зарядовой связью

а — структура ПЗС с трехтактным питанием, б — такт 1, в — такт 2, г — такт 3

При подаче обратного напряжения на МДП-конденсатор с N -обкладкой полупроводника основные носители — электроны — отталкиваются электрическим полем вглубь полупроводника, для неосновных носителей — дырок — создается минимум потенциальной энергии у поверхности диэлектрика — *потенциальная яма* — и электроны устремляются к поверхности, заполняя потенциальную яму. Глубина потенциальной ямы, т. е. глубина проникновения поля в полупроводник тем больше, чем тоньше слой диэлектрика и чем выше обратное напряжение, ширина потенциальной ямы определяется шириной затвора.

Поместим рядом с данным МДП-конденсатором второй такой же, но с меньшей глубиной потенциальной ямы, т. е. на второй подадим меньшее обратное напряжение. Естественно, что в пространстве между потенциальными ямами соседних МДП-конденсаторов возникает электрическое поле, под действием сил которого дырки из менее глубокой потенциальной ямы переместятся в более глубокую. Таким образом, создается возможность накапливать заряды и перемещать их, меняя напряжение на ячейках ПЗС. Явление перемещения заряда из одной потенциальной ямы в другую под действием приложенных напряжений называется *зарядовой связью*, а приборы, работающие на этом принципе, — приборами с зарядовой связью.

РАЗНОВИДНОСТИ ПЗС

Анализ ПЗС с трехтактным питанием. ПЗС состоит из входного устройства, системы переноса зарядов и выходного устройства. Входное устройство содержит исток P^+ и управляющий затвор. При подаче входного напряжения на управляющий затвор под ним образуется канал и происходит переброс дырок из истока в первую ячейку системы переноса — МДП-конденсатор.

В схемах с трехтактным питанием все ячейки объединены в три секции. В первой секции объединены все ячейки, расположенные под номерами 1, 4, 7, 10 и т. д., во вторую секцию — под номерами 2, 5, 8, 11 и т. д., в третью — 3, 6, 9, 12 и т. д. На ячейки от специального тактового генератора подаются обратные напряжения через три контактные площадки с выводами от каждой ячейки МДП-конденсатора (рис. 19.6,а). Более высокое обратное напряжение подается на одну из трех ячеек, на две других — меньшее напряжение.

Такт 1 (рис. 19.6,б). Более высокое обратное напряжение подано на секцию 1, при этом на первую ячейку поступила информация в виде электрического сигнала, который надо передать на выход (допустим, логическая единица). Это значит, что в потенциальной яме первой ячейки накоплен определенный заряд, несущий информацию единицы. Так как на соседней ячейке потенциал ниже, то этот заряд накоплен и хранится до следующего такта.

Такт 2 (рис. 19.6,в). На секцию 2 подается повышенное нап-

ряжение, на секции 1 и 3 — пониженное. Так как под второй ячейкой образовалась глубокая потенциальная яма; то заряд первой ячейки перейдет во вторую и будет там храниться. Обратное напряжение на второй ячейке больше, чем на первой и третьей, поэтому заряд не может уйти на эти ячейки, так как между ними создано тормозящее поле.

Такт 3 (рис. 19.6,з). На секцию 3 подается повышенное напряжение, на секции 1 и 2 — пониженное. В этом случае между второй и третьей ячейкой создается ускоряющее поле для электронов и заряд со второй ячейки перемещается в третью.

Таким образом осуществляется направленный перенос зарядов со входа на выход. Выходной электрод — сток P^+ .

Анализ ПЗС с двухтактным питанием. Такие ПЗС проще по конструкции ПЗС с трехтактным питанием, так как требуют всего две шины питания и две контактные площади. Однако при этом возникает трудность — симметрия слева и справа, каждой ячейки ПЗС по отношению к двум соседним, так как по обе стороны данной ячейки существуют две глубокие потенциальные ямы и заряд будет передаваться в оба направления. Чтобы избежать этого явления, искусственно создается асимметрия, для чего под каждым затвором МДП-конденсатора толщина меняется так, чтобы в сторону переноса, например направо, толщина была меньше. Чем меньше толщина диэлектрика, тем поле обратного напряжения действует сильнее и глубина потенциальной ямы будет больше. В результате создается электрическое поле переноса только в одном направлении. Существуют и другие разновидности ПЗС.

ПАРАМЕТРЫ ПЗС

Эффективность передачи зарядов показывает, какая часть зарядов переносится из одной потенциальной ямы в ближайшую следующую. Эффективность переноса зарядов

$$\eta = Q_{n+1}/Q_n.$$

Одно из особенно больших достоинств ПЗС — большая эффективность, которая достигает в лучших приборах 99,999%. Так как η очень близко к 1, то удобнее пользоваться обратным параметром — неэффективностью передачи, или коэффициентом потерь $\varepsilon = 1 - \eta$, который достигает для лучших образцов 10^{-5} . Естественно, что чем больше шагов переноса, тем больше потери.

Основная причина снижения эффективности в том, что часть зарядов захватывается ловушками, т. е. образованными на границе между диэлектриком и полупроводником поверхностными состояниями, структура которых отличается от требуемой, и способными притянуть к себе заряд. Эффективность будет тем больше, чем меньше время переноса заряда, а это значит, чем меньше расстояние между ячейками, чем выше подвижность носителей заряда, чем больше напряжение переноса.

Уровень шумов ПЗС определяется захватом некоторого количества носителей приповерхностными ловушками. Через некоторое время эти носители освобождаются из ловушки, увеличивая накопленный заряд в какой-либо ячейке. Эти шумы получили название шумов переноса. Создание скрытого слоя уменьшает уровень шумов переноса.

Диапазон тактовых частот ПЗС ограничен снизу и сверху. Нижняя частота связана с наличием термогенерации носителей заряда за счет температуры. Основные носители оттесняются вглубь под действием тактового напряжения, а неосновные притягиваются к поверхности и накапливаются у границы раздела диэлектрика с полупроводником. Эти заряды накапливаются в потенциальных ямах независимо от напряжения сигнала. Чем выше температура, тем больше этих зарядов. Так как заметное накопление зарядов в ячейке за счет термогенерации может произойти за сотые доли секунды, то, чтобы термогенерация не повлияла на переносимый заряд, нижняя тактовая частота должна составлять не менее единиц килогерц. Верхняя частота связана с перебросом заряда из ячейки в другую соседнюю и достигает десятков мегагерц.

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПЗС

Фоточувствительные приборы. Одно из основных направлений применения ПЗС — создание фоточувствительных твердотельных приборов, заменяющих вакуумные электронные передающие трубки.

Принцип действия такого прибора, созданного на основе ПЗС, заключается в том, что в отдельной ячейке МДП-конденсатора происходит непосредственное преобразование энергии светового потока в электрическую энергию. Если энергия кванта света превышает энергию, соответствующую ширине запрещенной зоны между зоной проводимости и валентной зоной, то происходит явление генерации — образование электрона и дырки проводимости. Эти носители заряда в полупроводнике под действием электрического поля, образованного за счет тактового напряжения, разделяются. Основные носители оттесняются в глубь полупроводника, неосновные притягиваются к границе раздела, накапливаясь в потенциальной яме. Накопленный заряд пропорционален световому потоку, падающему на поверхность ячейки, и времени.

Таким образом, в ячейках ПЗС производится запись световой информации в виде зарядов различной величины, затем заряды перемещаются поочередно на выход, где преобразуются в электрическое напряжение следующих поочередно импульсов, амплитуда которых пропорциональна освещенности. Устройство преобразователя — пластинка небольших размеров, на которую проектируется с помощью объектива световой поток от изображения. Через прозрачный диэлектрик свет воздействует на полупроводники каждой ячейки, образованной МДП-конденсатором.

на поверхности пластины размещено несколько сот тысяч элементарных МДП-конденсаторов. Каждому элементу изображения соответствует отдельный МДП-конденсатор. По сравнению с вакуумными передающими трубками данный прибор, обеспечивая такие же качественные показатели, имеет несравнимо меньшие габаритные размеры и массу, потребляет гораздо меньшую мощность, а самое главное, имеет большие надежность и срок службы.

Созданные на основе ПЗС устройства преобразования света в электрические сигналы в настоящее время успешно используют для измерений отдаленных и малодоступных объектов, например толщины раскаленного проката, лесоматериалов, размеров слитков кремния. Эти же приборы позволяют считывать различные надписи — номера вагонов, индексы на конвертах и т. д. Очень перспективно применение этих приборов в робототехнике.

ПРИМЕНЕНИЕ ПЗС В ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

В устройствах ЭВМ ПЗС нашли применение в качестве запоминающих устройств. Информация, поданная в двоичном коде, хранится в ячейках ПЗС в виде единиц и нулей. Незаполненная потенциальная яма — нуль, заполненная зарядом — единица. Для считывания подаются тактовые импульсы, и записанная информация поступает на выходное устройство.

Любая информация, введенная в такое устройство, может храниться значительное время. Недостаток данных запоминающих устройств заключается в том, что при отключении питания даже на доли секунды происходит полная потеря информации. В настоящее время ведутся исследования по устранению этого недостатка.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЗС В УСТРОЙСТВАХ СВЯЗИ

Во многих устройствах связи, в частности в телевизионной аппаратуре, требуется задержать электрические импульсы на точно заданное время. Эта задача решается с помощью ПЗС, которая регулирует время переноса информации со входа на выход.

В многоканальных линиях связи ПЗС находят применение в качестве мультиплексоров — несколько входных сигналов параллельно вводятся в ПЗС-регистр и затем последовательно считываются. На этой же основе могут быть построены и обратные устройства — демультиплексоры.

Выводы. 1. ПЗС строят на основе накопления, хранения и переноса зарядов с помощью МДП-конденсаторов. 2. Перенос зарядов из одной ячейки, где заряд хранится, в другую производится путем подачи повышенного напряжения на ячейку, куда требуется перенести заряд. 3. Основные параметры ПЗС — эффективность передачи зарядов, уровень шума, диапазон тактовых частот. 4. Широкое применение ПЗС находят в устройствах связи и вычислительной технике.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое потенциальная яма и от чего зависит ее глубина?
2. Как создается поле переноса в нужном направлении в двухтактном ПЗС?
3. Какие факторы влияют на эффективность передачи зарядов в ПЗС?
4. Какие факторы влияют на диапазон тактовых частот ПЗС?

19.4. ГИБРИДНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Как уже указывалось выше, гибридные ИМС строят на основе пленочной технологии, но часть элементов, в частности транзисторы и диоды, являются навесными, т. е. дискретными элементами.

По технологическим особенностям гибридные схемы делят на тонкопленочные и толстопленочные.

Тонкие пленки имеют толщину до 5 мкм, толстые — от 5 мкм до сотен микрон.

ТОНКОПЛЕНОЧНЫЕ СХЕМЫ

В качестве подложки, которая является одновременно изоляцией, в тонкопленочных ИМС применяют стекло, ситалл, керамику. К подложке предъявляют очень высокие требования — высокие диэлектрические свойства, механическая прочность, хорошая теплопроводность, чистота поверхности (наличие шероховатостей приводит к изменению толщины наносимой пленки), хорошая адгезия к наносимым на поверхность материалам пленок (адгезия — прочность сцепления пленки с подложкой или другой пленкой).

Преимуществом керамических подложек по сравнению со стеклянными является ее более высокая теплопроводность, недостатком — трудность удаления шероховатостей на поверхности керамики.

В последнее время широкое применение в ИМС получил ситалл — стеклокерамический материал. По своим основным показателям ситалл превосходит керамику и стекло.

Методы нанесения тонких пленок. Точность номиналов элементов схем, наносимых на подложку, в большой степени зависит от точного нанесения требуемой толщины пленки. Учитывая, что в тонкопленочных гибридных ИМС толщина пленки составляет десятки или сотни нанометров, а диаметр атома составляет 0,1 ... 0,2 нм, то в слое пленки по толщине укладываются всего сотни атомов.

Нанесение с большой точностью таких слоев требует соответствующей технологии.

Термическое напыление. Основой данного метода является превращение вещества пленки в газообразное состояние с последующей конденсацией паров на материал подложки.

Для перевода твердого вещества в газообразное состояние требуется, чтобы собственное давление газообразования вещества превысило внешнее давление. Для увеличения собственного давления необходимо нагреть материал пленки и одновременно снизить давление внутри установки.

Подложка предварительно очень тщательно очищается. Для минимального рассеивания частиц пленки в процессе движения к подложке в камере, где происходит процесс напыления, создается вакуум. В свою очередь, вакуум создает нужную разность давления между давлением преобразования материала пленки и давлением внутри камеры, кроме того, наличие вакуума обеспечивает образование чистой, однородной пленки, так как в результате соударения молекулы испаряемого вещества с молекулами газа пленка загрязняется. При этих соударениях образуются химические вещества, которые оседают вместе с пленкой, меняя ее параметры.

Катодное напыление пленки. Метод термического напыления в вакууме является одним из наиболее распространенных. Его достоинства — простота и получение достаточно тонких и чистых пленок.

Однако если требуется напылять тугоплавкие металлы с очень высокой температурой газообразования, то получение нужных пленок становится практически невозможным, так как пленка представляет собой химически сложное вещество и составляющие пленки при таких температурах осаждаются, как отдельные вещества, что может и не соответствовать тем свойствам, которые ожидаются от пленки.

Катодное напыление позволяет получить газообразование при сравнительно невысоких температурах.

По существу, процесс напыления происходит в газоразрядном приборе, заполненном нейтральным газом при низком давлении ($10^{-1} \dots 10^{-2}$ мм рт. ст.). Материал пленки расположен на катоде, подложка на аноде. Между анодом и катодом создается напряжение в несколько тысяч вольт. Положительные ионы газа устремляются к катоду и, получив под действием такого высокого напряжения большое ускорение, ионы бомбардируют его поверхность, выбивая из нее вещества пленки, часть выбитых атомов диффундирует к аноду и осаждается на подложке. При этом процессе возможно осаждение сложных пленок, а также тугоплавких металлов, как, например, вольфрам, молибден, платина.

Процесс катодного распыления происходит медленнее, чем процесс термического напыления. Более быстрое напыление обеспечивает усовершенствованный метод распыления — ионно-плазменное напыление. Основная особенность установки — наличие дополнительного газового дугового разряда с помощью двух электродов, из которых один накаливается термокатод. Дуговой разряд обеспечивает большую плотность электронно-ионной плазмы между основными электродами, на которые подаются такие же высокие напряжения.

Данный метод обеспечивает лучшую адгезию и, как уже было отмечено, более быстрое напыление.

ТОНКОПЛЕНОЧНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Резисторы: Тонкопленочные резисторы наносятся путем осаждения на диэлектрическую основу резистивного материала. Как известно, $R = \rho l / S$. У тонкопленочных резисторов площадь поперечного сечения $S = dm$, где d — толщина пленки, а m — ее ширина.

Таким образом, сопротивление данного резистора зависит от материала пленки и прежде всего его удельного сопротивления ρ . Кроме того, материал пленки должен иметь низкий температурный коэффициент, высокую коррозионную стойкость. В качестве материала берут металлы с большим удельным сопротивлением — хром, тантал или сплавы — нихром. Так как толщина пленки d постоянная по длине l , то сопротивление зависит не от площади, а от конфигурации пленки (рис. 19.7), т. е. отношения l/m . Для получения большей длины на малой поверхности подложки используют более сложную, гребенчатую форму пленки (рис. 19.7,б). Нанесение тонкопленочных резисторов в основном производится с помощью термического и катодного напыления.

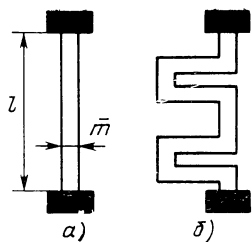


Рис. 19.7. Структура тонкопленочных резисторов
а — прямая конфигурация, б — гребенчатая конфигурация

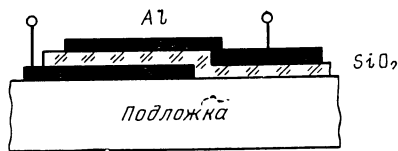


Рис. 19.8. Структура тонкопленочного конденсатора

Конденсаторы. Структура тонкопленочных конденсаторов показана на рис. 19.8. Верхняя и нижняя обкладки — металлические пленки, между которыми расположен слой диэлектрика. Емкость такого конденсатора $C = \epsilon S/d$, где ϵ — диэлектрическая проницаемость, S — площадь пластин, d — толщина диэлектрика.

Материал для диэлектрика должен удовлетворять следующим требованиям — иметь достаточно высокое пробивное напряжение, малые диэлектрические потери, высокую диэлектрическую проницаемость, хорошую адгезию с обкладками. В качестве диэлектриков, наиболее отвечающих этим требованиям, берут окись кремния, окись тантала, окись германия. Для создания обкладок конденсаторов используют алюминий, тантал. Нанесение пленок производится в основном методом термического ионноплазменного напыления.

Индуктивности. В то время как пленочные конденсаторы и резисторы соответствуют любым требуемым номиналам для ИМС, получение любой индуктивности в ИМС пока является еще нерешенной задачей.

Для создания индуктивности на поверхности диэлектрика наносится пленка спиралевидной структуры — круглая или прямоугольная. Вследствие ограниченных размеров, допустимых на размещение индуктивности в ИМС, индуктивность не превышает обычно 3...5 мкГ. Такие индуктивности, как правило, можно применять только в диапазоне УКВ, т. е. на частотах выше 30 МГц. При необходимости получения больших индуктивностей в схеме приходится использовать либо навесные дискретные индуктивности, либо использовать в качестве индуктивностей транзисторы, работающие в специальном режиме.

Тонкопленочные проводники используют для соединения тонкопленочных схемных элементов. Основные требования к этим проводникам — большая электропроводность и хорошая адгезия. В качестве проводников, удовлетворяющих этим требованиям, используют никель, медь, золото, алюминий. Для улучшения адгезии с диэлектриком подложки приходится под основной провод-

ник напылять подслоем — нихром или хром, обладающий хорошей адгезией.

Создание биполярных транзисторов на основе тонкопленочной технологии оказалось практически невыполнимым, так как при напылении полупроводниковой тонкой пленки на изолирующую подложку нарушается ее кристаллическая структура, что недопустимо при создании *PN*-переходов.

Этим и объясняется необходимость в навесных транзисторах и диодах. Однако поскольку процесс создания гибридных ИМС происходит по двум независимым каналам, отдельно создаются пассивные элементы и отдельно активные элементы, что в целом упрощает производственный цикл, уменьшается стоимость отдельных ИМС.

ТОЛСТОПЛЕНОЧНЫЕ СХЕМЫ

Наряду с тонкопленочными ИМС широкое применение находят и толстопленочные. Их основная особенность — возможность получения более высокой мощности рассеяния, более высоких допустимых напряжений пробоя в элементах схемы. Поэтому толстопленочные ИМС применяют в сравнительно высоковольтных и мощных гибридных ИМС.

В качестве материала подложки в толстопленочных ИМС используют, как правило, керамику, обладающую большой термостойкостью, механической прочностью и теплопроводностью; для нанесения на подложку пленки пасты, которую изготовят из наполнителя — металлов (для проводящих и резистивных слоев) и диэлектриков, керамических материалов и стекла, а также органически связующих веществ, обеспечивающих вязкость пасты. В качестве наполнителей — металлов — используют золото, серебро, платину, палладий и их смеси. Для получения диэлектрических пленок используют наполнители с большой диэлектрической проницаемостью — титанат бария, двуокись титана.

Пасту на поверхность наносят с помощью специальных трафаретов по определенному рисунку. После нанесения пасты производят ее сушку при температуре 80... 125°С. При сушке из пасты удаляется связывающее органическое вещество.

Затем производится обжигание пасты для получения хорошей адгезии с подложкой и требуемых параметров элементов.

Толстопленочные резисторы изготавливают в широком наборе номиналов путем изменения соотношения в наполнителе пасты содержания диэлектрических и проводящих материалов. Для подгонки номиналов применяют обработку контуров резистора лазерным лучом, при котором удается убрать излишний материал пленки. После подгонки на резистор наносят защитную пленку для получения стабильности параметров.

Толстопленочные конденсаторы представляют собой такую же структуру, как и тонкопленочные, но слои обкладок и диэлектрика наносят в виде пасты. Наносят нижнюю обкладку, затем произ-

водят сушку и вжигание, потом слой диэлектрика, снова сушку и вжигание, а затем так же верхнюю обкладку.

Достоинства толстопленочных конденсаторов — большая стабильность параметров, высокое значение допустимого напряжения пробоя. Основное достоинство толстопленочной технологии — простота и низкая стоимость полученных ИМС. Недостаток — плотность размещения элементов гораздо меньше, чем в тонкопленочной.

Навесные элементы гибридных ИМС представляют собой транзисторы, диоды, чаще всего бескорпусные для уменьшения габаритных размеров. Кроме того, в некоторых случаях применяют дискретные навесные микроконденсаторы, специально разработанные для этого. Выше уже отмечалось, что индуктивности более 3...5 мкГ применяют только навесные.

Разработаны специальные контакты для соединения навесных элементов с контактными выводами элементом ИМС.

СОВМЕЩЕННЫЕ ИМС

Совмещенные схемы — наиболее совершенные, так как сочетают в себе достоинства полупроводниковых и пленочных схем. В этих схемах активные элементы — транзисторы, диоды — создают методами планарной или планарно-эпитаксиальной технологии, а затем на защищенную поверхность наносят методами тонкопленочной технологии пассивные элементы — резисторы, конденсаторы, а также токопроводящие соединения.

Совмещенные ИМС имеют меньшие размеры, чем гибридные схемы, так как активные элементы, размещенные на поверхности полупроводниковой подложки, занимают меньший объем, чем навесные.

Совмещенные микросхемы позволяют получить наиболее высокие качественные показатели, удовлетворяющие самым высоким требованиям.

Однако по сравнению с полупроводниковыми и пленочными схемами при создании совмещенных схем требуется выполнить дополнительные технологические операции, что повышает их стоимость.

Выводы. 1. Гибридная ИМС содержит диэлектрическую подложку, на которую наносят пассивные элементы, выполненные по пленочной технологии, и навесные активные элементы. 2. Применение тонкопленочной технологии обеспечивает получение малых размеров и высокое качество резисторов и конденсаторов в ИМС. 3. Толстопленочные ИМС обеспечивают более высокую мощность рассеяния, более высокое допустимое напряжение пробоя в элементах схемы. 4. Достоинство гибридных ИМС — простота изготовления, малая трудоемкость и низкая стоимость по сравнению с полупроводниковыми ИМС.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему пленочная технология обеспечивает более высокое качество и меньшие размеры R и C ?
2. Чем объяснить, что тонкопленочная технология не позволяет создать bipolarные транзисторы и диоды?
3. В чем преимущества и недостатки совмещенных ИМС?

19.5. БОЛЬШИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

ПЕРЕХОД К БИС

В процессе развития и усовершенствования ИМС как в области технологии, так и в области схемотехники происходит усложнение функций, выполняемых отдельными ИМС, что приводит к постепенному появлению ИМС, содержащих несколько функциональных устройств, объединенных на единый комплекс. Усложнение ИМС носит, с одной стороны, количественный характер — увеличивается число элементов в одной ИМС, с другой стороны — качественный, увеличиваются функциональные возможности, выполняемые отдельными ИМС.

Интегральные микросхемы, содержащие более 1000 элементов и являющиеся сложными функциональными устройствами, получили название больших интегральных схем (БИС). Создание БИС явилось новым шагом развития электроники, причем без преувеличения можно отметить, что это такой же по значимости шаг, как переход от дискретных схем к ИМС.

Что дает переход к БИС? Прежде всего еще в большей степени увеличивается надежность устройства за счет уменьшения соединений между составляющими элементами устройства, улучшаются качественные показатели: уменьшаются паразитные емкости и индуктивности, что увеличивает быстродействие системы, создается возможность поддержания одинаковой температуры всех элементов комплекса, находящихся в одном корпусе, а это облегчает температурную стабилизацию, кроме того, стоимость БИС меньше стоимости аналогичного комплекса, собранного из отдельных ИМС, за счет уменьшения стоимости отдельных элементов БИС, уменьшения затрат на сборку и корпус схемы.

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ БИС

Как и обычные ИМС, БИС создают на основе полупроводниковой и пленочной технологии и по этому признаку различают полупроводниковые и гибридные БИС. Самое большое применение БИС нашли в электронно-вычислительных устройствах. Современные ЭВМ способны выполнять миллионы операций в секунду и являются многоэлементными устройствами. Создание БИС решает основные проблемы уменьшения габаритных размеров, массы, потребляемой энергии ЭВМ при неизменном повышении надежности, быстродействия, объема памяти и т. д.

Вторым направлением применения БИС является разработка комплексов для устройств радиоэлектронной аппаратуры различного назначения, в частности аппаратуры связи и вещания. Сюда относятся БИС усилительных трактов радиоприемных, радиопередающих устройств, формирователи частоты для радиопередающих устройств связи, телевидения, системы взаимного преобразования напряжения в код, применяемые в многоканальной и телеграфной аппаратуре и т. д.

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ИНТЕГРАЛИЗАЦИИ

Одним из основных требований к элементам ИМС является уменьшение геометрических размеров, уменьшение площади изолирующих элементов, либо по возможности исключение изоляции.

Выбор соответствующих элементов для БИС во многом определяется возможной плотностью упаковки с учетом отвода тепла от элементов в схеме.

Как показал анализ, проведенный выше, изготовление МДП связано с меньшим числом операций, меньшим размером активного элемента — транзистора, меньшей площадью изоляции по сравнению с ИМС на биполярных транзисторах. Этим обусловлено более широкое применение МДП-БИС, которые обеспечивают большую степень интеграции.

Как уже было отмечено, ИМС на биполярных транзисторах обеспечивают большее быстродействие. Поэтому в настоящее время ведется работа по созданию БИС на биполярных транзисторах, не уступающих по своим показателям МДП-БИС. Таких результатов удалось добиться с помощью транзисторов, изготовленных по изопланарной технологии, а также на биполярных структурах с инжекционным питанием.

Ведется работа по улучшению характеристик МДП-транзисторов в БИС. С этой целью разработана технология для уменьшения длины канала и площади, занимаемой транзистором.

БОЛЬШИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ С ИНЖЕКЦИОННЫМ ПИТАНИЕМ

Простейшая структура схемы с инжекционным питанием показана на рис. 19.9,а. Схема состоит из обычной транзисторной структуры, составленной из электродов с вертикальным расположением $N1P2N2$ (где $N1$ — эмиттер, $P2$ — база, $N2$ — коллектор), и дополнительной области $P1$ — инжектора.

Таким образом, в схеме имеется три PN -перехода: инжекторный $P1N1$, эмиттерный $P1N2$ и коллекторный $P2N2$ (рис. 19.9,б).

По аналогии с тиристором, который также содержит три PN -перехода, в данной структуре можно выделить две транзисторные структуры $P1N1P2$ и $N1P2N2$. В отсутствие напряжения на PN -переходах возникают потенциальные барьеры, образованные отрицательными зарядами в P -областях и положительными заряда-

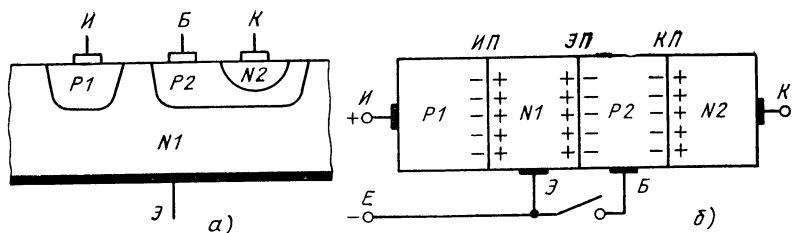


Рис. 19.9. Структура транзистора с инжекционным питанием (а) и образуемые в нем PN -переходы (б)

ми в N -областях. Подадим на инжекторный PN -переход от источника с ЭДС E прямое напряжение. Под действием этого напряжения из инжектора $P1$ в эмиттер $N1$ инжектируют дырки, где они становятся неосновными носителями.

Вследствие появления избыточной концентрации дырок в эмиттере $N1$ в эту область поступают электроны от источника ЭДС для нейтрализации этого избыточного заряда. Внутри эмиттера появляется градиент концентрации, и электроны, и дырки под его воздействием движутся к границе эмиттерного PN -перехода. Избыточные электроны, дойдя к границе этого перехода, частично компенсируют объемный положительный заряд, который там имеется. Для неосновных носителей в области эмиттера — дырок — потенциальный барьер эмиттерного перехода создает ускоряющее поле, и они переходят в базу $P2$ и компенсируют частично отрицательный заряд области $P2$ на границе с эмиттером. В результате того, что потенциальный барьер уменьшился, эмиттерный PN -переход сузился. Таким образом, эмиттерный переход смещается в прямом направлении, что создает возможность для перехода электронов из эмиттера $N1$ в базу $P2$. Наличие избыточных электронов и дырок, перешедших из эмиттера в базу, создает в базе градиент концентрации этих носителей и возможность их перемещения вследствие диффузии к границе коллекторного перехода.

Происходит явление, аналогичное явлению в эмиттерном переходе. Избыточные дырки частично компенсируют отрицательный заряд в базе на границе с коллектором, а для электронов, которые являются неосновными носителями в области $P2$, контактная разность потенциалов коллекторного перехода создает ускоряющее поле. Перейдя в коллектор, эти электроны компенсируют положительный заряд коллектора у границы с базой. В результате коллекторный переход также смещается в прямом направлении, и транзистор $N1P2N2$ оказывается в режиме насыщения; сопротивление этого транзистора становится небольшим, и его можно рассматривать как ключ в открытом состоянии.

Таким образом, под действием прямого напряжения, поданного между инжектором и эмиттером, транзистор $N1P2N2$ открывается и переходит в режим насыщения.

Если замкнуть между собой базу $P2$ и эмиттер $N1$, то разность потенциалов между ними станет равной нулю и, естественно, инжекция электронов из эмиттера $N1$ в базу $P2$ прекратится. В коллекторной цепи ток отсутствует и транзистор $N1P2N2$ работает в режиме, близком к режиму отсечки. Его выходное сопротивление резко увеличивается, а это соответствует разомкнутому ключу. Однако в цепи базы $P2$ ток будет $I_B = \alpha I_n$, где I_n — ток прямо-смещенного инжекторного перехода, так как дырки, перейдя из инжектора $P1$ в эмиттер $N1$, становятся там неосновными носителями и под действием поля объемных зарядов перехода переходят в $P2$.

На основе рассмотренной одиночной структуры с инжекционным питанием рассмотрим сложную структуру, применяемую в интегральных схемах.

На рис. 19.10 показано четыре транзистора $N1P2$ с общим инжектором P , которые собраны на одном кристалле кремния N -типа, служащем общим эмиттером для всех транзисторов.

Коллектор предыдущего транзистора соединен с базой последующего. Между общим инжектором и общим эмиттером подано прямое напряжение. Процесс, происходящий в транзисторе $VT1$, аналогичен тому, который был ранее рассмотрен для одиночной структуры. Так как база транзистора $VT1$ разомкнута, то он находится в режиме насыщения вследствие того, что потенциальные барьеры на его переходах частично скомпенсированы, и эмиттерный и коллекторный переходы открыты. Коллектор N транзистора $VT1$ соединен с базой P транзистора $VT2$, и поэтому компенсация зарядов на переходах и накопление дырок в базе не происходит. Коллекторный переход остается смещенным в обратном направлении, как и эмиттерный переход, и транзистор $VT2$ находится в режиме, близком к режиму отсечки.

В транзисторе $VT3$ в точки база — эмиттер подается напряжение $U_{кэ}$ транзистора $VT2$, которое попадает плюсом на P -базу и минусом на его эмиттер. Это прямое напряжение открывает эмиттерный переход $VT3$, на базу которого попадают дырки из инжекторного и эмиттерного переходов. Происходит процесс, аналогичный процессу в транзисторе $VT1$, и транзистор $VT3$ также попадает в режим насыщения. В транзисторе $VT4$ происходят те же процессы, что и в $VT2$, он попадает в режим отсечки.

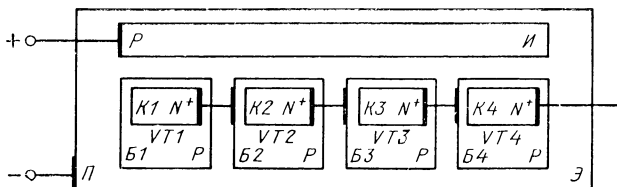


Рис. 19.10. Структура ИМС на четырех транзисторах с инжекционным питанием

Таким образом, все транзисторы работают в ключевом режиме, а открытое и закрытое состояния у этих транзисторов чередуются через один транзистор.

База транзистора *VT1* имеет внешний вывод, и если базу замкнуть на эмиттер, то транзистор *VT1* перейдет в режим, близкий режиму отсечки, тогда *VT2* откроется, *VT3* закроется и т. д.

Основные достоинства схем с инжекционным питанием: отсутствие резисторов в схеме, не требуют индивидуальной изоляции элементов, соединения применяют только для создания функциональных связей.

Отсюда следует главное преимущество схем с инжекционным питанием — возможность резкого увеличения степени интеграции. Считается, что предельная степень интеграции для этих схем составляет $10^6 \dots 10^7$ на одной подложке. Это и обуславливает их перспективность применения в БИС.

КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ БИС

По технологическому признаку БИС можно разделить на две разновидности: полупроводниковые и гибридные.

Полупроводниковые БИС содержат сложные функциональные узлы на одной подложке. В процессе создания полупроводниковых БИС ведутся работы по усовершенствованию существующей технологии: увеличению возможностей фотолитографии, применению метода ионного внедрения, совершенствованию системы соединений элементов БИС, в частности, применению многослойной металлизации, что уменьшает число пересечений проводящих элементов и уменьшает их длину.

Гибридные БИС строят на основе сочетания пленочной и полупроводниковой технологии и объединяют в себе общую подложку и дискретные элементы и ИМС, изготовленные отдельно.

В основе конструкции гибридной БИС находится коммутационная плата, на которой производится сборка и монтаж навесных элементов — транзисторов и целых ИМС.

Гибридные БИС имеют крупные достоинства по сравнению с полупроводниковыми: гораздо большие функциональные возможности за счет включения навесных ИМС различного назначения, сочетание преимуществ пленочной и полупроводниковой технологии, гораздо проще и дешевле технологические процессы создания.

Гибридные БИС особенно перспективны для применения в аппаратуре связи, так как могут быть разработаны с учетом конкретной аппаратуры и выполняемых ею функций.

СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ИМС

Все выпускаемые ИМС делятся на три группы по конструктивно-технологическим особенностям: каждой группе в системе условных обозначений присваивается своя цифра — 1, 5, 7 —

ИМС полупроводниковые (7 — бескорпусные); 2, 4, 6, 8 — ИМС гибридные, 3 — ИМС прочие. К прочим относятся пленочные ИМС.

По характеру выполняемых функций в радиоэлектронной аппаратуре ИМС делятся на подгруппы — генераторы, усилители, модуляторы и т. д. Подгруппы делятся на виды: усилители — подгруппа, виды усилителей: высокой частоты, низкой частоты, повторители и т. д.

Элементную базу аппаратуры составляют серии ИМС — совокупность ИМС, выполняющих различные функции, имеющих единую конструктивно-технологическую базу и предназначенных для совместного применения в аппаратуре.

По ГОСТ—73 условное обозначение ИМС состоит из следующих элементов: первый элемент — цифра, соответствующая конструктивно-технологической группе; второй элемент — две или три цифры, означающие порядковый номер разработки данной серии ИМС; первые два элемента, состоящие из трех-четырех цифр, характеризуют полный номер серии ИМС; третий элемент — две буквы, первая характеризует подгруппу, а вторая — вид в этой подгруппе; четвертый элемент — порядковый номер разработки ИМС в данной серии, в которой может быть несколько одинаковых по своему функциональному назначению ИМС (он может состоять из одной или нескольких цифр).

В некоторых сериях буква в конце условного обозначения ИМС определяет тип корпуса: П — пластмассовый, М — керамический.

Для микросхем широкого применения в начале условного обозначения ставится буква К. Если после буквы К ставится П или М, то это значит, что вся серия имеет пластмассовый или керамический корпус.

Например, К174УН7: К — широкого применения, серия 174, 1 — полупроводниковая технология, УН — подгруппа — усилители, Н — низкой частоты, порядковый номер разработки данной ИМС — 7.

Выводы. 1. БИС еще в большей степени увеличивают надежность ИМС и их быстродействие, уменьшают стоимость аппаратуры, в которой они применяются. 2. По конструктивно-технологическим особенностям БИС делятся на полупроводниковые и гибридные. 3. Применение МДП-транзисторов в БИС обеспечивает большую степень интеграции за счет меньших размеров транзистора и меньшей площади изоляции. 4. Возможность резкого увеличения степени интеграции БИС обеспечивают транзисторы с инжекционным питанием за счет отсутствия резисторов, индивидуальной изоляции элементов и применения соединений только для создания функциональных связей.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. За счет каких факторов увеличивается надежность и улучшаются качественные показатели БИС?

2. Каким образом транзистор с инжекционным питанием переходит в режим насыщения?
3. В чем заключается основное отличие транзистора с инжекционным питанием от тиристора?
4. Каковы основные достоинства гибридных БИС?

Глава 20. УСИЛИТЕЛИ НА ИМС

20.1. ОСОБЕННОСТИ СХЕМОТЕХНИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ИМС

Благодаря своим большим преимуществам ИМС нашли очень широкое применение в усилительных устройствах.

Применяемые в качестве усилителей ИМС могут быть как полупроводниковыми, так и гибридными, при этом в основном используют аналоговые ИМС. И поскольку они, как правило, работают в линейных режимах усиления, то их называют линейными ИМС.

Усилительные устройства, создаваемые на основе ИМС, применяют в качестве предварительных и окончательных каскадов в усилителях различного назначения, в системах коррекции и регулировки усиления.

К усилителям на ИМС предъявляют те же требования, что и к усилителям на дискретных элементах с учетом специфики тех устройств, в которых их используют.

Общие требования к усилителям на ИМС — получение максимального усиления и минимальные частотные, фазовые и нелинейные искажения.

Усилители на ИМС имеют свои специфические особенности, которые требуют и соответствующих схемных решений.

1. Как правило, ИМС, используемые в усилительных устройствах, многокаскадные. Отсюда возникает проблема межкаскадных связей. Основной вид связи между каскадами в ИМС — связь непосредственная, т. е. связь без разделительных конденсаторов. Это объясняется тем, что конденсаторы в интегральном исполнении имеют относительно небольшие емкости, что может привести к частотно-фазовым и переходным искажениям в области нижних частот (больших времен), кроме того, конденсаторы в ИМС большей частью — нелинейные элементы, что может привести к нелинейным искажениям. Таким образом, по существу, усилители на ИМС являются усилителями постоянного тока, даже если они предназначены для усиления переменных сигналов.

2. Непосредственная связь между каскадами создает трудности получения заданного режима по постоянному току для выбора рабочей точки. Всякое изменение режима работы за счет нестабильности питающих напряжений или температуры приведет к из-

менению выходного напряжения ИМС и будет восприниматься как изменение сигнала. Поэтому в усилителях на ИМС применяют специальные меры стабилизации питающих напряжений, а также температурной стабилизации.

3. Для улучшения качественных показателей усилителей, а также для получения больших входных и выходных сопротивлений в ИМС применяют глубокие отрицательные связи. Наличие ООС позволяет скомпенсировать неточность полученных параметров отдельных элементов схемы, а также невозможность подстройки и налаживания ИМС в процессе эксплуатации.

4. Понятие о сложности схемы в ИМС отличается от дискретных схем. Анализ технологических процессов в ИМС показал, что во многих случаях изготовление резисторов и конденсаторов больших сопротивлений и емкостей сложнее и они занимают больше места, чем транзистор. Поэтому в ИМС транзисторы применяют не только в качестве основных усилительных элементов в каскаде, но и в качестве сопротивления нагрузки, элемента стабилизации режима и т. д. Такая замена позволяет уменьшить габаритные размеры и стоимость ИМС, повысить плотность размещения элементов, увеличить надежность.

5. Наличие активных элементов, которые не могут быть реализованы в дискретном исполнении: многоэмиттерные и многоколлекторные транзисторы, сверхбета-транзисторы и т. д., которые создают и новые схемные решения.

6. Возможность создания очень близких тепловых режимов для элементов интегральной микросхемы, благодаря их расположению на одной подложке на минимальном расстоянии друг от друга, что позволяет добиться идентичности температурных зависимостей в согласованных схемах, например, в паре транзисторов, образующих дифференциальный каскад усиления.

7. Ограниченная мощность рассеяния вследствие того, что объем ИМС очень мал и соизмерим с объемом отдельного дискретного транзистора. Поэтому ИМС в целом должна рассеивать мощность, равную мощности отдельного транзистора, что требует очень малых токов транзисторов ИМС. В свою очередь, работа с малыми токами и опасность перегрева при перегрузках требуют наличия в ИМС специальных схем защиты от перегрузок.

Все это потребовало от разработчиков создания новых оригинальных схемных решений, которые учитывали бы все особенности ИМС, перечисленные выше.

Для того чтобы грамотно эксплуатировать существующую и проектировать новую аппаратуру на ИМС, необходимо хорошо знать основы построения их принципиальных схем. Усилительные каскады интегральных микросхем строят на тех же принципах, которые характерны для усилителей на дискретных элементах, но с учетом специфических особенностей ИМС, рассмотренных выше. Основной схемой усиления является схема с ОЭ или ОИ, которая позволяет получить наибольшее усиление по мощности. Для со-

ласования входных и выходных сопротивлений применяется схема эмиттерного или истокового повторителя.

Для получения больших коэффициентов усиления по току и высоких входных сопротивлений применяют схемы на составных транзисторах, в частности схему Дарлингтона.

В полупроводниковых ИМС используют составные транзисторы из транзистора *PNP* и дополняющего его транзистора *PNP*, который образуется при изоляции ИМС *PN*-переходом. При этом транзисторы *PNP* имеют меньшую граничную частоту, меньший коэффициент $h_{21э}$, чем основной *PNP*-транзистор.

Рассмотрим ряд специфичных схем, характерных для усилителей на ИМС.

ГЕНЕРАТОРЫ СТАБИЛЬНОГО ТОКА (ГСТ)

Как уже отмечалось выше, в ИМС применяют непосредственную связь между каскадами, которая требует особенно большой стабильности режимов работы каскадов при изменении температуры и питающих напряжений. Устройства для получения стабильных токов в схеме получили название генераторов стабильного тока (ГСТ). Задача получения стабильного тока может быть решена в устройстве, в котором при изменении напряжения в широких пределах ток остается постоянным. Очевидно, что для этой цели требуется электронный прибор, у которого вольт-амперная характеристика зависимости $I=f(U)$ должна иметь минимальный угол наклона к оси напряжения. Такие характеристики имеют биполярные транзисторы в активном режиме. При этом, естественно, смещение на транзисторе должно быть стабилизированным, т. е. строго постоянным.

Идеальный ГСТ должен иметь характеристику тока, параллельную оси напряжений.

Простейшая схема ГСТ — обычная схема транзистора с ОЭ. Ее недостаток в том, что смещение не стабильно, любое изменение напряжения питания либо температуры вызовет изменение напряжения смещения, а следовательно, изменение коллекторного тока транзистора ГСТ.

На рис. 20.1,а приведена схема, в которой стабилизация режима основного транзистора ГСТ — *VT2* — производится с помощью такого же транзистора *VT1*, работающего в диодном включении. При увеличении температуры или питающего напряжения произойдет одинаковое увеличение тока обоих транзисторов, но сопротивление диода уменьшится, напряжение на нем уменьшится, следовательно, уменьшится напряжение смещения, подаваемое на транзистор *VT2*, что позволит поддержать ток I_K транзистора *VT2* неизменным.

Для лучшего управления током ГСТ в цепь диода включен резистор *R* (см. рис. 20.1,а).

Следует иметь в виду, что транзистор *VT1*, хотя и включен диодом, но работает в активном транзисторном режиме, так как

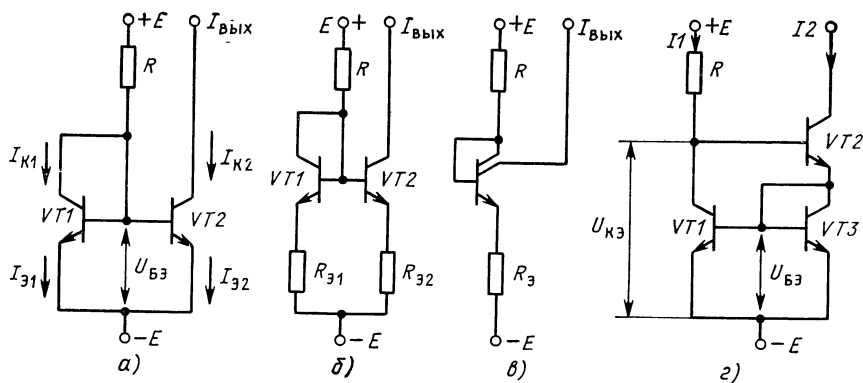


Рис. 20.1. Схемы ГСТ:

а — простая, б — с эмиттерной стабилизацией, в — на двухколлекторном транзисторе, г — с дополнительным эмиттерным повторителем

переход коллектор — база у него смещен в обратном направлении за счет падения напряжения на объемном сопротивлении базы.

При этом относительная нестабильность токов обоих транзисторов ИМС практически одинакова $\Delta I_{K1}/I_{K1} = \Delta I_{K2}/I_{K2}$, где ΔI_{K1} и ΔI_{K2} — изменения коллекторных токов за счет изменения температуры или питающих напряжений.

С другой стороны, то, что транзистор $VT1$ включен как диод, означает, что его коллекторный ток можно задать с помощью напряжения источника $+E$ и сопротивления R : $I_{K1} = (E - U_{БЭ})/R$. Если $E \gg U_{БЭ}$, то $I_K \approx E/R$. Так как транзисторы идентичны и $U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$, то $I_{K1} = I_{K2}$. В этой схеме выходной ток I_{K2} как бы отражает ток I_{K1} , поэтому схема получила название *отражателя тока* или *токового зеркала*.

Очевидно, что выходной ток $VT2$ тем стабильнее, чем большим сопротивлением обладает этот транзистор. Для увеличения выходного сопротивления $VT2$ достаточно создать ООС по току, для чего включается в цепь эмиттера резистор $R_э$. За счет этого увеличивается $R_{вых}$ и улучшается температурная стабилизация. Для сохранения баланса токов транзисторов $VT2$ и $VT1$ в цепь эмиттера $VT1$ также включается резистор $R_{э1} = R_{э2}$ (рис. 20.1, б).

Обратите внимание, что $VT2$, обладая очень большим выходным сопротивлением, имеет небольшое сопротивление для постоянного тока, что является большим достоинством этой схемы.

В качестве активного элемента ГСТ используют многоколлекторные транзисторы (рис. 20.1, в). В этой схеме один из коллекторов с базой образует диодное включение, в то время как второй коллектор — база — эмиттер образуют обычную транзисторную структуру.

Широкое применение в схемах ИМС получила схема (рис. 20.1, г), в которой используется еще один транзистор $VT2$, включенный как эмиттерный повторитель. На вход его подается напряжение $U_{КЭ VT1}$. Благодаря тому, что схема с ОК на $VT2$ охва-

чена 100%-й последовательной ООС по напряжению, она позволяет еще в большей степени стабилизировать токи I_1 и I_2 . Действительно, если ток I_2 увеличится, то соответственно увеличится падение напряжения на VT_3 , которое является напряжением входа $U_{БЭ}$ транзистора VT_1 . Увеличение прямого смещения на VT_1 вызовет увеличение тока I_1 , увеличится падение напряжения на резисторе R , и напряжение $U_{КЭ VT_1} = E - I_1 R$ соответственно уменьшится, а следовательно, уменьшится ток I_2 , так как $U_{КЭ VT_1}$ является напряжением смещения для транзистора VT_2 .

Данная схема позволяет подключить для стабилизации не один транзистор, как VT_1 , а несколько, что и реализуется в ряде схем ИМС. Кроме того, благодаря тому, что ток I_1 стал более постоянным, выходное сопротивление транзистора VT_1 стало еще больше.

Аналогичные схемы ГСТ имеются и на полевых транзисторах.

Основное достоинство ГСТ в том, что он способен обеспечить стабильный ток в схеме при изменении питающих напряжений и температуры.

СХЕМА СДВИГА УРОВНЯ

Усилители на ИМС, собранные по схеме с непосредственной связью между каскадами, по существу, являются усилителями постоянного тока и должны обеспечить в отсутствие сигнала на входе нулевые напряжения на выходе. В то же время постоянное коллекторное напряжение на транзисторе предыдущего каскада подается на вход следующего каскада в виде прямого смещения, что является причиной появления эмиттерного и коллекторного токов в транзисторе следующего каскада.

В принципе проблема может быть решена включением резистора с большим сопротивлением в цепи эмиттера последующего каскада. Падение напряжения по постоянному току на этом сопротивлении является, как известно, обратным смещением для эмиттерного PN -перехода, и оно может скомпенсировать прямое смещение на переходе за счет коллекторного напряжения предыдущего каскада. Недостаток метода в том, что за счет падения напряжения переменной составляющей на этом сопротивлении создается ООС, снижающая усиление каскада.

Поэтому во многих усилительных ИМС применяют специальные схемы сдвига уровня.

Таким образом, назначение схем сдвига уровня — компенсация постоянного напряжения предыдущего каскада при непосредственной связи между каскадами. При этом схема сдвига уровня должна быть построена так, чтобы переменную составляющую, т. е. полезный сигнал, передать на следующий каскад без ослабления.

Схема сдвига уровня строится по принципу делителя напряжения. При этом верхнее плечо делителя должно иметь максимальное сопротивление для постоянного тока с тем, чтобы коэффи-

ент передачи по постоянному току был близким к нулю, но в то же время минимальное сопротивление для сигнала переменного тока, чтобы коэффициент передачи делителя по переменному току был близким к 1.

В основу построения схем сдвига уровня берется эмиттерный повторитель (ЭП), который позволяет успешно решать поставленные выше задачи. Имея коэффициент передачи по переменной составляющей около 1, ЭП может сдвинуть уровень напряжения на определенную величину. Для стабилизации тока $I_Э$ обычно в качестве нагрузки ЭП берется схема ГСТ.

Рассмотрим схему сдвига уровня (рис. 20.2, а). ЭП собран на транзисторе $VT1$. В нагрузке включен делитель напряжения, собранный на резисторе R , и ГСТ — на транзисторах $VT2$ и $VT3$. Так как выходное сопротивление ГСТ составляет сотни килоом, а сопротивление резистора R — единицы или десятки килоом, то фактически потери полезного сигнала на сопротивлении R незначительны. За счет падения напряжения $U = I_Э R$ создается дополнительный сдвиг уровня напряжения. Благодаря ГСТ обеспечивается стабильный ток $I_Э$.

Недостаток данной схемы — большое $R_{вых}$ за счет сопротивления R , которое создает ООС по току. Для уменьшения $R_{вых}$ ставится дополнительный эмиттерный повторитель на $VT4$ (рис. 20.2, б).

ДИНАМИЧЕСКИЕ НАГРУЗКИ В ИМС

Для увеличения коэффициента усиления отдельного каскада в усилительных ИМС требуется большое сопротивление нагрузки транзистора усилительного каскада. Создание резистора с боль-

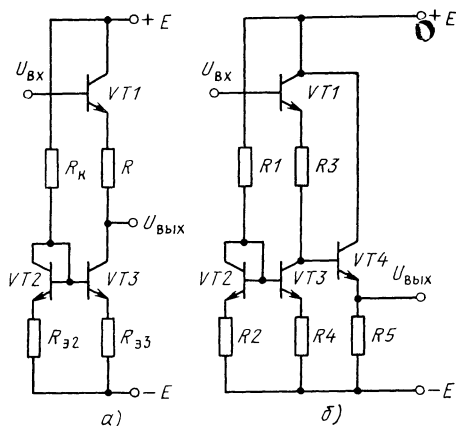


Рис. 20.2. Схемы сдвига уровня:
а — простая, б — с дополнительным ЭП

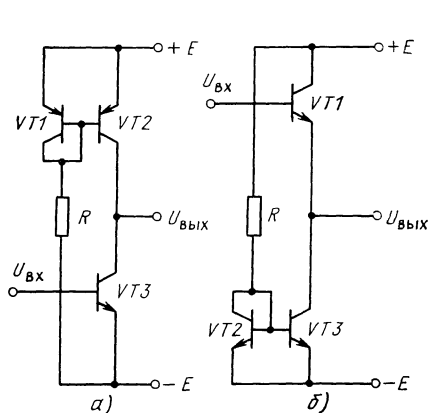


Рис. 20.3. Схемы усилителя с динамической нагрузкой с ОЭ (а) и с ОК (б)

щим сопротивлением представляет, как известно, технологические трудности в ИМС, а, кроме того, на резисторе нагрузки с большим сопротивлением создается большое падение напряжения постоянной составляющей тока коллектора или стока, для компенсации которого потребуется увеличить напряжение источника, что совсем нежелательно. Например, при $R_n = 100 \text{ кОм}$, $I_k = 0,2 \text{ мА}$, $U_{Rn} = 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3 = 20 \text{ В}$.

Следовательно, оптимальным решением создавшегося противоречия является включение такого типа нагрузки, которое, будучи очень большим сопротивлением для переменной составляющей, имеет очень небольшое сопротивление для постоянного тока, и следовательно, на нем создавалось бы незначительное падение напряжения постоянного тока. Нетрудно прийти к выводу, что этому требованию отвечает использование в качестве нагрузки ГСТ. В то время как выходное сопротивление ГСТ в данной схеме составляет сотни килоом, постоянное напряжение, которое теряется на транзисторе ГСТ, составляет всего 3 ... 4 В.

Обычно в каскадах усилителей с ОЭ на транзисторе *NPN* динамической нагрузкой является ГСТ на транзисторе *PNP*, если же усилительный каскад собран по схеме с ОК, то нагрузкой транзистора является ГСТ также на *NPN*-транзисторах.

Достоинство динамической нагрузки — большое сопротивление при незначительном падении напряжения, стабильность сопротивления при изменении температуры и питающих напряжений в широких пределах, незначительная поверхность, занимаемая на подложке по сравнению с диффузионным резистором, меньшие паразитные емкости, чем у резисторов с большими номиналами сопротивлений, которые изготавливаются при базовой диффузии.

На рис. 20.3,а показано включение ГСТ в качестве нагрузки усилительного каскада на транзисторе *VT3*, собранного по схеме с ОЭ. *VT1* и *VT2* составляют ГСТ, который является динамической нагрузкой. На рис. 20.3,б показано включение динамической нагрузки в схему с ОК.

Выводы. 1. В усилителях на ИМС, как правило, применяют непосредственную связь между каскадами усиления. 2. Для получения стабильных токов в каскадах усиления на ИМС применяют генераторы стабильного тока — ГСТ. 3. Для компенсации влияния постоянного напряжения предыдущего каскада на вход следующего каскада в усилителях на ИМС применяют схемы сдвига уровня. 4. Для получения большого коэффициента усиления в каскадах на ИМС применяют динамическую нагрузку, которая обеспечивает большое сопротивление для переменной составляющей тока и малое падение напряжения постоянной составляющей.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Чем вызвано применение в ИМС непосредственной связи между каскадами усилителя?
2. В чем основной принцип стабилизации тока с помощью ГСТ?

3. Какова роль диода в схемах ГСТ?
4. Чем объяснить применение ЭП в схеме сдвига уровня?
5. В чем преимущество применения в качестве динамической нагрузки ГСТ?

20.2. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

НАЗНАЧЕНИЕ. ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ

В настоящее время одним из основных видов усилительных устройств, применяемых в различных устройствах техники, в том числе и в аппаратуре связи, является операционный усилитель.

Операционным усилителем (ОУ) называют усилитель электрических сигналов, предназначенный для выполнения различных операций с входными сигналами при работе в схеме с глубокой отрицательной связью.

Первоначально эти усилители предназначались для выполнения различных математических операций — сложения, умножения, интегрирования и т. д. При создании ОУ на дискретных элементах они оказывались очень громоздкими и дорогостоящими, так как для выполнения заданных операций требовались сложнейшие схемы, состоящие из десятков усилительных элементов, диодов, и поэтому они применялись довольно редко.

Только внедрение ИМС позволило построить на их базе ОУ, обладающие многофункциональными возможностями, малыми габаритными размерами и большой надежностью, простотой в эксплуатации.

Операционный усилитель обладает свойствами, наиболее соответствующими основным требованиям к усилительным устройствам: большим коэффициентом усиления, большим входным сопротивлением, малым выходным сопротивлением, широким частотным диапазоном, низким уровнем шума.

Идеальный ОУ должен иметь следующие параметры: коэффициент усиления $K \rightarrow \infty$, входное сопротивление $R_{вх} \rightarrow \infty$, выходное сопротивление $R_{вых} \rightarrow 0$, полосу пропускания $0 \dots \infty$ Гц, уровень шума $U_{ш} = 0$.

Достижение этих показателей и есть основное требование к ОУ.

В зависимости от конкретного применения ОУ в реальных устройствах к ним предъявляют и дополнительные требования, связанные со спецификой данного устройства.

Следует отметить, что ряд современных ОУ обладает свойствами, близкими к идеальным, но не по всем показателям, так как между выполнением отдельных требований к ОУ существуют противоречия, которые нетрудно понять на основе ранее проведенного анализа работы усилителей на дискретных элементах.

Наличие коэффициента усиления $K \rightarrow \infty$ создает возможность введения очень глубокой ООС, что позволяет добиться минимальных линейных и нелинейных искажений, стабилизировать параметры ОУ при изменениях температуры, питающих напряжений.

Большое $R_{вх}$ свидетельствует о том, что практически на входе ОУ не потребляется энергии от источника сигнала, что ко входу

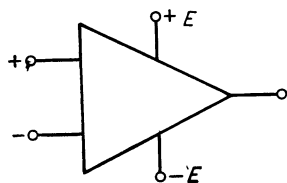


Рис. 20.4. Условное обозначение ОУ

ОУ очень велика, что ОУ способен усиливать самые слабые сигналы.

Условное обозначение ОУ (рис. 20.4) — треугольник, у которого на стороне основания слева показаны два входа, а справа в вершине — выход. Вход со знаком «+» является неинвертирующим, при подаче входного сигнала на этот вход полярность сигнала на выходе остается той же, что и на входе; вход со знаком «-» инвертирующий, при подаче сигнала на этот вход на выходе его полярность меняется на противоположную. На боковых сторонах треугольника расположены выводы подключения источников питания, кроме того, имеются дополнительные выводы, назначение которых будет рассмотрено позже.)

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ОУ

Как и все электронные приборы, ОУ характеризуются своими параметрами — основными показателями, по которым выбирают тот или иной прибор для применения в реальной схеме. Параметры различных типов ОУ меняются в довольно широких пределах.

Рассмотрим параметры ОУ.

Входное сопротивление — дифференциальное сопротивление переменному току на входе $R_{\text{вх диф}} = \Delta U_{\text{вх диф}} / \Delta I_{\text{вх}}$ — отношение приращения дифференциального входного напряжения к соответствующему приращению тока неинвертирующего входа в режиме к.з.

Идеальное $R_{\text{вх диф}} \rightarrow \infty$. Реальное $R_{\text{вх}}$ в зависимости от схемы входного каскада ОУ составляет от 4...5 кОм до десятков мегом. Большое $R_{\text{вх}}$ позволяет обеспечить управление усилителем при наименьших затратах мощности источником сигнала и передать на вход ОУ без потерь напряжение источника сигнала.

Обычно в ОУ происходит большое подавление синфазной составляющей, и поэтому входное синфазное сопротивление $R_{\text{вх с}}$ на несколько порядков больше $R_{\text{вх диф}}$.

Средний ток $I_{\text{вх}}$ — среднее арифметическое значение постоянных входных токов инвертируемого и неинвертируемого входов в отсутствие сигнала. Обычно $I_{\text{вх}}$ не превышает сотен наноампер.

Входной ток сдвига $\Delta I_{\text{вх}} = I_{\text{вх}}^+ - I_{\text{вх}}^-$ — разность между входными токами. Входной ток сдвига в несколько раз меньше среднего входного тока.

Напряжение смещения $U_{см}$ — напряжение постоянного тока, которое должно быть приложено к дифференциальному входу ОУ, чтобы его $U_{вых}=0$. Обычно составляет не более единиц милливольт.

Дрейф выходного напряжения смещения $\varepsilon_{см}=\Delta U_{см}/\Delta T^{\circ}C$ — отношение изменения входного напряжения смещения к изменению окружающей температуры. Обычно составляет 1...5 мкВ/ $^{\circ}C$.

Выходное сопротивление $R_{вых}$ — внутреннее сопротивление выхода ОУ. Идеальное $R_{вых}\rightarrow 0$, при этом все выходное напряжение выделяется без потерь в нагрузку. Реальное $R_{вых}$ составляет единицы и сотни ом.

Коэффициент усиления $K=\Delta U_{вых}/\Delta U_{диф}=\Delta U_{вых}/(\Delta U_{вх}^{+}-\Delta U_{вх}^{-})$ — отношение изменения $U_{вых}$ к соответствующему изменению разности входных напряжений при разомкнутой цепи обратной связи. В идеальных ОУ $K\rightarrow\infty$, в реальных ОУ K составляет от сотен до сотен тысяч. Так как $U_{вых}$ ограничено напряжением источника питания, которое обычно не превышает 10...15 В, то при очень больших коэффициентах усиления $U_{вх}$ очень мало. При больших $U_{вх}$ транзисторы попадают в режим насыщения.

Полоса пропускания — полоса частот, в которой $U_{вых}$ уменьшается не более чем до 0,707 своего максимального значения при неизменной амплитуде на входе.

Идеальная полоса пропускания ОУ $\rightarrow\infty$. Реальная полоса пропускания ограничена. Максимальную частоту полосы пропускания иногда называют частотой среза. Иногда указывается частота единичного усиления f_1 , при которой коэффициент усиления уменьшается до 1.

Скорость нарастания выходного напряжения $V_{U_{вых}}=\Delta U_{вых}/\Delta t$ — отношение приращения $\Delta U_{вых}$ к интервалу времени Δt , за который происходит это приращение, при подаче на вход прямоугольных импульсов. Чем выше частота среза, тем больше скорость нарастания выходного напряжения.

Время установления выходного напряжения $t_{нар}$ — время, в течение которого $U_{вых}$ ОУ изменяется от уровня 0,1 до уровня 0,9 установившегося значения $U_{вых}$ при воздействии на вход ОУ прямоугольных импульсов.

Время установления также пропорционально частоте среза.

Максимальный выходной ток $I_{вых\max}$ — предельная амплитуда выходного тока, который может быть дан в нагрузку.

Максимальная мощность рассеяния P_{\max} — максимально допустимая мощность, которая может быть рассеяна ОУ при наличии входного напряжения и подключенной нагрузке.

Требования, предъявляемые к параметрам ОУ, зависят от выполняемых функций. В каждом конкретном случае выбирают тот тип ОУ, у которого параметры в наибольшей степени удовлетворяют предъявленным требованиям.

В связи с тем что существует определенное противоречие в получении нескольких групп оптимальных параметров ОУ, прихо-

дится изготавливать ОУ специального назначения, например, высокочастотные ОУ с широкой полосой пропускания, большой скоростью нарастания выходного напряжения и т. д., но в этом случае трудно получить ОУ с минимальными погрешностями на входе. В других случаях добиваются наибольшей точности параметров. Такие ОУ получили название прецизионных (высокоточных).

Таким образом, имеются ОУ общего назначения — универсальные, многофункциональные, которые больше всего применяют в аппаратуре связи, и ОУ частного применения, которые имеют оптимальные значения по какой-то группе параметров.

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ОУ

Структурные схемы ОУ построены по принципу, принятому и в обычных усилительных устройствах: выходной каскад и ряд предварительных каскадов. ОУ на ИМС обладают некоторыми специфическими особенностями: для получения большого усиления схема ОУ содержит 2—3 каскада предварительного усиления, для получения заданных обычно очень высоких входных показателей в качестве 1-го каскада в ОУ используется дифференциальный усилитель, обладающий большим $R_{вх}$, высокой помехозащищенностью, низким уровнем дрейфа нуля.

Наличие двух входов дифференциального усилителя намного расширяет возможности использования ОУ в устройствах различного назначения.

Выходной каскад ОУ, как правило, собран по схеме эмиттерного повторителя для получения низкоомного выходного сопротивления.

Первые ОУ, созданные в начале 60-х годов, состояли из трех каскадов предварительного усиления и выходного каскада (рис. 20.5, а).

Первый каскад — дифференциальный усилитель, второй каскад обеспечивал основное усиление и переход от симметричного входного дифференциального каскада к несимметричному выходному, третий каскад — предоконечный — обеспечивал необходимый сдвиг уровня постоянного напряжения и требуемую для подачи на вход выходного каскада амплитуду усиливаемого сигнала.

В 70-е годы, благодаря успехам в совершенствовании элементной базы ИМС и новым схемным решениям, удалось резко увеличить коэффициент усиления первого каскада и ограничиться

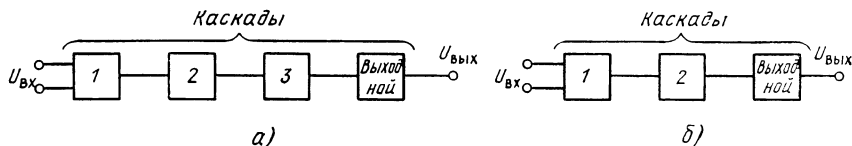


Рис. 20.5. Структурные схемы трехкаскадного (а) и двухкаскадного (б) ОУ

двумя каскадами предварительного усиления (рис. 20.5,б). Уменьшение числа каскадов повышает быстродействие ОУ.

В схемах ОУ делается внешний вывод от первого каскада для компенсации напряжения смещения во внешней цепи. В выходных цепях применяют схемы защиты от перегрузок.

Рассмотрим более подробно некоторые особенности отдельных каскадов ОУ.

ВХОДНЫЕ КАСКАДЫ ОУ

Первый каскад определяет входное сопротивление и потребляемый ток на входе, оказывает основное влияние на формирование таких показателей, как уровень шума, дрейф нуля, а следовательно, на реальную чувствительность усилителя.

Рассмотрим основные требования, предъявляемые к первому каскаду: большой коэффициент усиления, максимальное ослабление синфазного сигнала, минимальное смещение, минимальный дрейф нуля, минимальный входной ток, минимальное температурное изменение входных токов, минимальный уровень шума на входе. Каждое из этих требований может быть реализовано только на основе специальных схемных решений.

Рассмотрим наиболее простую типичную схему первого каскада ОУ (рис. 20.6,а).

Каскад построен по обычной схеме дифференциального усилителя на двух транзисторах $VT1$ и $VT2$ с резисторами нагрузки в коллекторной цепи $R1$ и $R2$. В цепь эмиттеров включен ГСТ на транзисторах $VT3$ и $VT4$. Особенность этого каскада — использование в коллекторной нагрузке диффузионных резисторов, у которых сопротивление ограничено из-за размеров и составляет всего 20...30 кОм, что не позволяет получить большой коэффициент

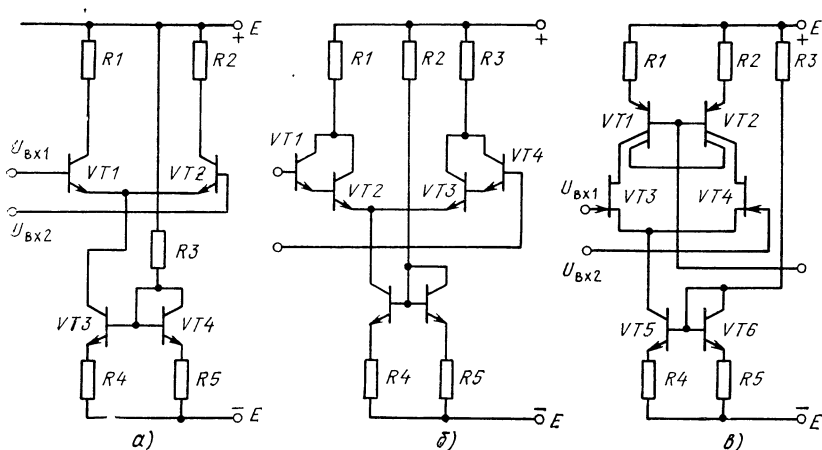


Рис. 20.6. Схемы входного каскада ОУ:

а — простая, б — на составных транзисторах, в — на полевых транзисторах

усиления. Кроме того, схему отличает сравнительно низкое входное сопротивление, которое равно удвоенному входному сопротивлению каждого транзистора ДУ.

Усовершенствование схемы входного каскада ОУ ведут по нескольким направлениям:

1) применение пинч-резисторов вместо обычных диффузионных в коллекторной нагрузке, что позволяет резко увеличить сопротивление нагрузки и, следовательно, коэффициент усиления;

2) применение динамической нагрузки вместо резисторной.

В качестве нагрузки применяют обычно ГСТ, что позволяет получить большое сопротивление по переменному току и большой коэффициент усиления;

3) применение супербета-транзисторов, что позволяет одновременно повысить коэффициент усиления и увеличить входное сопротивление. Вследствие того что эти транзисторы имеют очень тонкую базу, они допускают очень малое напряжение $U_{КБ}$ во избежание пробоя. Применение на входе этих транзисторов дает возможность получить входные токи $I_{вх} = 5 \dots 20$ нА. Наибольший коэффициент усиления можно получить, применив различные виды схем на составных транзисторах: схему Дарлингтона, каскодную схему ОЭ — ОБ, схемы ОК — ОЭ и ОК — ОБ.

Применение схемы Дарлингтона (рис. 20.6,б) позволяет получить больший коэффициент усиления по току; благодаря большому коэффициенту $h_{21э}$ при минимальном токе $I_{вх}$ можно получить значительный ток в коллекторной цепи второго транзистора. Минимальный ток $I_{вх}$ обеспечивает большое входное сопротивление, а большой ток $I_{К}$ позволяет получить более быстрый заряд и разряд паразитных емкостей на выходе, что увеличивает быстродействие схемы.

Применение каскодной схемы ОЭ — ОБ и схемы ОК — ОБ позволяет получить высокое входное сопротивление при таком же высоком выходном сопротивлении и устойчивом усилении в широком диапазоне частот, что является основным достоинством этих схем.

Учитывая, что супербета-транзисторы обладают очень малым допустимым напряжением пробоя, их чаще всего применяют в каскодном включении. В схеме эти транзисторы последовательно включают по постоянному току с другими транзисторами, которые берут на себя основное напряжение источника. Нагрузкой этих схем, как правило, также является ГСТ, что обеспечивает максимальный коэффициент усиления. Для увеличения входного сопротивления и наименьшего входного тока вполне естественно применение на входе полевых транзисторов, которые позволяют получить $R_{вх}$ порядка сотен мегом со входными токами в сотни пикоампер, что практически недостижимо в схемах с биполярными транзисторами. МДП-транзисторы также обеспечивают очень слабую зависимость $I_{вх}$ от температуры (рис. 20.6,в).

Согласование входных токов в дифференциальном каскаде на полевых транзисторах представляет значительные трудности, так

как обычно имеется значительный разброс токов затворов обоих транзисторов даже в интегральных схемах.

Нагрузкой и в этом случае является ГСТ. На рис. 20.6,в показан ГСТ, составленный на двухколлекторном транзисторе.

СХЕМЫ ПЕРЕХОДА ОТ СИММЕТРИЧНОГО ВХОДНОГО КАСКАДА К НЕСИММЕТРИЧНОМУ ВЫХОДУ

Как правило, в ОУ входной каскад — дифференциальный каскад с симметричным входом и выходом, а выходной — несимметричный. Для перехода от симметричного входа первого каскада к несимметричному выходу применяют специальные схемы промежуточных каскадов.

Рассмотрим простейший вариант схемы перехода (рис. 20.7,а). В этой схеме напряжение на $VT3$ снимается с выхода одного из плеч первого дифференциального каскада. Эта схема имеет очень крупные недостатки: напряжение, снимаемое с $VT1$, содержит синфазную составляющую, выходное напряжение будет зависеть от изменения напряжения питания. Поэтому для перехода применяют специальные более сложные схемы. В схеме на рис. 20.7,б транзисторы $VT3$ и $VT4$ включены так, что $U_{\text{вых}}$ не зависит от синфазной составляющей напряжения дифференциального каскада и изменения напряжения питания. Транзистор $VT3$ играет роль буферного каскада, благодаря своему большому входному и малому выходному сопротивлению.

Во многих схемах ОУ схема перехода может быть также дифференциальным каскадом и несимметричный выход получают с одного из плеч второго дифференциального каскада. В этом случае гораздо лучше реализуются все достоинства первого дифференциального каскада.

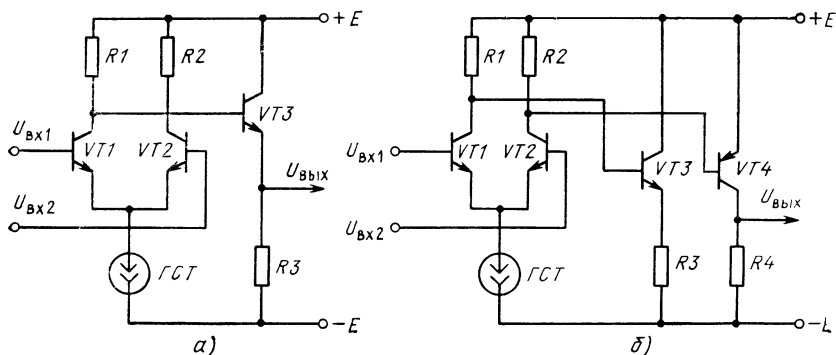


Рис. 20.7. Схемы перехода:

а — симметричного входного каскада к несимметричному выходу, б — с использованием буферного каскада на ЭП

ВЫХОДНОЙ КАСКАД ОУ

Назначение — получение на выходе заданной амплитуды напряжения и тока и защита предшествующих каскадов от изменения внешней нагрузки.

Основное требование, предъявляемое к выходному каскаду, — наличие большого входного сопротивления для согласования с предшествующим каскадом и малого выходного сопротивления, которое обеспечит передачу без потерь в нагрузку выходного напряжения. Кроме того, выходной каскад должен обеспечить заданный уровень напряжения, тока или мощности при минимальных нелинейных искажениях. Этому требованию наиболее полно удовлетворяют схемы эмиттерных повторителей. В первых схемах применяли однотактные схемы, но в силу необходимости работы в такой схеме в режиме А с присущими ему недостатками в последующем стали применять только двухтактные схемы, работающие в режимах АВ_н и В.

В выходных каскадах ОУ стремятся собрать двухтактную схему на комплементарной паре транзисторов, используя основной транзистор *NPN* и дополняющий *PNP*, который образуется, как известно, при изоляции ИМС *PN*-переходом (рис. 20.8,а). Это приводит к асимметрии выходного напряжения, а следовательно, является причиной нелинейных искажений.

Транзисторы *VT2* и *VT3* в схеме образуют комплементарную пару, собранную по двухтактной схеме и работающую в режиме АВ. Смещение и токи покоя обеспечиваются диодами *VD1* и *VD2*. Предоконечный каскад собран по схеме с ОЭ на транзисторе *VT1*.

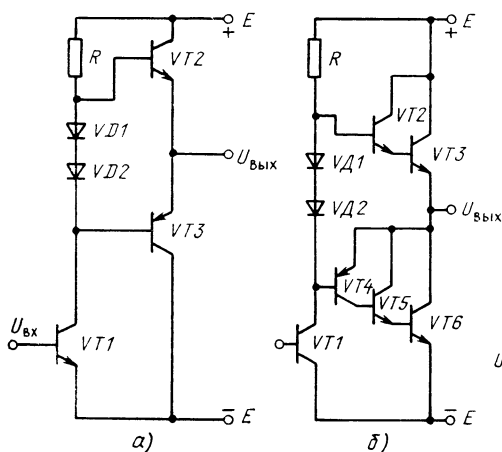


Рис. 20.8. Схемы выходного каскада:
а — на комплементарной паре транзисторов,
б — на составных транзисторах

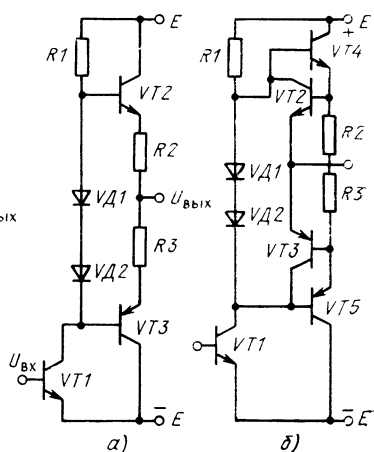


Рис. 20.9. Схема защиты выходных каскадов от перегрузок:
а — с помощью ООС, **б** — с помощью транзисторов

В этой схеме оба транзистора выходного каскада имеют различие в параметрах, особенно в коэффициенте усиления по току $h_{21э}$, который обычно устраняется введением ООС, охватывающей окончанный и предоконечный каскады. Устранения подобной асимметрии можно добиться, применяя в выходных каскадах двухтактные схемы на составных транзисторах, подобно тому, как это уже рассматривалось в схемах бестрансформаторных усилителей на дискретных транзисторах (рис. 20.8,б). В этой схеме верхнее плечо собрано на составных транзисторах NPN , а нижнее включает дополнительно еще третий транзистор $VT4$ PNP с небольшим коэффициентом $h_{21э}$. Схема более симметричной предыдущей и позволяет получить большие мощности на выходе при применении соответствующих транзисторов.

В выходных каскадах необходимо принимать меры по защите схемы от перегрузок, особенно от возможных коротких замыканий. В схеме рис. 20.9,а защита основана на отрицательной обратной связи, которая возникает за счет падений напряжения на $R2$ и $R3$. При возрастании тока в цепи транзисторов $VT2$ и $VT3$ напряжения на этих резисторах возрастают и в противофазе попадают на входы транзисторов, соответственно уменьшая входное напряжение и, следовательно, выходной ток. Чем больше сопротивление резисторов $R2$ и $R3$, тем эффективнее действует защита. Однако в этом случае возрастает выходное сопротивление, так как применена обратная связь по току, и, следовательно, происходит соответствующее уменьшение напряжения на нагрузке. Более эффективна схема, в которой основную роль в защите от перегрузок играют транзисторы $VT2$ и $VT3$ (рис. 20.9,б). $R2$ и $R3$ имеют незначительное сопротивление (20 ... 30 Ом). При нормальных для схемы токах оба эти транзистора закрыты. Если возникнет перегрузка или короткое замыкание, ток в транзисторах $VT4$ и $VT5$ возрастает, на резисторах $R2$ и $R3$ создается падение напряжения, благодаря которому транзисторы $VT2$ и $VT3$ открываются, шунтируют своим малым сопротивлением вход транзисторов $VT4$ и $VT5$.

АНАЛИЗ СХЕМ ОУ

Рассмотрим принципиальные схемы некоторых ОУ. Такой анализ позволяет проследить основные принципы схемотехники ОУ.

ОУ140УД1. Данный ОУ является одним из первых, но его до сих пор широко применяют в аппаратуре связи и вещания (рис. 20.10). На входе расположен дифференциальный каскад на транзисторах $VT1$ и $VT2$ с нагрузкой $R1$, $R2$ и $R8$. Имеются два входа — инвертируемый 9 и неинвертируемый 10. Дифференциальный каскад усиления на входе обеспечивает все достоинства, присущие этой схеме, для всего ОУ. В цепь эмиттеров транзисторов $VT1$ и $VT2$ включен ГСТ, собранный на транзисторе $VT3$ и обеспечивающий стабильный ток $I_{э1}$ и $I_{э2}$. Стабилизация режима транзистора $VT3$ производится с помощью транзистора $VT4$ в диодном включении.

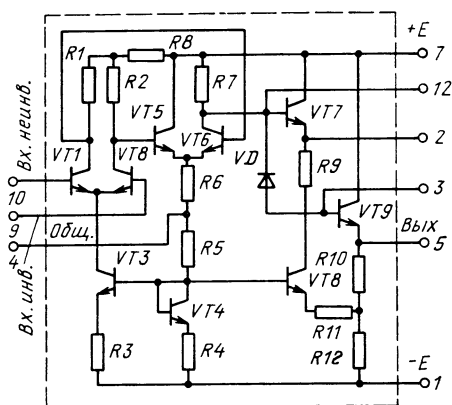


Рис. 20.10. Схема ОУ140УД1

Выходы 9 и 10, снимаются с коллекторной нагрузки первого каскада и подается на следующий каскад — дифференциальный усилитель, собранный на транзисторах $VT5$, $VT6$. Благодаря тому что транзистор $VT5$ собран по схеме с ОК, осуществляется переход от дифференциального выхода первого каскада к одиночному выходу второго каскада. С нагрузки $VT5$, т. е. $R6$, снимается выходное напряжение, которое поступает на вход транзистора $VT6$, собранного по схеме с ОЭ, на базу этого же транзистора поступает напряжение с выхода транзистора $VT1$. Нетрудно убедиться, что оба сигнала поступают на вход транзистора $VT6$ в фазе. Например, если на вход $VT1$ подается переменное напряжение $+U_1$, то с коллекторной нагрузки $VT1$ снимается напряжение $-KU_1$, и с этим знаком поступает на базу $VT6$, в то же время на вход $VT2$ подается напряжение $-U_2$, которое также усиливается и в коллекторной цепи меняет свою фазу на $+KU_2$. Эмиттерный повторитель на транзисторе $VT5$ сохраняет фазу поданного напряжения и практически его величину, так как $|U_1| = |U_2|$, то на переход эмиттер — база транзистора $VT6$ поступает удвоенное напряжение с выхода первого каскада.

Таким образом, парафазное напряжение первого каскада с помощью второго усиливается и преобразуется в однофазное, которое снимается с нагрузки транзистора $VT6$ и поступает на схему сдвига уровня, собранного на транзисторе $VT7$, в эмиттерную цепь которого включена нагрузка — делитель напряжения, состоящий из $R9$ и ГСТ на транзисторе $VT8$. Стабилизация режима $VT8$ происходит с помощью $VT4$ в диодном включении. Напряжение, снимаемое с нагрузки $VT6$, имеет определенный положительный потенциал даже при $U_{вх} = 0$. В то же время при $U_{вх} = 0$ $U_{вых}$ должно быть также равно нулю.

Таким образом, схема сдвига уровня должна обеспечить нулевой потенциал на базе $VT9$ выходного каскада. Для того чтобы не ослаблять полезный сигнал, второе плечо делителя нагрузки в цепи

Транзистор $VT3$ обладает очень большим выходным сопротивлением переменному току и имеет небольшое падение напряжения постоянного тока; $R3$ создает ООС по току и тем самым увеличивает $R_{вых}$ транзистора $VT3$. Для синфазной составляющей входного напряжения на ГСТ в эмиттерной цепи создается очень глубокая ООС и происходит ее сильное подавление.

Усиленный дифференциальный сигнал, поданный на дифференциальные входы 9 и 10, снимается с коллекторной нагрузки первого каскада и подается на следующий каскад — дифференциальный усилитель, собранный на транзисторах $VT5$, $VT6$. Благодаря тому что транзистор $VT5$ собран по схеме с ОК, осуществляется переход от дифференциального выхода первого каскада к одиночному выходу второго каскада. С нагрузки $VT5$, т. е. $R6$, снимается выходное напряжение, которое поступает на вход транзистора $VT6$, собранного по схеме с ОЭ, на базу этого же транзистора поступает напряжение с выхода транзистора $VT1$. Нетрудно убедиться, что оба сигнала поступают на вход транзистора $VT6$ в фазе. Например, если на вход $VT1$ подается переменное напряжение $+U_1$, то с коллекторной нагрузки $VT1$ снимается напряжение $-KU_1$, и с этим знаком поступает на базу $VT6$, в то же время на вход $VT2$ подается напряжение $-U_2$, которое также усиливается и в коллекторной цепи меняет свою фазу на $+KU_2$. Эмиттерный повторитель на транзисторе $VT5$ сохраняет фазу поданного напряжения и практически его величину, так как $|U_1| = |U_2|$, то на переход эмиттер — база транзистора $VT6$ поступает удвоенное напряжение с выхода первого каскада.

Таким образом, парафазное напряжение первого каскада с помощью второго усиливается и преобразуется в однофазное, которое снимается с нагрузки транзистора $VT6$ и поступает на схему сдвига уровня, собранного на транзисторе $VT7$, в эмиттерную цепь которого включена нагрузка — делитель напряжения, состоящий из $R9$ и ГСТ на транзисторе $VT8$. Стабилизация режима $VT8$ происходит с помощью $VT4$ в диодном включении. Напряжение, снимаемое с нагрузки $VT6$, имеет определенный положительный потенциал даже при $U_{вх} = 0$. В то же время при $U_{вх} = 0$ $U_{вых}$ должно быть также равно нулю.

Таким образом, схема сдвига уровня должна обеспечить нулевой потенциал на базе $VT9$ выходного каскада. Для того чтобы не ослаблять полезный сигнал, второе плечо делителя нагрузки в цепи

эмиттера $VT7$ — ГСТ на $VT8$ имеет очень большое сопротивление, и с него практически снимается полное напряжение, которое было по-
дано на вход.

Схема сдвига благодаря тому, что собрана по схеме с ОК, обладает большим $R_{вх}$ и не шунтирует нагрузку предыдущего каскада. Выходной каскад собран по однотактной схеме с ОК на транзисторе $VT9$. Схема с ОК обеспечивает очень малое выходное сопротивление операционного усиления. Чтобы несколько повысить коэффициент усиления выходного каскада, он охватывается слабой положительной обратной связью. Для этого часть выходного напряжения с $R12$ снимается и через $R11$ и $VT8$ подается обратно на базу $VT9$. Если в обычном ЭП коэффициент усиления меньше 1, то благодаря ПОС в данной схеме коэффициент усиления примерно 2,5.

Положительная обратная связь слабая, и условие самовозбуждения не может быть выполнено, т. е. схема работает устойчиво. Диод VD , включенный под обратное напряжение, выполняет роль емкости, ускоряющей процесс нарастания и спада напряжения на входе $VT8$, и тем самым уменьшает переходные искажения.

ОУ153УД6. Дальнейшим развитием схем ОУ явилась схема, в которой число предварительных каскадов усиления уменьшено до двух за счет получения большего коэффициента усиления от каждого каскада. В схеме применены высокоомные пинч-резисторы, дополняющие PNP -транзисторы более высокого качества с большим $h_{21э}$ (рис. 20.11).

Дифференциальный усилитель на входе собран по каскодной схеме ОК — ОБ, которая обеспечивает большое входное сопротив-

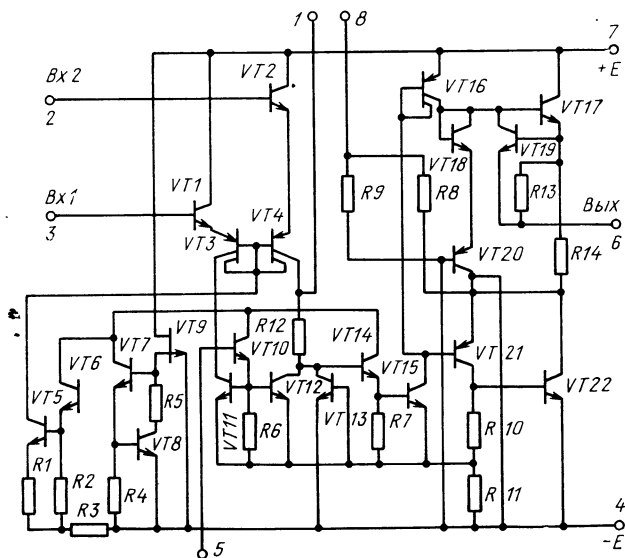


Рис. 20.11. Схема ОУ153УД6

ление и малую входную емкость за счет транзисторов $VT1$ и $VT2$, собранных по схеме с ОК. Транзисторы $VT3$ и $VT4$ собраны по схеме с ОБ, которая позволяет получить большой коэффициент усиления по напряжению, так как имеет очень большое $R_{\text{вых}}$, и в коллекторную цепь включены динамические нагрузки на транзисторах $VT11$ и $VT12$. Транзистор $VT10$ задает смещение на базы $VT11$ и $VT12$. Благодаря динамической нагрузке, коэффициент усиления первого каскада становится больше 1000. Кроме того, схема динамической нагрузки $VT11$ и $VT12$ обеспечивает переход от симметричного входа дифференциального усилителя к несимметричному выходу.

Для того чтобы вход следующего каскада не шунтировал нагрузку первого каскада и не снижал его усиления, ставят транзистор $VT14$ — эмиттерный повторитель, с его нагрузки $R7$ сигнал поступает на второй каскад усиления напряжения, собранный на транзисторе $VT15$.

Выходной каскад собран по двухтактной схеме, одно плечо которой составляет комплементарная пара $VT21$ и $VT22$, а второе — $VT17$, $VT21$ и $VT22$ собраны по схеме составного транзистора. $VT21$ — дополняющий PNP -транзистор с низким $h_{21э}$, $VT22$ — NPN -транзистор. Общий коэффициент усиления по току $VT21$, $VT22$ соответствует $h_{21э}$ транзистора $VT17$. Выходной каскад работает в режиме АВ, смещение и температурная стабилизация транзисторов выходного каскада обеспечивается транзисторами $VT18$ и $VT20$.

Напряжение сигнала со второго каскада усиления на $VT15$ снимается с его нагрузки — двухколлекторного транзистора $VT16$, который одновременно обеспечивает стабильность токов выходного каскада.

В ОУ153УД6 предусмотрена защита от перегрузки на выходе. При подаче на вход сигнала положительной полярности защиту осуществляет схема, состоящая из $VT19$ и $R13$.

Если ток $I_{эVT17}$ превысит допустимое значение, то за счет падения напряжения на $R13$ транзистор $VT19$, который в обычных условиях закрыт, откроется. Малое входное сопротивление открытого транзистора $VT19$ зашунтирует вход транзистора $VT17$, отвлекая на себя базовый ток этого транзистора, ограничивая тем самым ток в нагрузке.

Характерной особенностью данного ОУ является стабильность его основных параметров при изменении питающих напряжений в довольно широких пределах. Это обеспечивает схема подачи смещения и стабилизации режима; ГСТ на $VT5$ и $VT7$ задают и стабилизируют токи транзисторов $VT3$, $VT4$ и двухколлекторного транзистора $VT16$. Напряжение смещения $VT5$ и $VT7$ стабилизируются схемой на транзисторах $VT9$, $VT6$ и $VT8$. С изменением питающих напряжений меняется сопротивление канала полевого транзистора с управляющим PN -переходом $VT9$, соответственно меняется напряжение на $VT5$ и $VT7$, что, в свою очередь, вызовет соответствующие изменения в цепях стабилизации токов на ГСТ, и



ОУ544УД1. В заключение рассмотрим еще ОУ с применением полевых транзисторов. Это обеспечивает гораздо большее $R_{вх}$ и меньший входной ток, чем в схемах с биполярными транзисторами на входе (рис. 20.12). В данной схеме дифференциальный каскад собран на полевых транзисторах с управляющим PN -переходом из N -каналом, с динамической нагрузкой в цепи стоков на транзисторах $VT3$ и $VT4$, которые вместе с транзистором $VT5$ обеспечивают переход от симметричного входа на несимметричный выход. Подобные схемы уже были рассмотрены ранее. Второй каскад предварительного усиления собран на транзисторе $VT10$ по схеме с ОЭ, с динамической нагрузкой в коллекторной цепи, которой является ГСТ на $VT8$.

Для согласования небольшого $R_{\text{вх}}$ второго каскада с большим выходным сопротивлением первого каскада на $VT9$ стоит ЭП. Выходной каскад собран по двухтактной схеме, содержащей комплементарную пару $VT14$ и $VT18$ по схеме с ОК. Защита от перегрузок производится транзисторами $VT16$ и $VT17$ и резисторами $R11$, $R12$.

В истоковые цепи транзисторов $VT1$ и $VT2$ включен ГСТ на $VT6$, $VT7$, осуществляющий защиту от выхода из строя этих транзисторов при попадании на вход больших импульсных напряжений, которые приводят к пробоем PN -перехода. Наличие большого сопротивления ГСТ ограничивает входной ток PN -перехода при электрическом пробое его.

Емкость C шунтирует выход второго каскада, уменьшает его полосу пропускания и этим самым предотвращает дополнительные фазовые сдвиги, которые могут привести к появлению положительной обратной связи и самовозбуждению.

Выводы. 1. Опорные усилители обладают параметрами, наиболее соответствующими основным требованиям к усилительным устройствам. 2. Основные параметры входной цепи ОУ обеспечиваются применением на входе дифференциального усилителя. 3. Для увеличения коэффициента усиления ОУ применяют супербета-транзисторы, динамические нагрузки в усилительных каскадах, составные транзисторы. 4. Выходные каскады ОУ обеспечивают минимальное выходное сопротивление и защиту предварительных каскадов усиления от изменения внешней нагрузки.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы пути повышения входного сопротивления ОУ?
2. Как добиваются получения минимального выходного сопротивления в ОУ?
3. Чем ограничивается получение максимального выходного напряжения ОУ?
4. Какие изменения в схеме обеспечили уменьшение количества предварительных каскадов в ОУ153УД6?
5. Как осуществляется защита от перегрузок в схеме ОУ544УД1?

20.3. ПОСТРОЕНИЕ СХЕМ НА ОУ. ПРИМЕНЕНИЕ ИМС В ПРАКТИЧЕСКИХ СХЕМАХ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Операционный усилитель является устройством, которое можно широко использовать в электронной аппаратуре, в частности в аппаратуре связи. ОУ относится к линейным усилителям. Верхний предел напряжения $U_{\text{вых}}$ ограничен величиной постоянного напряжения источника питания E . При значениях $U_{\text{вх}}$, при которых $U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}} \geq E$, произойдет ограничение выходного сигнала по максимуму и возникнут нелинейные искажения. При напряжениях $U_{\text{вых}}$, меньших E на 1...2 В, возникает опасность попадания в режим насыщения транзисторов ОУ, что также приведет к ограничению и нелинейным искажениям.

При напряжениях $E = \pm (10 \dots 15)$ В и коэффициенте усиления ОУ десятки и сотни тысяч на вход ОУ подаются напряжения в сотни и даже десятки микровольт.

Таким образом, большой коэффициент усиления ОУ обеспечивает их большую чувствительность, т. е. способность усиливать очень слабые сигналы. Большой коэффициент усиления способствует усилению наряду с полезными сигналами различных помех на входе — шумов, наводок фона переменного тока. Однако несмотря на это, в ОУ стремятся получить как можно больше коэффициент усиления.

Главное достоинство ОУ с большим коэффициентом усиления — возможность применения глубокой ООС. Благодаря большому коэффициенту усиления на основе ОУ можно строить схемы, свойства которых будут практически определяться особенностями схем ООС.

Таким образом, практические схемы ОУ строят на основе охвата ОУ внешними цепями ООС, которые определяют возможности применения данной схемы в целом — усилителем, генератором, умножителем, активным фильтром и т. д. Все это обусловило большое разнообразие схем, созданных на основе ОУ. Рассмотрим ряд схем усилителей, которые находят применение в аппаратуре связи.

ИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Как следует из названия, «инвертирующий усилитель» усиливает сигнал и сдвигает фазу входного напряжения на 180° (рис. 20.13, а). Естественно, что при этом входное напряжение подается на инвертирующий вход, а неинвертирующий вход заземляется.

Через резистор $R_{0.c}$ создается цепь ООС. Нетрудно убедиться, что эта ООС параллельная и по напряжению.

Учитывая свойства ОУ, можем сделать реальные допущения, что $U_d = U_+ - U_- = 0$ и ток, потребляемый на входе ОУ, стремится к 0. Отсюда следует важный для анализа вывод — потенциалы инвертирующего (точка А) и неинвертирующего (точка В) входа равны между собой, а так как потенциал неинвертирующего входа равен нулю, следовательно, и инвертирующий вход имеет нулевой потенциал.

Рассмотрим вариант подачи на вход положительного по отношению к земле напряжения сигнала и соответственно получим направления тока, указанные на рис. 20.13, а.

Учитывая, что в точке А — нулевой потенциал, можно записать, что $I = U_{вх}/R_1$, но так как в ОУ $R_{вх} \rightarrow \infty$, то весь ток I потечет через $R_{0.c}$ и создаст на нем падение напряжения

$$U_{R_{0.c}} = IR_{0.c} = (U_{вх}/R_1) R_{0.c}.$$

Резистор $R_{0.c}$ одним концом подключен к точке А с нулевым потенциалом, а другим концом к точке С, имеющей потенциал $U_{вых}$, следовательно, $U_{R_{0.c}} = U_{вых}$. По заданному направлению тока потенциал в точке С — отрицательный по отношению к земле. Таким образом, произошла инверсия — на вход подано напряжение

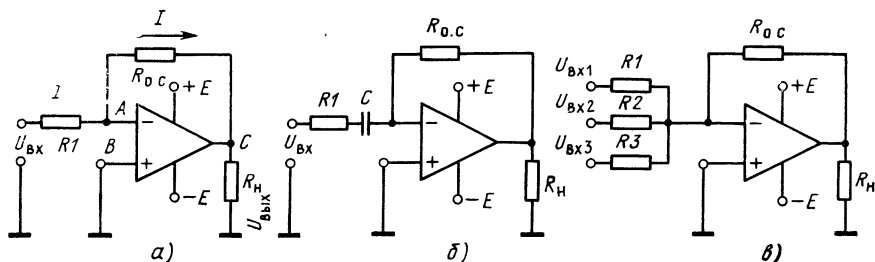


Рис. 20.13. Схемы инвертирующего ОУ:

а — простейшая, б — для усиления переменных сигналов, в — для усиления нескольких сигналов

сигнала со знаком «+», снимается — со знаком «—». Отсюда $U_{\text{вых}} = -IR_{o.c} = -(U_{\text{вх}}/R_1)R_{o.c}$. Следовательно,

$$K_{o.c.и} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -R_{o.c}/R_1. \quad (20.1)$$

Знак «—» указывает на инверсию входного напряжения. Так как приняли, что $U_d = 0$, то

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I = R_1. \quad (20.2)$$

Следовательно, чтобы сохранить большое входное сопротивление ОУ, сопротивление резистора R_1 берется равным десяткам и сотням килоом. Для получения большого коэффициента усиления согласно формуле (20.1) $R_{o.c}$ должно быть во много раз больше, чем R_1 . Следует отметить, что принятые допущения дают результаты, близкие к реальным.

При усилении переменных напряжений схема включения ООС остается такой же, однако если требуется усилить только переменную составляющую сигнала без постоянной составляющей, в цепь включают разделительный конденсатор C , емкость которого зависит от низшей частоты сигнала и сопротивления R_1 (рис. 20.13,б). Нижнюю частоту среза, при которой усиление составляет 0,707 максимального уровня, определяют по формуле

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

Одним из применений инвертирующего усилителя является одновременное усиление нескольких напряжений (рис. 20.13,в). Вследствие того что в точке А практически потенциал равен нулю, входные токи не влияют друг на друга и, следовательно, не создается и влияние между входными напряжениями.

Отсюда возможно подключение ко входу нескольких различных источников, например, микрофонов, звукоусилителей и т. д.

НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Отличие от предыдущей схемы заключается в том, что входное напряжение подается на неинвертирующий вход (рис. 20.14,а), а для того чтобы обратная связь была отрицательной, цепь обратной связи включают на инвертирующий вход. ООС, как нетрудно увидеть из схемы последовательная по напряжению. Глубина обратной связи $\beta = R_1/(R_1 + R_{o.c})$.

Для анализа примем те же допущения, что и в предыдущем случае, т. е. будем считать, что $U_d = U_+ - U_- = 0$ и ток, потребляемый на входе ОУ, пренебрежительно мал. Отсюда потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов равны между собой и, следовательно, равны $U_{\text{вх}}$, а ток $I = U_{\text{вх}}/R_1$. Направление этого тока зависит от полярности $U_{\text{вх}}$. Током между точками А и В пренебрегаем и считаем, что весь ток I потечет через $R_{o.c}$, создавая на нем падение напряжения

$$U_{R_{o.c}} = IR_{o.c} = (U_{\text{вх}}/R_1)R_{o.c}. \quad (20.3)$$

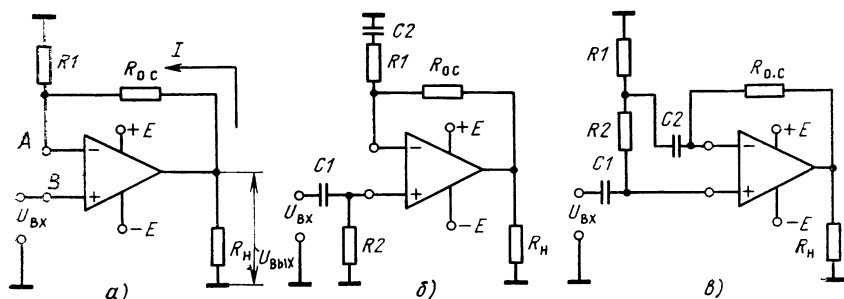


Рис 20.14 Схемы неинвертирующего ОУ:

а — простейшая, б — для усиления переменных сигналов, в — с дополнительной ООС на инвертирующий вход

В данной схеме $U_{\text{вых}}$ равно разности потенциалов между точками С и земля, следовательно:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_{R_{0.c}} + U_{R_1} = U_{R_{0.c}} + U_{\text{вх}} = (U_{\text{вх}}/R_1) R_{0.c} + U_{\text{вх}} = \\ &= U_{\text{вх}} (1 + R_{0.c}/R_1). \end{aligned} \quad (20.4)$$

Коэффициент усиления с учетом обратной связи

$$K_{0.c.n} = 1 + R_{0.c}/R_1. \quad (20.5)$$

Он отличается от коэффициента в предыдущем случае на единицу. Главное достоинство неинвертирующего усилителя перед инвертирующим в том, что у него резко увеличивается входное сопротивление, как в обычных схемах с последовательной ООС, и может достигнуть сотен мегом, в то время как в схеме инвертирующего усилителя $R_{\text{вх}}$ уменьшается за счет параллельной ООС.

Для усиления сигнала переменного тока применяется схема рис. 20.14,б. Основные соотношения остаются те же, что и для усиления постоянного напряжения. Следует учесть, что наличие двух конденсаторов $C1$ и $C2$ увеличивает коэффициент частотных искажений. $R2$ ставится для утечки постоянной составляющей входного тока ОУ, $R2$ должно быть очень большим сопротивлением, так как оно шунтирует очень большое входное сопротивление данного ОУ. Для того чтобы частично скомпенсировать влияние $R2$, можно применить схему рис. 20.14,в. В этой схеме $R_{\text{вх}}$ увеличивается за счет дополнительной ООС, которая подана через $R2$ на инвертирующий вход. $R2$ и в этой схеме обеспечивает утечку постоянной составляющей, но так как разность потенциалов между входами близка к нулю, через $R2$ потечет очень незначительный ток.

Если в схеме неинвертирующего усилителя создать 100%-ю ООС по напряжению, то получится ОУ — повторитель напряжения (рис. 20.15). В этой схеме $R_{0.c} = 0$, а $R1$ отсутствует. Входное сопротивление такой схемы составляет десятки и сотни мегом, а выходное — единицы ом.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

От обычного дифференциального усилителя на отдельном каскаде схема дифференциального усилителя (ДУ) отличается наличием ООС, что позволяет еще в большей степени реализовать преимущества ДУ. В данной схеме (рис. 20.16) $U_{вх1}$ подается на инвертирующий вход, $U_{вх2}$ — на неинвертирующий, т. е. эти усилители усиливают разность подводимых сигналов $|U_{вх}| = |U_{вх1}| - |U_{вх2}|$. Коэффициенты усиления по инвертирующему и неинвертирующему входам разные, следовательно, они должны быть выравнены. Для этого на неинвертирующий вход ставится делитель напряжения $R2, R3$, причем $R_3 = K_{о.с} R_2$, где $K_{о.с} = R_{о.с} / R_1$; следовательно, $R_{о.с} = K_{о.с} R_1$. Усиленный сигнал, поданный на инвертирующий вход, усиливается до значения $U_{вых1} = K_{о.с} U_{вх1}$.

Входное напряжение, подаваемое на неинвертирующий вход с помощью делителя $R2, R3$, изменяется до значения $U'_{вх2} = U_{вх2} K_{о.с} / (1 + K_{о.с})$, так как оно делится в отношении $R/(R + R K_{о.с})$.

Неинвертирующий усилитель, как было доказано, усиливает это напряжение в $(1 + K_{о.с})$ раз, следовательно,

$$U_{вых2} = U_{вх2} \frac{K_{о.с} (1 + K_{о.с})}{1 + K_{о.с}} = U_{вх2} K_{о.с}; \quad (20.6)$$

$$U_{вых} = |U_{вых1}| - |U_{вых2}| = K_{о.с} [|U_{вх1}| - |U_{вх2}|]. \quad (20.7)$$

Таким образом, данный усилитель, как и обычный ДУ, не чувствителен к напряжению синфазной помехи, которое будет подано к обоим входам одинаковым. Эти схемы находят широкое применение в измерительной технике, где требуется особенно большая точность.

Недостатком этого усилителя является низкое входное сопротивление (параллельная ООС). Поэтому используются более сложные схемы, содержащие 2—3 ОУ, устраняющие этот недостаток. Для увеличения $R_{вх}$ применяются схемы дифференциальных усилителей на ОУ, включенных как повторители напряжения.

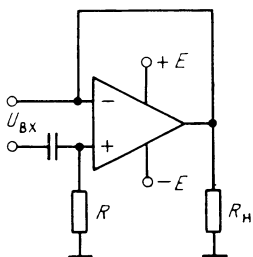


Рис. 20.15. Схема ОУ — повторителя напряжения

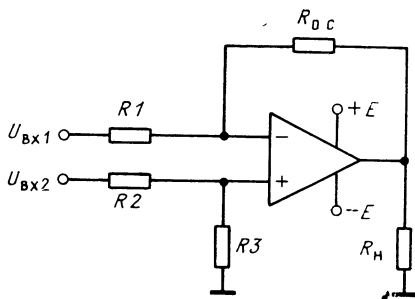


Рис. 20.16. Схема дифференциального усилителя на ОУ

ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ СХЕМ НА ОУ

При усилении сигналов переменного тока, а особенно широкополосных и импульсных, очень важными показателями становятся полоса пропускания и максимальная скорость нарастания выходного напряжения.

При рассмотрении схем ОУ было отмечено, что некоторые ОУ имеют внутреннюю частотную коррекцию — конденсатор емкостью 25 ... 30 пФ, который повышает устойчивость схемы, защищая от самовозбуждения на высоких частотах, за счет уменьшения коэффициента усиления, благодаря шунтирующему действию этой емкости на высоких частотах.

Рассмотрим факторы, влияющие на скорость нарастания напряжения.

При наличии в схеме емкости она заряжается и ее заряд равен $q = CU$. Зарядный ток $I = q/t$, а значит, $q = It$, следовательно, $CU = It$, а $t_{зар} = CU/I$.

Чем больше емкость C и меньше зарядный ток, тем требуется больше времени для заряда конденсатора до напряжения U . Скорость нарастания $V_{нар} = \Delta U / \Delta t = I/C$.

Таким образом, чтобы добиться максимальной скорости нарастания, требуется либо иметь минимальную емкость, либо большой ток для ее заряда.

Каждый переменный сигнал имеет свою скорость нарастания, если окажется, что максимальная скорость нарастания меньше собственной скорости нарастания, появятся искажения сигнала. Скорость изменения $U_{вых}$ не будет соответствовать скорости изменения $U_{вх}$.

Наличие корректирующей емкости внутри схемы ОУ, защищая его от самовозбуждения, в свою очередь, приводит к тому, что скорость нарастания уменьшается вследствие того, что требуется время на заряд этой емкости, кроме того, уменьшается и полоса пропускания.

Для устранения этих недостатков применяется частотная коррекция ОУ.

На рис. 20.17,а показана схема коррекции, применяемая в ОУ140УД1. Между контактами 2, 3 подключается корректирующая

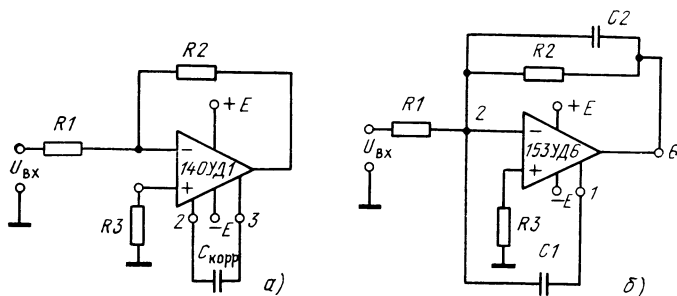


Рис. 20.17. Схемы коррекции на ОУ140УД1 (а) и на ОУ153УД6 (б)

шая емкость, позволяющая расширить полосу пропускания за счет увеличения коэффициента усиления ОУ на высоких частотах. $C_{\text{корр}} = 50 \dots 70$ пФ и расширяет полосу пропускания до 3 раз.

В ОУ153УД6 применяется схема коррекции другого типа (рис. 20.17,б). Конденсатор $C1$ создает для сигналов высоких частот обходный путь со входа ОУ непосредственно на вход 2 усилительного каскада, минуя каскад, который построен на транзисторах с относительно небольшой скоростью нарастания напряжения. Емкость этого конденсатора, включенного между контактами 1, 2 (рис. 20.17,б), составляет примерно 100 пФ. ОУ включен по инвертирующей схеме. Емкость $C2$ частично компенсирует влияние входной емкости ОУ. Благодаря емкости $C1$ при больших сигналах на входе схема дает выигрыш в полосе усиливаемых частот в 5...8 раз. Резисторы $R3$ в обеих схемах ставятся для компенсации входного тока.

ПРИМЕНЕНИЕ ИМС В УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ СВЯЗИ И РАДИОВЕЩАНИЯ

Практически ИМС применяются в настоящее время во всех видах аппаратуры связи — телефонной, телеграфной, многоканальной, радиовещательной, телевизионной.

Рассмотрим ряд конкретных схем применения ИМС.

КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

В настоящее время каскады предварительного усиления в аппаратуре связи и вещания в основном проектируются на ИМС. При этом используются как операционные усилители, так и другие виды аналоговых ИМС.

Разновидностью предварительных усилителей являются микрофонные усилители. Эти усилители применяются в аппаратно-студийных комплексах радиовещания и телевидения, радиотрансляционных узлах, а также в магнитофонах, устройствах звукоусиления.

Рассмотрим схему микрофонного усилителя одного из каналов стереофонического усилителя «Радиотехника-010-стерео», собранного на ОУ К153УД1А (рис. 20.18,а).

Напряжение с микрофона подается на неинвертирующий вход через разделительный конденсатор. Напряжение ООС подается на инвертирующий вход 2 через делитель, составленный из резисторов $R_3 = 270$ кОм и $R_2 = 2$ кОм. Между выводами 1 и 8 включена цепь коррекции $C_2 = 180$ пФ и $R_4 = 2,2$ кОм. Емкость $C_3 = 180$ пФ устраняет опасность самовозбуждения. Схемы коррекции позволяют расширить полосу пропускания. Напряжение питания двупольное.

Вследствие того что в данных устройствах применяются микрофоны различных типов — электродинамические, конденсаторные, пьезоэлектрические и др. с различными параметрами и харак-

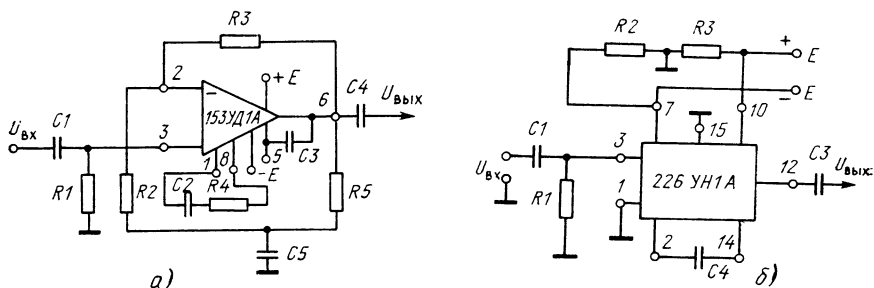


Рис 20.18 Микрофонные усилители на ОУ153УД1А (а) и на ИМС 226УН1А (б)

теристиками, микрофонные усилители должны обладать широким динамическим диапазоном входных сигналов, иметь большое $R_{вх}$ и низкий уровень шумов. В большей степени этим требованиям отвечают микросхемы с полевыми транзисторами на входе. На рис. 20.18,б показана схема микрофонного усилителя, собранного на ИМС 226УН1А. В этой схеме применяется питание от одного источника. Режим работы транзисторов по постоянному току обеспечивается делителем напряжения на резисторах $R2$ и $R3$.

Емкость $C4$ ставится для устранения паразитной обратной связи. Гибридная схема 226УН1А имеет на входе полевые транзисторы типа КП201, что обеспечивает входное сопротивление до 10 мОм.

Частотный диапазон этой ИМС от 20 Гц до 100 кГц, выходное сопротивление около 100 Ом.

Известно, что кабель, соединяющий микрофон с усилителем, подвергается влиянию помех и наводок, в нем создается заметное затухание амплитуды сигнала, что уменьшает отношение $U_c/U_{ш}$ на входе усилителя. Благодаря своим габаритным размерам и массе, ИМС можно разместить прямо в корпусе микрофона и тем самым скомпенсировать недостатки применения соединительного кабеля.

ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

В настоящее время разрабатываются и применяются ИМС, обеспечивающие выходную мощность до 50 Вт. Например, ИМС К403УН1 обеспечивает выходную мощность 50 Вт при коэффициенте нелинейных искажений 0,5%. В усилителях низкой частоты радиовещательных и телевизионных приемников применяются ИМС серии К174 типа К174УН5, К174УН7, К174УН8.

Микросхема К174УН7 обеспечивает $P_{вых}$ до 4,5 Вт, имеет $R_{вх} = 50$ кОм и диапазон частот от 40 Гц до 20 кГц.

На рис. 20.19 приведена схема включения ИМС К174УН7. Напряжение входа поступает через разделительный конденсатор $C1$ на вход и может регулироваться резистором $R1$. Конденсаторы $C4$,

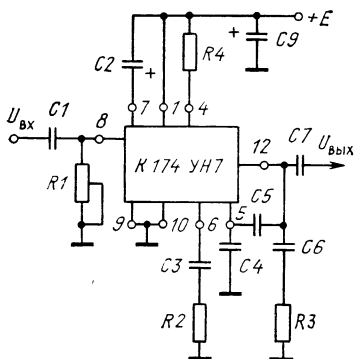


Рис. 20.19. Выходной каскад на ИМС К174УН7

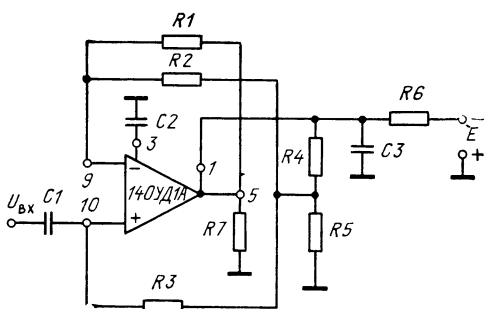


Рис. 20.20. Усилитель аппаратуры ИКМ-30

$C5$, $C6$ и резистор $R3$ образуют цепь коррекции, которая обеспечивает устойчивость усилителя. Конденсаторы $C2$ и $C9$ — фильтры в цепи питания. Резистор $R2$ включен в цепь эмиттера составной схемы входного каскада. От величины его сопротивления зависят глубина ООС во входном каскаде и коэффициент усиления схемы. Сопротивление нагрузки через емкость $C7$ подключается к выходу ИМС — выводу 12. Следует отметить, что усилитель монтируется на теплоотводе.

ИМС В УСТРОЙСТВАХ ПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

В настоящее время ИМС находят применение в аппаратуре многоканальной связи, каналобразующей аппаратуре.

В аппаратуре ИМК-30, которая используется в качестве каналобразующей аппаратуры цифровых систем передачи, применяются ОУ140УД1А.

На рис. 20.20 показан усилитель одного из блоков этой аппаратуры. Усилитель неинвертирующий. Входной сигнал поступает на неинвертирующий вход через разделительный конденсатор $C1$. Цепь ООС создается через $R1$ на инвертирующий вход.

Емкость $C2$ подключена параллельно входу оконечного каскада и осуществляет коррекцию по верхним частотам для защиты от самовозбуждения.

Питание ОУ осуществляется от источника через развязывающий фильтр $R6$, $C3$. На каждый из входов подается смещение с делителя $R4$, $R5$ через $R3$ и $R2$ соответственно.

На основе существующих в настоящее время ИМС можно составить некоторые рекомендации по их применению в усилительных устройствах. В качестве предварительных каскадов в усилителях звуковой частоты могут быть применены операционные усилители К140УД1, К140УД5, у которых коэффициент усиления $K_{\text{min}} = 1,5 \cdot 10^3$, а верхняя частота $f_v = 8$ МГц, К153УД1 — $K_{\text{min}} = 15 \cdot 10^3$,

$f_b = 1$ МГц, К544УД1 — $K_{\min} = 50 \cdot 10^3$, $f_b = 1$ МГц, К284УД1 — $K_{\min} = 10^4$, $f_b = 100$ кГц.

В качестве широкополосных усилителей с большим быстродействием в аппаратуре многоканальной и телеграфной связи, видеоусилителях могут быть использованы следующие ОУ:

К140УД10 $K_{\min} = 25 \cdot 10^3$, $f_b = 15$ МГц, $V_{U \text{ вых}} = 20$;

К140УД11 $K_{\min} = 50 \cdot 10^3$, $f_b = 15$ МГц, $V_{U \text{ вых}} = 20$;

К154УД2 $K_{\min} = 90 \cdot 10^3$, $f_b = 15$ МГц, $V_{U \text{ вых}} = 150$;

К544УД2 $K_{\min} = 150 \cdot 10^3$, $f_b = 18$ МГц, $V_{U \text{ вых}} = 90$;

К574УД1 $K_{\min} = 150 \cdot 10^3$, $f_b = 18$ МГц, $V_{U \text{ вых}} = 90$.

Для усиления сигналов источников, имеющих большое внутреннее сопротивление, используются ОУ с большим входным сопротивлением:

К140УД6 $R_{вх} = 3$ МОм, $K_{\min} = 50 \cdot 10^3$

К140УД8 $R_{вх} = 100$ МОм, $K_{\min} = 50 \cdot 10^3$,

К140УД14 $R_{вх} = 30$ МОм, $K_{\min} = 50 \cdot 10^3$.

Как уже отмечалось, в качестве усилителей мощности в усилителях звуковой частоты могут применяться ИМС: К174УН4 $P_{\text{вых}} = 1$ Вт, К174УН5 $P_{\text{вых}} = 2$ Вт, К174УН7 $P_{\text{вых}} = 4,5$ Вт, К174УН8 $P_{\text{вых}} = 2$ Вт, К174УН9 $P_{\text{вых}} = 7$ Вт, К174УН11 $P_{\text{вых}} = 15$ Вт с полосой частот $f_H = 40$ Гц, $f_b = 20$ кГц.

При эксплуатации устройств на ИМС следует придерживаться следующих правил:

1. Не допускать нарушения режимов, указанных в паспорте ИМС.

2. Тщательно следить за тепловым режимом работы ИМС, помня, что обратные токи кремниевых PN -переходов удваиваются при повышении температуры на каждые 10°C .

3. Устранять воздействие статического электричества при всех операциях с ИМС, как это делается при работе с полевыми транзисторами.

4. Следить за влагозащищенностью ИМС.

Выводы. 1. Главная особенность ОУ — возможность применения глубокой ООС благодаря большому коэффициенту усиления. 2. Основные свойства схем ОУ, охваченных ООС, определяются особенностями построения и параметрами цепей ООС. 3. В усилительных схемах ОУ используют либо как инвертирующие, либо как неинвертирующие усилители. 4. Достоинство неинвертирующей схемы ОУ — увеличение входного сопротивления. 5. Наиболее широкое применение в схемах усилителей ИМС получили предварительные каскады и выходные каскады сравнительно небольшой мощности.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем основное отличие включения ОУ как инвертирующего или неинвертирующего усилителя?

2. Чем объяснить увеличение входного сопротивления в схеме неинвертирующего усилителя?

3. В чем основные особенности применения ОУ в качестве дифференциального усилителя?

4. С какой целью применяют внешнюю частотную коррекцию в схемах ОУ?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итак, рассмотрены основные типы электронных приборов и усилителей, применяемых в настоящее время в устройствах связи и вещания. Каковы реальные перспективы развития электронных приборов и усилителей на ближайшее время?

Дискретные полупроводниковые приборы будут совершенствоваться в направлении увеличения мощности и повышения предельной частоты. В этом отношении наиболее перспективными являются транзисторы, построенные на основе арсенида галлия, особенно полевые транзисторы.

Самыми быстрыми темпами будет развиваться микроэлектроника. Уже имеются сообщения о создании БИС, содержащих до 10^6 транзисторов.

Дальнейшее развитие ИМС связано с применением функциональных приборов, в которых используются электромагнитные волны оптического диапазона, акустические колебания, сверхнизкая температура и др.

Акустоэлектроника использует взаимодействие акустических волн с электронами в полупроводниках и металлах. На ее основе создаются различные линии задержки в системах передачи и обработки информации и т. д. Имеются также и оптоакустические системы, которые применяются в лазерной технике.

Большие возможности для создания ИМС открывает использование эффекта Джозефсона. В приборах, основанных на этом эффекте, при сверхнизких температурах между сверхпроводящими слоями, разделенными тонко изолированной пленкой, может протекать туннельный ток под действием очень слабых внешних сигналов даже при отсутствии напряжения между этими слоями. Рассеиваемая при этом мощность составляет всего 10^{-7} Вт, что во много раз меньше, чем у существующих ИМС.

В соответствии с совершенствованием электронных приборов будет меняться элементная база усилительных устройств. Следует ожидать, что в ближайшее время во всех типах усилителей в качестве предварительных каскадов, а также маломощных выходных каскадов будут применяться в основном ИМС. Ведутся работы по улучшению качественных показателей усилителей и повышению их КПД.

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

К главам 1—11

1. Виноградов Ю. В. Электронные приборы. — М.: Связь, 1977. — 288 с.
2. Гершунский Е. С. Основы электроники. — К.: Вища школа, 1977. — 343 с.
3. Жеребцов И. П. Основы электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 352 с.
4. Овечкин Ю. А. Полупроводниковые приборы. — М.: Высшая школа, 1979. — 279 с.
5. Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д. Полупроводниковые приборы. — М.: Высшая школа, 1981. — 431 с.

К главам 12—18

6. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства. — М.: Радио и связь, 1982. — 264 с.
7. Головин О. В., Кубицкий А. А. Электронные усилители. — М.: Радио и связь, 1983. — 320 с.
8. Цыкина А. В. Электронные усилители. — М.: Радио и связь, 1982. — 288 с.

К главам 19—20

9. Аваев Н. А., Дулин В. Н., Наумов Ю. Е. Большие интегральные схемы с инжекционным питанием. — М.: Сов. радио, 1977. — 265 с.
10. Агаханянц Т. М. Интегральные микросхемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 464 с.
11. Банк М. У. Аналоговые интегральные схемы в радиоаппаратуре. — М.: Радио и связь, 1985.
12. Ефимов И. Е., Козырь И. Я. Основы микроэлектроники. — М.: Высшая школа, 1983. — 384 с.
13. Полонников Д. Е. Операционные усилители. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 214 с.
14. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. — М.: Сов. радио, 1980. — 423 с.
15. Шарунин Л. С., Тугов Н. Н. Оптоэлектроника. — М.: Энергоатомиздат, 1984. — 256 с.
16. ГОСТ 1494—77. Электротехника. Буквенные обозначения основных величин.
17. ГОСТ 19095—73 (СТ СЭВ 2771—80). Транзисторы полевые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров.
18. ГОСТ 20003—74. Транзисторы биполярные. Электрические параметры. Термины, определения и буквенные обозначения.
19. ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. — М.: 1983.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Адгезия 425
База, 31, 60
Барьер потенциальный 25, 26
— Шотки 40
Варистор 22
Виды разрядов в газах 178
Включение перехода обратное 29,
прямое 27
Возбужденный атом 15
Время запаздывания 237
— установления 240
— жизни 28

Генератор стабильного тока 401
Глубина обратной связи 253
Градиент концентрации 20

Демодулятор 405
Диапазон частот 231
Динистор 119
Диод обращенный 56
— PIN-структуры 50
— Шотки 49
Длина диффузионная 28
Дрейф нуля 397
Дырка 11

- Емкости междуэлектродные
 - — полевого транзистора 145
 - — тетрода 117, триода 147
- Емкость перехода барьерная 36
- — диффузионная 37
- Зависимость h -параметров от режима и температуры 88
- Запирающий слой 39
- Затвор 103
- Затухание нелинейности 243
- Зона энергетическая валентная 15
 - — запрещенная 15
 - — проводимости 15
- Инжекция 28
- Ионизация 11
- Индикаторы знаковые 184
- Искажения
 - линейные 230, нелинейные 243
 - плоской вершины импульса 239
 - фазовые 235
 - фронта импульса 239
 - частотные 231
- Исток 103
- Канал токопроводящий 102
- Каскад 221
 - бестрансформаторный выходной 358
 - двухтактный 343
 - дифференциальный 398
 - оконечный 221
 - предварительного усиления, 221, 295
 - резисторный 297
 - трансформаторный 334
 - фазоинверсный 355
- Катод
 - прямого накала 132
 - подогревный 132
- Кинескоп 175
- Коллектор 60
- Коэффициент
 - инжекции 63
 - нелинейных искажений 243
 - несогласованности 227
 - передачи тока базы дифференциальный 70
 - — — эмиттера дифференциальный 68
 - — — — интегральный 63
 - переноса дырок через базу 63
 - полезного действия 227
 - усиления 227
 - — пентода 153, триода 143
 - — полевого транзистора 109
 - шума 203
- Критерий устойчивости 381
- Крутизна
 - пентода 153, триода 142
 - полевого транзистора 108
- Метод оценки нелинейных искаже-
 - ний 232
 - пяти ординат 245
- Микросхема интегральная 407
 - — гибридная 425
 - — полупроводниковая 410
 - — совмещенная 429
 - — толсто пленочная 428
 - — тонко пленочная 425
- Модулятор 404
- Модуляция толщины базы 66
- Мощность
 - входная, выходная 226
- Нагрузка динамическая 441
- Нагрузочные прямые
 - — постоянного тока 215
 - — переменного тока 217
- Носители заряда основные и неосновные 18
- Обедненный слой 26
- Обратная связь
 - — внутренняя 250
 - — комбинированная 251
 - — многопетлевая 250
 - — отрицательная, положительная 251
 - — по напряжению, по току 251
- Оптрон 196
- Параметры биполярного транзистора
 - тепловые 95
 - — — физические 78
- Пентод 151
- Подвижность носителей заряда 13
- Полупроводник вырожденный 55
 - собственный 8
 - N -типа, P -типа 18
- Постоянная времени 92
- Прибор с зарядовой связью 420
- Примесь акцепторная 18
 - донорная 18
- Пробой перехода лавинный 34
 - — тепловой 35
 - — туннельный 34
 - — электрический 33
- Пржектор электронный 161
- Работа выхода 39
- Равновесная концентрация 12
- Регулировка
 - усиления 387
 - тембра 391
- Рекомбинация 12
- Светодиод 194
- Свободный электрон 11
- Связь ковалентная 9
- Сетка
 - защитная 151
 - управляющая 137
 - экранирующая 147
- Система
 - отклоняющая 165, 170
 - фокусирующая 162, 168

Стабилизация точки покоя 270
 Сток 103
 Сопротивление входное
 — — операционного усилителя 144
 — — полевого транзистора 109, 116
 — — триода 143
 Стабистор 53
 Сатистический режим биполярного транзистора 65
 Схема
 — коррекции на нижних частотах 324
 — — на верхних частотах 326, 328
 — сдвига уровня 440
 Схема эквивалентная
 — — биполярного транзистора 79
 — — Джиаколетто 299
 — — полевого транзистора 117
 Термокомпенсация точки покоя 274
 Терморезистор 21
 Тотрод 146
 — лучевой 149
 Тиратрон 181
 Тиристор 119
 — симметричный 125
 Ток диффузии 20
 — дрейфовый 13
 — перехода обратный 29
 — — прямой 28
 — — тепловой 26
 — — термогенерации 41
 — — утечки 41
 Триак 126
 Тринистор 124
 Транзистор
 — многоколлекторный, многоэмиттерный 413
 — полевой 103
 — — двухзатворный 118
 — — с индуцированным каналом 112
 — — со встроенным каналом 114
 — — с переходом Шотки 110
 — с инжекционным питанием 431
 — супербетта 413
 Уровень Ферми 16
 Усилитель
 — звуковой частоты 298
 — операционный 443
 — — инвертирующий 457, неинвертирующий 458
 — постоянного тока 223
 — широкополосный 320
 Фильтр питания 386
 Фотодиод 189
 — вентильный 191
 — с PIN-структурой 190

— Шотки 191
 Фотолитография 99
 Фотопроводимость 186
 Фоторезистор 187
 Фототиристор 195
 Фототранзистор 192
 Фотоумножитель 199
 Фотоэлемент 198
 Фотоэффект 186
 — внешний 186
 — внутренний 186
 Характеристики
 — амплитудные 248
 — амплитудно-частотные (АЧХ) 231
 — анодно-сеточные
 — — тетрода 147, триода 141
 — анодные
 — — лучевого тетрода 150
 — — пентода 152
 — — тетрода 148
 — — триода 140
 — вольтамперные
 — — тиристора 123
 — — триака 126
 — — тринистора 125
 — — фотодиода 189, фотоэлемента 199
 — выходные (стоковые) 105, 113, 115
 — выходные фототранзистора 193
 — излучательные светодиода 195
 — модуляционные ЭЛТ 164
 — передаточные (стоко-затворные) 106, 114, 115
 — передачи оптрона 198
 — световые фотодиода 189
 — фазочастотные (ФЧХ) 234
 Частота генерации максимальная 92
 — граничная 91
 — предельная 91
 Чувствительность интегральная
 — фотодиода 190
 — фоторезистора 188
 — фототранзистора 193
 Ширина перехода 26
 Экран люминисцирующий 160, 172
 Экстрация 30
 Электронно-дырочный переход микро-сплавной 24
 — — — несимметричный 23, 30
 — — — плоскостной 23
 — — — симметричный 23
 — — — сплавной 23
 — — — точечный 23
 Эмиттер 31
 Эффект
 — динактронный 148
 — Миллера 310

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ	8
1.1. Собственный полупроводник	8
1.2. Примесные полупроводники	17
1.3. Терморезисторы и варисторы	21
1.4. Электронно-дырочный переход	22
1.5. Переход металл — полупроводник	38
Глава 2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ	41
2.1. Выпрямительные диоды	41
2.3. Высокочастотные диоды	46
2.3. Импульсные диоды	47
2.4. Сверхвысокочастотные диоды	50
2.5. Стабилитроны	52
2.6. Варикапы	54
2.7. Туннельные диоды	54
2.8. Система обозначений полупроводниковых диодов	58
Глава 3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	60
3.1. Общие сведения, Устройство	60
3.2. Процессы, протекающие в транзисторе. Токи транзистора	62
3.3. Три схемы включения транзистора. Статические характеристики. Дифференциальные параметры транзистора	65
3.4. Влияние температуры на статические характеристики транзистора	75
3.5. Эквивалентные схемы и системы статических параметров транзистора	78
3.6. Частотные свойства транзистора. Дрейфовые транзисторы	90
3.7. Электрические параметры, классификация и система обозначений транзисторов	94
3.8. Технологические методы изготовления транзисторов	96
Глава 4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	101
4.1. Полевые транзисторы с управляющим <i>PN</i> -переходом	101
4.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором	111
Глава 5. ТИРИСТОРЫ	119
5.1. Назначение и принцип действия	119
5.2. Математический анализ работы тиристора	121
5.3. Вольт-амперная характеристика тиристора	123
5.4. Типы тириستоров	124
5.5. Особенности работы и параметры тиристоров	127
Глава 6. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ	129
6.1. Электронная эмиссия. Катоды	129
6.2. Двухэлектродная лампа-диод	132
6.3. Триоды	137
6.4. Многосеточные лампы	146
6.5. Генераторные и модуляторные лампы	155
Глава 7. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ПРИБОРЫ	159
7.1. Основные принципы работы электронно-лучевых трубок	159

7.2. Электронно-лучевые трубки с электростатической фокусировкой и отклонением	161
7.3. Электронно-лучевые трубки с магнитным управлением	167
7.4. Экраны электронно-лучевых трубок	172
7.5. Типы электронно-лучевых трубок	174
Глава 8. ИОННЫЕ ПРИБОРЫ	177
8.1. Электрические разряды в газах	177
8.2. Ионные приборы с холодным катодом	180
Глава 9. ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ	186
9.1. Полупроводниковые фотоэлектронные приборы	186
9.2. Приборы с внешним фотоэффектом	198
Глава 10. ШУМЫ И НАДЕЖНОСТЬ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ	201
10.1. Шумы электронных приборов	201
10.2. Надежность электронных приборов	206
Глава 11. УСИЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ	209
11.1. Анализ процесса усиления электрических сигналов	209
11.2. Работа УЭ с нагрузкой. Динамические характеристики	214
11.3. Структурная схема усилителя. Классификация усилителей	220
Глава 12. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ	225
12.1. Основные технические показатели усилителей	225
12.2. Линейные искажения	230
12.3. Переходная характеристика	239
12.4. Нелинейные искажения	240
12.5. Гармонический анализ колебаний по динамическим характеристикам и определение коэффициента гармоник	244
12.6. Собственные помехи и динамический диапазон усилителя	247
Глава 13. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ	250
13.1. Основные определения	250
13.2. Влияние обратной связи на основные показатели усилителя	252
Глава 14. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ И РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ	265
14.1. Способы питания усилительных элементов	265
14.2. Стабилизация режима работы транзистора	269
14.3. Межкаскадные связи	277
14.4. Способы включения усилительных элементов по переменному току	281
14.5. Характеристики каскадов с различными схемами включения усилительных элементов	283
14.6. Режимы работы усилительных элементов	292
Глава 15. КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ	295
15.1. Назначение и основные требования	295
15.2. Резисторный каскад	297
15.3. Усилители гармонических колебаний звуковой частоты	298
15.4. Широкополосные усилители	320
Глава 16. ОКОНЕЧНЫЕ И ПРЕДОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ	329
16.1. Основные особенности работы оконечных каскадов	329
16.2. Однотактный трансформаторный каскад	334
16.3. Двухтактные каскады усиления	342
16.4. Энергетические показатели двухтактного каскада в режиме В	347
16.5. Особенности работы мощных ламповых каскадов в режиме В ₂	351

16.6. Фазоинверсные каскады	355
16.7. Двухтактные бестрансформаторные выходные каскады	358
Глава 17. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ И РАБОТЫ МНОГО-КАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ	365
17.1. Основные особенности многокаскадных усилителей	365
17.2. Принципиальные схемы каскадов с отрицательной обратной связью	370
17.3. Усилители с общей петлей обратной связи	378
17.4. Паразитные обратные связи. Способы их уменьшения	384
17.5. Регулировки в усилителях	387
Глава 18. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА	393
18.1. Общие сведения	393
18.2. Усилители постоянного тока прямого усиления	393
18.3. Балансные каскады УПТ	398
18.4. Усилители постоянного тока с преобразованием	402
Глава 19. МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ	407
19.1. Общие положения	407
19.2. Полупроводниковые интегральные микросхемы	410
19.3. Приборы с зарядовой связью	420
19.4. Гибридные интегральные схемы	425
19.5. Большие интегральные схемы	430
Глава 20. УСИЛИТЕЛИ НА ИМС	436
20.1. Особенности схемотехники усилителей на ИМС	436
20.2. Операционные усилители	443
20.3. Построение схем на ОУ. Применение ИМС в практических схемах	456
Заключение	466
Список рекомендованной литературы	467
Предметный указатель	468

