
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана
(национальный исследовательский университет)»



В.И. Крайний, А.Н. Семёнов

Основы электроники

Аналоговая электроника

Учебное пособие



Москва

ИЗДАТЕЛЬСТВО
МГТУ им. Н. Э. Баумана

2018

УДК 621.3(075.8)
ББК 32.86
К77



Издание доступно в электронном виде на портале *ebooks.bmstu.ru*
по адресу: <http://ebooks.bmstu.ru/catalog/212/book1750.html>

Факультет «Радиоэлектроника и лазерная техника»
Кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства»

*Рекомендовано Редакционно-издательским советом
МГТУ им. Н.Э. Баумана в качестве учебного пособия*

Крайний, В. И.

К77 Основы электроники. Аналоговая электроника : учебное пособие / В. И. Крайний, А. Н. Семёнов. — Москва : Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2018. — 178, [4] с. : ил.

ISBN 978-5-7038-4806-7

Изложены основы аналоговой электроники. Рассмотрены базовые элементы электронных устройств: полупроводники, диоды, биполярные и полевые транзисторы. Даны основы усилительной техники на биполярных и полевых транзисторах, операционных усилителей, генераторов гармонических и импульсных сигналов, активных фильтров и вторичных источников питания.

Для студентов 3-го курса МГТУ им. Н.Э. Баумана, изучающих основы электроники.

УДК 621.3(075.8)
ББК 32.86



ISBN 978-5-7038-4806-7

© МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018
© Оформление. Издательство
МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018



ПРЕДИСЛОВИЕ

Электроника является универсальным и исключительно эффективным средством при решении самых различных проблем в области сбора и преобразования информации, автоматического и автоматизированного управления, выработки и преобразования энергии. Знания электроники востребованы почти во всех сферах производственной деятельности человека. Трудно назвать технологический процесс, управление которым осуществлялось бы без использования электроники.

Цель учебного пособия — дать наиболее полное представление о принципах работы радиоэлектронных элементов и схем электронных устройств.

Пособие состоит из трех разделов. В первом разделе рассмотрены физические принципы работы основных полупроводниковых радиоэлементов (диодов, биполярных и полевых транзисторов), во втором разделе — характеристики и параметры усилителей, способы построения и анализа электронных схем, в основе которых лежат усилительные полупроводниковые приборы.

Третий раздел посвящен электронным устройствам, построенным с применением дискретной элементной базы, аналоговым и импульсным генераторам, вторичным источникам питания и фильтрам.

В конце каждого раздела пособия приведены контрольные вопросы и задания.

При изучении данного пособия рекомендуется пользоваться литературой, представленной в конце этого издания.

В результате изучения материала пособия студенты получают знания об элементной базе электронных и микроэлектронных устройств, принципах действия электронных и микроэлектронных устройств, методах их анализа, овладеют методикой составления электрических схем, подбора и расчета радиоэлементов, а также способами исследования электронных устройств.

ВВЕДЕНИЕ

Некоторые представления об электронных устройствах имеет каждый: радиоприемники, магнитофоны, телевизоры, калькуляторы состоят в основном из электронных элементов.

Электроника имеет короткую, но богатую событиями историю, которая составляет более 100 лет. Первый ее период связан с эпохой вакуумных ламп и появлением позже ионных приборов. На этой основе были разработаны первые электронные устройства, которые затем долгие годы совершенствовались. К концу Второй мировой войны масса электронного оборудования тяжелых самолетов приближалась к 1000 кг, и это без учета систем электропитания.

Основным показателем совершенства электронной аппаратуры является плотность упаковки, т. е. количество элементов схемы в одном кубическом сантиметре (эл./см³) действующего устройства. Если, например, основным элементом электронного устройства являются лампы, то можно достигнуть плотности 0,3 эл./см³. С учетом этого для размещения современной ЭВМ потребуется объем в несколько тысяч кубических метров и, кроме того, мощная энергетическая установка для питания такой машины.

Создание в конце 1940-х годов первых полупроводниковых элементов (диодов и транзисторов, 1948) привело к появлению нового принципа конструирования электронной аппаратуры — модульного. Модуль состоит из элементарных ячеек-модулей, стандартных по размерам, способу сборки и монтажу. При этом плотность упаковки возросла до 2,5 эл./см³.

Дальнейшее совершенствование полупроводниковых приборов, резисторов, конденсаторов и других элементов, уменьшение их размеров привели к созданию микромодулей. Плотность упаковки при этом превысила 10 эл./см³. Микромодули завершили десятилетнюю эпоху транзисторной электроники и привели к возникновению *интегральной электроники*, или *микроэлектроники*.

В схемотехническом отношении интегральная электроника часто не отличается от транзисторной, так как в интегральной схеме можно выделить все элементы принципиальной схемы устройства, но размеры этих элементов очень малы (примерно 0,5...1 мкм). Технология изготовления интегральных схем позволила резко повысить плотность упаковки, доведя ее до 10 000 эл./см³ (SOC-кристаллы).

Несмотря на то что электроника шагнула далеко вперед и уже отказывается от дискретной элементной базы, также называемой радиодетальями, до

сих пор остается актуальной следующая классификация электронных приборов.

Электронные приборы подразделяют по способу действия в электрической цепи на активные и пассивные.

Пассивные элементы — это базовые элементы любой электрической схемы радиоэлектронной аппаратуры:

- резисторы;
- конденсаторы;
- трансформаторы и дроссели, а на базе электромагнитов — соленоиды и реле.

Кроме того, к пассивным элементам относятся следующие элементы: для создания электрических цепей соединители и разъединители — ключи; для защиты от перенапряжения и короткого замыкания — предохранители; для восприятия человеком сигнала — лампы и динамики; для формирования сигнала — микрофон и видеокамера; для приема аналогового сигнала, передающегося по эфиру, — антенна; для работы вне сети электрического тока — аккумуляторы.

Активные радиоэлектронные элементы:

- вакуумные приборы (электронные лампы, триод, пентод и др.);
- полупроводниковые приборы (диоды, стабилитроны, транзисторы, тиристоры и более сложные комплексы на их основе);
- интегральные микросхемы.

В зависимости от способа монтажа электронные элементы используют следующим образом:

- для объемной (пространственной) пайки;
- для поверхностного монтажа на печатные платы;
- для установки в панель (радиолампы и др.) при наличии цоколя.

Рассмотрим идеализированную систему управления некоторым объектом, структурная схема которой представлена на рис. В1.

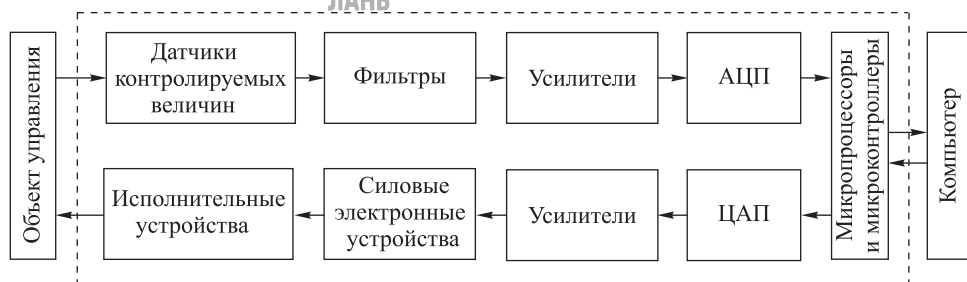


Рис. В1. Структурная идеализированная электронная система управления:

АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ЦАП — цифроаналоговый преобразователь

Электрические сигналы, содержащие информацию о контролируемых величинах, вырабатываются соответствующими датчиками. Эти сигналы фильтруются, усиливаются и преобразуются в цифровую форму с помощью аналого-цифровых преобразователей. Затем они обрабатываются микропро-

цессором, который может взаимодействовать с ЭВМ. Формируемые микропроцессором сигналы управления преобразуются в аналоговую форму с помощью цифроаналоговых преобразователей, усиливаются и подаются на силовые электронные устройства, которые управляют исполнительными устройствами, воздействующими на объект.

Представленная система содержит аналоговые электронные устройства (фильтры, усилители, силовые электронные устройства), цифровые устройства (микропроцессор, ЭВМ), а также устройства, осуществляющие преобразование сигналов из аналоговой формы в цифровую и обратно.

Характеристики электронных устройств определяются прежде всего характеристиками составляющих их элементов, и вся современная электроника построена на полупроводниках. В пособии рассмотрены именно такие устройства.



1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

1.1. Общие сведения о полупроводниках

Современные электронные устройства, согласно требованиям миниатюризации и микроминиатюризации, строятся в основном на полупроводниковых приборах.

Характерной особенностью полупроводников является резко выраженная зависимость удельной электропроводности от температуры, от количества и природы вводимых примесей, а также от воздействия электрического поля, света, ионизирующего излучения и других факторов.

1.1.1. Проводники, полупроводники и диэлектрики

В твердых телах атомы вещества образуют кристаллическую решетку, когда соседние атомы удерживаются межатомными силами на определенном расстоянии друг от друга в точках равновесия этих сил, называемых узлами кристаллической решетки. Под действием теплоты атомы, не имея возможности перемещаться, совершают колебательные движения относительно положения равновесия.

Соседние атомы в твердых телах в отличие от газа так близко находятся друг к другу, что их внешние электронные оболочки соприкасаются или даже перекрываются. В результате этого в твердых телах происходит расщепление энергетических уровней электронов на большое количество почти сливающихся подуровней, которые называют разрешенными энергетическими зонами (рис. 1.1).

Разрешенная зона, в которой при температуре абсолютного нуля все энергетические зоны заняты электронами, называется *валентной*. Разрешенная зона, в которой при температуре абсолютного нуля электроны отсутствуют, называется *зоной проводимости*. Между валентной зоной и зоной проводимости расположена *запрещенная зона*.

Ширина запрещенной зоны ΔW является основным параметром, характеризующим свойства твердого тела.

Вещества, у которых $0,01 < \Delta W < 3$ эВ, относятся к полупроводникам, при $\Delta W > 3$ эВ — к диэлектрикам. У металлов (проводников) запрещенная зона отсутствует. В полупроводниковой электронике наибольшее применение получили германий Ge ($\Delta W = 0,67$ эВ) и кремний Si ($\Delta W = 1,12$ эВ) — элементы IV группы Периодической системы элементов Д.И. Менделеева, а также арсенид галлия GaAs ($\Delta W = 1,43$ эВ).

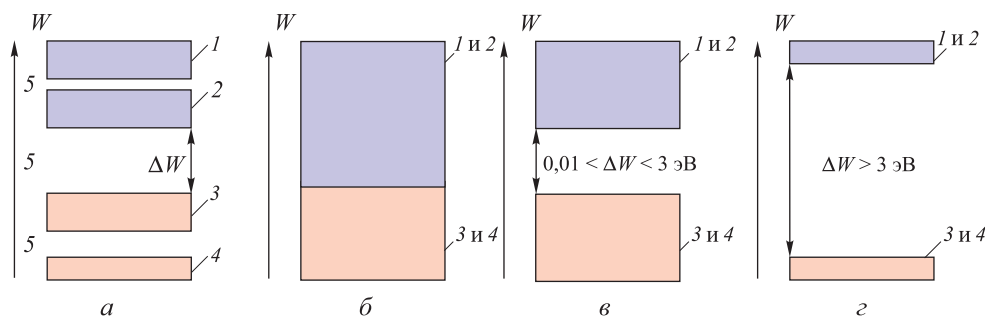


Рис. 1.1. Положение энергетических зон:

а — в материалах; *б* — в проводниках; *в* — в полупроводниках; *г* — в диэлектриках; 1–4 — разрешенные зоны; 5 — запрещенные зоны; 1, 2 — свободные зоны; 2 — зона проводимости; 3 — валентная зона; W — энергия электрона; ΔW — ширина запрещенной зоны

Подобно тому, как в отдельном атоме электроны могут переходить с одного энергетического уровня на другой свободный уровень, электроны в твердом теле могут совершать переходы внутри разрешенной зоны при наличии в ней свободных уровней, а также переходить из одной разрешенной зоны в другую. Плотность уровней в разрешенных зонах очень велика, поэтому для перемещения электрона с одного уровня на другой внутри разрешенной зоны требуется очень малая энергия, порядка $10^{-8} \dots 10^{-4}$ эВ, что может быть следствием тепловых колебаний атомов, ускорений электронов даже под действием слабых внешних электрических полей, попадания в атом кванта световой энергии — фотона, а также ряда других видов внешних воздействий.

При ширине запрещенной зоны в несколько электрон-вольт внешнее электрическое поле практически не может перевести электрон из валентной зоны в зону проводимости, так как энергия, приобретаемая электроном, движущимся ускоренно на длине свободного пробега, недостаточна для преодоления запрещенной зоны. *Длиной свободного пробега* является расстояние, проходимое электроном между двумя соударениями с атомами кристаллической решетки.

Таким образом, способность твердого тела проводить ток под действием электрического поля зависит от структуры энергетических зон и степени их заполнения электронами.

Необходимым условием возникновения электрической проводимости в твердом теле является наличие в разрешенной зоне свободных или не полностью занятых энергетических уровней. Так, в металлах зона проводимости частично заполнена и под действием температуры электроны могут переходить из полностью заполненных зон в зону проводимости. Однако их концентрация всегда мала по сравнению с концентрацией валентных электронов. Поэтому концентрация электронов в металлах практически не зависит от температуры и зависимость электропроводности металлов от температуры

обусловлена только подвижностью электронов, которая снижается с повышением температуры из-за увеличения амплитуды колебаний атомов в кристаллической решетке, что влечет за собой уменьшение длины свободного пробега электрона.

У диэлектриков и полупроводников в отличие от металлов нет частично заполненных зон. При температуре абсолютного нуля валентная зона полностью заполнена, а зона проводимости совершенно пуста, поэтому эти вещества не могут проводить ток. Однако если этому веществу сообщить достаточное количество энергии, то электроны, приобретая дополнительное количество энергии, могут преодолеть ширину запрещенной зоны и перейти в зону проводимости. В этом случае вещество приобретает некоторую электропроводность, которая возрастает с повышением температуры.

1.1.2. Распределение электронов по энергетическим уровням

При неизменном температурном состоянии полупроводника распределение электронов по энергетическим уровням подчиняется квантовой статистике Ферми — Дирака. С ее помощью можно определить концентрацию электронов в зоне проводимости и дырок в валентной зоне, а также найти зависимость удельной электропроводности полупроводника от температуры, наличия примесей и других факторов.

Вероятность заполнения электроном энергетического уровня W при температуре T определяется функцией распределения Ферми

$$f_n(W) = \frac{1}{1 + e^{\frac{W - W_F}{kT}}}, \quad (1.1)$$

где T — температура, К; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; W_F — энергия уровня Ферми (средний энергетический уровень, вероятность заполнения которого равна 0,5 при $T = 0$ К).

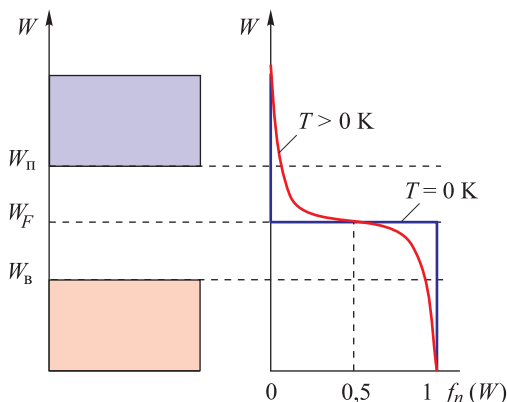


Рис. 1.2. Распределение электронов по энергетическим уровням чистого полупроводника:

W — энергия электрона; W_F — энергетический уровень Ферми; $W_П$ и $W_В$ — границы зоны проводимости и валентной зоны соответственно; $f_n(W)$ — вероятность нахождения электрона на энергетическом уровне W

Соответственно функция $1 - f_n(W)$ определяет вероятность того, что квантовое состояние с энергией W свободно от электрона, т. е. занято дыркой:

$$f_p(W) = 1 - f_n(W) = \frac{1}{1 + e^{\frac{W - W_F}{kT}}} \quad (1.2)$$

Вид функций распределения электронов (см. (1.1)) представлен на рис. 1.2. При температуре $T = 0$ К функция распределения Ферми имеет ступенчатый характер. Это означает, что при $T = 0$ К все энергетические уровни, находящиеся выше уровня Ферми, свободны.

При $T > 0$ К увеличивается вероятность заполнения электроном энергетического уровня, расположенного выше уровня Ферми. Поэтому ступенчатый характер функции распределения сменяется на более плавный в сравнительно узкой области энергий, близких к W_F .

1.1.3. Собственная электропроводность полупроводников

Рассмотрим строение полупроводникового материала на основе кремния Si. В кристалле этого полупроводника атомы располагаются в узлах кристаллической решетки, а электроны наружной электронной оболочки образуют устойчивые ковалентные связи, когда каждая пара валентных электронов принадлежит одновременно двум соседним атомам и образует связывающую эти атомы силу. У элементов IV группы системы Д.И. Менделеева на наружной электронной оболочке располагается по четыре валентных электрона, и в идеальном кристалле полупроводника все ковалентные связи заполнены, а все электроны прочно связаны со своими атомами (рис. 1.3).

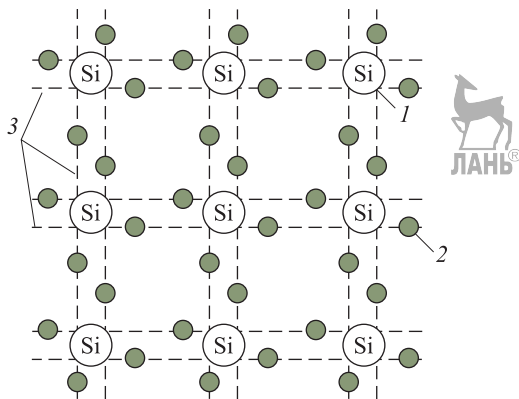


Рис. 1.3. Структура связей атома кремния Si в кристаллической решетке:

1 — атом кремния Si; 2 — валентный электрон;
3 — ковалентные связи атомов

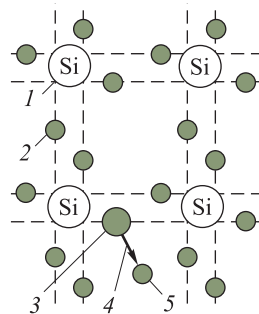


Рис. 1.4. Генерация пары свободных носителей электрон — дырка:

1 — атом кремния Si; 2 — валентный электрон;
3 — вакантное место (дырка); 4 — направление движения электрона при разрыве ковалентной связи; 5 — свободный электрон

При температуре абсолютного нуля ($T = 0$ К) все энергетические уровни ниже валентной зоны заняты электронами, а зона проводимости пуста, поэтому в этих условиях кристалл полупроводника является практически диэлектриком.

При температуре $T > 0$ К в результате увеличения амплитуды тепловых колебаний атомов в узлах кристаллической решетки дополнительной энергии, поглощенной каким-либо электроном, может оказаться достаточно для разрыва ковалентной связи и перехода в зону проводимости, где электрон становится свободным носителем электрического заряда (рис. 1.4).

Процесс образования пары электрон — дырка называют *генерацией* свободных носителей заряда.

Электроны хаотически движутся внутри кристаллической решетки и представляют собой так называемый электронный газ. При своем движении электроны сталкиваются с колеблющимися в узлах кристаллической решетки атомами, а в промежутках между столкновениями движутся прямолинейно и равномерно.

Одновременно с этим у того атома полупроводника, от которого отделился электрон, возникает незаполненный энергетический уровень в валентной зоне, называемый *дыркой*.

Дырка представляет собой единичный положительный электрический заряд и может перемещаться по всему объему полупроводника под действием электрических полей и по законам диффузии в результате разности концентраций носителей заряда в различных зонах полупроводника, а также участвовать в тепловом движении.

Таким образом, в идеальном кристалле полупроводника при нагреве образуются пары носителей электрических зарядов электрон — дырка, которые обуславливают появление *собственной электрической проводимости полупроводника*.

После своего образования пара электрон — дырка существует в течение некоторого времени, называемого *временем жизни носителей* электрического заряда.

В течение этого промежутка времени носители участвуют в тепловом движении, взаимодействуют с электрическими и магнитными полями как единичные электрические заряды, перемещаются под действием градиента концентрации, а затем *рекомбинируют*, т. е. электрон восстанавливает ковалентную связь. При рекомбинации электрона и дырки происходит высвобождение энергии. В зависимости от того, как расходуется эта энергия, рекомбинацию можно подразделить на излучательную и безызлучательную.

Излучательной является рекомбинация, при которой энергия, освобождающаяся при переходе электрона на более низкий энергетический уровень, излучается в виде кванта света — фотона.

При *безызлучательной* рекомбинации избыточная энергия передается кристаллической решетке полупроводника, т. е. избыточная энергия идет на образование фононов — квантов тепловой энергии.

Следует отметить, что генерация пар носителей электрон — дырка и появление собственной электропроводности полупроводника могут происходить

не только под действием тепловой энергии, но и при любом другом способе энергетического воздействия на полупроводник, например квантами лучистой энергии, ионизирующим излучением.

1.1.4. Примесная электропроводность полупроводников

Электропроводность полупроводника может обуславливаться не только генерацией пар носителей электрон — дырка вследствие какого-либо энергетического воздействия, но и введением в структуру полупроводника определенных примесей.

Примеси могут быть *донорного* и *акцепторного* типа. Такую же роль, как примеси, могут играть различные дефекты кристаллической решетки: пустые узлы, дислокации или сдвиги, возникающие при пластической деформации кристалла.

Рассмотрим монокристалл полупроводника, например кремния Si, в кристаллическую решетку которого введено некоторое количество атомов примеси (рис. 1.5), например сурьмы Sb, находящейся в V группе Периодической системы элементов Д.И. Менделеева. Атом примеси располагается в узле кристаллической решетки, а его валентные электроны устанавливают прочные ковалентные связи с соседними атомами полупроводника. Но поскольку у атома сурьмы на наружной электронной оболочке находятся пять

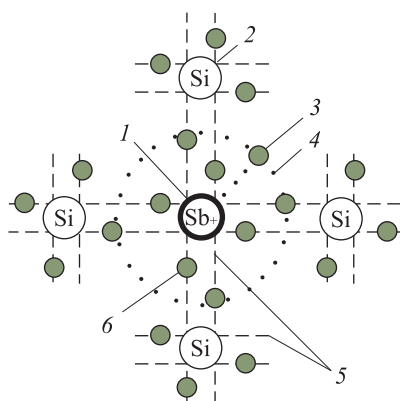


Рис. 1.5. Структура полупроводника кремния Si с донорными примесями сурьмы Sb:

1 — положительно заряженный атом сурьмы; 2 — нейтральный атом кремния; 3 — свободный электрон; 4 — слабая валентная связь атома сурьмы со свободным электроном; 5 — ковалентные связи; 6 — валентный электрон

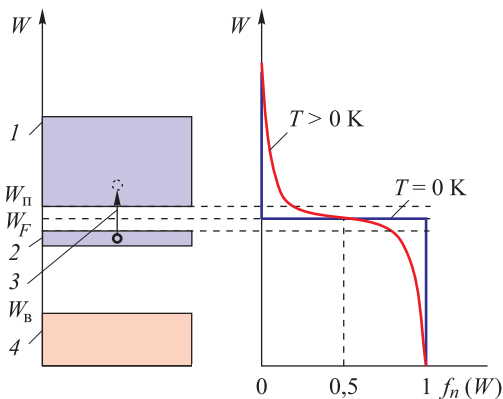


Рис. 1.6. Распределение электронов по энергетическим уровням в полупроводнике с донорной примесью:

1 — зона проводимости; 2 — расщепленные энергетические уровни из-за введения донорной примеси; 3 — переход свободных электронов в зону проводимости; 4 — валентная зона; W — энергия электрона; W_F — энергетический уровень Ферми; W_n и W_v — границы зоны проводимости и валентной зоны соответственно; $f_n(W)$ — вероятность нахождения электрона на энергетическом уровне W

валентных электронов, то четыре из них устанавливают ковалентные связи с четырьмя соседними атомами кремния, подобно существующим связям в основных атомах кристаллической решетки, а пятый валентный электрон такой связи установить не может, так как в атомах кремния все свободные связи (уровни) уже заполнены. Поэтому связь с ядром этого пятого электрона атома примеси слабее по сравнению со связью других электронов. Под действием внешних факторов (теплота, свет, внешнее электрическое поле) связь этого электрона с атомом легко разрушается, и он переходит в зону проводимости, становясь при этом свободным носителем электрического заряда (рис. 1.6).

Атом примеси, потеряв один электрон, становится положительно заряженным ионом с единичным положительным зарядом, но остается в узле кристаллической решетки. В отличие от дырки, тоже имеющей единичный положительный заряд, этот атом не может перемещаться внутри кристалла, так как связан с соседними атомами полупроводника межатомными связями, и совершает колебательные движения около положения равновесия в узле кристаллической решетки. Однако электрическая нейтральность кристалла полупроводника не нарушается, поскольку заряд каждого электрона, перешедшего в зону проводимости, уравнивается положительно заряженным ионом примеси. В результате полупроводник приобретает свойство примесной электропроводности, обусловленной наличием свободных электронов в зоне проводимости. Такая проводимость называется *электронной* и обозначается буквой *n* (негативная, отрицательная проводимость), а полупроводники с таким типом проводимости — полупроводниками *n-типа*.

В отличие от идеальных, чистых полупроводников диаграмма распределения электронов по энергетическим уровням в полупроводниках *n*-типа изменяется (см. рис. 1.6). Уровень Ферми в этом случае будет смещаться вверх, к границе зоны проводимости W_n , так как малейшее приращение энергии электрона приводит к его переходу в зону проводимости.

Примесный атом или дефект кристаллической решетки, создающий в запрещенной зоне энергетический уровень, свободный от электрона в невозбужденном состоянии и способный захватить электрон из валентной зоны в возбужденном состоянии, называется *акцептором*.

Если в кристаллическую решетку полупроводника кремния Si ввести атомы примеси, например, индия In, принадлежащего к III группе Периодической системы элементов Д.И. Менделеева и, следовательно, имеющего на наружной электронной оболочке три валентных электрона, то эти три валентных электрона устанавливают прочные ковалентные связи с тремя соседними атомами кремния из четырех (рис. 1.7).

Одна из связей остается незаполненной из-за отсутствия необходимого электрона у атома примеси. Заполнение этой свободной связи может произойти за счет электрона, перешедшего к атому примеси от соседнего атома полупроводника при нарушении какой-либо связи. Атом примеси, приобретая лишний электрон, становится отрицательно заряженным ионом. Образовавшаяся в атоме полупроводника дырка, имея единичный положительный

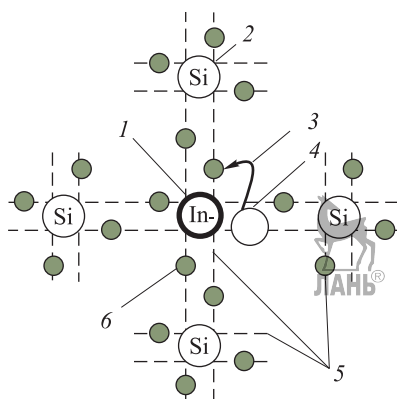


Рис. 1.7. Структура полупроводника кремния Si с акцепторными примесями индия In:

1 — отрицательно заряженный атом индия; 2 — нейтральный атом кремния; 3 — перемещение дырки между ковалентными связями в кристаллической решетке; 4 — вакантная ковалентная связь (дырка); 5 — ковалентные связи; 6 — валентный электрон

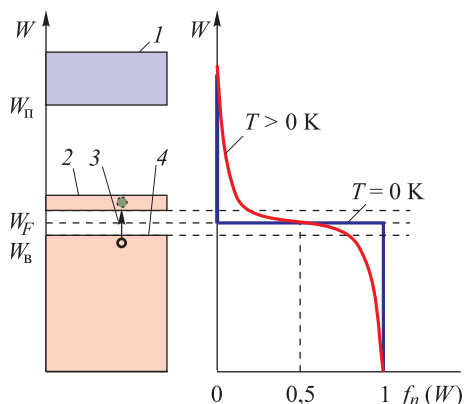


Рис. 1.8. Распределение электронов по энергетическим уровням в полупроводнике с акцепторной примесью:

1 — зона проводимости; 2 — расщепленные энергетические уровни из-за введения акцепторной примеси; 3 — переход валентных электронов на расщепленные уровни акцепторной примеси; 4 — валентная зона; W — энергия электрона; W_F — энергетический уровень Ферми; W_n и W_b — границы зоны проводимости и валентной зоны соответственно; $f_n(W)$ — вероятность нахождения электрона на энергетическом уровне W

заряд, перемещается от одного атома полупроводника к другому внутри кристалла вследствие теплового движения под действием электрических и магнитных полей, а также из-за диффузии. Таким образом, полупроводник приобретает свойство проводимости, обусловленное наличием вакантных мест (дырок) в валентной зоне. Эта проводимость называется дырочной и обозначается буквой p (позитивный, положительный тип проводимости), а полупроводник называется полупроводником p -типа.

Следует отметить, что отрицательно заряженные ионы акцепторной примеси в полупроводнике p -типа не могут перемещаться внутри кристалла, так как находятся в узлах кристаллической решетки и связаны межатомными связями с соседними атомами полупроводника. В целом полупроводниковый кристалл остается электрически нейтральным, так как количеству образовавшихся дырок строго соответствует количество отрицательно заряженных ионов примеси.

Для полупроводника p -типа диаграмма распределения электронов по электрическим уровням будет иметь вид, представленный на рис. 1.8.

Вероятность захвата электрона и перехода его в валентную зону возрастает в полупроводниках p -типа, поэтому уровень Ферми W_F здесь смещается вниз, к границе валентной зоны (см. рис. 1.8).

При очень больших концентрациях примесей в полупроводниках уровень Ферми может даже выходить за пределы запрещенной зоны либо в зону проводимости (в полупроводниках n -типа), либо в валентную зону (в полупроводниках p -типа). Такие полупроводники называются *вырожденными*.

1.1.5. Процессы переноса зарядов в полупроводниках

В полупроводниках процесс переноса зарядов может наблюдаться при наличии электронов в зоне проводимости и неполном заполнении электронами валентной зоны. В случае выполнения данных условий и отсутствия градиента температуры перенос носителей зарядов возможен либо под действием электрического поля, либо под действием градиента концентрации носителей заряда.

Направленное движение носителей заряда под действием электрического поля называют *дрейфом*.

Электроны, получая ускорение в электрическом поле, приобретают на средней длине свободного пробега добавочную составляющую скорости, которая называется дрейфовой скоростью $v_{\text{др}}$, к своей средней скорости движения. Дрейфовая скорость электронов мала по сравнению со средней скоростью их теплового движения в обычных условиях.

Плотность дрейфового тока электрона описывается выражением

$$J_{\text{ндр}} = qnv_{\text{ндр}}, \quad (1.3)$$

где q — заряд электрона; n — концентрация электронов в 1 см^3 .

Дрейфовая скорость, приобретаемая электроном в поле единичной напряженности $E = 1 \text{ В/см}$,

$$\mu = \frac{v_{\text{ндр}}}{E}, \quad (1.4)$$

называется *подвижностью*.

Тогда плотность дрейфового тока электронов будет вычисляться по формуле

$$J_{\text{ндр}} = qn\mu E. \quad (1.5)$$

Составляющая электрического тока под действием внешнего электрического поля называется *дрейфовым током*. Полная плотность дрейфового тока при наличии свободных электронов и дырок равна сумме электронной и дырочной составляющих:

$$J_{\text{др}} = J_{\text{ндр}} + J_{\text{рдр}} = qE(n\mu_n + p\mu_p), \quad (1.6)$$

где E — напряженность приложенного электрического поля.

Удельная электрическая проводимость σ равна отношению полной плотности дрейфового тока к напряженности электрического поля E , вызвавшего этот ток:

$$\sigma = \frac{J_{др}}{E}. \quad (1.7)$$

Из (1.7) следует, что электропроводность твердого тела зависит от концентрации носителей электрического заряда n и p и от их подвижности μ_n и μ_p .

В случае неравномерного распределения концентрации носителей заряда по объему полупроводника и при отсутствии градиента температуры происходит *диффузия* — выравнивание концентрации носителей заряда по объему полупроводника.

Из курса физики известно, что плотность потока частиц при диффузии (число частиц, пересекающих в единицу времени единичную площадку, перпендикулярную направлению градиента концентрации) пропорциональна градиенту концентрации этих частиц:

$$\Phi_m = -D_m \text{grad}(m), \quad (1.8)$$

где D_m — коэффициент диффузии, равный абсолютному значению отношения плотности потока частиц к градиенту их концентрации.

Знаки правой и левой части в выражении (1.8) различны, так как вектор градиента концентрации направлен в сторону возрастания аргумента, а частицы диффундируют туда, где их меньше, т. е. против градиента концентрации.

Поскольку любое направленное движение одноименно заряженных частиц есть электрический ток, то плотность электронной составляющей диффузионного тока может быть получена путем умножения правой части выражения (1.8) на заряд электрона:

$$J_{n \text{ диф}} = q D_n \frac{dn}{dx}, \quad (1.9)$$

где D_n — коэффициент диффузии электронов; $\frac{dn}{dx}$ — градиент концентрации электронов.

Электроны диффундируют против вектора градиента концентрации и имеют отрицательный заряд. Вследствие этого направление вектора плотности диффузионного тока электронов должно совпадать с направлением вектора градиента концентрации электронов.

Заряд дырок положителен, вследствие этого направление вектора плотности диффузионного тока дырок $J_{p \text{ диф}}$ должно совпадать с направлением их диффузии, т. е. противоположно направлению вектора градиента концентрации дырок. Следовательно, в правой части формулы (1.8) сохраняется знак «—»:

$$J_{p\text{диф}} = -qD_p \frac{dp}{dx}, \quad (1.10)$$

где D_p — коэффициент диффузии дырок; $\frac{dp}{dx}$ — градиент концентрации дырок.

Полная плотность диффузионного тока $J_{\text{диф}}$, обусловленная направленным перемещением носителей электрического заряда из мест с большей концентрацией в места, где их концентрация меньше, определяется как

$$J_{\text{диф}} = q \left(D_n \frac{dn}{dx} - D_p \frac{dp}{dx} \right). \quad (1.11)$$

Одновременно с процессом диффузии носителей происходит процесс их рекомбинации. Поэтому избыточная концентрация уменьшается в направлении от места источника этой избыточной концентрации.

Расстояние, на котором при одномерной диффузии в полупроводнике без электрического поля в нем избыточная концентрация носителей заряда уменьшается в результате рекомбинации в e раз, называется *диффузионной длиной* L . Иными словами, это расстояние, на которое диффундирует носитель за время жизни.

Диффузионная длина L связана с временем жизни носителей соотношениями

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n}; \quad L_p = \sqrt{D_p \tau_p}, \quad (1.12)$$

где τ_n и τ_p — время жизни электронов и дырок соответственно.

1.2. Электронно-дырочные переходы

Электрическим переходом в полупроводнике называется граничный слой между двумя областями, физические характеристики которых имеют существенные физические различия.

Электрические переходы бывают следующих видов:

- *электронно-дырочный*, или *p—n-переход*, т. е. переход между двумя областями полупроводника, имеющими разный тип электропроводности;
- переходы между двумя областями, если одна из них является металлом, а другая полупроводником *p*- или *n*-типа (переход металл — полупроводник);
- переходы между двумя областями с одним типом проводимости, отличающиеся значением концентрации примесей;
- переходы между двумя полупроводниковыми материалами с различной шириной запрещенной зоны (гетеропереходы).

1.2.1. Электронно-дырочный переход

Работа ряда полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов, тиристоров и др.) основана на явлениях, возникающих в контакте между полупроводниками с разными типами проводимости либо в точечном контакте полупроводника с металлом. Граница между двумя областями монокристалла полупроводника, одна из которых имеет электропроводность типа p , а другая — типа n , называется электронно-дырочным переходом. Концентрации основных носителей заряда в областях p и n могут быть равными или существенно различаться.

Симметричным называют p — n -переход, у которого концентрации дырок $N_{акц}$ и электронов $N_{дон}$ практически равны ($N_{акц} \approx N_{дон}$). Если концентрации основных носителей заряда различаются на несколько порядков ($N_{акц} \gg N_{дон}$ или $N_{акц} \ll N_{дон}$), то такие переходы называют *несимметричными*.

Несимметричные p — n -переходы используются шире, чем симметричные, поэтому в дальнейшем опишем только их.

Рассмотрим монокристалл полупроводника (рис. 1.9), в котором, с одной стороны, введена акцепторная примесь, обусловившая возникновение здесь электропроводности типа p , а с другой стороны, введена донорная примесь, благодаря которой там возникла электропроводность типа n . Каждому подвижному положительному носителю заряда в области p (дырке) соответствует отрицательно заряженный неподвижный, находящийся в узле кристаллической решетки ион акцепторной примеси, а в области n каждому свободному электрону соответствует положительно заряженный ион донорной примеси, в результате чего весь монокристалл остается электрически нейтральным.

Свободные носители электрических зарядов под действием диффузии начинают перемещаться из мест с большей концентрацией в места с меньшей

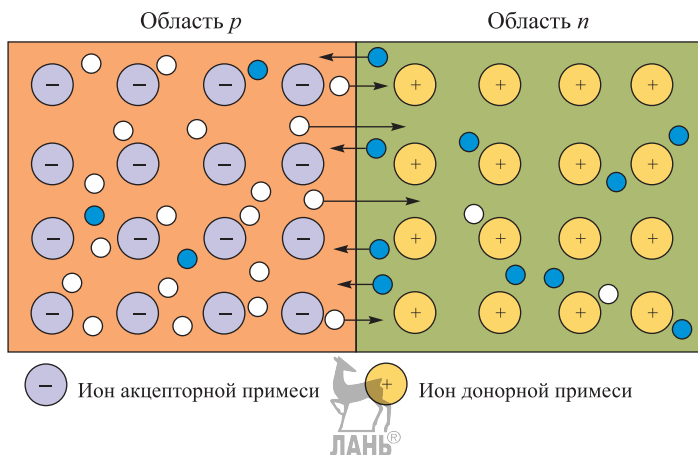


Рис. 1.9. Монокристалл полупроводника до момента образования p — n -перехода

концентрацией (дырки из области p — в область n , а электроны наоборот). Это направленное навстречу друг другу перемещение электрических зарядов образует диффузионный ток p — n -перехода. Но как только дырка из области p перейдет в область n , она окажется в окружении электронов, в результате произойдет рекомбинация. Однако останется электрически нейтральный атом полупроводника.

Если до момента образования p — n -перехода положительный электрический заряд каждой дырки (см. рис. 1.9) компенсировался отрицательным зарядом иона акцепторной примеси в области p , а заряд электрона положительным зарядом иона донорной примеси в области n , то после рекомбинации дырки и электрона электрические заряды неподвижных ионов примесей, породивших эти дырку и электрон, остались некомпенсированными. Эти ионы примесей образуют слой пространственных зарядов. На рис. 1.10, a показан кристалл с образовавшимся p — n -переходом. Между пространственными зарядами возникает электрическое поле напряженностью E , которое называют *полем потенциального барьера*, а разность потенциалов на границе раздела двух зон, обуславливающих это поле, называют *контактной разностью потенциалов* $\Delta\varphi_k$.

Это электрическое поле начинает действовать на подвижные носители электрических зарядов. Так, дырки в области p — основные носители, которые при попадании в зону действия этого поля испытывают с его стороны

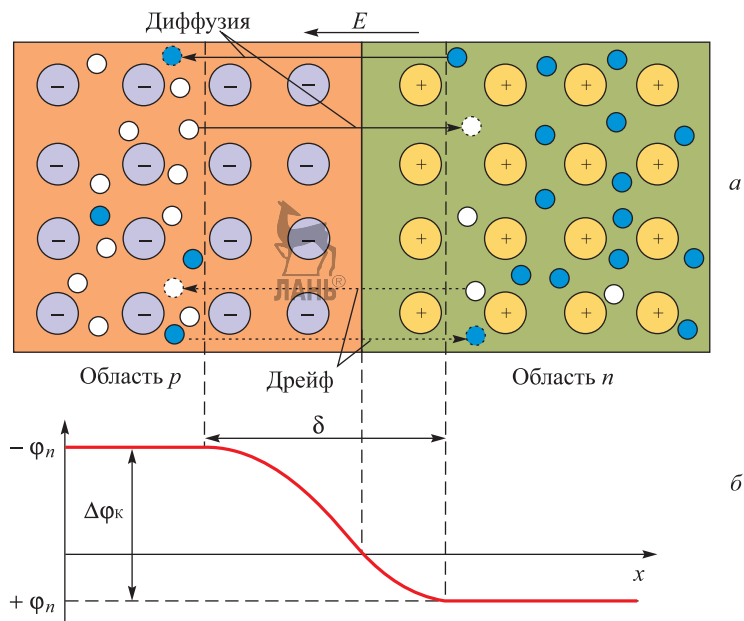


Рис. 1.10. Монокристалл с образовавшимся p — n -переходом (a) и зависимость потенциала электрона $-\varphi(x)$ (b):

$\Delta\varphi_k$ — контактная разность потенциалов; δ — ширина обедненного слоя

тормозящее действие и при перемещении вдоль силовых линий этого поля будут вытолкнуты в глубь области p . Аналогично электроны из области n , попадая в зону действия поля потенциального барьера, будут вытолкнуты им в глубь области n . Таким образом, в узкой области, где действует поле потенциального барьера, образуется слой шириной δ , в котором практически отсутствуют свободные носители электрических зарядов. Вследствие этого слой обладает высоким сопротивлением. Это так называемый *запирающий слой*.

Если в области p вблизи границы раздела областей каким-либо образом окажется свободный электрон, являющийся неосновным носителем, то он со стороны электрического поля потенциального барьера будет испытывать ускоряющее воздействие. Вследствие этого электрон будет переброшен через границу раздела в область n , где будет являться основным носителем. Аналогичный процесс происходит в случае, если в области n появляется неосновной носитель — дырка: под действием поля потенциального барьера дырка будет переброшена в область p , где она будет уже основным носителем. Движение неосновных носителей через p — n -переход под действием электрического поля потенциального барьера обуславливает составляющую *дрейфового тока*.

При отсутствии внешнего электрического поля устанавливается динамическое равновесие между потоками основных и неосновных носителей электрических зарядов, т. е. между диффузионной и дрейфовой составляющими тока p — n -перехода, поскольку эти составляющие направлены навстречу друг другу.

На рис. 1.10, б показана зависимость $-\varphi(x)$, где $-\varphi$ — потенциал электрона, x — его местоположение в монокристалле. За нулевой потенциал принят потенциал на границе раздела областей. Контактная разность потенциалов образует на границе раздела потенциальный барьер с высотой $\Delta\varphi_k$. На диаграмме изображен потенциальный барьер $\Delta\varphi_k$ для электронов, стремящихся за счет диффузии перемещаться справа налево (из области n в область p).

При отсутствии внешнего электрического поля и условии динамического равновесия в кристалле полупроводника устанавливается единый уровень Ферми для обеих областей проводимости. Поскольку в полупроводниках p -типа уровень Ферми смещается к потолку валентной зоны $W_{в(p)}$, а в полупроводниках n -типа — ко дну зоны проводимости $W_{н(n)}$, то на ширине p — n -перехода диаграмма энергетических зон (рис. 1.11) искривляется. Для основных носителей зарядов образуется потенциальный барьер:

$$\Delta\varphi_k = \frac{\Delta W}{q}, \quad (1.13)$$

где ΔW — работа, которую необходимо совершить электрону для его перехода из области n в область p , и наоборот для дырки.

Высота потенциального барьера $\Delta\varphi_k$ зависит от концентрации примесей, так как при ее изменении изменяется уровень Ферми, смещаясь от середины запрещенной зоны к верхней или нижней ее границе.

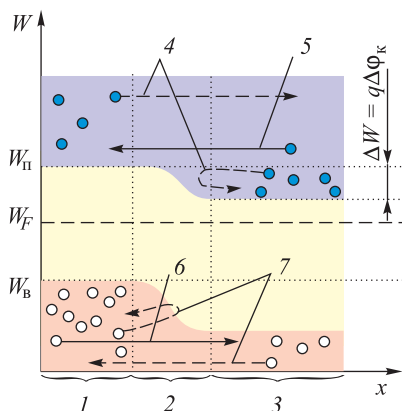


Рис. 1.11. Зонная диаграмма p — n -перехода, иллюстрирующая баланс токов в равновесном состоянии:

1 — p -область; 2 — область p — n -перехода; 3 — n -область; 4 — дрейф электронов; 5 — диффузия электронов; 6 — диффузия дырок; 7 — дрейф дырок; W — энергия электрона; W_F — энергетический уровень Ферми; $W_П$ и $W_В$ — границы зоны проводимости и валентной зоны соответственно; ΔW — потенциальный барьер; $\Delta\phi_k$ — контактная разность потенциалов; q — заряд электрона

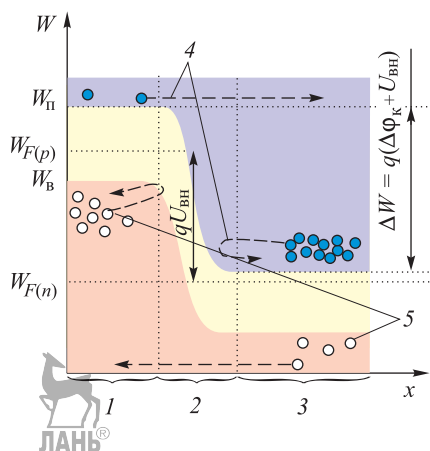


Рис. 1.12. Зонная диаграмма прямого смещения p — n -перехода, иллюстрирующая дисбаланс токов:

1 — p -область; 2 — область p — n -перехода; 3 — n -область; 4 — дрейф электронов; 5 — диффузия электронов; W — энергия электрона; $W_{F(p)}$ — энергетический уровень Ферми в p -области; $W_{F(n)}$ — энергетический уровень Ферми в n -области; $W_П$ и $W_В$ — границы зоны проводимости и валентной зоны соответственно; ΔW — потенциальный барьер; $\Delta\phi_k$ — контактная разность потенциалов; q — заряд электрона; $U_{вн}$ — внешнее напряжение

Переход p — n обладает свойством изменять свое электрическое сопротивление в зависимости от направления протекающего через него тока. Это свойство называется *вентильным*, а прибор, обладающий таким свойством, — *электрическим вентилем*.

Рассмотрим p — n -переход, к которому подключен внешний источник напряжения $U_{вн}$ с полярностью «+» к области p и с полярностью «—» к области n . Такое подключение называют *прямым включением p — n -перехода* (или *прямым смещением p — n -перехода*). Это приведет к снижению высоты потенциального барьера и увеличению количества основных носителей, диффундирующих через границу раздела в соседнюю область, а следовательно, к возникновению прямого тока p — n -перехода.

На рис. 1.12 изображена энергетическая диаграмма, соответствующая прямому смещению p — n -перехода.

Если к p — n -переходу подключить внешний источник с противоположной полярностью «—» к области p и с полярностью «+» к области n , то такое подключение называют *обратным включением p — n -перехода* (или *обратным смещением p — n -перехода*).

В данном случае высота потенциального барьера возрастает, а ток диффузии основных носителей практически становится равным нулю. Теперь

через p — n -переход будет протекать очень маленький ток, обусловленный перебросом электрическим полем неосновных носителей на границе раздела. Процесс переброса неосновных носителей заряда на границе раздела называется *экстракцией*. Этот ток имеет дрейфовую природу и называется обратным током p — n -перехода.

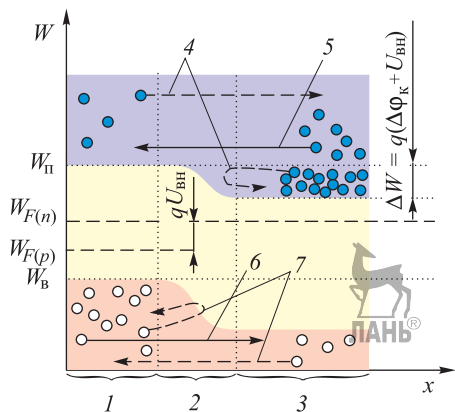


Рис. 1.13. Зонная диаграмма обратного смещения p — n -перехода, иллюстрирующая дисбаланс токов:

1 — p -область; 2 — область p — n -перехода; 3 — n -область; 4 — дрейф электронов; 5 — дрейф дырок; 6 — диффузия дырок; 7 — дрейф дырок; W — энергия электрона; $W_{F(p)}$ — энергетический уровень Ферми в p -области; $W_{F(n)}$ — энергетический уровень Ферми в n -области; W_{Π} и $W_{\text{В}}$ — границы зоны проводимости и валентной зоны соответственно; $\Delta\varphi_{\text{к}}$ — контактная разность потенциалов; q — заряд электрона; $U_{\text{ВН}}$ — внешнее напряжение

На рис. 1.13 изображена энергетическая диаграмма, соответствующая обратному смещению p — n -перехода.

1.2.2. Контакт металл — полупроводник

В современных полупроводниковых приборах помимо контактов с p — n -переходом применяются контакты металл — полупроводник.

Контакт металл — полупроводник возникает в месте соприкосновения полупроводникового кристалла n - или p -типа проводимости с металлами. Происходящие при этом процессы определяются соотношением работ выхода электрона из металла $A_{\text{М}}$ и из полупроводника $A_{\text{П}}$. Под работой выхода электрона понимают энергию, необходимую для переноса электрона с уровня Ферми на энергетический уровень свободного электрона. Чем меньше работа выхода, тем больше может образоваться электронов.

В результате диффузии и перераспределения зарядов в зависимости от типа электропроводности полупроводника и соотношения работ выхода в кристалле может возникать *обедненный*, *инверсный* или *обогащенный* слой носителей электрических зарядов.

Ниже рассмотрены четыре варианта соотношений работ выхода в полупроводнике $A_{\text{П}}$ и металле $A_{\text{М}}$:

1) $A_{\text{П}} > A_{\text{М}}$, полупроводник n -типа. В этом случае преобладает выход электронов из металла в полупроводник. В приграничном слое полупроводника накапливаются основные носители (электроны), и слой становится *обогащенным*. Сопротивление слоя будет малым при любой полярности при-

ложенного напряжения, и, следовательно, такой переход не будет обладать выпрямляющим свойством;

2) $A_{\text{п}} < A_{\text{м}}$, полупроводник p -типа. При этом преобладает выход электронов из полупроводника в металл, в приграничном слое образуется область, обогащенная основными носителями заряда (дырками), имеющая малое сопротивление. Такой переход не обладает выпрямляющим свойством.

Основное назначение переходов в первых двух случаях — это электрическое соединение полупроводника с металлическими токоведущими частями прибора;

3) $A_{\text{п}} < A_{\text{м}}$, полупроводник n -типа. В этом варианте электроны из полупроводника переходят в металл и в приграничном слое образуется область, обедненная основными носителями заряда и имеющая большое сопротивление. Такой контакт обладает выпрямляющим свойством и называется *переходом Шоттки*, по имени немецкого ученого Вальтера Шоттки, который первым получил основные математические соотношения для электрических характеристик таких переходов. Контактная разность потенциалов в нем

$$\Delta\varphi_{\text{к}} = \frac{A_{\text{м}} - A_{\text{п}}}{q}. \quad (1.14)$$

Если $A_{\text{п}} \ll A_{\text{м}}$, то возможно образование *инверсного* слоя (p -типа);

4) $A_{\text{п}} > A_{\text{м}}$, полупроводник p -типа. Контакт, образованный при таких условиях, обладает выпрямляющим свойством.

Особенность контакта металл — полупроводник заключается в том, что в отличие от обычного p — n -перехода здесь высота потенциального барьера для электронов и дырок разная. В результате такие контакты могут быть при определенных условиях неинжектирующими, т. е. при протекании прямого тока через контакт в полупроводниковую область не будут инжектироваться неосновные носители, что положительно сказывается на работе высокочастотных и импульсных полупроводниковых приборов.

1.2.3. Вольт-амперная характеристика p — n -перехода

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) p — n -перехода — это зависимость тока через p — n -переход от приложенного к нему напряжения. Ее рассчитывают исходя из предположения, что электрическое поле вне обедненного слоя отсутствует, т. е. все напряжение приложено к p — n -переходу. Общий ток через p — n -переход определяется суммой четырех слагаемых:

$$I_{p-n} = I_{\text{ндиф}} + I_{\text{рдиф}} - I_{\text{ндр}} - I_{\text{рдр}}, \quad (1.15)$$

где $I_{\text{ндр}} = qn_{\text{р0}}v_{\text{ндр}}$ — электронный ток дрейфа; $I_{\text{рдр}} = qp_{\text{н0}}v_{\text{рдр}}$ — дырочный ток дрейфа; $I_{\text{ндиф}} = qn_{\text{р}}v_{\text{ндиф}} = qv_{\text{ндиф}}n_{\text{р0}}e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}}$ — электронный ток диффузии;

$I_{p\text{диф}} = qp_n v_{p\text{диф}} = qv_{p\text{диф}} p_{n0} e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}}$ — дырочный ток диффузии; $n_p = n_{p0} e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}}$ — концентрация электронов, инжектированных в p -область; $p_n = p_{n0} e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}}$ — концентрация дырок, инжектированных в n -область.

При этом концентрации неосновных носителей n_{p0} и p_{n0} зависят от концентрации примесей $N_{\text{акц}}$ и $N_{\text{дон}}$ следующим образом:

$$n_{p0} = \frac{n_i^2}{N_{\text{акц}}}; \quad p_{n0} = \frac{p_i^2}{N_{\text{дон}}},$$

где n_i , p_i — собственные концентрации носителей зарядов (без примеси) электронов и дырок соответственно.

Скорость диффузии носителей заряда $v_{n\text{диф}}$, $v_{p\text{диф}}$ можно допустить близкой к их скорости дрейфа $v_{n\text{др}}$, $v_{p\text{др}}$ в слабом электрическом поле при небольших отклонениях от условий равновесия. В этом случае для условий равновесия выполняются следующие равенства:

$$v_{p\text{диф}} = v_{p\text{др}} = v_p; \quad v_{n\text{диф}} = v_{n\text{др}} = v_n.$$

Тогда выражение (1.15) можно записать в виде

$$\begin{aligned} I_{p-n} = qv_p \left(p_{n0} e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - p_{n0} \right) + qv_n \left(n_{p0} e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - n_{p0} \right) = qv_p p_{n0} \left(e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - 1 \right) + \\ + qv_n n_{p0} \left(e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - 1 \right) = q(v_p p_{n0} + v_n n_{p0}) \left(e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - 1 \right) = I_0 \left(e^{\frac{qU_{\text{ВН}}}{kT}} - 1 \right). \end{aligned} \quad (1.16)$$

Обратный ток I_0 можно выразить следующим образом:

$$I_0 = q(v_p p_{n0} + v_n n_{p0}) = \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{qD_n n_{p0}}{L_n}, \quad (1.17)$$

где D_n , D_p — коэффициент диффузии дырок или электронов; L_n , L_p — диффузионная длина дырок или электронов.

Поскольку параметры D_n , D_p , n_{p0} , p_{n0} , $L_n = \sqrt{D_n \tau_n}$, $L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$ очень сильно зависят от температуры, обратный ток I_0 иначе называют тепловым током.

При прямом напряжении внешнего источника ($U_{\text{ВН}} > 0$) экспоненциальный член в выражении (1.16) быстро возрастает, что приводит к быстрому росту прямого тока, который в основном определяется диффузионной составляющей тока.

При обратном напряжении внешнего источника ($U_{\text{ВН}} < 0$) экспоненциальный член в (1.16) много меньше единицы и ток p — n -перехода практически равен обратному току $I_{\text{обр}}$, определяемому в основном дрейфовой составляющей.

Вид зависимости (1.16) представлен на рис. 1.14. Первый квадрант соответствует участку прямой ветви ВАХ, а третий квадрант — обратной ветви.

При увеличении прямого напряжения ток p — n -перехода в прямом направлении сначала возрастает относительно медленно, а затем начинается участок быстрого нарастания прямого тока, что приводит к дополнительному нагреву полупроводниковой структуры. Если количество выделяемой при этом теплоты будет превышать количество теплоты, отводимой от полупроводникового кристалла либо естественным путем, либо с помощью специальных устройств охлаждения, то в полупроводниковой структуре могут произойти необратимые изменения вплоть до разрушения кристаллической решетки.

Поэтому прямой ток p — n -перехода следует ограничивать на безопасном уровне, исключающем перегрев полупроводниковой структуры. Для этого используют ограничительное сопротивление, последовательно подключенное к p — n -переходу.

При увеличении обратного напряжения, приложенного к p — n -переходу, обратный ток изменяется незначительно, так как дрейфовая составляющая тока является основной при обратном включении и зависит от температуры кристалла. Обратное напряжение приводит лишь к увеличению скорости дрейфа неосновных носителей без изменения их количества. Такое положение будет сохраняться до обратного напряжения, при котором начинается интенсивный рост обратного тока — так называемый пробой p — n -перехода.

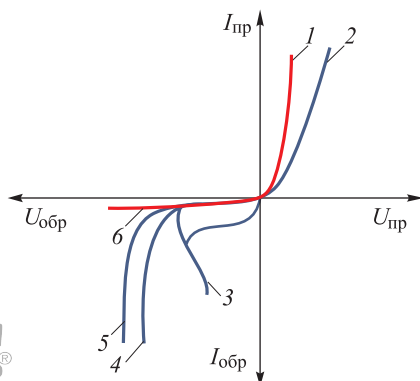


Рис. 1.14. Вольт-амперная характеристика p — n -перехода:

1 — теоретическая ВАХ; 2 — реальная ВАХ; 3 — тепловой пробой; 4 — туннельный пробой; 5 — лавинный пробой; 6 — дрейфовый ток

1.2.4. Виды пробоев p — n -перехода

Возможны обратимые и необратимые пробой. *Обратимый пробой* — это пробой, после которого p — n -переход сохраняет работоспособность. *Необратимый пробой* ведет к разрушению структуры полупроводника.

Существует четыре вида пробоя: лавинный, туннельный, тепловой и поверхностный. Лавинный и туннельный пробой также называют электрическим пробоем, который является обратимым. К необратимым относят тепловой и поверхностный пробой.

Лавинный пробой свойственен полупроводникам со значительной толщиной p — n -перехода, образованных слаболегированными полупроводниками. При этом ширина обедненного слоя гораздо больше диффузионной длины носителей. Пробой происходит под действием сильного электриче-

ского поля напряженностью $E \approx (8...12) \cdot 10^{10}$ В/см. В лавинном пробое главная роль принадлежит неосновным носителям, образующимся под действием теплоты в $p-n$ -переходе.

Эти носители испытывают со стороны электрического поля $p-n$ -перехода ускоряющее действие и начинают ускоренно двигаться вдоль силовых линий этого поля. При определенном значении напряженности неосновные носители заряда на длине свободного пробега L могут разогнаться до такой скорости, при которой их кинетической энергии может оказаться достаточно, чтобы при очередном соударении с атомом полупроводника ионизировать его, т. е. «выбить» один из его валентных электронов и перебросить его в зону проводимости, образовав при этом пару электрон — дырка. Образовавшиеся носители тоже начнут разгоняться в электрическом поле, сталкиваясь с другими нейтральными атомами, и процесс таким образом будет лавинообразно нарастать. В этом случае происходит резкий рост обратного тока при практически неизменном обратном напряжении.

Туннельный пробой происходит в очень тонких $p-n$ -переходах, что возможно при очень высокой концентрации примесей ($N \approx 10^{19}$ см $^{-3}$), когда ширина перехода становится малой (порядка 0,01 мкм), и при небольших значениях обратного напряжения (несколько вольт), когда возникает большой градиент электрического поля. Высокое значение напряженности электрического поля, воздействуя на атомы кристаллической решетки, приводит к туннельному «просачиванию» носителей зарядов сквозь тонкий энергетический барьер из валентной зоны p -области в зону проводимости n -области. При этом «просачивание» происходит без изменения энергии носителей заряда. Для туннельного пробоя также характерен резкий рост обратного тока при практически неизменном обратном напряжении.

Если обратный ток при лавинном и туннельном электрическом пробое не превысит максимально допустимого значения, при котором произойдут перегрев и разрушение кристаллической структуры полупроводника, то эти пробои будут являться обратимыми и могут быть воспроизведены многократно.

Тепловым называется пробой $p-n$ -перехода, обусловленный ростом количества носителей заряда при повышении температуры кристалла. С увеличением обратного напряжения и тока возрастают тепловая мощность, выделяющаяся в $p-n$ -переходе, и, соответственно, температура кристаллической структуры. Под действием теплоты усиливаются колебания атомов кристалла и ослабевает связь валентных электронов с ними, увеличивается вероятность их перехода в зону проводимости и образования дополнительных пар носителей электрон — дырка. Если электрическая мощность в $p-n$ -переходе превысит максимально допустимое значение, то процесс термогенерации лавинообразно будет нарастать, в кристалле произойдет необратимая перестройка структуры и $p-n$ -переход разрушится.

Для предотвращения теплового пробоя необходимо выполнение условия

$$P_{\text{рас}} = U_{\text{обр}} I_{\text{обр}} < P_{\text{рас max}}, \quad (1.18)$$

где $P_{\text{рас max}}$ — максимально допустимая мощность рассеяния $p-n$ -перехода.

Распределение напряженности электрического поля в p — n -переходе может существенно изменить заряды, имеющиеся на поверхности полупроводника. Поверхностный заряд может привести к увеличению или уменьшению толщины перехода, в результате чего на поверхности перехода может наступить пробой при напряженности поля, меньшей той, которая необходима для возникновения пробоя в толще полупроводника. Это явление называют *поверхностным пробоем*. Большую роль при возникновении поверхностного пробоя играют диэлектрические свойства среды, граничащей с поверхностью полупроводника. Для снижения вероятности поверхностного пробоя применяют специальные защитные покрытия с высокой диэлектрической постоянной.

1.2.5. Емкость p — n -перехода

Изменение внешнего напряжения на p — n -переходе приводит к изменению ширины обедненного слоя и, соответственно, накопленного в нем электрического заряда (это также обусловлено изменением концентрации инжектированных носителей заряда вблизи перехода). Исходя из этого p — n -переход ведет себя подобно конденсатору, емкость которого определяется как отношение изменения накопленного в p — n -переходе заряда к обусловившему это изменение внешнему напряжению.

Различают барьерную и диффузионную емкость p — n -перехода.

Барьерная емкость $C_{\text{бар}}$ соответствует обратному включенному p — n -переходу, который рассматривается как обычный конденсатор, где пластинами являются границы обедненного слоя, а сам обедненный слой служит несовершенным диэлектриком с увеличенными диэлектрическими потерями:

$$C_{\text{бар}} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S}{\delta}, \quad (1.19)$$

где ε — относительная диэлектрическая проницаемость полупроводникового материала; ε_0 ($\varepsilon_0 \approx 8,86 \cdot 10^{-12}$ Ф/м) — электрическая постоянная; S — площадь p — n -перехода, м²; δ — ширина обедненного слоя, м.

Барьерная емкость возрастает при увеличении площади p — n -перехода и диэлектрической проницаемости полупроводника и уменьшении ширины обедненного слоя. В зависимости от площади p — n -перехода значение $C_{\text{бар}}$ может составлять от единиц до сотен пикофард.

Особенность барьерной емкости заключается в том, что она является нелинейной. При возрастании обратного напряжения ширина p — n -перехода увеличивается и емкость $C_{\text{бар}}$ уменьшается. На рис. 1.15 показана зависимость $C_{\text{бар}} = f(U_{\text{обр}})$. Видно, что под влиянием $U_{\text{обр}}$ емкость $C_{\text{бар}}$ изменяется в несколько раз.

Диффузионная емкость $C_{\text{диф}}$ характеризует накопление подвижных носителей заряда в n - и p -областях при прямом напряжении на переходе. Она существует практически только при прямом напряжении, когда носители

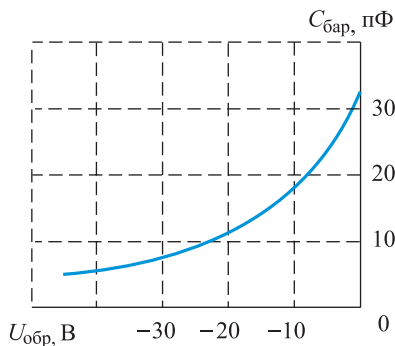


Рис. 1.15. Зависимость барьерной емкости $C_{бар}$ p — n -перехода от обратного напряжения $U_{обр}$

заряда диффундируют в большом количестве через пониженный потенциальный барьер и, не успев рекомбинировать, накапливаются в n - и p -областях. Каждому значению прямого напряжения соответствуют определенные значения двух разноименных зарядов $\pm Q_{диф}$, накопленных в n - и p -областях за счет диффузии носителей через переход. Диффузионная емкость $C_{диф}$ представляет собой отношение зарядов к разности потенциалов:

$$C_{диф} = \frac{\Delta Q_{диф}}{\Delta U_{пр}}. \quad (1.20)$$

С увеличением прямого напряжения $U_{пр}$ прямой ток растет быстрее, чем напряжение, так как вольт-амперная характеристика для прямого тока имеет нелинейный вид, поэтому $Q_{диф}$ растет быстрее, чем $U_{пр}$ и $C_{диф}$ увеличиваются.

Диффузионная емкость значительно больше барьерной, но использовать ее не удастся, поскольку она шунтируется малым прямым сопротивлением p — n -перехода. Численные оценки диффузионной емкости показывают, что ее значение доходит до нескольких микрофард.

Таким образом, p — n -переход можно применять в качестве конденсатора переменной емкости, управляемого внешним напряжением.

1.3. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковый диод — это полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом и двумя выводами, в котором используется то или иное свойство выпрямляющего электрического перехода.

В полупроводниковых диодах выпрямляющим электрическим переходом может быть электронно-дырочный (p — n -переход) или контакт металл — полупроводник, обладающий вентильным свойством.

В зависимости от типа перехода полупроводниковые диоды имеют различную структуру (рис. 1.16).

В большинстве случаев полупроводниковые диоды с p — n -переходами выпускают несимметричными. Поэтому количество неосновных носителей, которые инжектируют из сильнолегированной (низкоомной) области, называемой *эмиттером* диода, в слаболегированную (высокоомную) область, называемую *базой* диода, значительно больше, чем в противоположном направлении.

Классификация диодов осуществляется по различным признакам:

- по типу полупроводникового материала — кремниевые (Si), германиевые (Ge), из арсенида галлия (GaAs);

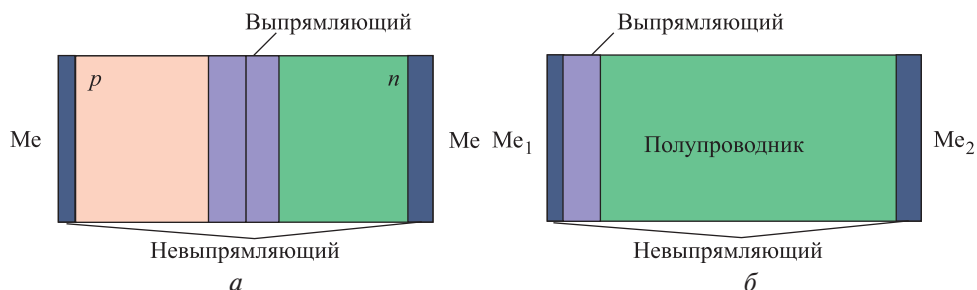


Рис. 1.16. Структура полупроводниковых диодов с выпрямляющим p — n -переходом (а) и выпрямляющим переходом на контакте металл — полупроводник (б):

Me_1, Me_2 — металлизированные контакты

- по назначению — выпрямительные, импульсные, стабилитроны, варикапы;
- по технологии изготовления электронно-дырочного перехода — сплавные, диффузионные;
- по типу электронно-дырочного перехода — точечные и плоскостные.

Основными классификационными признаками являются *тип электрического перехода* и *назначение диода*.

В зависимости от геометрических размеров p — n -перехода диоды подразделяют на плоскостные и точечные. *Плоскостными* называют такие диоды, у которых размеры, определяющие площадь p — n -перехода, значительно больше его ширины. Площадь p — n -перехода плоскостных диодов может составлять от долей квадратного миллиметра до десятков квадратных сантиметров.

Плоскостные диоды (рис. 1.17, а) изготавливают методом сплавления или методом диффузии. Они имеют сравнительно большую барьерную емкость (до десятков пикофард), что ограничивает их предельную частоту значением 10 кГц.

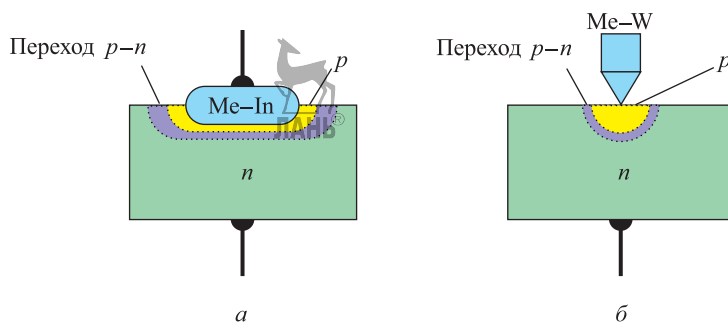


Рис. 1.17. Структура плоскостного диода, изготовленного методом сплавления (а), и структура точечного диода (б):

Me — металл; In — индий; W — вольфрам

Промышленностью выпускаются плоскостные диоды в широком диапазоне токов (до тысяч ампер) и напряжений (до тысяч вольт), что позволяет их использовать как в установках малой мощности, так и в установках средней и большой мощности.

Точечные диоды имеют очень малую площадь p — n -перехода, причем ее линейные размеры меньше толщины p — n -перехода. Точечные p — n -переходы (рис. 1.17, б) образуются в месте контакта монокристалла полупроводника и острия металлической проволоочки — пружинки. Чтобы обеспечить более надежный контакт, диод подвергают формовке, для чего через собранный диод пропускают короткие импульсы тока.

В результате формовки из-за сильного местного нагрева материал острия пружинки расплавляется и диффундирует в кристалл полупроводника, образуя слой электропроводностью другого типа, чем полупроводник. Между этим слоем и кристаллом возникает p — n -переход полусферической формы. Благодаря малой площади p — n -перехода барьерная емкость точечных диодов очень незначительна, что позволяет использовать их на высоких и сверхвысоких частотах.

По аналогии с электровакуумными диодами ту сторону диода, к которой при прямом включении подключается отрицательный полюс источника питания, называют *катодом*, а противоположную — *анодом*.

1.3.1. Характеристики полупроводниковых диодов

Основные параметры полупроводникового диода, влияющие на его работу, можно определить из его ВАХ (рис. 1.18), при этом выделяют статические (номинальные), динамические и предельные параметры.

Статические параметры полупроводникового диода:

- $U_{\text{пр.ср.ном}}$, $I_{\text{пр.ср.ном}}$ — номинальные среднее прямое напряжение и средний прямой ток, при котором обеспечивается допустимый нагрев полупроводника;
- U_0 — напряжение отсечки, определяемое точкой пересечения линейного участка прямой ветви ВАХ с осью напряжений; параметр используется при составлении схем с последовательным включением диодов;

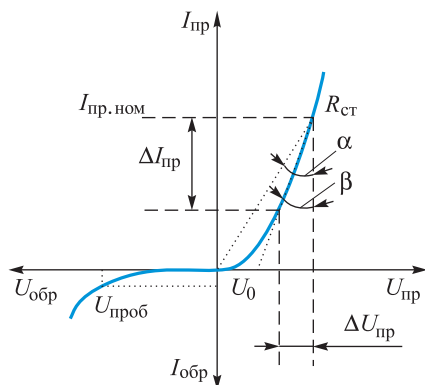


Рис. 1.18. Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода и его основные параметры:

U_0 — напряжение отсечки; $U_{\text{пр}}$ — постоянное прямое напряжение; $U_{\text{обр}}$ — постоянное обратное напряжение; $U_{\text{проб}}$ — напряжение пробоя; $I_{\text{пр.ном}}$ — прямой номинальный ток; $I_{\text{пр.ном}}$ — прямой номинальный постоянный ток через диод; $\Delta I_{\text{пр}}$ — приращение прямого тока через диод в окрестности рабочей точки; $R_{\text{ст}}$ — статическое сопротивление диода (сопротивление диода постоянному току); α — угол наклона, соответствующий статическому сопротивлению диода; β — угол наклона, соответствующий динамическому сопротивлению диода

- $U_{\text{проб}}$ — напряжение пробоя, соответствующее началу участка пробоя на ВАХ диода;

- $U_{\text{проб.ном}}$ — номинальное обратное напряжение на диоде ($U_{\text{проб}}/2$); параметр используется при составлении схем с параллельным включением диодов;

- $R_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{пр}}}{I_{\text{пр}}} = \text{tg } \alpha$ — статическое сопротивление диода (сопротивление

диода постоянному току).

К динамическим параметрам диодов относят:

- $R_{\text{дин}} = \frac{\Delta U_{\text{пр}}}{\Delta I_{\text{пр}}} = \text{tg } \beta$ — динамическое (дифференциальное) сопротивление

как отношение приращения падения напряжения на диоде к приращению прямого тока диода в окрестности рабочей точки ($I_{\text{пр}}, U_{\text{пр}}$). Динамическое сопротивление играет важную роль и в рассмотрении процессов при обратном включении диода, например в стабилитронах, где динамическое сопротивление определяется через приращение обратного тока и обратного напряжения;

- $\frac{di}{dt}$ — скорость нарастания прямого тока. Этот параметр является очень

важным при включении силовых диодов в цепи, где возможно очень быстрое нарастание прямого тока (например, в цепях, имеющих емкостный характер). Если ток через диод не превышает допустимого значения, но имеет очень крутой фронт нарастания, то в полупроводниковом кристалле возможно возникновение явления, называемого *шнурованием тока*, когда в первый момент времени вследствие неоднородностей в p — n -переходе ток сосредоточивается в узкой области p — n -перехода, имеющей наименьшее сопротивление, образуя так называемый *токовый шнур*. Плотность тока в «шнуре» может оказаться недопустимо большой, что приведет к проплавлению полупроводниковой структуры и выходу прибора из строя. Поэтому для силовых диодов этот параметр часто нормируется в паспортных данных с указанием его предельного значения. Для защиты силовых диодов от выхода из строя ввиду высокой скорости нарастания тока можно последовательно с диодом включить дроссель, который приводит к затягиванию фронта нарастания тока;

- $\frac{du_{\text{обр}}}{dt}$ — скорость нарастания обратного напряжения. Если фронт на-

растания обратного напряжения на силовом диоде будет очень крутой (это характерно для цепей с индуктивным характером), то импульс обратного тока диода с учетом собственной барьерной емкости p — n -перехода $C_{\text{бар}}$ будет равен

$i = C_{\text{бар}} \frac{du_{\text{обр}}}{dt}$ и может представлять собой опасность для полупроводни-

ковой структуры. Для защиты силовых диодов в этом случае их шунтируют RC -цепочкой, причем емкость C выбирают больше собственной барьерной емкости p — n -перехода. Тогда импульс обратного тока будет проходить в основном по защитной цепочке, не нанося вреда самому диоду;

- $C_{\text{бар}}$ — собственная барьерная емкость p — n -перехода силового диода.

В настоящее время на практике преимущественно применяется система *предельных* параметров, основные из которых перечислены ниже:

- $I_{\text{пр.срmax}}$ — максимально допустимый средний прямой ток, равный среднему за период значению прямого тока, длительно протекающего через прибор;

- $I_{\text{прг max}}$ — максимально допустимый ток перегрузки, длительное протекание которого вызвало бы превышение максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры, но ограниченный по времени так, что превышения этой температуры не происходит;

- $U_{\text{обр max}}$ — максимально допустимое постоянное обратное напряжение, соответствующее началу процесса пробоя.

Большинство указанных параметров обычно приводится в техническом паспорте на прибор, а более подробная информация о параметрах, характеристиках и эксплуатационных свойствах — в технических условиях на прибор.

1.3.2. Особенности вольт-амперных характеристик кремниевых и германиевых диодов

Особенности вольт-амперных характеристик *кремниевых* диодов при различной температуре окружающей среды заключаются в следующем:

- 1) максимально допустимые прямые токи кремниевых плоскостных диодов различных типов составляют 0,1...1600 А;

- 2) падение напряжения на диодах при этих токах обычно не превышает 1,5 В;

- 3) с увеличением температуры прямое падение напряжения уменьшается, что связано с уменьшением высоты потенциального барьера p — n -перехода и перераспределением носителей заряда по энергетическим уровням;

- 4) обратная ветвь ВАХ кремниевых диодов не имеет участка насыщения обратного тока, так как обратный ток в кремниевых диодах вызван процессом генерации носителей заряда в p — n -переходе;

- 5) пробой кремниевых диодов имеет лавинный характер, поэтому напряжение пробоя с повышением температуры увеличивается. Для некоторых типов кремниевых диодов при комнатной температуре напряжение пробоя может составлять 1500...2000 В;

- 6) диапазон рабочих температур для кремниевых выпрямительных диодов ограничивается значениями $-60...+125$ °С. Нижний предел рабочих температур обусловлен различием температурных коэффициентов линейного расширения различных элементов конструкции диода: при низких температурах возникают механические напряжения, которые могут привести к растрескиванию кристалла. Верхний предел диапазона рабочих температур выпрямительных диодов определяется резким ухудшением выпрямления в связи с ростом обратного тока: сказывается тепловая генерация носителей заряда в результате ионизации атомов полупроводника. Исходя из этого верхний предел диапазона рабочих температур кремниевых выпрямительных диодов,

как и большинства других полупроводниковых приборов, связан с шириной запрещенной зоны исходного полупроводникового материала.

Особенности ВАХ германиевых диодов при различной температуре окружающей среды заключаются в следующем:

1) прямое напряжение на германиевом диоде при допустимом прямом токе практически в 2 раза меньше, чем на кремниевом диоде. Это связано с меньшей высотой потенциального барьера германиевого перехода, что является единственным преимуществом;

2) для германиевых диодов характерно существование обратного тока насыщения, что связано с механизмом образования обратного тока — процессом экстракции неосновных носителей заряда. Плотность обратного тока в германиевых диодах значительно больше, так как при прочих равных условиях концентрация неосновных носителей заряда в германии на несколько порядков больше, чем в кремнии;

3) у германиевых диодов пробой имеет тепловой характер. Это связано с ростом плотности обратного тока, вследствие чего напряжение пробоя с увеличением температуры уменьшается, а значения этого напряжения меньше напряжений пробоя кремниевых диодов;

4) верхний предел диапазона рабочих температур германиевых диодов составляет около 75 °С;

5) германиевые диоды плохо выдерживают даже очень кратковременные импульсные перегрузки при обратном смещении $p-n$ -перехода. Это определяется тепловым пробоем, происходящим при шнуровании тока с выделением большой удельной мощности в месте пробоя.

1.3.3. Выпрямительные диоды

Выпрямительный диод — это полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования переменного тока в постоянный. Условные графические обозначения выпрямительного диода показаны на рис. 1.19.

Выпрямительные диоды помимо применения в источниках питания для выпрямления переменного тока в постоянный также используются в цепях управления и коммутации, ограничительных и развязывающих цепях, в схемах умножения напряжения и преобразователях постоянного напряжения,

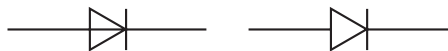


Рис. 1.19. Условные графические обозначения полупроводникового выпрямительного диода

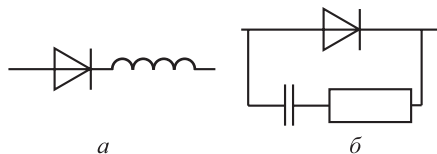


Рис. 1.20. Схемы включения выпрямительного диода с ограничением нарастания прямого тока (а) и с ограничением нарастания обратного напряжения (б)

где не предъявляются высокие требования к частотным и временным параметрам сигналов.

Выпрямительные диоды должны иметь как можно меньшее значение обратного тока, что определяется концентрацией неосновных носителей заряда или в конечном счете степенью очистки исходного полупроводникового материала.

Для уменьшения влияния на работу выпрямительных диодов скачков тока и обратных напряжений предусматривают специальные схемы включения (рис. 1.20), которые ограничивают мгновенные токи и напряжения, действующие на диод.

1.3.4. Импульсные диоды

Импульсный диод — это полупроводниковый диод, имеющий малую длительность переходных процессов, предназначенный для применения в импульсных режимах работы, когда диоды переключаются с прямого напряжения на обратное через короткие промежутки времени.

Основным назначением импульсных диодов является работа в качестве коммутирующих элементов. Условия работы импульсных диодов обычно соответствуют высокому уровню инжекции, т. е. относительно большим прямым токам. Вследствие этого свойства параметры импульсных диодов определяются переходными процессами.

Рассмотрим процесс переключения такого диода при воздействии на него прямоугольного импульса (рис. 1.21).

При прямом напряжении на участке $0 \dots t_1$ происходят инжекция носителей из эмиттерной области в базовую и их накопление там. При смене полярности напряжения на обратную в первый момент значение обратного тока будет существенным, а обратное сопротивление диода резко уменьшится, так

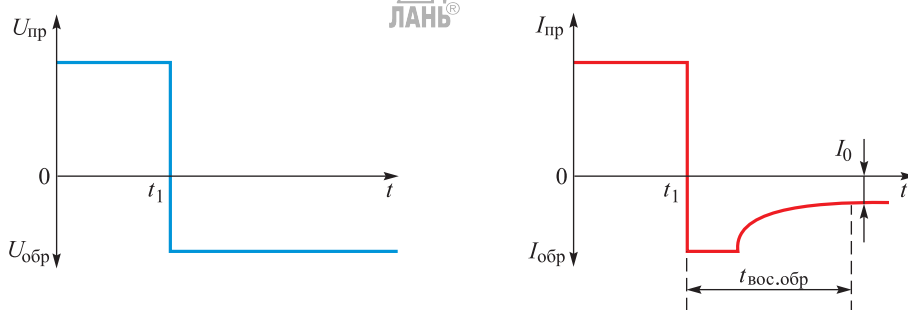


Рис. 1.21. Временные диаграммы переключения импульсного диода:

$U_{пр}$, $I_{пр}$ — прямые напряжение и ток на диоде; $U_{обр}$, $I_{обр}$ — обратные напряжение и ток на диоде; t_1 — момент переключения прямого напряжения на обратное; $t_{вос.обр}$ — время восстановления обратного сопротивления диода; I_0 — значение обратного тока в установившемся режиме

как накопленные в базе неосновные носители под действием изменившегося направления напряженности электрического поля начнут двигаться в сторону $p-n$ -перехода, образуя импульс обратного тока. По мере перехода носителей заряда в эмиттерную область их количество уменьшится, и через некоторое время обратный ток достигнет нормального установившегося значения, а сопротивление диода в обратном направлении восстановится до нормального.

Процесс уменьшения накопленного заряда в базе называется *рассасыванием*, а время, в течение которого обратный ток изменяется от максимального значения до установившегося, — *временем восстановления обратного сопротивления* $t_{\text{вос.обр.}}$. Чем оно меньше, тем диод лучше.

Для улучшения свойств импульсных диодов исходный полупроводник выбирают с малым временем жизни носителей заряда (для более интенсивного процесса рекомбинации в базе), а сам $p-n$ -переход выполняют с малой площадью, чтобы уменьшить барьерную емкость перехода $C_{\text{бар}}$.

1.3.5. Диоды Шоттки

Потенциальный барьер, полученный на основе контакта металл — полупроводник, часто называют *барьером Шоттки*, а диоды, использующие такой потенциальный барьер, — *диодами Шоттки*. В контакте металл — полупроводник не происходит накопления неосновных носителей в базе, поскольку отсутствует инжекция неосновных носителей, вследствие чего значительно уменьшается время восстановления обратного сопротивления, а это в сочетании с малой барьерной емкостью создает идеальные условия для применения таких диодов в импульсных и высокочастотных устройствах.

Диоды Шоттки обычно изготавливают на основе кремния Si или арсенида галлия GaAs. Выбор металла для контакта с полупроводником определяет многие параметры диода. В первую очередь важно значение контактной разности потенциалов, образующейся на границе контакта. Чаще всего используют металлы серебро Ag, золото Au, платину Pt, палладий Pd, вольфрам W, которые наносятся на полупроводник и обеспечивают значение потенциального барьера в диапазоне 0,2...0,9 эВ.

На рис. 1.22 показано условное графическое обозначение диода Шоттки.



Рис. 1.22. Условное графическое обозначение диода Шоттки

1.3.6. Варикапы

Варикап — это полупроводниковый диод, в котором используется зависимость барьерной емкости $p-n$ -перехода от обратного напряжения. Варикап можно рассматривать как конденсатор, емкость которого можно регулировать с помощью электрического сигнала. Максимальное значение емкости варикапа имеет при нулевом обратном напряжении. При увеличении

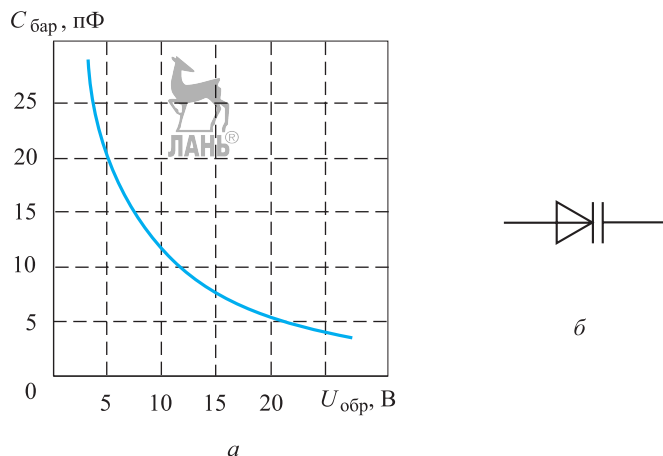


Рис. 1.23. Варикап:

а — вольт-фарадная характеристика $C_{бар} = f(U_{обр})$; *б* — условное графическое обозначение

обратного напряжения емкость варикапа уменьшается. На рис. 1.23, *а* показана типовая зависимость емкости варикапа от приложенного напряжения (его вольт-фарадная характеристика), а на рис. 1.23, *б* приведено условное графическое обозначение варикапа.

К основным параметрам варикапов относятся:

- $C_{ном}$ — номинальная емкость варикапа при номинальном обратном напряжении;

- $K_C = \frac{C_{min}}{C_{max}}$ — коэффициент перекрытия емкости;

- $\alpha_C = \frac{\Delta C}{C_{ном} \Delta T}$ — температурный коэффициент изменения удельной емкости;

- Q — добротность (это отношение реактивного сопротивления варикапа к сопротивлению потерь).

1.3.7. Стабилитроны

Стабилитронами называют полупроводниковые диоды, использующие особенность участка пробоя обратной ветви ВАХ: изменение в широком диапазоне обратного тока при сравнительно небольшом отклонении обратного напряжения. Это свойство применяется в специальных устройствах — *стабилизаторах напряжения*.

Напряжение пробоя стабилитрона зависит от ширины p — n -перехода, которая определяется удельным сопротивлением материала полупроводника.

Поэтому существует определенная зависимость напряжения пробоя от концентрации примесей.

Низковольтные стабилитроны выполняют на основе сильнолегированного кремния. Ширина p – n -перехода в этом случае получается очень маленькой, а напряженность электрического поля потенциального барьера — очень большой, что создает условия для возникновения туннельного пробоя. При большой ширине p – n -перехода пробой носит лавинный характер. При напряжении стабилизации $U_{\text{стаб}}$ от 3 до 6 В в p – n -переходах наблюдается практически туннельный пробой. В диапазоне 6...8 В имеют место процессы как туннельного, так и лавинного пробоя, а в диапазоне 8...200 В — только лавинного.

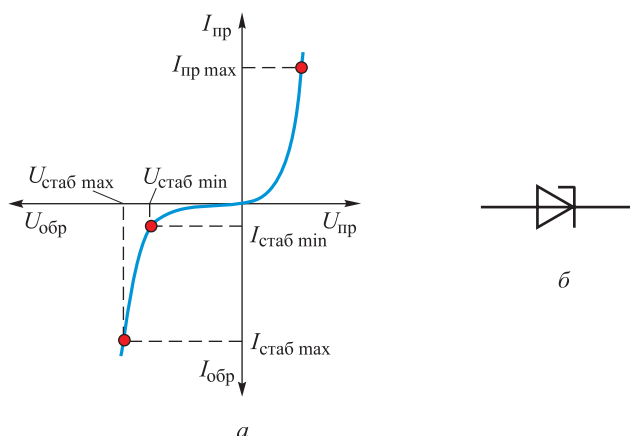


Рис. 1.24. Стабилитрон и основные параметры стабилитрона:

a — ВАХ $I_{\text{обр}} = f(U_{\text{обр}})$; b — условное графическое обозначение; $I_{\text{пр}}$, $I_{\text{пр max}}$ — прямой и максимально допустимый токи через стабилитрон соответственно; $I_{\text{стаб min}}$, $I_{\text{стаб max}}$ — минимально и максимально допустимые токи стабилизации соответственно; $I_{\text{обр}}$ — обратный ток стабилитрона; $U_{\text{пр}}$, $U_{\text{обр}}$ — прямое и обратное напряжения стабилитрона соответственно; $U_{\text{стаб min}}$, $U_{\text{стаб max}}$ — минимальное и максимальное напряжения стабилизации соответственно

Вольт-амперная характеристика стабилитрона и его условное графическое обозначение представлены на рис. 1.24. Рабочий ток стабилитрона (обратный ток) не должен превышать максимально допустимого значения $I_{\text{стаб max}}$ во избежание перегрева полупроводниковой структуры и выхода его из строя.

Одним из важных параметров стабилитронов является температурный

коэффициент стабилизации напряжения $\alpha = \left. \frac{\Delta U_{\text{стаб}}}{U_{\text{стаб ном}} \Delta T} \right|_{dI_{\text{стаб}} = \text{const}}$.

1.3.8. Стабилитроны

Стабилитрон — это полупроводниковый диод, напряжение на котором в области прямого смещения слабо зависит от тока в заданном диапазоне его значений. Он используется для стабилизации напряжения.

Стабилизации постоянного напряжения можно также добиться, применяя диод, включенный в прямом направлении, и используя для этой цепи крутой участок прямой ветви вольт-амперной характеристики (рис. 1.25).

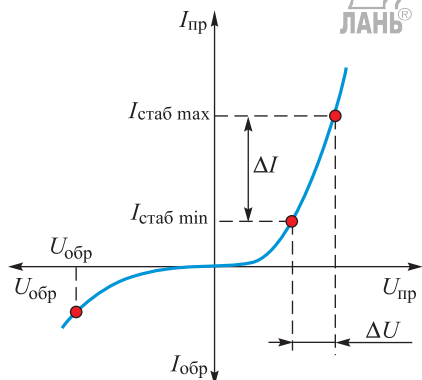


Рис. 1.25. Вольт-амперная характеристика стабилитрона $I_{пр} = f(U_{пр})$ и его основные параметры:

$I_{пр}$, $I_{обр}$ — прямой и обратный токи стабилитрона соответственно; $I_{стаб min}$, $I_{стаб max}$ — минимально и максимально допустимые токи стабилизации соответственно; ΔI — диапазон изменения тока стабилизации; $U_{пр}$, $U_{обр}$ — прямое и обратное напряжения стабилитрона соответственно; ΔU — диапазон изменения напряжения стабилизации

При изменении прямого тока в диапазоне от $I_{стаб min}$ до $I_{стаб max}$ падение напряжения будет изменяться в относительно небольшом диапазоне ΔU .

Кремниевые диоды, предназначенные для этой цели, также называют стабилитронами. Для изготовления стабилитронов используют кремний с большой концентрацией примесей, что необходимо для получения меньшего сопротивления и слабой температурной зависимости прямой ветви ВАХ.

По сравнению со стабилитронами стабилитроны имеют меньшее напряжение стабилизации, равное прямому падению напряжения на диоде и составляющее примерно 0,7 В. Последовательное соединение двух или трех стабилитронов позволяет получить удвоенное или утроенное значение напряжения стабилизации. Некоторые типы стабилитронов представляют собой единый прибор с последовательным соединением отдельных элементов.

Основные параметры стабилитронов такие же, как у стабилитронов (см. рис. 1.25).

1.4. Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор — это полупроводниковый прибор с двумя или более взаимодействующими выпрямляющими электрическими переходами, предназначенный для усиления и генерирования электрических сигналов.

Транзистор был создан американскими учеными Дж. Бардином, У. Браттейном и У. Шокли в 1947 году. Это событие имело громадное значение для

полупроводниковой электроники. Транзисторы могут работать при существенно меньших напряжениях, чем ламповые триоды, и не являются простыми заменителями последних: их можно использовать не только для усиления и генерирования сигналов переменного тока, но и в качестве ключевых элементов. Определение «биполярный» указывает на то, что работа транзистора связана с процессами, в которых принимают участие как электроны, так и дырки.

Структура биполярного транзистора изображена на рис. 1.26.

Он представляет собой монокристалл полупроводника, в котором созданы три области с чередующимися типами электропроводности. На границах этих областей возникают электронно-дырочные переходы. От каждой области полупроводника сделаны токоотводы (омические контакты). Среднюю область транзистора, расположенную между электронно-дырочными переходами, называют *базой* и обозначают буквой Б). Примыкающие к базе области обычно делают неодинаковыми. Одну из областей изготавливают так, чтобы из нее наиболее эффективно проходила инжекция носителей заряда в базу, а другую — так, чтобы $p-n$ -переход между базой и этой областью наилучшим образом собирал инжектированные в базу носители заряда, т. е. осуществлял экстракцию носителей заряда из базы.

Область транзистора, основным назначением которой является инжекция носителей заряда в базу, называют *эмиттером* и обозначают буквой Э, а $p-n$ -переход между базой и эмиттером — *эмиттерным*, обозначаемым буквами ЭП. Область транзистора, основным назначением которой является собирание, экстракция носителей заряда из базы, называют *коллектором* и обозначают буквой К, а $p-n$ -переход между базой и коллектором — *коллекторным*, который обозначают буквами КП. В зависимости от типа электропроводности крайних слоев (эмиттера и коллектора) различают транзисторы $p-n-p$ - и $n-p-n$ -типа. В обоих типах транзисторов физические процессы аналогичны, они различаются только типом инжектируемых и экстрагируемых носителей и имеют одинаково широкое применение.

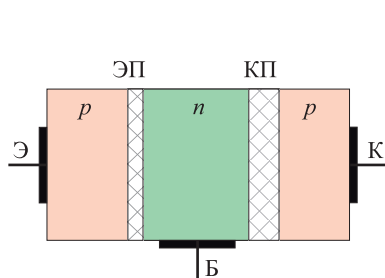


Рис. 1.26. Схематическое изображение структуры биполярного транзистора:

Б — база; Э — эмиттер; К — коллектор;
ЭП — эмиттерный $p-n$ -переход; КП —
коллекторный $p-n$ -переход

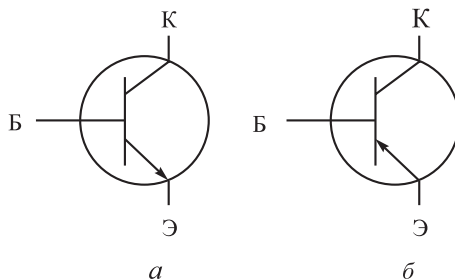


Рис. 1.27. Условные графические обозначения биполярных транзисторов $n-p-n$ -типа (а) и $p-n-p$ -типа (б):

Б — база; Э — эмиттер; К — коллектор

На принципиальных электрических схемах транзисторы изображают условными графическими обозначениями (рис. 1.27).

При работе транзистора к его электродам прикладываются напряжения от внешних источников питания. В зависимости от полярности напряжений, приложенных к электродам транзистора, каждый из $p-n$ -переходов может быть смещен в прямом или в обратном направлении. Исходя из этого возможны четыре режима работы транзистора: активный (усилительный); насыщения; отсечки; инверсный.

Если на эмиттерном переходе напряжение прямое и он инжектирует носители в базу, а на коллекторном переходе напряжение обратное и он собирает носители из базы, то такое включение транзистора называют *нормальным*, а транзистор работает в *активном (усилительном)* режиме.

В режиме *насыщения* оба $p-n$ -перехода включены в прямом направлении, переходы насыщены подвижными носителями заряда, их сопротивления малы.

В режиме *отсечки* оба $p-n$ -перехода включены в обратном направлении. В электродах транзистора протекают тепловые токи обратных включенных переходов.

Если на коллекторном переходе напряжение прямое и он инжектирует носители в базу, а на эмиттерном переходе напряжение обратное и он осуществляет экстракцию носителей из базы, то такое включение транзистора называют *инверсным*, а транзистор работает в *инверсном* режиме.

При инверсном включении транзистора необходимо учитывать следующие особенности. Поскольку эмиттерный переход по площади меньше, чем коллекторный, то из того количества носителей, которые инжектируются коллекторным переходом, меньшее количество собирается эмиттерным переходом, что снижает ток этого перехода. Это приводит к изменению заряда носителей в базе и, следовательно, к изменению барьерной емкости переходов, т. е. к изменению частотных свойств транзистора.

При меньшей площади эмиттерного перехода необходимо снижать его ток, чтобы оставить прежней температуру нагрева полупроводниковой структуры.

1.4.1. Физические процессы в биполярном транзисторе

Рассмотрим физические процессы в $p-n-p$ -транзисторе при усилении электрических сигналов (рис. 1.28).

К транзистору подключают два источника ЭДС: E_1 — источника входного сигнала и E_2 — источника питания (мощного источника). Источник E_1 подключается так, чтобы эмиттерный переход был смещен в прямом направлении, а источник E_2 должен смещать коллекторный переход в обратном направлении. Если отсутствует ток в цепи источника входного сигнала (во входной цепи транзистора), то нет тока и в цепи источника питания (в выходной цепи). Строго говоря, в выходной цепи будет протекать очень слабый

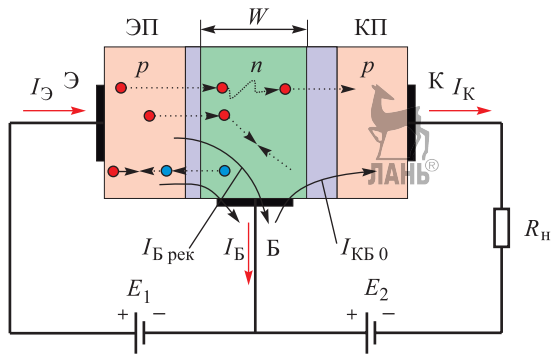


Рис. 1.28. Движение носителей заряда и токи в p – n – p -транзисторе в активном режиме работы: E_1 — ЭДС источника входного сигнала; E_2 — ЭДС источника питания; W — ширина базового слоя; ЭП — эмиттерный p – n -переход; КП — коллекторный p – n -переход; Б — база; Э — эмиттер; К — коллектор; I_B — ток базы; I_K — ток коллектора; $I_{Э}$ — ток эмиттера; $I_{КБ0}$ — обратный ток закрытого коллекторного перехода; $I_{Bрек}$ — базовый ток рекомбинации дырок; R_n — сопротивление нагрузки

ток — обратный ток закрытого коллекторного перехода $I_{КБ0}$, но им ввиду его малости можно пренебречь. Если во входной цепи транзистора создать под действием источника E_1 какой-то ток $I_{Э}$, то дырки, являющиеся основными носителями в p -области эмиттера, будут инжектироваться в область базы, где они становятся неосновными носителями. Те из них, которые попадают в зону действия электрического поля коллекторного перехода, будут испытывать со стороны этого поля ускоряющее, притягивающее действие и будут переброшены через границу раздела в область коллектора (область p -типа), где дырки уже являются основными носителями. Таким образом, в цепи источника питания появится ток — ток коллектора I_K , который, протекая по сопротивлению нагрузки R_n , создает падение напряжения:



$$U = I_K R_n. \quad (1.21)$$

Это напряжение является выходным сигналом усилителя и в точности повторяет все изменения входного сигнала.

Отметим, что не все носители, инжектированные из эмиттера в базу, достигают коллекторного перехода: часть из них рекомбинирует в базе по пути движения от эмиттерного перехода к коллекторному, образуя ток $I_{Bрек}$, поэтому ток коллектора I_K принципиально меньше тока эмиттера $I_{Э}$.

Отношение этих токов характеризует коэффициент передачи по току

$$\alpha = \frac{I_K}{I_E}. \quad (1.22)$$

Для увеличения коэффициента передачи по току область базы делают тонкой, чтобы меньшее количество носителей рекомбинировало в ней, а площадь коллекторного перехода выполняли больше площади эмиттерного перехода, чтобы улучшить процесс экстракции носителей из базы. Таким образом, удастся достичь значение коэффициента передачи по току $\alpha = 0,95...0,99$ и более.

Несмотря на то что в рассмотренной схеме (см. рис. 1.28) усиления по току нет, т. е. $\alpha \leq 1$, коэффициент передачи по мощности может быть значительно больше единицы за счет большого усиления по напряжению. При малом токе коллектора I_K падение напряжения на сопротивлении нагрузки $I_K R_n$ может быть значительным за счет большого напряжения источника питания.

В транзисторах $n-p-n$ -типа все описанные процессы протекают точно так же, как в $p-n-p$ -транзисторах, но полярность источников E_1 и E_2 должна быть противоположной. При этом из эмиттера в базу будут инжектироваться электроны, которые образуют ток коллектора в цепи источника E_2 .

При усилении электрического сигнала в транзисторе происходит изменение ширины базового слоя W , так как под действием внешних источников E_1 и E_2 толщина эмиттерного и коллекторного переходов изменяется. Это приводит к модуляции ширины базового слоя. Данное явление получило название *эффекта Эрли*. Чем уже становится база, тем меньшее количество инжектированных носителей будет рекомбинировать в ней и, следовательно, большее количество их достигнет коллекторного перехода.

1.4.2. Схемы включения транзистора

Поскольку транзистор имеет три вывода (эмиттер, база, коллектор), а два источника питания имеют четыре вывода, то обязательно один из выводов транзистора будет общим для обоих источников, т. е. одновременно будет принадлежать и входной цепи, и выходной. По этому признаку различают три возможные схемы включения: с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором.

Схема с общей базой (ОБ)

Рассмотренный в 1.4.1 пример построения усилителя электрических сигналов с помощью транзистора является схемой включения с ОБ. На рис. 1.29 приведена электрическая принципиальная схема включения транзистора с ОБ.

Определим основные параметры, характеризующие эту схему включения.

Коэффициент усиления по току

$$K_{\text{ЮБ}} = \alpha = \frac{I_K}{I_{\text{Э}}} \approx 0,95 \dots 0,99. \quad (1.23)$$

Входное сопротивление

$$R_{\text{вх ОБ}} = \frac{E_1}{I_{\text{Э}}}. \quad (1.24)$$

Из (1.24) следует, что входное сопротивление транзистора, включенного в схему с ОБ, очень невелико и определяется в основном сопротивлением эмиттерного $p-n$ -перехода в прямом направлении. На практике его значение составляет от единицы до десятков ом. Это следует отнести к недостаткам усилительного каскада, поскольку приводит к нагружению источника входного сигнала.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{\text{УОБ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_K R_H}{E_1} = \frac{I_K R_H}{I_{\text{Э}} R_{\text{вх ОБ}}} = \alpha \frac{R_H}{R_{\text{вх ОБ}}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению может быть достаточно большим (десятки — сотни единиц), так как определяется главным образом соотношением между сопротивлением нагрузки R_H и входным сопротивлением.

Коэффициент усиления по мощности

$$K_{\text{РОБ}} = K_{\text{ЮБ}} K_{\text{УОБ}} = \alpha^2 \frac{R_H}{R_{\text{вх ОБ}}}.$$

Для реальных схем коэффициент усиления по мощности равняется десяткам — сотням единиц.

Схема с общим эмиттером (ОЭ)

В рассматриваемой схеме (рис. 1.30) источник входного сигнала E_1 по-прежнему включен в прямом направлении по отношению к эмиттерному переходу, а источник питания E_2 — в обратном направлении по отношению к коллекторному переходу и в прямом по отношению к эмиттерному.

Под действием источника входного сигнала E_1 в базовой цепи протекает ток I_B , происходит инжекция носителей из эмиттерной области в базовую, часть из них под действием поля коллекторного перехода перебрасывается

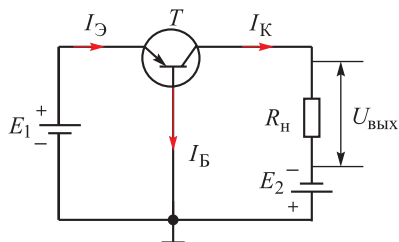


Рис. 1.29. Включение транзистора T по схеме с ОБ:

$I_{\text{Э}}$ — ток эмиттера; I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; E_1 и E_2 — источники напряжений во входной и выходной цепях соответственно; $U_{\text{ВЫХ}}$ — выходное напряжение на нагрузке; R_H — сопротивление нагрузки

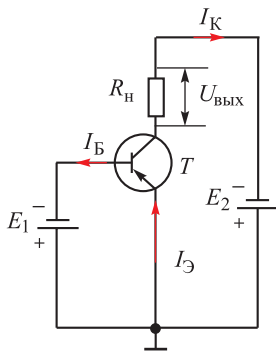


Рис. 1.30. Включение транзистора T по схеме с ОЭ:

$I_{\text{Э}}$ — ток эмиттера; $I_{\text{К}}$ — ток коллектора; $I_{\text{Б}}$ — ток базы; E_1 и E_2 — источники напряжений во входной и выходной цепях соответственно; $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение на нагрузке; $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки

в коллекторную область, образуя таким образом ток в цепи коллектора $I_{\text{К}}$, который протекает под действием источника питания E_2 через эмиттер и базу. Поэтому

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{К}}. \quad (1.25)$$

Входным током является ток базы $I_{\text{Б}}$, а выходным — ток коллектора $I_{\text{К}}$. Выходным напряжением является падение напряжения на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$.

Определим основные параметры, характеризующие эту схему включения.

Коэффициент усиления по току

$$K_{\text{ЮЭ}} = \beta = \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Б}}} = \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Э}} - I_{\text{К}}}.$$

Разделим в этом выражении числитель и знаменатель дроби на ток эмиттера $I_{\text{Э}}$ и получим

$$\beta = \frac{\frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Э}}}}{\frac{I_{\text{Э}} - I_{\text{К}}}{I_{\text{Э}}}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (1.26)$$

Из формулы (1.26) следует, что в схеме с ОЭ коэффициент усиления по току достаточно большой, так как значение α около единицы, а значение β составляет десятки — сотни единиц.

Входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ

$$R_{\text{вх ОЭ}} = \frac{E_1}{I_{\text{Б}}} = \frac{E_1}{I_{\text{Э}} - I_{\text{К}}}.$$

Разделим в этом выражении числитель и знаменатель на ток эмиттера $I_{\text{Э}}$ и получим

$$R_{\text{вх ОЭ}} = \frac{\frac{E_1}{I_{\text{Э}}}}{\frac{I_{\text{Э}} - I_{\text{К}}}{I_{\text{Э}}}} = \frac{R_{\text{вх ОБ}}}{1 - \alpha}.$$

Отсюда следует, что $R_{\text{вх ОЭ}} \gg R_{\text{вх ОБ}}$, т. е. по этому параметру схема с ОЭ значительно превосходит схему с ОБ. Для схемы с ОЭ входное сопротивление находится в диапазоне от сотен ом до единиц килоом.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UOЭ} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_K R_H}{E_1} = \frac{I_K R_H}{I_B R_{\text{ВХ ОЭ}}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \frac{R_H}{R_{\text{ВХ ОЭ}}}.$$

Подставив в это выражение $R_{\text{ВХ ОЭ}}$ из (1.26), получим

$$K_{UOЭ} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \frac{R_H}{R_{\text{ВХ ОБ}}} = \alpha \frac{R_H}{R_{\text{ВХ ОБ}}},$$

т. е. коэффициент усиления по напряжению в этой схеме точно такой же, как и в схеме с ОБ: $K_{UOЭ} = K_{UOБ}$, и составляет десятки—сотни единиц.

Коэффициент усиления по мощности

$$K_{POЭ} = K_{IOЭ} K_{UOЭ} = \frac{\alpha^2}{1 - \alpha} \frac{R_H}{R_{\text{ВХ ОБ}}}.$$

Он значительно больше, чем в схеме с ОБ (сотни—десятки тысяч единиц).

Схема с общим коллектором (ОК)

На рис. 1.31, а приведена схема включения транзистора с ОК. В этом случае транзистор оказывается в инверсном включении, что нежелательно из-за ряда особенностей, отмеченных в 1.4. Поэтому в схеме меняют места выходы эмиттера и коллектора и получают нормальное включение тран-

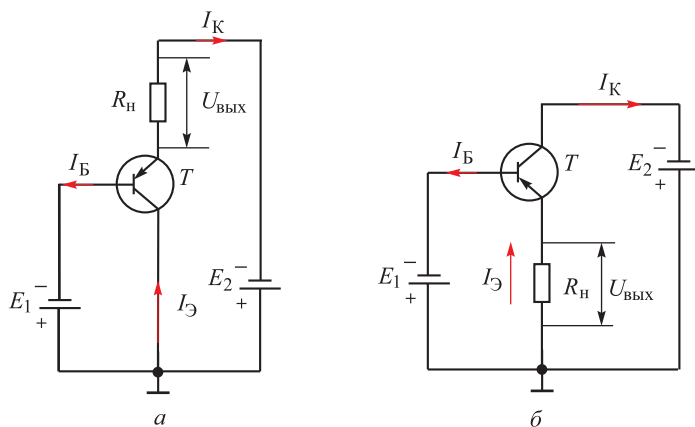


Рис. 1.31. Включение транзистора T по схеме с ОК:

$I_Э$ — ток эмиттера; I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; E_1 и E_2 — источники напряжений во входной и выходной цепях соответственно; $U_{\text{ВЫХ}}$ — выходное напряжение на нагрузке; R_H — сопротивление нагрузки

зистора (рис. 1.31, б). В этой схеме сопротивление нагрузки R_H включено во входную цепь, входным током является ток базы I_B , выходным током является ток эмиттера $I_E = I_B + I_K$.

Определим основные параметры, характеризующие эту схему включения. Коэффициент усиления по току

$$K_{IOK} = \gamma = \frac{I_E}{I_B} = \frac{I_E}{I_E - I_K}.$$

Разделим числитель и знаменатель этой дроби на ток эмиттера I_E и получим

$$\gamma = \frac{\frac{I_E}{I_E}}{\frac{I_E - I_K}{I_E}} = \frac{1}{1 - \alpha}, \quad (1.27)$$

т. е. коэффициент усиления по току в схеме с ОК почти такой же, как в схеме с ОЭ: $\gamma \approx \beta$.

Входное сопротивление

$$R_{вх\text{ ОК}} = \frac{E_1 - I_E R_H}{I_B}.$$

Преобразовав это выражение, получим

$$R_{вх\text{ ОК}} = \frac{I_E \left(\frac{E_1}{I_E} + I_E R_H \right)}{I_B} = \frac{R_{вх\text{ ОБ}} + R_H}{1 - \alpha}. \quad (1.28)$$

Из (1.28) следует, что входное сопротивление в этой схеме включения оказывается наибольшим из всех рассмотренных схем (десятки—сотни килоом).

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UOK} = \frac{I_E R_H}{I_B R_{вх\text{ ОК}}}.$$

Преобразуем это выражение с учетом выражений (1.27) и (1.28) и получим

$$K_{UOK} = \frac{R_H}{(1 - \alpha) R_{вх\text{ ОК}}} = \frac{R_H}{R_{вх\text{ ОБ}} + R_H}.$$

Поскольку $R_{вх\text{ ОБ}}$ представляет собой очень малую величину, то можно считать, что $K_{UOK} \approx 1$, т. е. усиления по напряжению в этой схеме нет.

Коэффициент усиления по мощности

$$K_{\text{Рок}} = K_{\text{Юк}} K_{\text{Уок}} = \frac{1}{1 - \alpha} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх ОБ}} + R_{\text{н}}}$$

на практике он составляет десятки—сотни единиц.

Схему с ОК часто называют эмиттерным повторителем, потому что, во-первых, нагрузка включена здесь в цепь эмиттера, а во-вторых, выходное напряжение в точности повторяет входное и по величине ($K_{\text{Уок}} \approx 1$), и по фазе.

В табл. 1.1 приведены диапазоны значений параметров схем включения биполярного транзистора.

Таблица 1.1

Параметры схем включения биполярного транзистора

Параметр	Схема с ОБ	Схема с ОЭ	Схема с ОК
Коэффициент усиления по току K_I	~ 1	10—1000	10—1000
Коэффициент усиления по напряжению K_U	~ 10 —1000	10—1000	~ 1
Коэффициент усиления по мощности K_P	~ 10 —1000	100—100 000	10—1000
Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$	1—100 Ом	100 Ом—10 кОм	10—1000 кОм
Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$	100 кОм—10 МОм	1—100 Ом	100 Ом—10 кОм
Фазовый сдвиг между $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$	0°	180°	0°

В отличие от схемы с ОБ схема с ОЭ наряду с усилением по напряжению дает также усиление по току. Транзистор, включенный по схеме с ОЭ, усиливает ток базы в десятки—сотни раз. Усиление по напряжению в данной схеме остается таким же, как в схеме с ОБ. Поэтому усиление по мощности в схеме с ОЭ значительно больше, чем в схеме с ОБ.

Схема с ОЭ имеет более приемлемые, чем в схеме с ОБ, значения входного и выходного сопротивлений: входное сопротивление больше, а выходное меньше.

Благодаря указанным преимуществам схема с ОЭ находит наибольшее применение.

Однако несмотря на то, что у схемы с ОБ меньшее усиление по мощности и меньшее входное сопротивление, ее иногда применяют на практике, так как она имеет лучшие температурные свойства.

Схема с ОК дает усиление по току и по мощности, но не дает усиления по напряжению.

Схему с ОК очень часто применяют в качестве входного каскада усиления из-за его высокого входного сопротивления и способности не нагружать источник входного сигнала. Кроме того, данная схема имеет наименьшее выходное сопротивление.

1.4.3. Статические характеристики биполярного транзистора

Статическими характеристиками называют зависимости между входными и выходными токами и напряжениями транзистора при отсутствии нагрузки. Каждая из схем включения транзистора характеризуется четырьмя семействами статических характеристик. К ним относятся входные характеристики, выходные характеристики, характеристики обратной связи по напряжению и характеристики передачи по току.

Входная характеристика — это зависимость входного тока от входного напряжения при постоянстве напряжения на выходе:

$$I_{\text{ВХ}} = f(U_{\text{ВХ}}) \Big|_{U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}}.$$

Выходная характеристика — это зависимость выходного тока от выходного напряжения при фиксированном значении входного тока:

$$I_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВЫХ}}) \Big|_{I_{\text{ВХ}} = \text{const}}.$$

Характеристика обратной связи по напряжению

$$U_{\text{ВХ}} = f(U_{\text{ВЫХ}}) \Big|_{I_{\text{ВХ}} = \text{const}}. \quad (1.29)$$

Характеристика передачи по току

$$I_{\text{ВЫХ}} = f(I_{\text{ВХ}}) \Big|_{U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}}. \quad (1.30)$$

Наиболее часто на практике используют входные и выходные характеристики, которые обычно приводятся в справочной литературе. Две последние характеристики (см. (1.29) и (1.30)) применяют реже, и, кроме того, они могут быть построены на основе входных и выходных характеристик.

Статические характеристики для схемы с ОБ

Семейство входных статических характеристик (рис. 1.32) представляет собой следующую зависимость:

$$I_{\text{Э}} = f(U_{\text{ЭБ}}) \Big|_{U_{\text{КБ}} = \text{const}}.$$

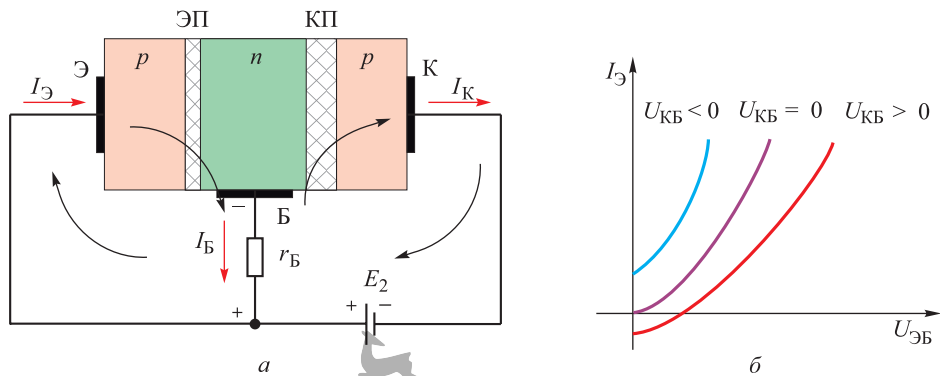


Рис. 1.32. Направление токов в транзисторе (а) и семейство входных характеристик схемы с ОБ (б):

$I_Э$ — ток эмиттера; $I_К$ — ток коллектора; $I_Б$ — ток базы; E_2 — источник напряжения в выходной цепи; $r_Б$ — сопротивление базы транзистора; $U_{КБ}$ — напряжение на коллекторном переходе; $U_{ЭБ}$ — напряжение на эмиттерном переходе; Э — эмиттер; К — коллектор; Б — база; ЭП — эмиттерный p – n -переход; КП — коллекторный p – n -переход

При $U_{КБ} = 0$ входная характеристика является прямой ветвью вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода. При $U_{КБ} < 0$ данная характеристика смещается немного выше оси $U_{ЭБ}$.

При $U_{КБ} > 0$ коллекторный переход смещается в прямом направлении, через него протекает прямой ток, и в результате падение напряжения на сопротивлении базы $r_Б$ изменяет полярность на противоположную, что при отсутствии входного сигнала вызывает протекание через эмиттерный переход маленького обратного тока и, следовательно, смещение входной характеристики вниз (рис. 1.32, б).

Семейство выходных статических характеристик (рис. 1.33) представляет собой следующую зависимость:

$$I_К = f(U_{КБ})|_{I_Э = \text{const.}}$$

Если $I_Э = 0$, то выходная характеристика является обратной ветвью ВАХ коллекторного перехода. При $I_Э > 0$ ток в коллекторной цепи будет протекать даже при отсутствии источника коллекторного питания ($E_2 = 0$) за счет экстракции инжектированных в базу носителей полем коллекторного перехода. При увеличении напряжения $U_{КБ}$ ток

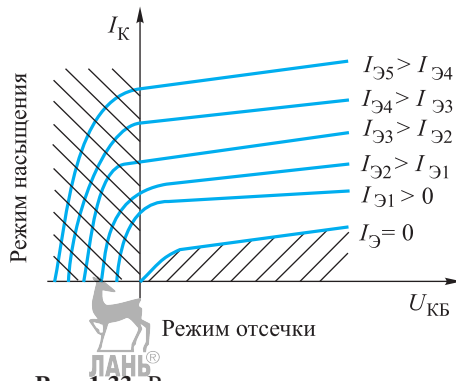


Рис. 1.33. Выходные характеристики схемы с ОБ:

$I_К$ — ток коллектора; $I_Э$, $I_{Э1}$ – $I_{Э5}$ — значения тока эмиттера; $U_{КБ}$ — напряжение, приложенное между коллектором и базой транзистора

коллектора практически не меняется, так как количество инжектированных в базу носителей остается прежним ($I_{\text{Э}} = \text{const}$), только возрастает скорость их перемещения через коллекторный переход. Чем выше уровень тока $I_{\text{Э}}$, тем больше и ток коллектора $I_{\text{К}}$.

При изменении полярности $U_{\text{КБ}}$ на противоположную меняется и включение коллекторного перехода с обратного на прямое. Поэтому ток $I_{\text{К}}$ вначале очень быстро снижается до нуля, а затем изменяет свое направление на противоположное.



Статические характеристики для схемы с ОЭ

Семейство входных статических характеристик представляет собой зависимость

$$I_{\text{Б}} = f(U_{\text{БЭ}})|_{U_{\text{КЭ}} = \text{const}}.$$

Вид этих характеристик показан на рис. 1.34.

При включении источника E_2 ($U_{\text{КЭ}} < 0$) входная характеристика пойдет несколько ниже предыдущей, так как в случае $U_{\text{БЭ}} = 0$ источник E_1 отсутствует и через коллекторный переход протекает маленький обратный ток I_1 под действием источника E_2 , направление которого в базе противоположно тому, когда включен источник E_1 (рис. 1.35, а).

При включении E_2 ($U_{\text{БЭ}} > 0$) этот ток будет уменьшаться, так как в цепи его протекания источники E_1 и E_2 будут включены встречно, а затем он перейдет через нуль и будет возрастать в положительном направлении под действием источника E_1 (рис. 1.35, б). Однако в справочной литературе этим малым значением тока пренебрегают и входные характеристики представляют исходящими из начала координат.

Выходные статические характеристики имеют следующий вид:

$$I_{\text{К}} = f(U_{\text{КЭ}})|_{I_{\text{Б}} = \text{const}}. \quad (1.31)$$

Семейство выходных статических характеристик показано на рис. 1.36.

При $I_{\text{Б}} = 0$ эта выходная характеристика (см. (1.31)) представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики коллекторного перехода. При $I_{\text{Б}} > 0$ она имеет большую крутизну в области малых значений, так как при условии $E_2 < E_1$ (рис. 1.37) коллекторный переход включен в прямом направлении, а его сопротивление незначительно. Достаточно небольшого изменения напряжения на коллекторном переходе,

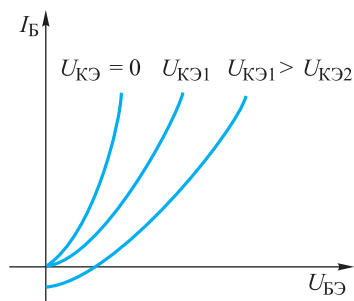


Рис. 1.34. Входные характеристики схемы с ОЭ:

$I_{\text{Б}}$ — ток базы; $U_{\text{КЭ}}$, $U_{\text{КЭ1}}$, $U_{\text{КЭ2}}$ — напряжения, приложенные к коллектору транзистора; $U_{\text{БЭ}}$ — напряжение, приложенное к базе транзистора

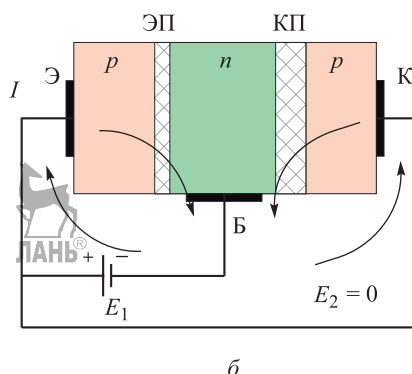
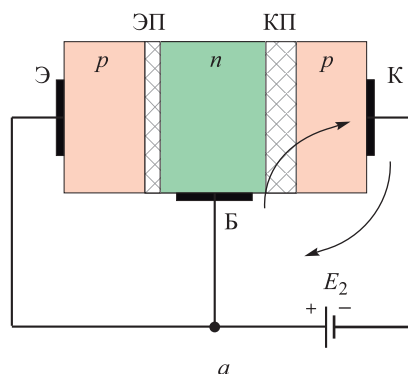


Рис. 1.35. Схемы включения транзистора, поясняющие особенность входных характеристик схемы с ОЭ:

a — при включении источника $E_2 (U_{КЭ} < 0)$; *б* — при включении источника $E_1 (U_{БЭ} > 0)$; E_1 и E_2 — источники напряжений во входной и выходной цепях соответственно; Э, К, Б — эмиттер, коллектор, база соответственно; ЭП, КП — эмиттерный и коллекторный p — n -переходы соответственно

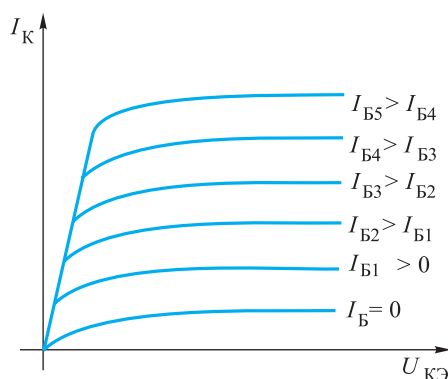


Рис. 1.36. Выходные характеристики схемы с ОЭ:

I_K — ток коллектора; $I_B, I_{B1} \dots I_{B5}$ — значения тока базы; $U_{КЭ}$ — напряжение, приложенное к коллектору транзистора

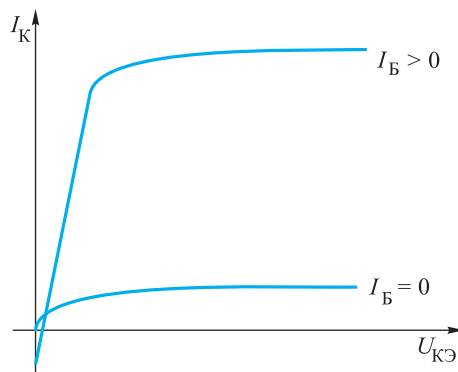


Рис. 1.37. Особенность выходных характеристик схемы с ОЭ:

I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; $U_{КЭ}$ — напряжение, приложенное к коллектору транзистора

чтобы ток I_K изменился значительно. Но этим маленьким смещением характеристик пренебрегают, поэтому в справочниках представлены характеристики, исходящие из начала координат.

При больших значениях $U_{КЭ}$ характеристики более пологие, так как практически все носители, инжектированные из эмиттера в базу, принимают участие в образовании коллекторного тока и дальнейшее увеличение $U_{КЭ}$ не приводит к пропорциональному росту тока I_K .

Небольшой наклон характеристики все же имеется, поскольку с ростом $U_{КЭ}$ увеличивается ширина коллекторного перехода, а ширина базовой области с учетом ее и без того малой величины уменьшается. Это приводит к уменьшению числа рекомбинаций инжектированных в базу носителей и, следовательно, к увеличению количества носителей, переброшенных в область коллектора. Кроме того, по этой же причине несколько снижается ток базы I_B , а поскольку характеристики снимаются при условии $I_B = \text{const}$, то при этом необходимо несколько увеличивать напряжение $U_{БЭ}$, что приводит к некоторому возрастанию тока эмиттера I_E и, следовательно, тока коллектора I_K .

Еще одной причиной некоторого роста I_K является то, что с увеличением $I_{КЭ}$ возрастает и та его часть, которая приложена к эмиттерному переходу в прямом направлении. Это тоже приводит к некоторому увеличению тока эмиттера I_E и в результате тока коллектора I_K .

Статические характеристики транзистора, включенного по схеме с ОК, аналогичны характеристикам транзистора с ОЭ.

Две оставшиеся статические характеристики — характеристика обратной связи по напряжению и характеристика передачи по току — могут быть построены для всех схем включения транзистора на основе его входных и выходных характеристик.

1.4.4. Эквивалентные схемы биполярного транзистора

Реальный транзистор при расчете электронных схем можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 1.38). В этой схеме оба электронно-дырочных перехода (эмиттерный и коллекторный) представлены в виде встречно

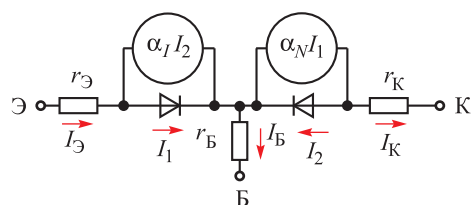


Рис. 1.38. Эквивалентная схема биполярного транзистора по постоянному току:

Э, К, Б — эмиттер, коллектор, база соответственно; r_B — сопротивление базы; r_E — сопротивление эмиттера; r_K — сопротивление коллектора; I_1 , I_2 — прямой ток эмиттера и обратный ток коллектора соответственно; α_N — коэффициент передачи транзистора в нормальном включении; α_I — коэффициент передачи транзистора в инверсном включении; $\alpha_N I_1$ — источник тока с коэффициентом передачи по току α_N ; $\alpha_I I_2$ — источник тока с коэффициентом передачи по току α_I .

включенных диодов, а их взаимодействие учитывается генераторами токов: $\alpha_N I_1$ — в нормальном включении (α_N — коэффициент передачи транзистора в активном режиме); $\alpha_I I_1$ — в инверсном режиме.

Собственные сопротивления различных областей транзистора включают: r_E — сопротивление эмиттерной области; r_B — сопротивление базы; r_K — сопротивление коллектора.

Рассмотренная схема является эквивалентной схемой транзистора по постоянному току, так как не учитывает ряда факторов, оказывающих существенное влияние на переменную составляющую.

Поскольку транзистор усиливает сигналы переменного тока, то его эквивалентная схема будет несколько иной (рис. 1.39).

Динамические параметры транзистора:

$$\beta = \left. \frac{dI_K}{dI_{\Theta}} \right|_{U_K = \text{const}} \quad \text{— динамический коэф-}$$

фициент передачи по току;

$$r_{\Theta} = \left. \frac{dU_{\Theta}}{dI_{\Theta}} \right|_{U_K = \text{const}} \quad \text{— динамическое сопро-}$$

тивление эмиттера;

$$r_K = \left. \frac{dU_K}{dI_K} \right|_{I_{\Theta} = \text{const}} \quad \text{— динамическое сопро-}$$

тивление коллектора;

$$\mu_{\Theta K} = \left. \frac{dU_K}{dI_K} \right|_{I_{\Theta} = \text{const}} \quad \text{— динамический ко-}$$

эффициент внутренней обратной связи по напряжению.

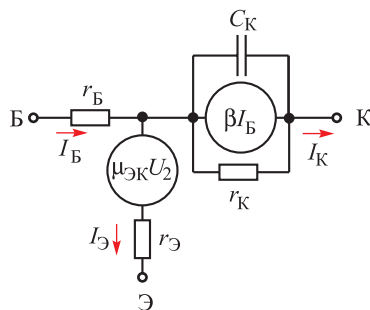


Рис. 1.39. Эквивалентная схема биполярного транзистора по переменному току:

$\mu_{\Theta K}$ — динамический коэффициент внутренней обратной связи по напряжению; $\mu_{\Theta K} U_2$ — источник напряжения с коэффициентом обратной связи по напряжению $\mu_{\Theta K}$; β — динамический коэффициент передачи по току; βI_B — источник выходного тока с коэффициентом передачи по току β ; r_B — объемное сопротивление базы; C_K — барьерная емкость коллекторно- $p-n$ -перехода

1.4.5. Транзистор как линейный четырехполюсник

Транзистор с его внутренними параметрами, определяемыми эквивалентной схемой, можно представить в виде линейного четырехполюсника (рис. 1.40) — «черного ящика» с произвольной, но неизменной структурой, которая определяет соответствующие зависимости между входными и выходными параметрами (U_1, I_1, U_2, I_2).

В зависимости от того, какие из этих параметров считать независимыми переменными, а какие зависимыми, линейный четырехполюсник можно описать шестью различными системами уравнений. Однако наибольшее распространение при описании биполярного транзистора как четырехполюсника получила система, в которой за независимые переменные принимают входной ток I_1 и выходное напряжение U_2 , а за зависимые — выходной ток I_2 и входное напряжение U_1 . Система уравнений, связывающая между собой зависимые и независимые переменные, выглядит так:



Рис. 1.40. Схема четырехполюсника:

I_1, I_2 — входной и выходной токи соответственно; U_1, U_2 — входное и выходное напряжения соответственно

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2; \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \end{aligned} \quad (1.32)$$

Физический смысл коэффициентов, называемых h -параметрами, сформулируем следующим образом.

Если в первом уравнении системы (1.32) положить $U_2 = 0$ (короткое замыкание на выходе), то параметр h_{11} , называемый входным сопротивлением транзистора при коротком замыкании на выходе, можно найти по формуле

$$h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0}.$$

Если в этом же первом уравнении системы (1.32) положить $I_1 = 0$ (холостой ход на входе), то параметр h_{12} , называемый коэффициентом внутренней обратной связи транзистора по напряжению при холостом ходе во входной цепи, рассчитывают по формуле

$$h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0}.$$

Аналогичным образом из второго уравнения системы (1.32) находим: коэффициент передачи транзистора по току при коротком замыкании на выходе

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0};$$

выходную проводимость транзистора при холостом ходе во входной цепи

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{I_1=0}.$$

С учетом h -параметров эквивалентная схема замещения транзистора будет выглядеть, как показано на рис. 1.41.

В этой схеме во входной цепи транзистора включен генератор напряжения $h_{12}U_2$, который учитывает взаимовлияние между коллекторным и эмиттерным переходом в результате модуляции ширины базы, а генератор тока $h_{21}I_1$ в выходной цепи учитывает усилительные свойства транзистора, когда под действием входного тока I_1 в выходной цепи возникает пропорциональный ему ток $h_{21}I_1$. Параметры h_{11} и h_{22} соответствуют входному сопротивлению и выходной проводимости схемы. Для разных схем включения транзистора h -параметры будут различны.

Так, для эквивалентной схемы четырехполюсника с ОБ входными и выходными параметрами являются (рис. 1.42): $U_1 = U_{ЭБ}$; $I_1 = I_Э$; $U_2 = U_{КЭ}$; $I_2 = I_К$.

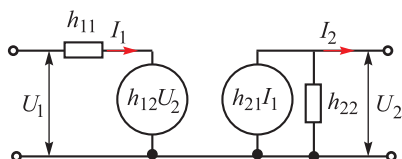


Рис. 1.41. Эквивалентная схема замещения транзистора h -параметрами:

I_1, I_2 — входной и выходной токи соответственно; U_1, U_2 — входное и выходное напряжения соответственно; $h_{12}U_2$ — генератор напряжения во входной цепи; $h_{21}I_1$ — генератор тока в выходной цепи; h_{11} — входное сопротивление транзистора; h_{22} — выходная проводимость транзистора

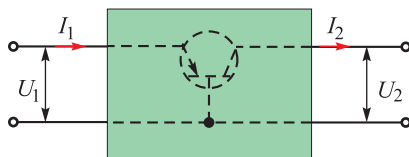


Рис. 1.42. Эквивалентная схема четырехполюсника для схемы с ОБ:

I_1, I_2 — входной и выходной токи соответственно; U_1, U_2 — входное и выходное напряжения соответственно



Поскольку транзистор чаще усиливает сигнал переменного тока, то и h -параметры по переменному току должны определяться не как статические, а как динамические (дифференциальные). Для схемы с ОБ они определяются по следующим выражениям:

$$h_{11Б} = \left. \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta I_{Э}} \right|_{U_{КБ} = \text{const}} ;$$

$$h_{12Б} = \left. \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta I_{КБ}} \right|_{I_{Э} = \text{const}} ;$$



$$h_{21Б} = \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Э}} \right|_{U_{КБ} = \text{const}} ;$$

$$h_{22Б} = \left. \frac{\Delta I_{К}}{\Delta U_{КБ}} \right|_{I_{Э} = \text{const}} .$$

Для эквивалентной схемы с ОЭ входными и выходными параметрами являются (рис. 1.43): $U_1 = U_{БЭ}$; $I_1 = I_{Б}$; $U_2 = U_{КЭ}$; $I_2 = I_{К}$.

Для эквивалентной схемы с ОЭ h -параметры определяются из следующих соотношений:

$$h_{11Э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{Б}} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} ;$$

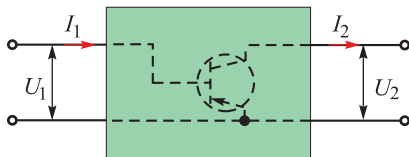


Рис. 1.43. Эквивалентная схема четырехполюсника для схемы с ОЭ:

I_1, I_2 — входной и выходной токи соответственно; U_1, U_2 — входное и выходное напряжения соответственно

$$h_{12Э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_B = \text{const}} ;$$

$$h_{21Э} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} ;$$

$$h_{22Э} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{КЭ}} \right|_{I_B = \text{const}} .$$

Типовые значения параметра $h_{11Э}$ составляют от сотен ом до единиц килоом, параметра $h_{12Э}$ — обычно $10^{-4} \dots 10^{-3}$, т. е. напряжение, передаваемое с выхода за счет обратной связи, составляет тысячные или десятитысячные доли выходного напряжения, параметра $h_{21Э}$ — десятки—сотни единиц, $h_{22Э}$ — десятые — сотые доли мегаом, а выходное сопротивление $1/h_{22}$ — от единиц до десятков килоом.

1.4.6. Активные режимы работы биполярного транзистора

Рассмотрим усилительный каскад на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ (рис. 1.44). При изменении входного сигнала $U_{БЭ}$ будет изменяться ток базы I_B . Ток коллектора I_K изменяется пропорционально току базы I_B :

$$I_K = \beta I_B. \quad (1.33)$$

Изменение тока коллектора можно проследить по выходным характеристикам транзистора (рис. 1.45). На оси абсцисс отложим отрезок, равный напряжению источника питания коллекторной цепи $E_{КЭ}$, а на оси ординат — отрезок, соответствующий максимально возможному току в цепи этого источника $I_{K \max}$:

$$I_{K \max} = \frac{E_K}{R_K}. \quad (1.34)$$

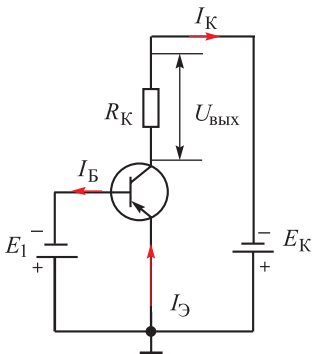


Рис. 1.44. Схема усилительного каскада на транзисторе с ОЭ:

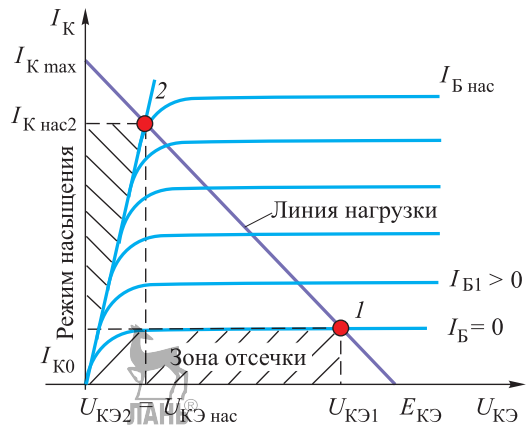
$I_Э$ — ток эмиттера; I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; E_1 и E_K — источники напряжений во входной и выходной цепях соответственно; $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение на нагрузке; R_K — сопротивление коллектора

Соединим концы этих отрезков прямой линией, которая называется линией нагрузки и описывается уравнением

$$I_K = \frac{E_K - U_{КЭ}}{R_K}, \quad (1.35)$$

Рис. 1.45. Режимы работы биполярного транзистора:

I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; $I_{\text{Бнас}}$ — ток базы насыщения; $U_{KЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора; $E_{KЭ}$ — напряжение источника питания в выходной цепи; $I_{K\text{max}}$ — максимальный ток источника коллекторного питания; $I_{K\text{нас2}}$ — максимальное значение тока коллектора; I_{K0} — обратный ток коллекторного перехода; I_{B1} — базовый ток в активном режиме; $U_{KЭ\text{нас}}$ — падение напряжения на открытом транзисторе; $U_{KЭ1}$, $U_{KЭ2}$ — напряжения между коллектором и эмиттером открытого транзистора; 1 — точка, определяемая пересечением линии нагрузки с выходной характеристикой при $I_B = 0$; 2 — точка, определяемая пересечением линии нагрузки с начальным круто возрастающим участком выходных характеристик



где $U_{KЭ}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора; R_K — сопротивление нагрузки в коллекторной цепи.

Из (1.35) следует

$$R_K = \frac{E_K}{I_{K\text{max}}} = \text{tg } \alpha. \quad (1.36)$$

Наклон линии нагрузки определяется сопротивлением R_K . На рис. 1.45 видно, что в зависимости от тока базы I_B , протекающего во входной цепи транзистора, рабочая точка транзистора, которая определяет его коллекторный ток и напряжение $U_{KЭ}$, будет перемещаться вдоль линии нагрузки от самого нижнего положения точки 1, определяемой пересечением линии нагрузки с выходной характеристикой при $I_B = 0$, до точки 2, определяемой пересечением линии нагрузки с начальным круто возрастающим участком выходных характеристик.

Область, расположенная между осью абсцисс и начальной выходной характеристикой, соответствующей $I_B = 0$, называется областью отсечки и характеризуется тем, что оба перехода транзистора — эмиттерный и коллекторный — смещены в обратном направлении. Ток коллектора при этом представляет собой обратный ток коллекторного перехода I_{K0} , который очень мал, и поэтому почти все напряжение источника питания E_K падает между эмиттером и коллектором закрытого транзистора:

$$U_{KЭ1} \approx E_K.$$

Падение напряжения на нагрузке U_{R_K} очень мало:

$$U_{R_K} = I_{K0} R_K. \quad (1.37)$$

В этом случае транзистор работает в *режиме отсечки*. Поскольку в этом режиме ток, протекающий по нагрузке, исчезающе мал, а почти все напряжение источника питания приложено к закрытому транзистору, то в этом режиме транзистор можно представить в виде разомкнутого ключа.

Если теперь увеличивать ток базы I_B , то рабочая точка будет перемещаться вдоль линии нагрузки, пока не достигнет точки 2 (см. рис. 1.45). Базовый ток, соответствующий характеристике, проходящей через точку 2, называется *током базы насыщения* $I_{B\text{нас}}$. При этом транзистор входит в *режим насыщения* и дальнейшее увеличение базового тока не приведет к увеличению коллекторного тока I_K . Область между осью ординат и круто изменяющимся участком выходных характеристик называется *областью насыщения*. В этом случае оба перехода транзистора смещены в прямом направлении, ток коллектора достигает максимального значения и почти равен максимальному току источника коллекторного питания:

$$I_{K\text{max}} \approx I_{K\text{нас2}}, \quad (1.38)$$

а напряжение между коллектором и эмиттером открытого транзистора $U_{КЭ0}$ оказывается очень маленьким. Поэтому в режиме насыщения транзистор можно представить в виде замкнутого ключа.

Промежуточное положение рабочей точки между областью отсечки и областью насыщения определяет работу транзистора в *режиме усиления*, а область, где она находится, называется *активной областью*. При работе в этой области эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном.

1.4.7. Предельные режимы работы биполярного транзистора

В паспортных данных каждого транзистора указывается его предельно допустимая мощность рассеяния

$$P_{\text{доп}} = U_{КЭ} I_{K\text{доп}}, \quad (1.39)$$

превышение которой недопустимо, так как ведет к тепловому разрушению полупроводниковой структуры.

Будем задавать дискретные значения напряжения $U_{КЭ}$: $U_{КЭ1}$, $U_{КЭ2}$ и т. д. Для каждого из этих значений напряжения вычислим предельно допустимые

значения тока коллектора $I_{K\text{доп}}$: $I_{K\text{доп1}} = \frac{P_{\text{доп}}}{U_{КЭ1}}$; $I_{K\text{доп2}} = \frac{P_{\text{доп}}}{U_{КЭ2}}$ и т. д.

Отложим эти значения напряжений и токов в осях координат (рис. 1.46) и построим по полученным точкам 1–4 кривую, называемую гиперболой допустимых мощностей $P_{K\text{доп}}$.

Эта кривая делит всю площадь первого квадранта семейства выходных характеристик на рабочую и нерабочую области. При совмещении этой кри-

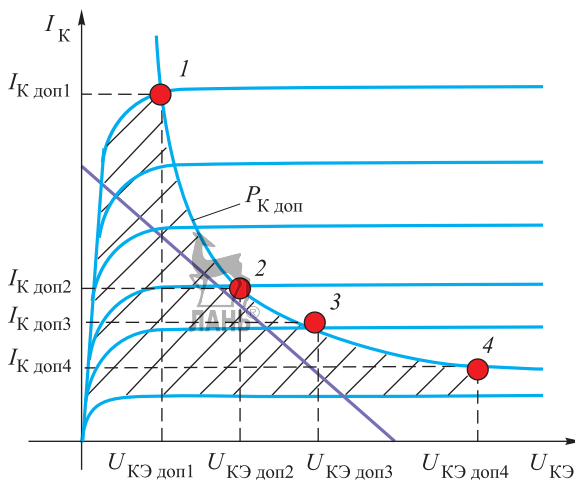


Рис. 1.46. Гипербола допустимых мощностей $P_{K \text{ доп}}$:

I_K — ток коллектора; $U_{KЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора; $I_{K \text{ доп}1} - I_{K \text{ доп}4}$ — вычисленные предельно допустимые значения тока коллектора; $U_{KЭ \text{ доп}1} - U_{KЭ \text{ доп}4}$ — задаваемые дискретные значения напряжения; 1–4 — точки, образующие кривую допустимых мощностей

вой с выходными характеристиками транзистора линия нагрузки не должна выходить за пределы рабочей области, чтобы не вывести транзистор из строя.

На рис. 1.46 заштрихована рабочая область семейства выходных характеристик транзистора для схемы с ОЭ.

1.4.8. Расчет усилительного режима работы биполярного транзистора

В подавляющем большинстве случаев транзистор усиливает сигналы переменного тока, т. е. на вход транзистора чаще всего подается знакопеременный сигнал. Но поскольку эмиттерный $p-n$ -переход обладает вентильными свойствами, то через него пройдет только положительная полуволна входного сигнала, а отрицательная полуволна будет им срезана и, следовательно, усиливаться не будет. Для усиления сигнала во входную цепь транзистора вводят смещение усиливаемого сигнала (рис. 1.47).

Знакопеременный входной сигнал $U_{вх}$ накладывается на постоянное напряжение смещения $E_{см}$ таким образом, что результирующее напряжение $U_{БЭ}$ остается однополярным и, следовательно, может быть усилено транзистором. Поэтому принципиальная схема усилительного каскада в этом случае выглядит так, как показано на рис. 1.48, а.

Источник напряжения смещения создает во входной цепи транзистора постоянный ток смещения $I_{см}$. Для того чтобы исключить влияние источника

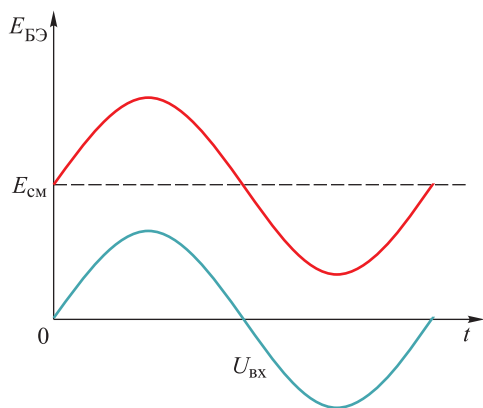


Рис. 1.47. Смещение усищаемого сигнала:

$E_{БЭ}$ — напряжение источника питания во входной цепи; $E_{см}$ — напряжение смещения во входной цепи транзистора; $U_{вх}$ — входное напряжение

$E_{см}$ на источник входного сигнала, в цепь вводится разделительный конденсатор $C1$, который пропускает переменный входной сигнал, но создает развязку по постоянной составляющей. Для такой же цели служит выходной разделительный конденсатор $C2$, который пропускает переменную составляющую выходного напряжения и не пропускает его постоянную составляющую. Смещение может вводиться как с помощью отдельного источника $E_{см}$ (см. рис. 1.48, а), так и с использованием для этой цели источника коллекторного питания E_K , что можно сделать с помощью делителя напряжения $R1-R2$ (рис. 1.48, б). Ток $I_{дел}$, протекающий по делителю напряжения $R1-R2$ под действием

источника питания E_K , создает на резисторе $R2$ падение напряжения

$$U_{R2} = I_{дел} R2, \quad (1.40)$$

которое должно быть равно требуемому напряжению смещения $E_{см}$.

При расчете делителя ток $I_{дел}$ выбирают в несколько раз больше тока смещения:

$$I_{дел} = (3...5) I_{см}. \quad (1.41)$$

Избыточное напряжение источника питания падает на резисторе $R1$:

$$I_0 R1 = E_K - U_{R2}. \quad (1.42)$$

Такой способ введения смещения называется *смещением фиксированным напряжением*. Другой способ введения смещения заключается в использовании балластного резистора $R1$ в базовой цепи транзистора (рис. 1.48, в). В этом случае ток, протекающий по цепи $+E_K \rightarrow$ эмиттер \rightarrow база транзистора $\rightarrow R1 \rightarrow -E_K$ должен быть равен току смещения:

$$I_{см} = \frac{E_K - U_{БЭ}}{R1}. \quad (1.43)$$

Отсюда

$$R1 = \frac{E_K - U_{БЭ}}{I_{см}}. \quad (1.44)$$

Такой способ называется *смещением фиксированным током*.

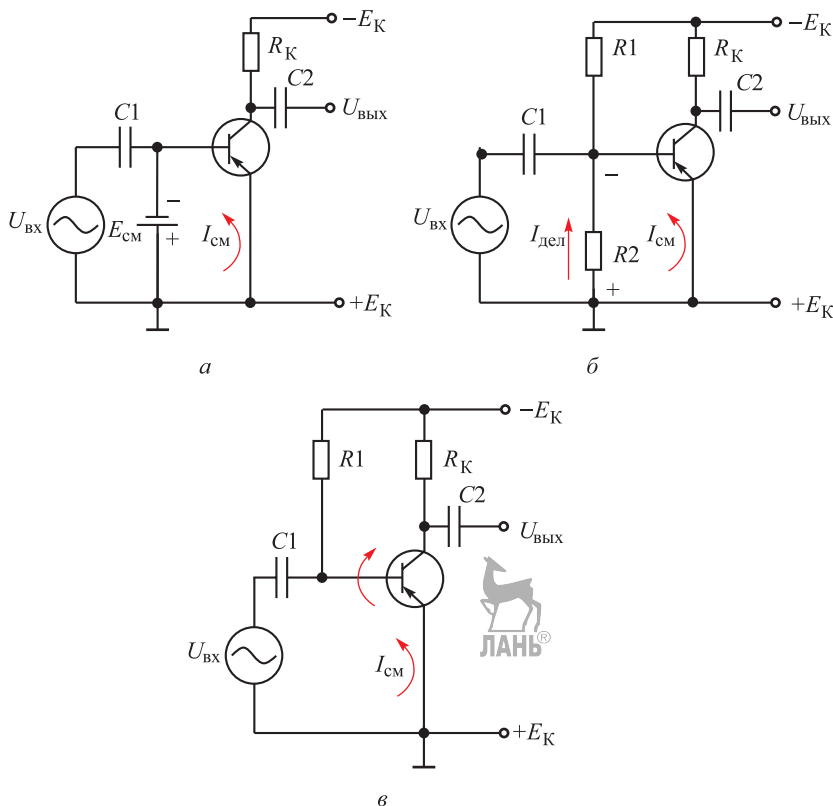


Рис. 1.48. Способы создания смещения входного сигнала:

а — введением источника $E_{см}$; б — фиксированным напряжением; в — фиксированным током; $C1, C2$ — разделительные конденсаторы во входной и выходной цепях транзистора; $U_{ВХ}$ — входное напряжение; $U_{ВЫХ}$ — выходное напряжение; $E_{см}$ — напряжение смещения во входной цепи транзистора; E_K — источник питания; R_K — сопротивление делителя напряжения для создания смещения; $R1, R2$ — сопротивления делителя напряжения для создания смещения; $I_{см}$ — ток смещения во входной цепи транзистора; $I_{дел}$ — ток, протекающий через делитель напряжения

1.4.9. Динамические характеристики транзистора

Характеристики транзистора, когда в его выходную цепь включают различные виды нагрузок, называют динамическими, режимы, возникающие при этом, — также динамическими.

Рассмотрим работу усилительного каскада транзистора с ОЭ, включенного по схеме с ОЭ (рис. 1.49). Если входной сигнал отсутствует ($U_{ВХ} = 0$), линия нагрузки может быть построена описанным в 1.4.6 методом по двум точкам:

E_K на оси абсцисс и $I_{K \max} = \frac{E_K}{R_K}$ на оси ординат (рис. 1.50, а).

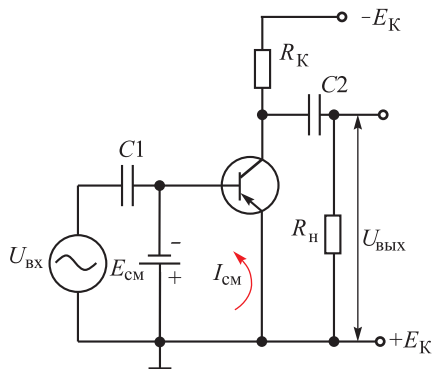


Рис. 1.49. Схема усилительного каскада транзистора с ОЭ:

$C1, C2$ — разделительные конденсаторы во входной и выходной цепях транзистора; $U_{ВХ}$ — входное усиливаемое напряжение; $E_{СМ}$, $I_{СМ}$ — напряжение и ток смещения во входной цепи транзистора; $R_К$ — сопротивление коллектора; $R_Н$ — сопротивление нагрузки; $U_{ВЫХ}$ — выходное напряжение на нагрузке; $E_К$ — напряжение источника питания

Для минимизации искажений усиленного сигнала смещение надо выбрать так, чтобы начальная рабочая точка (при отсутствии входного сигнала) располагалась в середине линейного участка входной характеристики (точка A на рис. 1.50, б). Тогда при изменении входного сигнала напряжение $U_{БЭ}$ будет изменяться на $U_{БЭ\max}$ от начального значения $U_{БЭ0}$, вызывая изменение базового тока на $I_{Б\max}$ от начального значения $I_{Б0}$ (см. рис. 1.50, б). Ток коллектора при этом будет изменяться относительно начального коллекторного тока $I_{К0}$ (см. рис. 1.50, б), соответствующего базовому току смещения $I_{СМ}$, в сторону увеличения и в сторону уменьшения на величину амплитуды переменной составляющей $I_{К\max}$. Выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ при этом будет тоже изменяться от начального значения $U_{КЭ0}$ в большую и в меньшую сторону на величину амплитуды своей переменной составляющей $U_{КЭ\max}$.

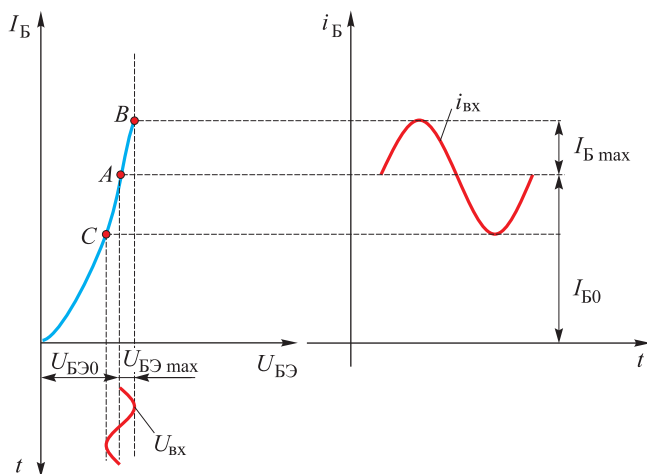
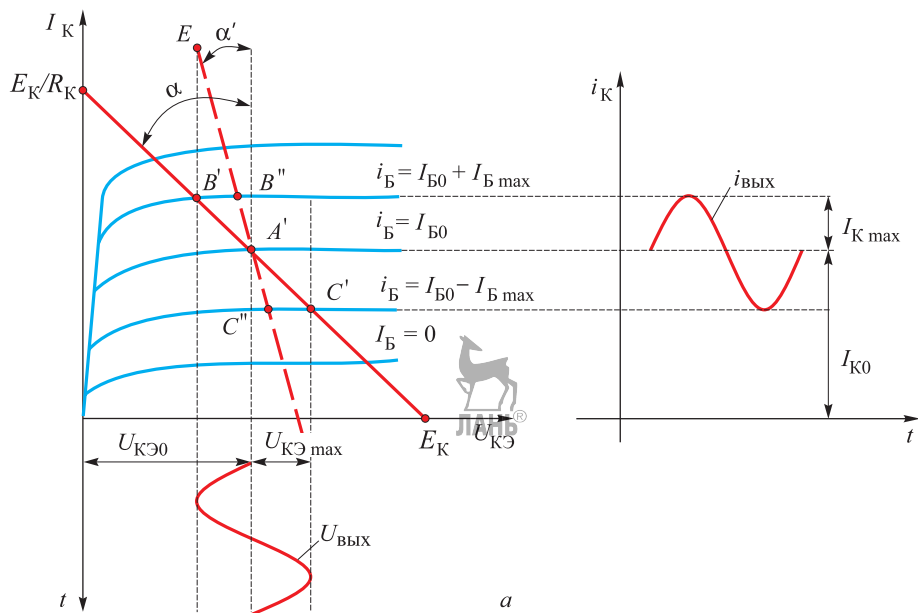
Отметим, что в рассматриваемой схеме увеличению входного сигнала соответствует увеличение тока базы, а также и тока коллектора, а выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ при этом уменьшается. Из этого следует, что в этой схеме входное и выходное напряжения изменяются в противофазе. Переменная составляющая выходного напряжения проходит через разделительный конденсатор $C2$ и выделяется на нагрузке $R_Н$. В качестве нагрузки может служить и входное сопротивление следующего каскада усиления, а характер нагрузки в общем случае может быть различным. По переменному току нагрузка усилительного каскада $R'_Н$ состоит из параллельно включенных сопротивлений $R_К$ и $R_Н$ (см. рис. 1.49):

$$R'_Н = \frac{R_К R_Н}{R_К + R_Н}, \quad (1.45)$$

а по постоянному току — только $R_К$. Поэтому и линия нагрузки по постоянной и переменной составляющим будет проходить по-разному. Так, если сопротивление нагрузки $R'_Н$ по переменному току меньше $R_К$ — сопротивления по постоянному току, то линия нагрузки будет проходить через ту же рабочую точку A , но под другим углом — углом α' (рис. 1.50):

$$\alpha' = \arctg(R'_Н), \quad (1.46)$$

следовательно, линия нагрузки пойдет круче.



б

Рис. 1.50. Динамические характеристики транзистора:

a — выходные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОЭ; *б* — входная характеристика транзистора, включенного по схеме с ОЭ; I_K , $I_{K \max}$, I_{K0} — значения тока коллектора; I_B , $I_{B \max}$, I_{B0} — значения тока базы; $U_{\text{ВЫХ}}$ — выходное напряжение на нагрузке; $U_{\text{ВХ}}$ — входное напряжение; $U_{БЭ}$, $U_{БЭ \max}$, $U_{БЭ0}$ — значения напряжения база—эмиттер; $U_{КЭ}$, $U_{КЭ \max}$, $U_{КЭ0}$ — значения напряжения на коллекторном переходе; E_K — напряжение источника питания; R_K — сопротивление в цепи коллектора; α , α' — углы наклона линии нагрузки для постоянного и переменного тока; A , B , C — точки на входной характеристике транзистора; A' , B' , C' — точки на линии нагрузки по постоянному току; B'' , C'' — точки на линии нагрузки по переменному току; i_B , i_K — мгновенные токи базы и коллектора соответственно; $i_{\text{ВЫХ}}$, $i_{\text{ВХ}}$ — мгновенные значения тока

1.5. Полевые транзисторы

Полевой транзистор — это полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей заряда, протекающим через проводящий канал и управляемым электрическим полем. Полевые транзисторы иначе называют *униполярными*, поскольку в создании электрического тока в отличие от биполярных транзисторов участвуют только основные носители заряда. В англоязычной литературе эти транзисторы называют транзисторами типа FET (Field Effect Transistor).

Полевые транзисторы подразделяют на два вида:

- 1) с управляющим $p-n$ -переходом;
- 2) с изолированным затвором.

Конструктивно полевые транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах, их конструкции практически не отличаются от конструкций биполярных транзисторов.

1.5.1. Полевой транзистор с управляющим $p-n$ -переходом

Полевой транзистор с управляющим $p-n$ -переходом — это полевой транзистор, в котором управление потоком основных носителей происходит с помощью выпрямляющего электрического перехода, смещенного в обратном направлении.

Рассмотрим принцип действия полевого транзистора, упрощенная структура которого приведена на рис. 1.51.

Он представляет собой монокристалл полупроводника n -типа; по его

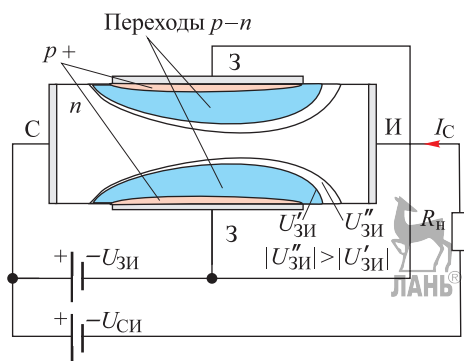


Рис. 1.51. Упрощенная структура полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом:

С — сток; И — исток; 3 — затвор; R_n — сопротивление нагрузки; $U_{зи}$ — напряжение затвор—исток; $U_{си}$ — напряжение сток—исток; I_c — ток стока; $U_{зи}'$, $U_{зи}''$ — значения напряжения $U_{зи}$, где $|U_{зи}''| > |U_{зи}'|$

торцам методом напыления сформированы электроды, а посередине, с двух сторон, созданы две области противоположного типа проводимости и тоже с электрическими выводами от этих областей.

На границе раздела областей различного типа проводимости возникнет $p-n$ -переход. Электрические выводы от торцевых поверхностей полупроводника называют *истоком* (И) и *стоком* (С), а вывод от боковой поверхности противоположного типа проводимости — *затвором* (3).

Подключим внешние источники $U_{зи}$ и $U_{си}$ так, чтобы источник $U_{зи}$ входного сигнала смещал $p-n$ -переход в обратном направлении, а в цепь источника $U_{си}$ введем сопротивление

нагрузки R_n . Под действием напряжения этого источника между торцевыми поверхностями полупроводника потечет ток основных носителей заряда и возникнет токопроводящий канал.

Площадь поперечного сечения этого канала, а следовательно, и его сопротивление зависят от ширины p — n -перехода.

Изменяя напряжение источника $U_{зи}$, меняем обратное напряжение на p — n -переходе, а значит, и его ширину. При возрастании этого напряжения ширина p — n -перехода увеличивается, а поперечное сечение канала между истоком и стоком уменьшается. Можно подобрать такое напряжение на затворе, при котором p — n -переход полностью перекроет канал и ток в цепи нагрузки прекратится. Это напряжение называют *напряжением отсечки*. Таким образом, в цепи мощного источника $U_{си}$ протекает ток стока I_C , который зависит от управляющего сигнала — напряжения источника $U_{зи}$ и повторяет все изменения этого сигнала. Падение напряжения на сопротивлении нагрузки при протекании тока стока I_C является выходным сигналом, мощность которого значительно больше мощности, затраченной во входной цепи.

Принципиальное отличие полевого транзистора от биполярного заключается в том, что источник входного сигнала подключен к p — n -переходу в обратном, запирающем направлении, и, следовательно, входное сопротивление здесь очень большое, а потребляемый от источника входного сигнала ток очень маленький. В биполярном транзисторе управление осуществляется входным током, а в полевом транзисторе — входным напряжением. Поскольку потенциал от истока к стоку возрастает, то соответственно увеличивается и обратное напряжение на p — n -переходе, а следовательно, и его ширина. Так же как и биполярные транзисторы, полевые транзисторы могут быть разных типов. В рассматриваемом случае это полевой транзистор с каналом n -типа. На принципиальных схемах полевые транзисторы с управляющим p — n -переходом обозначаются, как показано на рис. 1.52.

Если полевой транзистор усиливает сигнал переменного тока, то в цепь затвора необходимо вводить смещение достаточной величины, чтобы суммарное напряжение на p — n -переходе не изменяло свой знак на положительный, поскольку p — n -переход в таком полевом транзисторе должен быть всегда смещен в обратном направлении. Тогда электрическое поле p — n -перехода, поперечное по отношению к каналу, будет изменяться в точном соответствии с изменением входного сигнала, расширяя и сужая канал. В цепи стока появляется переменная составляющая тока, которая и будет представлять собой усиленный входной сигнал.

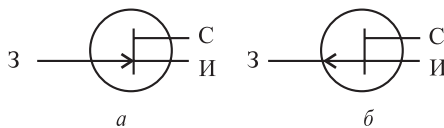


Рис. 1.52. Условные графические обозначения полевого транзистора с каналом n -типа (а) и p -типа (б):

С — сток; И — исток; З — затвор



1.5.2. Схемы включения полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом

Полевые транзисторы могут иметь три схемы включения: с общим истоком, с общим стоком и с общим затвором. Схема включения определяется тем, какой из трех электродов транзистора является общим для входной и выходной цепи. Наиболее распространенной схемой включения полевых транзисторов является схема с *общим истоком* (рис. 1.53, *а*).

Схема с *общим затвором* (рис. 1.53, *б*) аналогична схеме с ОБ у биполярных транзисторов. Она не дает усиления по току, а входное сопротивление в этой схеме маленькое, так как входным током является ток стока, вследствие чего данная схема на практике не используется.

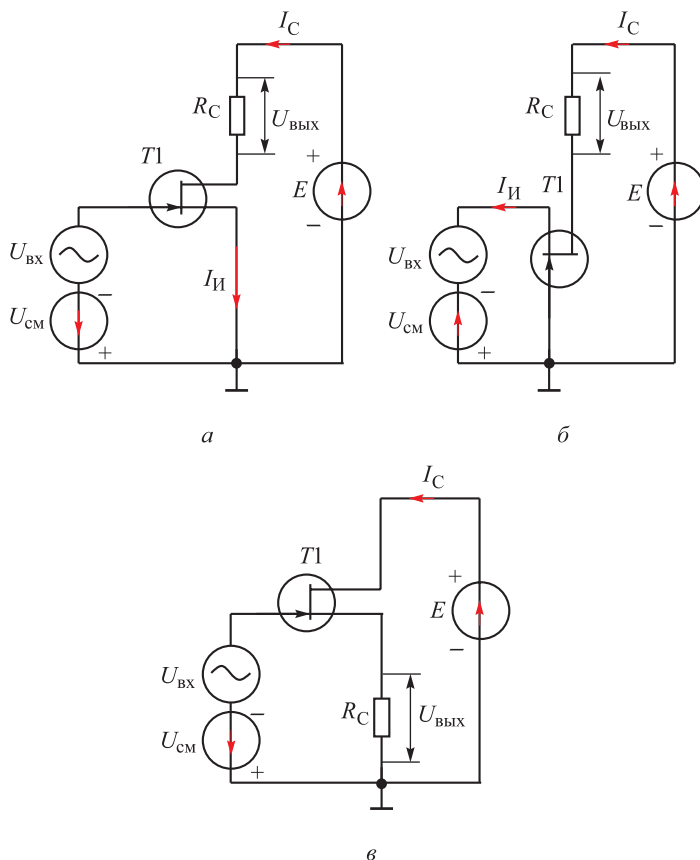


Рис. 1.53. Схемы включения полевого транзистора:

а — с общим истоком; *б* — с общим затвором; *в* — с общим стоком; R_C — сопротивление стока; $T1$ — полевой транзистор; E — напряжение источника питания; I_C — ток стока; I_{II} — ток истока; U_{CM} — источник напряжения смещения; $U_{ВЫХ}$ — выходное напряжение; U_{BX} — переменное напряжение входного сигнала

Схема с общим стоком (рис. 1.53, в) подобна схеме эмиттерного повторителя на биполярном транзисторе, и ее называют *истоковым повторителем*. Для данной схемы коэффициент усиления по напряжению близок к единице. Выходное напряжение по амплитуде и фазе повторяет входное. В этой схеме очень высокое входное сопротивление и малое выходное.

1.5.3. Статические характеристики полевых транзисторов

Статическими характеристиками полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом являются управляющие (стокзатворные) и выходные (стоковые) характеристики. Очень малый входной ток (практически его отсутствие) в полевом транзисторе исключает наличие входных характеристик и характеристик обратного действия.

Стокзатворные характеристики (рис. 1.54, а) показывают управляющее действие затвора и представляют собой зависимость тока стока от напряжения на затворе при постоянстве напряжения стока:

$$I_C = f(U_{ЗИ})|_{U_{СИ} = \text{const} > U_{СИ \text{ нас}}}. \quad (1.47)$$

Стоковые характеристики (рис. 1.54, б) представляют собой зависимость тока стока от напряжения стока при неизменном напряжении на затворе:

$$I_C = f(U_{СИ})|_{U_{ЗИ} = \text{const}}. \quad (1.48)$$

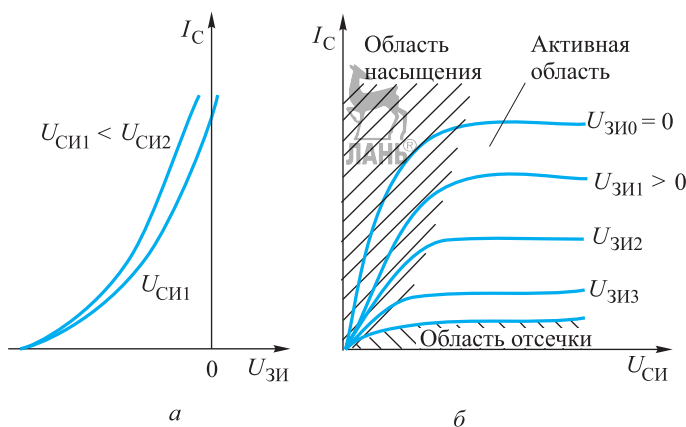


Рис. 1.54. Статические характеристики полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом с каналом n -типа:

а — при постоянном напряжении стока; б — при постоянном напряжении на затворе; $I_C = f(U_{ЗИ})$ — управляющая (стокзатворная); $I_C = f(U_{СИ})$ — выходная (стоковая); $U_{СИ}$, $U_{СИ1}$, $U_{СИ2}$ — значения напряжений стока—исток; $U_{ЗИ0}$, $U_{ЗИ1}$ – $U_{ЗИ3}$ — значения напряжений на затворе

С увеличением U_C ток сначала увеличивается довольно быстро, но затем его рост замедляется и наступает явление, напоминающее насыщение. Это объясняется тем, что с повышением U_C возрастает обратное напряжение на $p-n$ -переходе и, как следствие, увеличивается ширина запирающего слоя, а ширина канала соответственно уменьшается. Это приводит к увеличению его сопротивления и уменьшению тока стока I_C . В результате ток остается почти неизменным. Чем большее запирающее напряжение $U_{3и}$ подается на затвор, тем ниже идет выходная характеристика $I_C(U_{си})$. Повышение напряжения стока в результате может привести к электрическому пробоя $p-n$ -перехода, и ток стока начнет лавинообразно нарастать. Напряжение пробоя является одним из предельных параметров полевого транзистора.

При некотором напряжении на стоке $U_{си\text{ нас}}$, напряжении насыщения, происходит перекрытие канала из-за увеличения толщины $p-n$ -перехода затвора. Область работы при напряжениях, меньших $U_{си} < U_{си\text{ нас}}$, называют областью насыщения (или областью линейного сопротивления) полевого транзистора. При дальнейшем увеличении напряжения $U_{си}$ ток стока почти не растет, что соответствует области активной работы (режиму усиления) транзистора.

Напряжение между затвором и истоком полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом, при котором ток стока достигает заданного низкого значения (область отсечки), называют напряжением отсечки ($U_{3и\text{ отс}}$), а режим работы транзистора — режимом отсечки.

Полевой транзистор, как и биполярный, может работать в инверсном режиме. При этом роль истока играет сток, а роль стока — исток.

1.5.4. Основные параметры полевых транзисторов

Крутизна стокзатворной характеристики определяет управляющее действие затвора:

$$S = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{3и}} \right|_{U_{си} = \text{const}}, \quad (1.49)$$

где ΔI_C — приращение тока стока; $\Delta U_{3и}$ — приращение напряжения на затворе.

Внутреннее (выходное) сопротивление

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_C} \right|_{U_{3и} = \text{const}}, \quad (1.50)$$

где $\Delta U_{си}$ — приращение напряжения стока; ΔI_C — приращение тока стока.

Параметр R_i представляет собой сопротивление транзистора между стоком и истоком (сопротивление канала) для переменного тока. На пологих участках выходных характеристик значение R_i достигает сотен килоом и оказывается во много раз больше сопротивления транзистора по постоянному току R_0 .

Коэффициент усиления

$$\mu = - \left. \frac{\Delta U_{\text{си}}}{\Delta U_{\text{зи}}} \right|_{I_{\text{C}} = \text{const}}. \quad (1.51)$$

Коэффициент усиления показывает, во сколько раз сильнее действует на ток стока изменение напряжения затвора, чем изменение напряжения стока, т. е. выражается отношением таких изменений $\Delta U_{\text{си}}$ и $\Delta U_{\text{зи}}$, которые компенсируют друг друга, в результате чего ток остается постоянным. Для подобной компенсации величины $\Delta U_{\text{си}}$ и $\Delta U_{\text{зи}}$ должны иметь разные знаки, что определяет наличие знака «—» в правой части выражения (1.51).

Параметры μ , S , R_i связаны между собой следующей зависимостью:

$$\mu = SR_i. \quad (1.52)$$

Входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \left. \frac{\Delta U_{\text{зи}}}{\Delta I_{\text{з}}} \right|_{U_{\text{си}} = \text{const}}, \quad (1.53)$$

где $\Delta U_{\text{зи}}$ — приращение напряжения на затворе; ΔI_{C} — приращение тока стока.

Поскольку током затвора является обратный ток p — n -перехода, который очень мал, то входное сопротивление оказывается очень большим, что является основным преимуществом полевого транзистора.

Входная емкость между затвором и истоком $C_{\text{зи}}$, которая является барьерной емкостью p — n -перехода, может составлять единицы — десятки пикофарад в зависимости от способа изготовления полевого транзистора.

В полевом транзисторе в отличие от биполярного отсутствуют инжекция неосновных носителей и их перемещение по каналу, что влияет на динамические свойства транзистора. Инерционность полевого транзистора определяется в основном процессами перезаряда барьерной емкости p — n -перехода. Свое влияние оказывают также паразитные емкости между выводами и паразитные индуктивности выводов.

В справочных данных часто указывают значения следующих дифференциальных емкостей:

- входная емкость $C_{\text{зи}}$ (емкость между затвором и истоком при коротком замыкании по переменному току выходной цепи);
- проходная емкость $C_{\text{зс}}$ (емкость между затвором и стоком при разомкнутой по переменному току входной цепи);
- выходная емкость $C_{\text{ис}}$ (емкость между истоком и стоком при коротком замыкании по переменному току входной цепи).

Типовые значения параметров кремниевых полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом:

$$S = 0,3...3 \text{ мА/В}; R_{\text{вх}} = 10^{10} \text{ Ом}; R_i = 0,1...1 \text{ МОм}; C_{\text{зи}} = 0,2...10 \text{ пФ}.$$

Еще одним важным достоинством полевого транзистора является гораздо меньшая температурная зависимость по сравнению с биполярными транзисторами. Это связано с тем, что в полевом транзисторе ток стока I_C вызван перемещением основных носителей, концентрация которых в основном определяется количеством примеси и поэтому мало зависит от температуры. Полевой транзистор обладает более высокой стойкостью к действию ионизирующего излучения.

Недостатком полевых транзисторов является небольшая крутизна S , что несколько ограничивает область их применения.

Прямые (нормальные) характеристики могут отличаться от инверсных, так как области стока и истока различаются конструктивно и технологически.

1.5.5. Математические модели полевого транзистора

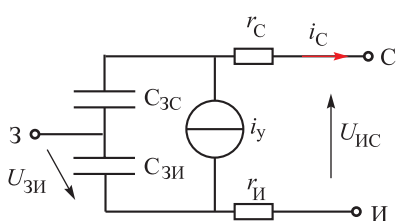
Рассмотрим две математические модели полевого транзистора: универсальную и упрощенную по переменному току.

Универсальная модель используется в большинстве схемотехнических программ моделирования, например в пакете программы MicroCap.

Эквивалентная схема полевого транзистора показана на рис. 1.55.

Приведем выражения, описывающие управляемый источник и полученные на основе анализа физических процессов.

Для области отсечки



$$i_y = 0 \quad (1.54)$$

при $u_{\text{зи}} \geq U_{\text{зи отс}}$.

Для линейной области

$$i_y = \beta \left[(U_{\text{зи отс}} - u_{\text{зи}}) u_{\text{ис}} - \frac{1}{2} u_{\text{ис}}^2 \right] \quad (1.55)$$

при $0 < U_{\text{ис}} < U_{\text{зи отс}} - U_{\text{зи}}$, где β — удельная крутизна.

Для области насыщения

$$i_y = \frac{1}{2} \beta (U_{\text{зи отс}} - u_{\text{зи}})^2 \quad (1.56)$$

при $U_{\text{зи отс}} - u_{\text{зи}} \leq u_{\text{ис}}$.

Рис. 1.55. Эквивалентная схема универсальной модели полевого транзистора:

И — исток; С — сток; З — затвор; i_y — ток, управляемый напряжением источника тока; i_c — переменный ток стока; $U_{\text{зи}}$ — напряжение между затвором и истоком; $U_{\text{ис}}$ — напряжение между истоком и стоком; r_c , r_i — объемные сопротивления стока и истока; $C_{\text{зс}}$, $C_{\text{зи}}$ — межэлектродные емкости

Продифференцируем выражение (1.56) по $U_{\text{ЗИ}}$ и получим

$$\frac{di_{\text{И}}}{du_{\text{ЗИ}}} = S = \beta (U_{\text{ЗИотс}} - u_{\text{ЗИ}}).$$

Отсюда следует, что при $U_{\text{ЗИотс}} - U_{\text{ЗИ}} = 1$ В имеем $\beta = S$ (где β может быть выражено в А/В² или мА/В², что и объясняет название «удельная крутизна»).

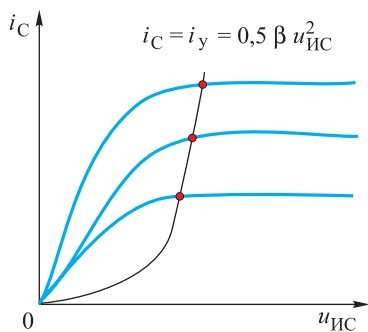


Рис. 1.56. Зависимость выходного тока насыщения от входного напряжения $i_y = f(u_{\text{СИ}})$, наложенная на выходные статические характеристики:

$i_{\text{С}}$ — ток стока; i_y — ток стока насыщения;
 $u_{\text{ИС}}$ — напряжение между истоком и стоком

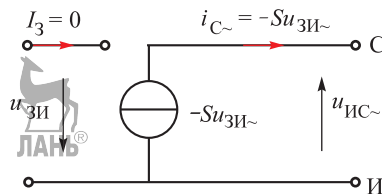


Рис. 1.57. Эквивалентная схема полевого транзистора по переменному току:

S — крутизна стокзатворной характеристики;
И — исток; С — сток; 3 — затвор; I_3 — ток затвора; $i_{\text{С~}}$ — ток стока; $u_{\text{ЗИ~}}$ — переменная составляющая напряжения между затвором и истоком; $u_{\text{ИС~}}$ — переменная составляющая напряжения между истоком и стоком

Согласно выражениям (1.54)–(1.56) точки выходных характеристик, соответствующие началу режима насыщения, должны лежать на параболе (рис. 1.56), которая описывается следующим образом:

$$i_{\text{С}} = i_y = \frac{1}{2} \beta u_{\text{ИС}}^2.$$

На границе режима насыщения выполняется условие

$$U_{\text{ЗИотс}} - U_{\text{ЗИ}} = U_{\text{ИС}}.$$

Рассмотрим *упрощенную* модель полевого транзистора по переменному току. Для простых и приближенных расчетов при работе с переменными сигналами полевой транзистор можно представить в виде эквивалентной схемы и использовать ее, если известно, что транзистор работает в режиме насыщения (которому соответствует область насыщения), и если амплитуда и частота сигнала достаточно малы (рис. 1.57). Знак «~» указывает, что используются переменные составляющие сигналов.

Знак «—» в выражении $-Su_{\text{ЗИ~}}$ отражает тот факт, что при увеличении напряжения между затвором и истоком ток стока уменьшается.

1.5.6. Полевые транзисторы с изолированным затвором

Дальнейшим развитием полевых транзисторов являются транзисторы с *изолированным затвором*. У них металлический затвор отделен от полупроводникового канала тонким слоем диэлектрика. В результате этого входное сопротивление таких транзисторов велико (для современных транзисторов достигает 10^{17} Ом).

Полевые транзисторы с изолированным затвором бывают двух типов:

- 1) со встроенным (собственным) каналом;
- 2) с индуцированным (инверсионным) каналом.

Структура в обоих типах полевых транзисторов с изолированным затвором одинакова: металл — оксид (диэлектрик) — полупроводник. Такие транзисторы еще называют МОП-транзисторами (металл — оксид — полупроводник) или МДП-транзисторами (металл — диэлектрик — полупроводник).

В последнее время МДП-транзисторы все чаще обозначают термином MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), заимствованным из зарубежной литературы.

1.5.7. Полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом

Структура полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом *n*-типа показана на рис. 1.58. На рис. 1.59 приведены условные графические обозначения полевых транзисторов со встроенным каналом. Он

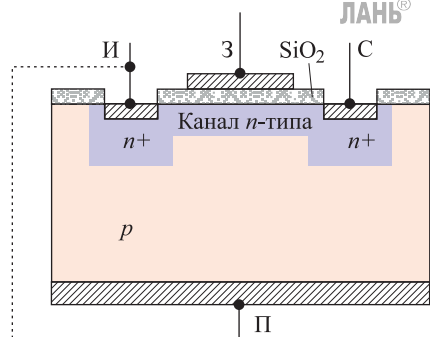


Рис. 1.58. Структура МДП-транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом *n*-типа:

И — исток; С — сток; 3 — затвор; П — подложка; n^+ — сильнолегированная область с электронной проводимостью; p — область с дырочной проводимостью; SiO_2 — диоксид кремния (материал подложки)

представляет собой монокристалл полупроводника, обычно кремния, где создана проводимость какого-либо типа, в рассматриваемом случае *p*-типа. В нем созданы две сильнолегированные области с проводимостью типа n^+ , которые соединены между собой тонким приповерхностным слоем проводимости *n*. От этих областей сформированы электрические выводы, которые называют истоком и стоком. На поверхности канала имеется слой диэлектрика (обычно диоксида кремния SiO_2) толщиной порядка 0,1 мкм, а на него методом напыления наносится тонкая металлическая пленка, от которой также выполняется электрический вывод — затвор. Иногда от основания (называемого *подложкой*) также делается вывод, который накоротко соединяют с истоком.

Если при отсутствии напряжения на затворе приложить между истоком и стоком напряжение $U_{СИ}$ любой полярности, то через канал потечет ток, представляющий собой поток электронов. Через подложку ток не потечет, так как один из $p-n$ -переходов будет находиться под действием обратного напряжения.

При подаче на затвор отрицательно-го напряжения относительно истока, а следовательно, и кристалла в канале возникает поперечное электрическое поле, которое будет выталкивать электроны из области канала в основание транзистора (область p). Канал обедняется основными носителями — электро-нами, его сопротивление увеличивается, и ток стока уменьшается. Чем боль-ше отрицательное напряжение на затворе, тем меньше этот ток. Такой режим называется *режимом обеднения*.

При подаче на затвор положительного напряжения относительно истока направление поперечного электрического поля изменится на противопо-ложное и будет, наоборот, притягивать электроны из областей истока и сто-ка, а также из кристалла полупроводника. Проводимость канала увеличива-ется, и ток стока возрастает. Такой режим называется *режимом обогащения*.

Рассмотренный МДП-транзистор с изолированным затвором и встроен-ным каналом n -типа может работать как в режиме обеднения, так и режиме обогащения токопроводящего канала, что иллюстрируют его статические характеристики (рис. 1.60).

Выходные характеристики МДП-транзистора подобны выходным харак-теристикам полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом. Это объ-

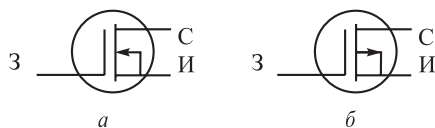


Рис. 1.59. Условные графические обозначения МДП-транзистора со встроенным каналом n -типа (а) и p -типа (б):

И — исток; С — сток; З — затвор

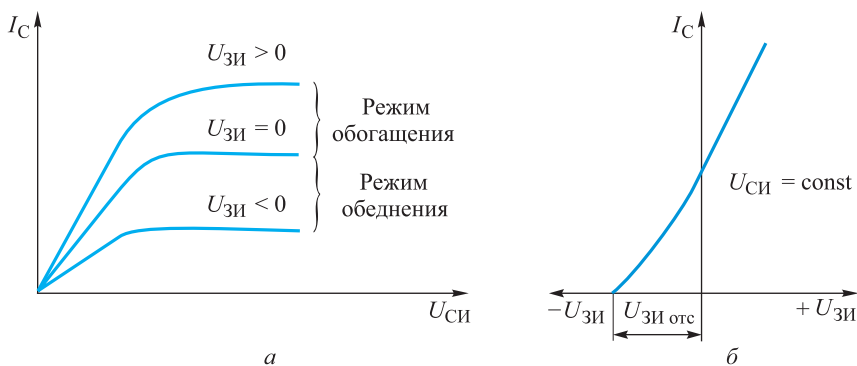


Рис. 1.60. Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом n -типа:

а — $I_C = f(U_{СИ})$ — выходная; б — $I_C = f(U_{ЗИ})$ — управляющая; $U_{ЗИ\text{отс}}$ — напряжение отсечки между затвором и истоком

ясняется тем, что при увеличении напряжения $U_{\text{си}}$ от нуля сначала действует закон Ома и ток растет практически прямо пропорционально напряжению, а затем при некотором напряжении $U_{\text{си}}$ канал начинает сужаться в большей мере возле стока, так как на p — n -переходе между каналом и кристаллом увеличивается обратное напряжение, область этого перехода, обедненная носителями, расширяется и сопротивление канала растет. В результате ток стока остается практически постоянным до такого напряжения $U_{\text{си}}$, при котором наступает электрический пробой.

Если кристалл полупроводника полевого транзистора имеет проводимость n -типа, токопроводящий канал должен быть p -типа. При этом полярность напряжений необходимо изменить на противоположную.

1.5.8. Транзистор с индуцированным каналом

Структура МДП-транзистора с индуцированным (инверсионным) каналом приведена на рис. 1.61. Условные графические обозначения полевых транзисторов с изолированным затвором показаны на рис. 1.62.

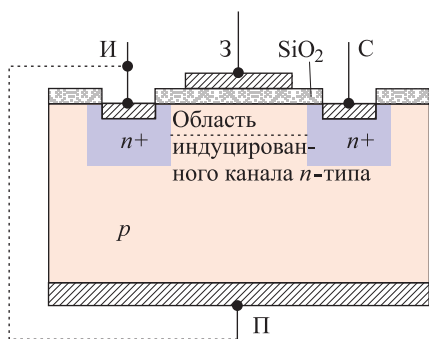


Рис. 1.61. Структура МДП-транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом n -типа:

И — исток; С — сток; 3 — затвор; П — подложка; $n+$ — сильнолегированная область с электронной проводимостью; p — область с дырочной проводимостью; SiO_2 — диоксид кремния (материал подложки)

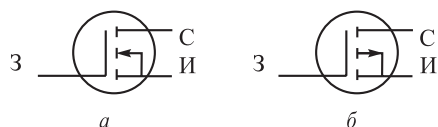


Рис. 1.62. Условные графические обозначения МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа (а) и p -типа (б);

И — исток; С — сток; 3 — затвор

В этом транзисторе нет встроенного канала между областями истока и стока. При отсутствии напряжения на затворе ток между истоком и стоком не потечет ни при какой полярности напряжения, так как один из p — n -переходов будет обязательно заперт.

Если подать на затвор напряжение положительной полярности относительно истока, то под действием возникающего поперечного электрического поля электроны из областей истока и стока, а также из областей кристалла будут перемещаться в приповерхностную область по направлению к затвору. Когда напряжение на затворе превысит некоторое пороговое значение, то в приповерхностном слое концентрация электронов увеличится настолько, что превысит концентрацию дырок в этой области и здесь произойдет инверсия типа проводимости, т. е. образуется тонкий канал n -типа и в цепи стока появится ток. Чем выше положительное напряжение на затворе, тем больше проводимость канала и ток стока.

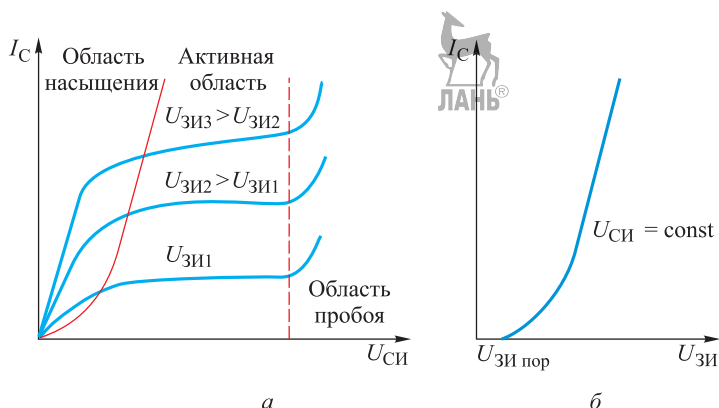


Рис. 1.63. Статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа:

$a - I_C = f(U_{СИ})$ — выходная; $b - I_C = f(U_{ЗИ})$ — управляющая; $U_{ЗИ1} - U_{ЗИ3}$ — значения напряжения между затвором и истоком; $U_{ЗИ пор}$ — пороговое напряжение между затвором и истоком

Такой транзистор может работать только в *режиме обогащения*. Его статические характеристики показаны на рис. 1.63.

Если кристалл полупроводника имеет проводимость n -типа, то области истока и стока должны быть p -типа. Такого же типа проводимости будет индуцироваться канал, если на затвор подавать отрицательное напряжение относительно истока.

1.5.9. Сравнение МДП-транзистора и биполярного транзистора

МДП- и биполярные транзисторы выполняют одинаковые функции: работают в схеме в качестве линейного усилителя или ключа. В табл. 1.2 приведено краткое обобщающее сравнение транзисторов этих двух типов.

Таблица 1.2

Свойства биполярных и МДП-транзисторов

Биполярные транзисторы	МДП-транзисторы
<i>Физические свойства</i>	
Управляемый физический процесс — инжекция неосновных носителей заряда; при изменении тока управления изменяется поток инжектированных носителей заряда, что приводит к изменению выходного тока	Управляемый физический процесс — эффект поля, вызывающий изменение концентрации носителей заряда в канале; при изменении управляющего напряжения изменяется проводимость канала, что приводит к изменению выходного тока

Биполярные транзисторы	МДП-транзисторы
Выходной ток обеспечивается носителями заряда обоих знаков (дырками и электронами)	Выходной ток обеспечивается основными носителями заряда одного знака (или дырками, или электронами)
Низкая теплостойкость: с увеличением тока растет температура структуры, что приводит к большему увеличению тока	Высокая теплостойкость: рост температуры структуры приводит к увеличению сопротивления канала, и ток уменьшается
<i>Особенности эксплуатации</i>	
Прибор управляется током, так как на входе имеется прямосмещенный $p-n$ -переход и входное сопротивление мало	Прибор управляется напряжением, входное сопротивление очень велико, так как входная цепь от выходной цепи изолирована диэлектриком
Относительно небольшой коэффициент усиления по току	Очень большой коэффициент усиления по току
Необходимость специальных мер по повышению помехоустойчивости	Высокая помехоустойчивость
Высокая вероятность самонагрева и вторичного пробоя: сужение области безопасной работы	Низкая вероятность теплового самонагрева и вторичного пробоя — расширение области безопасной работы
Высокая чувствительность к токовым перегрузкам	Низкая чувствительность к токовым перегрузкам

В настоящее время полевые транзисторы вытесняют биполярные в ряде областей применения. Это связано с тем, что, во-первых, управляющая цепь полевых транзисторов потребляет ничтожную энергию, поскольку входное сопротивление этих приборов очень велико. Как правило, усиление мощности и тока в МДП-транзисторах намного больше, чем в биполярных. Во-вторых, вследствие того, что управляющая цепь изолирована от выходной цепи, значительно повышаются надежность работы и помехоустойчивость схем на МДП-транзисторах. В-третьих, МДП-транзисторы имеют низкий уровень собственных шумов, что связано с отсутствием инжекции носителей заряда. В-четвертых, полевые транзисторы обладают более высоким быстродействием, так как в них нет инерционных процессов накопления и рассасывания носителей заряда. В результате мощные МДП-транзисторы все больше вытесняют биполярные транзисторы там, где требуются высокое быстродействие и повышенная надежность работы.

Однако МДП-транзисторы имеют и недостатки. Во-первых, вследствие высокого сопротивления канала в открытом состоянии у МДП-транзисторов происходит большее падение напряжения, чем на насыщенном биполярном транзисторе. Во-вторых, МДП-транзисторы имеют существенно меньшее значение предельной температуры структуры, равное 150 °С (для биполярных транзисторов 200 °С).

К числу основных недостатков мощных МДП-транзисторов также следует отнести вредное влияние на его работу ряда паразитных элементов, возникающих в структуре транзистора на стадии его изготовления. Все базовые ячейки мощного МДП-транзистора содержат внутренний *паразитный* биполярный $n-p-n$ -транзистор (рис. 1.64), образованный истоком $n+$ (эмиттер), p -областью инверсного канала (база) и эпитаксиальным n -слоем (коллектор). Паразитный транзистор фактически параллельно подключен к рабочему каналу МДП-транзистора.

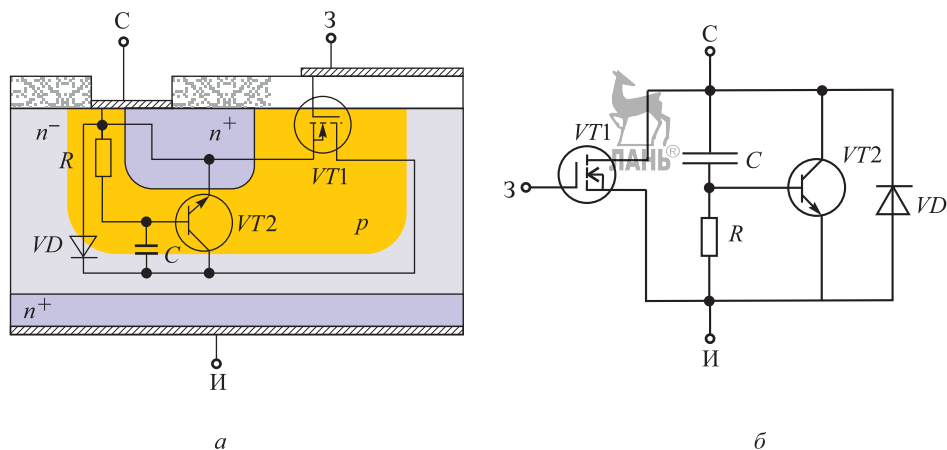


Рис. 1.64. Паразитные элементы структуры мощного МДП-транзистора (а) и эквивалентная схема базовой ячейки (б):

И — исток; С — сток; З — затвор; $VT1$ — транзистор рабочего канала; $VT2$ — паразитный транзистор; VD — паразитный диод; C — паразитная барьерная емкость диода; R — объемное сопротивление структуры полупроводника; n^- — слаболегированная область с электронной проводимостью; n^+ — сильнолегированная область с электронной проводимостью; p — область с дырочной проводимостью

Для сохранения положительных свойств МДП-транзистора и исключения начала работы биполярного транзистора часть p -области всегда подключают к металлизированному контакту истока (это эквивалентно закорачиванию эмиттерного перехода паразитного транзистора). Биполярный транзистор будет запертым и не окажет существенного влияния на работу полевого транзистора. Однако быстрый спад или, наоборот, рост напряжения сток — исток полевого транзистора, что является обычным в динамических режимах, может привести к несанкционированному открытию паразитного транзистора, а это, в свою очередь, может привести к выходу из строя всей силовой схемы.

Подключение p -области транзистора к истоку создает еще один дополнительный элемент — *обратно включенный диод*. Поэтому МДП-транзистор проектируют таким образом, чтобы данный диод соответствовал аналогичным показателям МДП-транзистора и имел малое время восстановления запирающих свойств.

1.5.10. Комбинированные транзисторы

Вред от паразитного биполярного транзистора в составе МДП-транзистора можно обратить в пользу, если к нему добавить еще один биполярный транзистор проводимости обратного типа по отношению к паразитному. Такое компромиссное решение, позволившее объединить положительные качества биполярного и МДП-транзистора, привело к созданию монолитной структуры, называемой IGBT (Imulated Gate Bipolar Transistor), т. е. к биполярному транзистору с изолированным затвором. В отличие от МДП-транзистора в основании подложки IGBT используется полупроводниковая пластина с дырочной проводимостью p^+ (рис. 1.65, а).

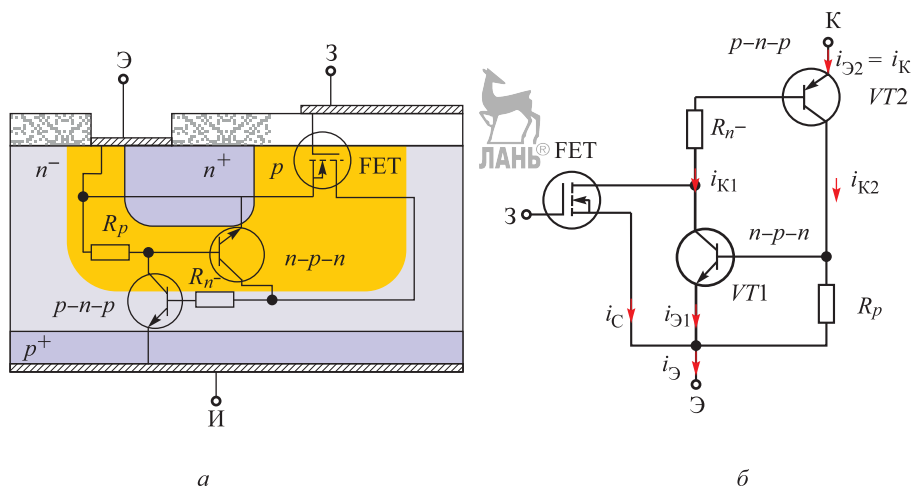


Рис. 1.65. Структура IGBT (а) и ее эквивалентная схема (б):

К — коллектор; 3 — затвор; Э — эмиттер; И — исток; n^- — слаболегированная область с электронной проводимостью; n^+ — сильнолегированная область с электронной проводимостью; p — область с дырочной проводимостью; p^+ — сильнолегированная область с дырочной проводимостью; FET — Field Effect Transistor; R_p , R_n — сопротивления области с дырочной проводимостью и слаболегированной области с электронной проводимостью соответственно; i_C — переменный ток стока; $i_Э$, $i_{Э1}$, $i_{Э2}$ — переменные значения тока эмиттера; i_K , i_{K1} , i_{K2} — переменные значения тока коллектора; $n-p-n$, $p-n-p$ — типы биполярных транзисторов VT1, VT2

В результате получается эквивалентная схема (рис. 1.65, б), содержащая МДП-транзистор, паразитный биполярный транзистор VT1 и подключенный к нему еще один биполярный транзистор VT2. Образовавшаяся структура из транзисторов VT1 и VT2 имеет положительную внутреннюю обратную связь, так как базовый ток транзистора VT1 является частью коллекторного тока транзистора VT2 и, наоборот, базовый ток транзистора VT2 является частью коллекторного тока транзистора VT1.

Коэффициенты передачи по току транзисторов VT1 и VT2 равны соответственно α_1 и α_2 .

Тогда токи коллектора и эмиттера находят по формулам

$$i_{K2} = i_{Э2}\alpha_2; \quad (1.54)$$

$$i_{K1} = i_{Э1}\alpha_1; \quad (1.55)$$

$$i_{Э} = i_{K1} + i_{K2} + i_C. \quad (1.56)$$

Ток стока полевого транзистора

$$i_C = i_{Э}(1 - \alpha_1 - \alpha_2). \quad (1.57)$$

Однако ток стока можно определить через крутизну S стокзатворной характеристики:

$$i_C = SU_{3Э}. \quad (1.58)$$

Ток силовой части всей схемы рассчитывают по формуле

$$i_K = i_{Э} = \frac{SU_{3Э}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} = S_{э\text{кв}}U_{3Э}, \quad (1.59)$$

где $S_{э\text{кв}} = \frac{S}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$ — эквивалентная крутизна всей схемы.

Очевидно, что при $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ эквивалентная крутизна $S_{э\text{кв}}$ значительно превосходит крутизну S МДП-транзистора, входящего в схему на рис. 1.65, б. Коэффициентами α_1 и α_2 можно управлять сопротивлениями резисторов $R1$ и $R2$, которые рассчитываются на этапе изготовления этой схемы.

Схему, приведенную на рис. 1.65, б, можно представить как единый полупроводниковый прибор, имеющий вывод коллектора, эмиттера и затвора. Этот прибор управляется электрическим полем, как МДП-транзистор, но имеет по сравнению с ним значительно бóльшую крутизну и меньшее сопротивление в открытом состоянии. Кроме того, в этом транзисторе отсутствует явление вторичного пробоя, характерное для классических биполярных транзисторов.

На рис. 1.66 изображены типовые выходные коллекторные характеристики IGBT.

Динамические свойства IGBT несколько хуже, чем у МДП-транзисторов, но значительно лучше, чем у биполярных транзисторов. Это связано с явлением накопления заряда неосновных носителей в базе биполярного транзистора и, как следствие, с временем рассасывания этих носителей.

Процесс запираания IGBT представлен на рис. 1.67. Заряд, накопленный в базе биполярного транзистора, вызывает характерный «токовый хвост» при выключении IGBT. Как только имеющийся в составе IGBT полевой транзи-

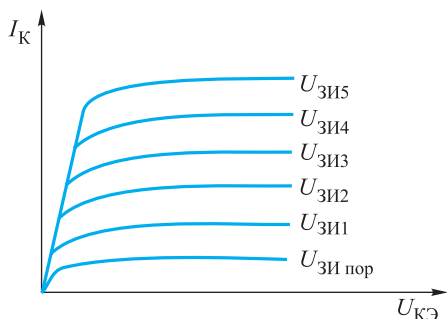


Рис. 1.66. Типовые выходные характеристики IGBT $I_K = f(U_{КЭ} | U_{ЗИ} = \text{const})$:

I_K — ток коллектора; $U_{КЭ}$ — напряжение между коллектором и эмиттером; $U_{ЗИ1} - U_{ЗИ5}$ — значения напряжений на затворе; $U_{ЗИ \text{ пор}}$ — пороговое напряжение на затворе

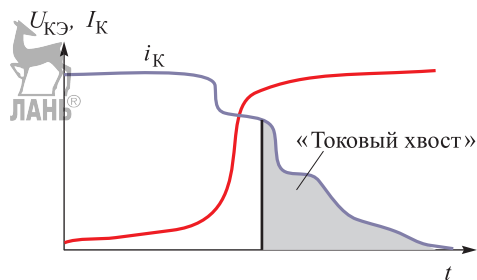


Рис. 1.67. Процесс запираания IGBT:

$U_{КЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора; I_K, i_K — значения тока коллектора; t — ось времени

стор прекращает проводить ток, в силовой цепи начинается рекомбинация неосновных носителей, которая является началом «токового хвоста». Этот «токовый хвост» ведет к увеличению тепловых потерь, его необходимо учитывать в мостовых схемах и вводить промежуток между интервалами проводимости двух ключей, установленных в одном плече моста. Для уменьшения «токового хвоста» необходимо снизить коэффициент усиления биполярного транзистора, но тогда увеличиваются напряжение насыщения открытого IGBT и, соответственно, статические потери.

Тем не менее, несмотря на отмеченные особенности, IGBT в настоящее время представляются самыми перспективными элементами для использования в качестве силовых управляемых ключей в диапазоне мощностей от единиц киловатт до единиц мегаватт.

1.5.11. Применение принципа полевого транзистора

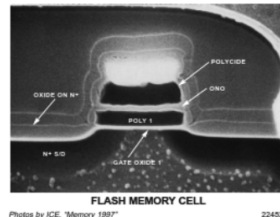
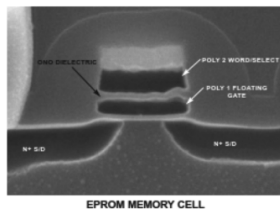
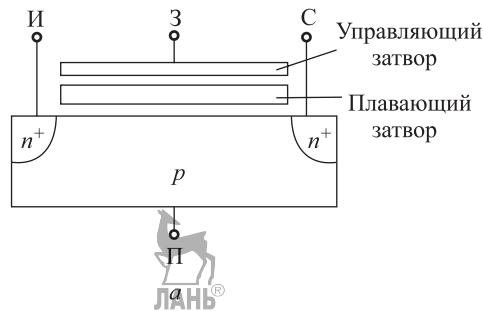
Рассмотрим использование идей, реализованных в полевых транзисторах, в более сложных электронных устройствах на примере ячейки памяти (флэш-памяти) и ПЗС-матрицы.

На основе полевого транзистора с изолированным затвором реализуются ячейки флэш-памяти.

Устройства флэш-памяти — современные быстродействующие программируемые постоянные запоминающие устройства с электрической записью и электрическим стиранием информации.

Эти устройства являются энергонезависимыми, так как информация не стирается при отключении питания. Ячейки памяти выдерживают не менее 100 000 циклов записи-стирания.

Упрощенная структура ячейки флэш-памяти показана на рис. 1.68, а, а ее вид под микроскопом приведен на рис. 1.68, б.



б

Рис. 1.68. Упрощенная структура ячейки памяти (а) и структура ячейки памяти под электронным микроскопом (б):

И — исток; С — сток; З — затвор; П — «плавающий» потенциал;
 $n+$ — сильнолегированная область с электронной проводимостью;
 p — область с дырочной проводимостью

Слои полупроводника, обозначенные $n+$, имеют повышенную концентрацию атомов-доноров. Изоляция затворов для упрощения на рис. 1.68, а не показана. Структура ячейки в некотором отношении подобна структуре МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа.

Один из затворов называют плавающим, так как он гальванически не связан с электродами прибора, и его потенциал изменяется в зависимости от заряда на нем («плавающий» потенциал).

При записи информации в ячейку памяти электроны из истока туннелируют через тонкий слой ($\sim 10^{-8}$ м) изолирующего оксида кремния и переходят на плавающий затвор. Накопленный отрицательный заряд на плавающем затворе увеличивает пороговое напряжение $U_{3\text{пор}}$. Поэтому в будущем при обращении к транзистору такой ячейки он будет восприниматься как выключенный (ток стока равен нулю).

При стирании информации электроны уходят с плавающего затвора (также в результате туннелирования) в область истока. Транзистор без заряда на плавающем затворе при считывании информации воспринимается как включенный.

Длительность цикла считывания (чтения) информации не превышает 85 нс. Состояние ячейки памяти может сохраняться более 10 лет.

Прибор с зарядовой связью имеет большое число расположенных на малом расстоянии затворов и соответствующих им структур металл — диэлектрик — полупроводник. Упрощенная структура прибора с зарядовой связью показана на рис. 1.69.

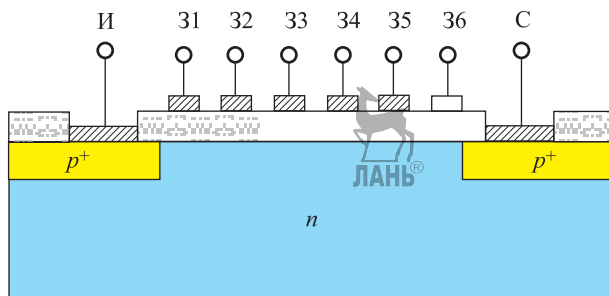


Рис. 1.69. Упрощенная структура прибора с зарядовой связью:

И — исток; 31–36 — группа затворов; С — сток; p^+ — сильно-легированная область с дырочной проводимостью; n — область с электронной проводимостью

При отрицательном напряжении на некотором затворе под ним скапливаются дырки, совокупность которых называют *пакетом*. Пакеты образуются из дырок, инжектированных истоком или возникающих в результате генерации пар электрон—дырка при поглощении оптического излучения. При соответствующем изменении напряжений на затворах пакеты перемещаются в направлении от истока к стоку.

Приборы с зарядовой связью используются:

- в запоминающих устройствах ЭВМ;
- в устройствах преобразования световых (оптических) сигналов в электрические.

Контрольные вопросы и задания

1. Какие полупроводниковые материалы используются в электронике? Что такое примесные и собственные полупроводники?
2. Каковы устройство и принцип работы полупроводникового диода, используя зонные диаграммы?
3. Изобразите ВАХ p — n -перехода (кремниевое и германиевое) и дайте ее математическое описание.
4. Поясните явление пробоя в p — n -переходе и его виды.
5. Что такое барьерная и диффузионная емкость p — n -перехода?
6. Поясните особенности ВАХ кремниевых и германиевых полупроводниковых диодов.

-
7. Поясните устройство биполярного транзистора и принцип его работы.
 8. Изобразите схему с ОБ и приведите ее основные характеристики.
 9. Изобразите схему с ОЭ и приведите ее основные характеристики.
 10. Приведите модель транзистора Эберса — Молла.
 11. Как строится линия нагрузки на характеристиках биполярного транзистора?
 12. Приведите систему h -параметров биполярного транзистора.
 13. Перечислите типы полевых транзисторов. Приведите структуру полевого транзистора с управляющим p — n -переходом.
 14. Приведите статические характеристики полевого транзистора. В чем их отличие от статических характеристик биполярного транзистора?





2. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ

2.1. Характеристики и параметры усилителей

2.1.1. Классификация и основные параметры усилителей

Усилитель — это электронное устройство, которое управляет потоком энергии, идущей от источника питания к нагрузке. При этом мощность, необходимая для управления, как правило, намного меньше мощности, отдаваемой в нагрузку, а формы входного (усиливаемого) и выходного (на нагрузку) сигналов совпадают. На рис. 2.1 приведена обобщенная структурная схема усилителя.

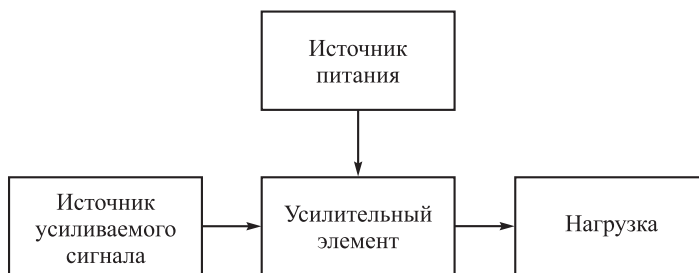


Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема усилителя

Все усилители можно классифицировать по следующим признакам:

1) по частоте усиливаемого сигнала:

- усилители низкой частоты для усиления сигналов от десятков герц до десятков или сотен килогерц;
- широкополосные усилители, усиливающие сигналы в единицы и десятки мегагерц;
- избирательные усилители, усиливающие сигналы узкой полосы частот;

2) по роду усиливаемого сигнала:

- усилители постоянного тока, усиливающие электрические сигналы с частотой от нуля герц и выше;
- усилители переменного тока, усиливающие электрические сигналы с частотой, отличной от нуля;

3) по функциональному назначению:

- усилители напряжения;

- усилители тока;
- усилители мощности, в зависимости от того, какой из параметров усилитель усиливает.

Основным количественным параметром усилителя является коэффициент усиления. В зависимости от функционального назначения усилителя различают коэффициенты усиления по напряжению K_U , току K_I или мощности K_P :

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}; \quad K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}; \quad K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}},$$

где $U_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВХ}}$ — амплитудные значения переменных составляющих напряжения и тока на входе; $U_{\text{ВЫХ}}$, $I_{\text{ВЫХ}}$ — амплитудные значения переменных составляющих напряжения и тока на выходе; $P_{\text{ВХ}}$, $P_{\text{ВЫХ}}$ — мощности сигналов на входе и выходе.

Коэффициенты усиления часто выражают в логарифмических единицах — децибелах (дБ):

$$K_U = 20 \lg K_U; \quad K_I = 20 \lg K_I; \quad K_P = 20 \lg K_P.$$

Усилитель может состоять из одного или нескольких каскадов. Для многокаскадных усилителей его коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных его каскадов:

$$K = K_1 K_2 \dots K_n.$$

Если коэффициенты усиления каскадов выражены в децибелах, то общий коэффициент усиления равен сумме коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K = K_1 + K_2 + \dots + K_n.$$

Обычно в усилителе содержатся реактивные элементы, в том числе и паразитные, а используемые усилительные элементы обладают инерционностью. В силу этого коэффициент усиления — комплексная величина:

$$K_U = K_{U1} e^{j\varphi},$$

где $K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ — модуль коэффициента усиления; φ — сдвиг фаз между ам-

плитудными значениями входного и выходного напряжений $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$.

Помимо коэффициента усиления важным количественным показателем является КПД

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ИСТ}}},$$

где $P_{\text{ИСТ}}$ — мощность, потребляемая усилителем от источника питания.

К количественным показателям усилителя относятся также входное $R_{\text{вх}}$ и выходное $R_{\text{вых}}$ сопротивления усилителя:

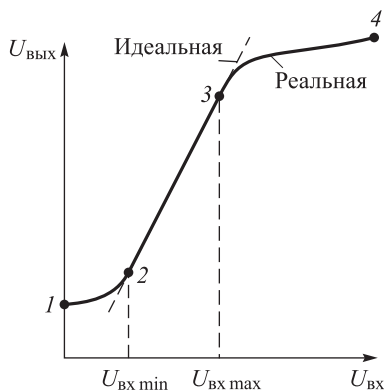
$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}; \quad R_{\text{вых}} = \frac{|\Delta U_{\text{вых}}|}{|\Delta I_{\text{вых}}|},$$

где $U_{\text{вх}}$ и $I_{\text{вх}}$ — амплитудные значения напряжения и тока на входе усилителя; $\Delta U_{\text{вых}}$ и $\Delta I_{\text{вых}}$ — приращения амплитудных значений напряжения и тока на выходе усилителя, вызванные изменением сопротивления нагрузки.

2.1.2. Амплитудная характеристика

Амплитудная характеристика (рис. 2.2) — это зависимость амплитуды выходного напряжения (тока) от амплитуды входного напряжения (тока). Точка 1 соответствует напряжению шумов, измеряемому при $U_{\text{вх}} = 0$, точка 2 — минимальному входному напряжению, при котором на выходе усилителя можно различать сигнал на фоне шумов. Участок 2–3 является рабочим участком, на котором сохраняется пропорциональность между входным и выходным напряжениями усилителя. После точки 3 наблюдаются нелинейные искажения входного сигнала.

Степень нелинейных искажений оценивается коэффициентом нелинейных искажений (или коэффициентом гармоник):



$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2}}{U_{1m}},$$

где $U_{1m}, U_{2m}, U_{3m}, U_{nm}$ — амплитуды 1- (основной), 2-, 3- и n -й гармоник выходного напряжения соответственно.

Величина $D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}$ характеризует динамический диапазон усилителя.

Рассмотрим пример возникновения нелинейных искажений (рис. 2.3).

При подаче на базу транзистора относительно эмиттера напряжения синусоидальной формы $U_{\text{БЭ}}$ в силу нелинейности входной характеристики транзистора $I_{\text{Б}} = f(U_{\text{БЭ}})$ входной ток транзистора $I_{\text{Б}}$ (а следовательно, и выходной — ток коллектора) отличен от синусоиды, т. е. в нем появляется ряд высших

Рис. 2.2. Амплитудная характеристика усилителя $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$:

1–2 — область нелинейного усиления сигнала; 2–3 — область линейного усиления сигнала; 3–4 — область отсечки усищаемого сигнала; $U_{\text{вх}}, U_{\text{вых}}$ — входное и выходное напряжения усилителя соответственно; $U_{\text{вх min}}, U_{\text{вх max}}$ — минимальное и максимальное значения входного сигнала соответственно

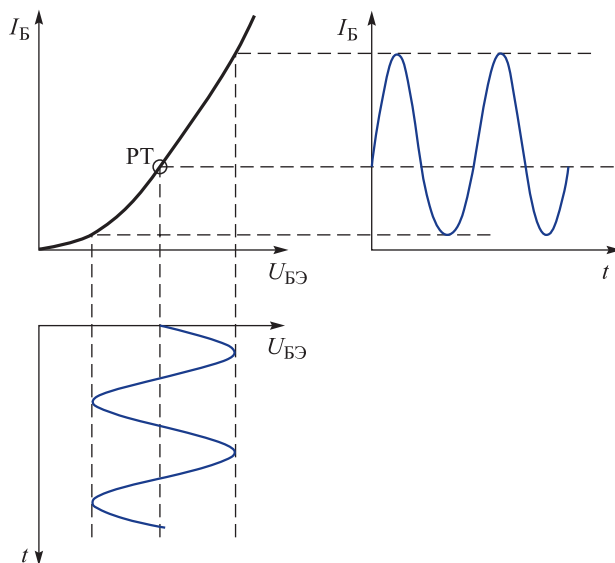


Рис. 2.3. Временная диаграмма входного тока $I_B(t)$ с учетом нелинейного искажения сигнала $U_{BE}(t)$ на входной характеристике транзистора $I_B = f(U_{BE})$:

РТ — рабочая точка транзистора; U_{BE} — напряжение, приложенное к базе транзистора

гармоник. На рис. 2.3 видно, что нелинейные искажения зависят от амплитуды входного сигнала и положения рабочей точки транзистора и не связаны с частотой входного сигнала, т. е. для уменьшения искажения формы выходного сигнала входной должен быть низкоуровневым. Поэтому в многокаскадных усилителях нелинейные искажения в основном появляются в оконечных каскадах, на вход которых поступают сигналы с большой амплитудой.

2.1.3. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики усилителя

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) — это зависимость модуля коэффициента усиления от частоты, а *фазочастотная характеристика (ФЧХ)* — это зависимость угла сдвига фаз между входным и выходным напряжениями от частоты. Типовая АЧХ приведена на рис. 2.4. Частоты f_H и f_B называются нижней и верхней граничными частотами, а их разность $(f_H - f_B)$ — полосой пропускания усилителя.

При усилении гармонического сигнала достаточно малой амплитуды искажения формы усиленного сигнала не возникает. При усилении сложного входного сигнала, содержащего ряд гармоник, эти гармоники усиливаются

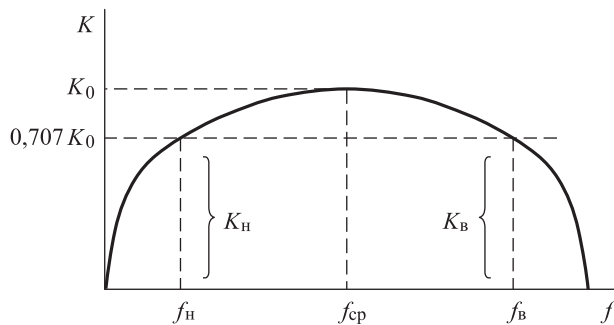


Рис. 2.4. Типовая АЧХ усилителя $K(f)$:

$f_{\text{н}}$, $f_{\text{в}}$ — нижняя и верхняя частоты среза усилителя; $f_{\text{ср}}$ — средняя (центральная) частота работы усилителя; K_0 — коэффициент усиления по напряжению на центральной частоте; $K_{\text{н}}$, $K_{\text{в}}$ — коэффициенты усиления на нижней и верхней частотах среза соответственно

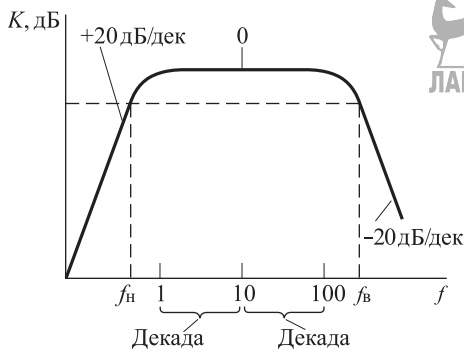


Рис. 2.5. Логарифмическая АЧХ усилителя $20 \lg(K(f))$:

K — коэффициент усиления усилителя; $f_{\text{н}}$, $f_{\text{в}}$ — нижняя и верхняя частоты среза усилителя

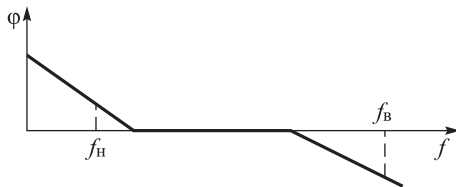


Рис. 2.6. Фазочастотная характеристика усилителя $\varphi(f)$:

$f_{\text{н}}$, $f_{\text{в}}$ — нижняя и верхняя частоты среза усилителя



усилителем неодинаково, так как реактивные сопротивления схемы по-разному зависят от частоты, и в результате это приводит к искажению формы усиленного сигнала. Такие искажения называют частотными и характеризуют коэффициентом частотных искажений:

$$M = \frac{K_0}{K_f},$$

где K_f — модуль коэффициента усиления усилителя на заданной частоте.

Коэффициенты частотных искажений $M_{\text{н}} = \frac{K_0}{K_{\text{н}}}$ и $M_{\text{в}} = \frac{K_0}{K_{\text{в}}}$ называют

соответственно *коэффициентами искажений на нижней и верхней граничных частотах*.

Амплитудно-частотная характеристика может быть построена и в логарифмическом масштабе. В этом случае она называется логарифмической — ЛАЧХ (рис. 2.5), коэффициент усиления усилителя выражают в децибелах, а по оси абсцисс откладывают частоты через декаду (интервал частот между $10f$ и f). Обычно в качестве точек от-

счета выбирают частоты, соответствующие $f = 10^n$. Кривые ЛАЧХ имеют в каждой частотной области определенный наклон. Его измеряют в децибелах на декаду (дБ/дек).

Типовая ФЧХ приведена на рис. 2.6. Она также может быть построена в логарифмическом масштабе. В области средних частот дополнительные фазовые искажения минимальны. Фазочастотная характеристика позволяет оценить фазовые искажения, возникающие в усилителях по тем же причинам, что и частотные.

Пример возникновения фазовых искажений приведен на рис. 2.7, где показано усиление входного сигнала, состоящего из двух гармоник (штриховая линия), которые при усилении претерпевают фазовые сдвиги.

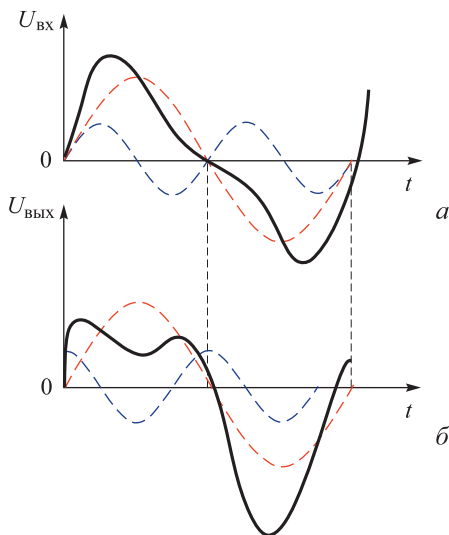


Рис. 2.7. Временная диаграмма входного сигнала $U_{\text{вх}}(t)$ усилителя (а) и искаженного выходного $U_{\text{вых}}(t)$ из-за фазовых искажений (б)

2.1.4. Переходная характеристика усилителя

Переходная характеристика усилителя — это зависимость выходного сигнала (тока, напряжения) от времени при скачкообразном входном воздействии (рис. 2.8).

Частотная, фазовая и переходная характеристики усилителя однозначно связаны друг с другом.

Области верхних частот соответствует переходная характеристика в области малых времен, области нижних частот — переходная характеристика в области больших времен.

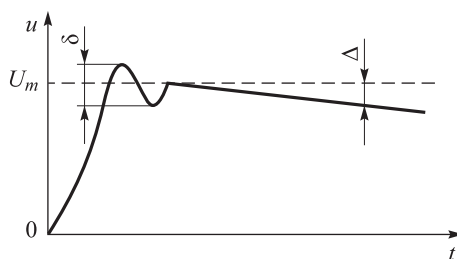


Рис. 2.8. Переходная характеристика усилителя:

δ — выброс импульса; Δ — спад плоской вершины; U_m — амплитуда импульса; u — выходное напряжение

2.2. Обратная связь в усилителях

Понятие «обратная связь» (ОС) широко используется как в технике, так и в других областях знаний. Обратной связью называют влияние некоторой выходной величины на некоторую входную, которая, в свою очередь, суще-

ственным образом влияет на выходную величину. В усилителях, как правило, используется так называемая отрицательная обратная связь (ООС), которая и будет рассматриваться ниже. При наличии ООС выходной сигнал таким образом влияет на входной, что входной сигнал уменьшается и это приводит к уменьшению выходного сигнала.

Отрицательная обратная связь, хотя и уменьшает коэффициент усиления, но исключительно благоприятно влияет на многие параметры и характеристики усилителя. В частности, уменьшаются искажения сигнала, в значительно большем диапазоне частот коэффициент усиления оказывается не зависящим от частоты и т. д.

2.2.1. Классификация обратных связей в усилителях

Различают четыре вида ОС в усилителе (рис. 2.9).

Для определения вида ОС следует «закоротить» нагрузку. Если при этом сигнал ОС обращается в нуль, то это ОС по напряжению, если сигнал ОС не обращается в нуль, то это ОС по току.

При ОС по напряжению сигнал ОС, поступающий с выхода усилителя на вход, пропорционален выходному напряжению.

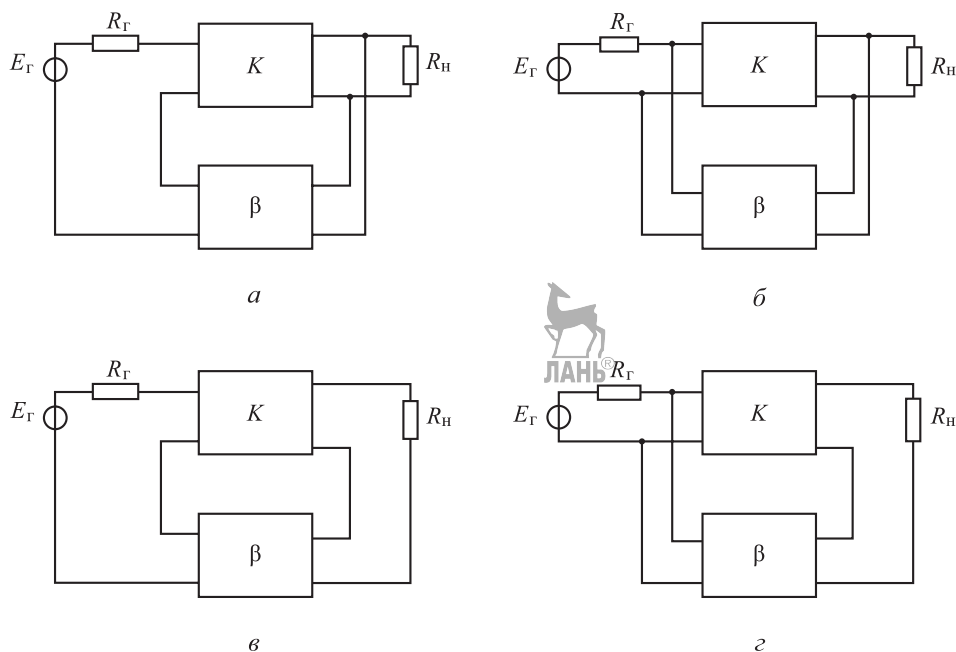


Рис. 2.9. Четыре вида ОС в усилителях:

а — последовательная по напряжению; *б* — параллельная по напряжению; *в* — последовательная по току; *г* — параллельная по току; K — коэффициент усиления прямой цепи; β — коэффициент усиления цепи ОС; R_{Γ} — внутреннее сопротивление генератора; $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки; E_{Γ} — эквивалентный генератор входного сигнала

При ОС по току сигнал ОС пропорционален выходному току.

При последовательной ОС (со сложением напряжений) в качестве сигнала ОС используется напряжение, которое вычитается (для ООС) из напряжения внешнего входного сигнала.

При параллельной ОС (со сложением токов) в качестве сигнала ОС используется ток, который вычитается из тока внешнего входного сигнала.

2.2.2. Анализ влияния отрицательной обратной связи

Рассмотрим влияние ООС на примере усилителя, охваченного последовательной ОС по напряжению (рис. 2.10). В структурную схему входят цепь прямой передачи и цепь ОС (цепь обратной передачи). Предполагается, что указанные цепи линейные. На усилитель с ОС подается внешний синусоидальный входной сигнал $U_{\text{ВХ1}}$, а на цепь прямой передачи — сигнал $U_{\text{ВХ2}}$. Цепь прямой передачи характеризуется комплексным коэффициентом усиления по напряжению K_U (коэффициентом прямой передачи):

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ2}}},$$

где $U_{\text{ВХ2}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$ — соответственно комплексные напряжения входа и выхода.

Цепь ОС характеризуется комплексным коэффициентом ОС β :

$$\beta = \frac{U_{\text{ОС}}}{U_{\text{ВЫХ}}},$$

где $U_{\text{ОС}}$ — комплексное напряжение ОС.

Коэффициент усиления усилителя $K_{U\text{ОС}}$, охваченного ОС, определяется по формуле

$$K_{U\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ1}}},$$

где $U_{\text{ВХ1}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$ — комплексные напряжения входа и выхода.

Связь напряжений на входе и выходе цепи прямой передачи можно найти по следующим соотношениям:

$$U_{\text{ВХ2}} = U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ОС}};$$

$$U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{ВХ2}} + U_{\text{ОС}}.$$

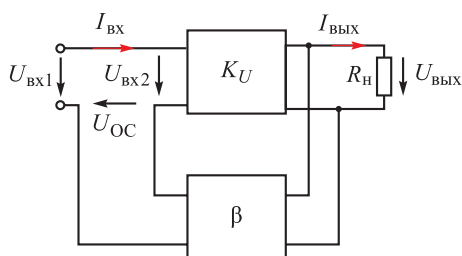


Рис. 2.10. Структурная схема усилителя:

K_U — коэффициент усиления прямой цепи; $I_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВЫХ}}$ — входной и выходной токи усилителя; $U_{\text{ВЫХ}}$ — выходное напряжение на нагрузке R_H ; $U_{\text{ОС}}$ — выходное напряжение в цепи ОС; $U_{\text{ВХ2}}$ — входное напряжение в прямой цепи усилителя; $U_{\text{ВХ1}}$ — входное напряжение усилителя

Поэтому

$$K_{U\text{ OC}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ1}}} = \frac{K_U U_{\text{ВХ2}}}{U_{\text{ВХ2}} + U_{\text{OC}}} = \frac{K_U U_{\text{ВХ2}}}{U_{\text{ВХ2}} + \beta U_{\text{ВЫХ}}} = \\ = \frac{K_U U_{\text{ВХ2}}}{U_{\text{ВХ2}} + \beta K_U U_{\text{ВХ2}}} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U}.$$

Таким образом,

$$K_{U\text{ OC}} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U}.$$

Величину $1 + \beta K_U$ называют *глубиной ОС* (коэффициентом грубости схемы), а величину βK_U — *петлевым усилением*. Если глубина ОС достаточно велика, то $|\beta K_U| \gg 1$ и коэффициент связи $K_{U\text{ OC}}$ будет иметь следующий вид:

$$K_{U\text{ OC}} \approx \frac{1}{\beta}.$$

Отсюда можно сделать важный вывод: если глубина ООС достаточно велика, то коэффициент усиления $K_{U\text{ OC}}$ усилителя, охваченного ОС, зависит только от свойств цепи ОС и не зависит от свойств цепи прямой передачи.

В цепи прямой передачи применяются активные приборы (транзисторы, операционные усилители), которые обычно не отличаются высокой стабильностью параметров. Из-за этого и коэффициент K_U является нестабильным. Но если используется глубокая ООС и в цепи ОС применяются высокостабильные пассивные элементы (резисторы, конденсаторы), то общий коэффициент усиления $K_{U\text{ OC}}$ оказывается стабильным.

Если глубина ОС не настолько велика, что можно пренебречь единицей в выражении $1 + \beta K_U$, то введение ООС уменьшает нестабильность коэффициента $K_{U\text{ OC}}$. Это справедливо независимо от того, какие дестабилизирующие факторы влияют на изменение величины K_U (температура, уровень радиации и т. д.).

2.2.3. Частотные характеристики усилителя, охваченного обратной связью

Если рассуждать формально, то при наличии частотных характеристик для K_U и β частотные характеристики для $K_{U\text{ OC}}$ оказываются однозначно определенными выражением

$$K_{U\text{ OC}} = \frac{K_U}{1 + \beta K_U}. \quad (2.1)$$

Рассмотрим вопрос влияния ООС на частотные свойства усилителя. Пусть коэффициенты K_U и β являются вещественными. Тогда и коэффициент $K_{U\text{OC}}$ — вещественный. Будем для этого случая использовать обозначения K_U , β и $K_{U\text{OC}}$. Примем, что в некотором частотном диапазоне коэффициент K_U изменяется в пределах от 10 000 до 1000 (на 90 % по отношению к значению 10 000), а коэффициент β является постоянным: $\beta = 0,1$. Тогда в соответствии с формулой (2.1) для $K_{U\text{OC}}$ окажется, что $K_{U\text{OC}}$ будет изменяться в пределах от 9,99 до 9,9 (примерно на 1 %). Таким образом, изменение коэффициента усиления после введения ООС станет значительно меньшим.

Если необходимо повысить коэффициент усиления до 10 000, то и в этом случае применение ООС существенно улучшит стабильность коэффициента сопротивления.

Пусть для получения большого коэффициента усиления использованы четыре включенных последовательно описанных усилителя, охваченных ООС. Тогда в рассматриваемом диапазоне частот общий коэффициент усиления будет изменяться в пределах от 9960 ($9,9 \cdot 9,99 \cdot 9,99 \cdot 9,99$) до 9606 ($9,9 \cdot 9,9 \cdot 9,9 \cdot 9,9$), а его изменение составит 3,6 % $((9960 - 9606)/9960 \cdot 100 \%)$, что значительно меньше 90 %.

В диапазоне частот, в котором выполняется условие

$$|\beta K_U| \gg 1, \quad (2.2)$$

коэффициент $K_{U\text{OC}}$ можно определить из выражения

$$|K_{U\text{OC}}| = \frac{1}{|\beta|}.$$

В первом приближении можно считать, что единицей можно пренебречь при условии, что $|\beta K_U| \geq 1$.

Отсюда получаем

$$|K_U| = \frac{1}{|\beta|}.$$

Пусть в качестве цепи прямой передачи используется операционный усилитель К140УД8, а в качестве цепи ОС — делитель напряжения, причем $\beta = 0,1$ (рис. 2.11).

Напряжение на выходе усилителя, охваченного ОС, вычислим по формуле

$$U_{\text{OC}} = U_{\text{вых}} \frac{1}{9+1} = 0,1 U_{\text{вых}}.$$

Таким образом, для этой схемы действительно

$$\beta = \frac{U_{\text{OC}}}{U_{\text{вых}}} = 0,1.$$

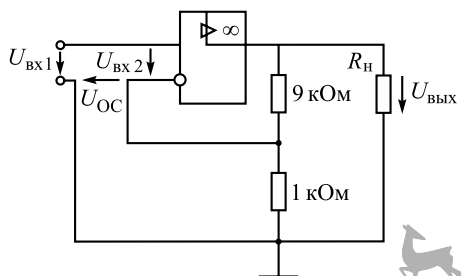


Рис. 2.11. Схема операционного усилителя, охваченного ОС:

$U_{ВЫХ}$ — выходное напряжение на нагрузке R_H ;
 $U_{ОС}$ — выходное напряжение в цепи обратной связи;
 $U_{ВХ2}$ — входное напряжение в прямой цепи усилителя;
 $U_{ВХ1}$ — напряжение на входе усилителя

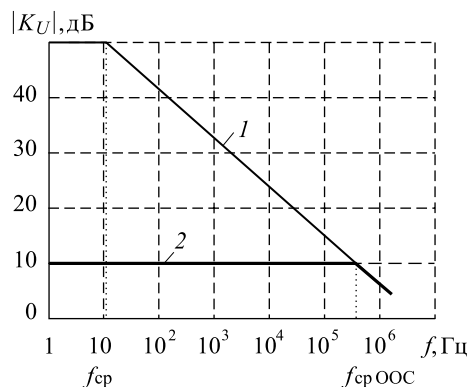


Рис. 2.12. Логарифмическая АЧХ усилителя, охваченного ООС:

f_{cp} — частота среза усилителя; $f_{cp\text{ООС}}$ — частота среза усилителя, охваченного ООС; $|K_U|$ — модуль коэффициента усиления; 1 — АЧХ операционного усилителя К140УД8; 2 — АЧХ охваченного ООС усилителя, построенного по схеме на рис. 2.11

В соответствии с полученным неравенством (2.2) можно считать, что $|K_{U\text{ОС}}| = 1/\beta = 10$ в диапазоне частот, в котором $|K_U| \geq 10$.

Для определения частоты среза $f_{cp\text{ООС}}$ усилителя, охваченного ООС, на графике АЧХ достаточно провести горизонтальную линию на уровне $|K_U| = 10$ до пересечения с АЧХ используемого операционного усилителя К140УД8. На рис. 2.12 видно, что $f_{cp\text{ООС}} \approx 5 \cdot 10^5$ Гц. Это значительно больше частоты среза f_{cp} операционного усилителя ($f_{cp} \approx 10$ Гц), не охваченного ОС.

Линия 2 соответствует АЧХ усилителя с ООС, которая оказывает благоприятное воздействие и на ФЧХ.

2.2.4. Входное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью

Рассмотрим структурную схему усилителя с последовательной ООС (см. рис. 2.10).

Выразим через $Z_{ВХ}$ входное комплексное сопротивление цепи прямой передачи:

$$Z_{ВХ} = \frac{U_{ВХ2}}{I_{ВХ}},$$

где $I_{ВХ}$ — комплексное значение тока $i_{ВХ}$.

Найдем входное комплексное сопротивление $Z_{\text{вхОС}}$ усилителя, охваченного ОС:

$$\begin{aligned} Z_{\text{вхОС}} &= \frac{U_{\text{вх1}}}{I_{\text{вх}}}; \\ Z_{\text{вхОС}} &= \frac{U_{\text{вх1}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх2}} + U_{\text{ОС}}}{I_{\text{вх}}} = \\ &= \frac{U_{\text{вх2}} + U_{\text{вых}}\beta}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх2}} + U_{\text{вх2}}K_U\beta}{I_{\text{вх}}} = \\ &= \frac{U_{\text{вх2}}}{I_{\text{вх}}}(1 + K_U\beta) = Z_{\text{вх}}(1 + K_U\beta). \end{aligned}$$

Следовательно,

$$Z_{\text{вхОС}} = Z_{\text{вх}}(1 + K_U\beta).$$

Пусть коэффициенты K_U и β являются вещественными, тогда

$$Z_{\text{вхОС}} = Z_{\text{вх}}(1 + K_U\beta).$$

Таким образом, последовательная ООС увеличивает входное сопротивление по модулю. Практически всегда это является положительным фактором.

2.2.5. Выходное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью

Обозначим $Z_{\text{вых}}$ и $Z_{\text{выхОС}}$ соответственно выходное комплексное сопротивление цепи прямой передачи и выходное комплексное сопротивление усилителя, охваченного ОС.

По определению,

$$Z_{\text{вых}} = -\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}},$$

где $\Delta U_{\text{вых}}$, $\Delta I_{\text{вых}}$ — приращения комплексных действующих значений соответственно напряжения $U_{\text{вых}}$ и тока $I_{\text{вых}}$.

При этом предполагается, что ОС отключена (например, выход цепи ОС закорочен). Также предполагается, что $U_{\text{вх1}} = \text{const}$, а изменение величин $U_{\text{вых}}$ и $I_{\text{вых}}$ вызвано изменением сопротивления нагрузки.

По определению,

$$Z_{\text{вых ОС}} = -\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}},$$

но при этом предполагается, что ОС действует и $U_{\text{вх1}} = \text{const}$.

В этом случае причиной возникновения приращения $\Delta U_{\text{вых}}$ является не только падение напряжения на выходном сопротивлении $Z_{\text{вых}}$, но и возникновение приращения $\Delta U_{\text{ОС}}$ комплексного действующего значения напряжения $U_{\text{ОС}}$.

Следовательно,

$$\Delta U_{\text{вых}} = -\Delta I_{\text{вых}} Z_{\text{вых}} - \Delta U_{\text{ОС}} K_U,$$

где знак «—» использован потому, что и увеличение тока $i_{\text{вых}}$, и увеличение напряжения $U_{\text{ОС}}$ вызывают уменьшение напряжения $U_{\text{вых}}$.

Отсюда с учетом, что $\Delta U_{\text{ОС}} = \Delta U_{\text{вых}} \beta$, получим

$$\Delta U_{\text{вых}} = -\Delta I_{\text{вых}} Z_{\text{вых}} - \Delta U_{\text{вых}} \beta K_U;$$

$$\Delta U_{\text{вых}} = -\Delta I_{\text{вых}} \frac{Z_{\text{вых}}}{1 + \beta K_U}.$$

В соответствии с этим

$$Z_{\text{вых ОС}} = -\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}} = \frac{Z_{\text{вых}}}{1 + \beta K_U}. \quad (2.3)$$

Пусть коэффициенты K_U и β являются вещественными. Тогда ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. Очень часто это является положительным фактором.

2.2.6. Разновидности отрицательных обратных связей и анализ их влияния на свойства усилителя

Для упрощения изложения примем условие, что цепь прямой передачи и цепь ОС характеризуются вещественными коэффициентами и все токи и напряжения описываются вещественными действующими значениями.

Обратимся к ОС по напряжению. Она препятствует изменению выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки. Это означает, что введение ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. Этот же вывод был сделан в 2.2.4. и 2.2.5 на основе математического выражения (2.3) для выходного сопротивления. Можно показать, что характер изменения выходного сопротивления не зависит от того, является ли связь параллельной или последовательной.

Обратимся к ОС по току. Она препятствует изменению выходного тока при изменении сопротивления нагрузки. Это означает, что введение ООС по току увеличивает выходное сопротивление. При этом характер изменения выходного сопротивления также не зависит от того, является ли связь параллельной или последовательной.

Подобные рассуждения (и соответствующие математические выражения) показывают, что параллельная ОС уменьшает входное сопротивление усилителя, охваченного ею, а последовательная увеличивает (что подтверждает полученное ранее выражение (2.3)). Характер изменения входного сопротивления не зависит от того, является ли ОС связью по току или по напряжению.

Обратимся к структурной схеме усилителя с последовательной ООС по напряжению (см. рис. 2.10) и к выражению

$$K_{U\text{ ОС}} = \frac{K_U}{1 + K_U \beta}.$$

Если предположить, что на некоторой частоте аргумент φ комплексной величины $K_U \beta$ окажется равен π , то это будет означать, что напряжение ОС $U_{\text{ОС}}$ по фазе совпадает с напряжением $U_{\text{вх1}}$ и напряжением $U_{\text{вх2}}$. В этом случае ОС станет положительной. Если при этом на рассматриваемой частоте выполняется условие $|K_U \beta| \geq 1$, то это будет означать, что сигнал, проходящий последовательно через цепь прямой передачи и цепь ОС, усиливается. Тогда при нулевом напряжении $U_{\text{вх1}}$ напряжения $U_{\text{вх2}}$, $U_{\text{вых}}$, $U_{\text{ОС}}$ окажутся ненулевыми, т. е. усилитель, по существу, превратится в генератор. Это явление называют самовозбуждением усилителя.

Для предотвращения самовозбуждения необходимо предпринимать меры (например, осуществлять частотную коррекцию операционного усилителя, играющего роль цепи прямой передачи), которые обеспечивают выполнение одного из следующих, по сути, равноценных условий:

$$\begin{aligned} |K_U \beta| &< 1; \quad \varphi = \pi; \\ |K_U \beta| &= 1; \quad \varphi < \pi. \end{aligned}$$

На практике обычно пользуются вторым условием. Запасом устойчивости по фазе называют угол α , определяемый выражением $\alpha = \pi - \varphi$. Запас устойчивости по фазе должен быть не менее 30° .

2.3. Усилители на биполярных транзисторах

2.3.1. Начальный режим работы транзистора в усилителе

Перед тем как подавать на вход усилителя сигнал, подлежащий усилению, необходимо перевести транзистор в активный режим работы, который также называют начальным режимом или режимом по постоянному току. Началь-

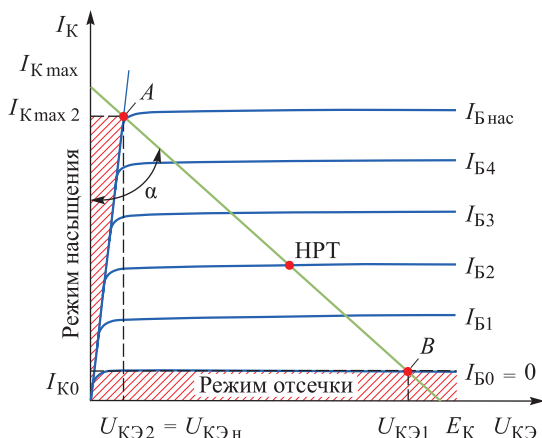


Рис. 2.13. Выходные характеристики транзистора для схемы с ОЭ:

НРТ — начальная рабочая точка транзистора; I_K — ток коллектора; E_K — напряжение в выходной цепи; $U_{KЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора; $U_{KЭн}$ — начальное напряжение между коллектором и эмиттером; $I_{K max}$ — максимальный ток источника коллекторного питания; $I_{K max 2}$ — максимальное значение тока коллектора; A — режим насыщения; B — режим отсечки; I_{K0} — обратный ток коллекторного перехода; $I_{B нас}$ — ток базы в режиме насыщения; $I_{B0} - I_{B4}$ — значения тока базы; $U_{KЭ1}$, $U_{KЭ2}$ — значения напряжения на коллекторе транзистора

ный режим работы характеризуется постоянными токами, протекающими через выводы транзистора, и напряжениями между этими выводами. Рассмотрим схему с ОЭ и выходными характеристиками транзистора. Начальный режим работы определяется положением так называемой начальной рабочей точки с координатами $(U_{KЭн}, I_{Kн})$, где $U_{KЭн}$ — начальное напряжение между коллектором и эмиттером; $I_{Kн}$ — начальный ток коллектора. Для стабильной работы усилителя стремятся не допускать изменения положения начальной рабочей точки (рис. 2.13).

Для обеспечения начального режима традиционно рассматривают следующие три схемы:

- 1) с фиксированным током базы;
- 2) с коллекторной стабилизацией;
- 3) с эмиттерной стабилизацией.

На практике первую из этих схем почти никогда не используют. Из остальных двух схем предпочтение часто отдают схеме с эмиттерной стабилизацией. Рассмотрим эти схемы.

Схема с фиксированным током базы

На схемах с фиксированным током базы источник напряжения E_K обычно не изображают (рис. 2.14).

В соответствии со вторым законом Кирхгофа для выходной цепи

$$I_K R_K + U_{KЭ} - E_K = 0.$$

Отсюда находим ток коллектора

$$I_K = -\frac{1}{R_K} U_{KЭ} + \frac{1}{R_K} E_K, \quad (2.4)$$

что соответствует линейной зависимости вида

$$y = kx + b.$$

Уравнение (2.4) описывает так называемую линию нагрузки. Выходные характеристики транзистора и линия нагрузки показаны на рис. 2.13.

Однако в соответствии со вторым законом Кирхгофа для входной оценки

$$I_B R_B + U_{БЭ} - E_K = 0$$

Отсюда ток базы

$$I_B = -\frac{1}{R_B} U_{БЭ} + \frac{1}{R_B} E_K.$$

Будем пренебрегать напряжением $U_{БЭ}$, так как обычно $U_{БЭ} \ll E_K$. Тогда $I_B \approx \frac{E_K}{R_B}$.

Таким образом, в рассматриваемой схеме ток базы I_B задается величинами E_K и R_B (ток фиксирован). При этом

$$I_K = \beta_{ст} I_B + I'_{K0} = 0.$$

Пусть $I_B = I_{B2}$. Тогда начальная рабочая точка займет положение, которое указано на рис. 2.13. На рисунке видно, что самое нижнее возможное положение начальной рабочей точки соответствует точке B (режим отсечки, $I_B = 0$), а самое верхнее положение — точке A (режим насыщения, $I_B \geq I_{B4}$).

Схему с фиксированным током базы используют редко по следующим причинам:

- при воздействии дестабилизирующих факторов (например, температуры) изменяются значения $\beta_{ст}$ и I'_{K0} , что изменяет ток I_{Kn} и, следовательно, положение начальной рабочей точки;
- для каждого значения $\beta_{ст}$ необходимо подбирать соответствующее значение R_B , что нежелательно при использовании как дискретных приборов (т. е. приборов, изготовленных не по интегральной технологии), так и интегральных схем.

Схема с коллекторной стабилизацией

Схема с коллекторной стабилизацией (рис. 2.15) обеспечивает лучшую стабильность начального режима. В схеме имеет место ООС по напряжению. Выход схемы (коллектор транзистора) соединен со входом схемы (базой

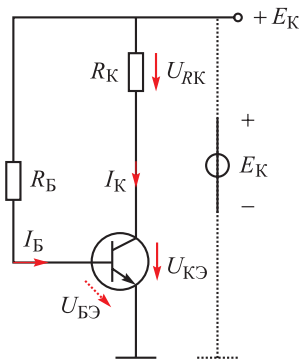


Рис. 2.14. Схема усилителя с ОЭ и с фиксированным током базы:

I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; R_B — балластное сопротивление на входе базы транзистора; R_K — сопротивление коллектора; E_K — источник напряжения в выходной цепи; $U_{РК}$ — напряжение на сопротивлении коллектора; $U_{БЭ}$ — входное напряжение на базе транзистора; $U_{КЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора

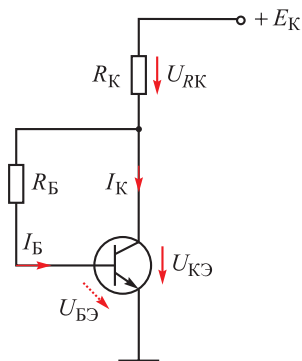


Рис. 2.15. Схема усилителя с коллекторной стабилизацией:

I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; R_B — балластное сопротивление на входе базы транзистора; R_K — сопротивление коллектора; E_K — источник напряжения в выходной цепи; U_{RK} — напряжение на сопротивлении коллектора; $U_{БЭ}$ — входное напряжение на базе транзистора; $U_{КЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора

транзистора) с помощью сопротивления R_B . Рассмотрим пример. Пусть по каким-либо причинам (например, вследствие повышения температуры) ток I_K начал увеличиваться. Это приведет к повышению напряжения U_{RK} , снижению напряжения $U_{КЭ}$ и уменьшению тока $I_B \approx \frac{U_{КЭ}}{R_B}$, что будет пре-

пятствовать значительному увеличению тока I_K , т. е. будет осуществляться стабилизация тока коллектора.

Схема с эмиттерной стабилизацией

Основная идея, реализованная в схеме с эмиттерной стабилизацией, состоит в том, чтобы зафиксировать ток эмиттера I_E и, следовательно, ток коллектора $I_K \approx I_E$ (рис. 2.16). С указанной целью в цепь эмиттера включают резистор R_E и создают на нем практически постоянное напряжение $U_{RЭ}$. При этом

$$I_E = \frac{U_{RЭ}}{R_E} = \text{const.}$$

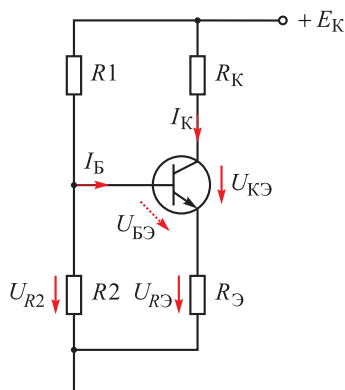


Рис. 2.16. Усилитель с эмиттерной стабилизацией:

I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; $R1, R2$ — сопротивления делителя напряжения для обеспечения смещения рабочей точки; R_K — сопротивление коллектора; R_E — сопротивление эмиттера; E_K — источник напряжения в выходной цепи; U_{R2} — напряжение на сопротивлении; $U_{БЭ}$ — напряжение между базой и эмиттером; $U_{КЭ}$ — напряжение на коллекторе транзистора; $U_{RЭ}$ — напряжение на сопротивлении эмиттера транзистора, обеспечивающего ООС по напряжению

Для создания требуемого напряжения $U_{RЭ}$ используют делитель напряжения на резисторах $R1$ и $R2$. Сопротивления $R1$ и $R2$ выбирают настолько малыми, что ток I_B практически не влияет на напряжение $U_{RЭ}$. При этом

$$U_{R2} = E_K \frac{R2}{R1 + R2}.$$

В соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$U_{RЭ} = U_{R2} - U_{БЭ}.$$

При воздействии дестабилизирующих факторов напряжение $U_{БЭ}$ изменяется мало, поэтому мало изменяется и $U_{RЭ}$. На практике обычно напряжение $U_{RЭ}$ составляет небольшую долю напряжения E_K .

2.3.2. Режимы работы усилителей

В зависимости от того, в каком положении находится начальная рабочая точка, различают пять режимов работы усилителей: A , AB , B , C и D .

В режиме A ток коллектора всегда больше нуля ($I_K > 0$). При этом он увеличивается или уменьшается в зависимости от входного сигнала. В режиме B $I_{Kn} = 0$, поэтому ток коллектора может только увеличиваться. При синусоидальном входном сигнале в цепи коллектора протекают положительные полуволны тока. Режим AB является промежуточным между режимами A и B . В режиме C на вход транзистора подается начальное запирающее напряжение, поэтому в цепи коллектора в каждый период входного сигнала ток протекает в течение времени, меньшего, чем половина периода. Режимом D называют ключевой режим работы (транзистор находится или в режиме насыщения, или в режиме отсечки).

Количественно режим работы усилителя характеризуется углом отсечки θ — половиной той части периода входного сигнала, в течение которого в выходной цепи транзистора протекает ток нагрузки. Угол отсечки выражают в градусах или радианах.

Режим A

Режим A характеризуется тем, что начальная рабочая точка, определяемая смещением, находится в середине линейного участка входной характеристики (рис. 2.17), а следовательно, и характеристики передачи по току $I_K = f(I_B)$. Амплитуда входного сигнала здесь такова, что суммарное значение $U_{cm} + U_{Bx}$ не имеет отрицательных значений, а поэтому ток базы I_B , а следовательно, и ток коллектора I_K нигде не снижаются до нуля. Ток в выходной цепи протекает в течение всего периода, а угол отсечки θ равен 180° . Транзистор

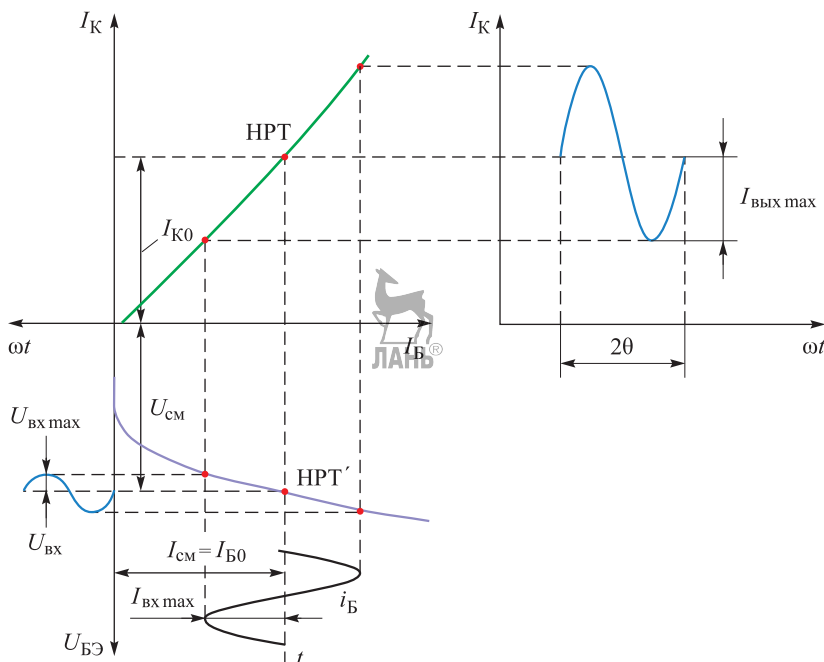


Рис. 2.17. Временные диаграммы входных и выходных токов и характеристика передачи по току в режиме *A*:

θ — угол отсечки; I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; $I_{см}$ — ток смещения; $U_{см}$ — напряжение смещения рабочей точки; $U_{БЭ}$ — входное напряжение на базе транзистора; $U_{вх}$ — напряжение на входе усилителя; HPT — начальная рабочая точка; $I_{Б0}$, I_{K0} — начальные значения токов базы и коллектора соответственно; $I_{вх max}$, $I_{вых max}$ — максимальные значения входного и выходного токов соответственно; i_B — переменное значение тока базы

работает в активном режиме на близких к линейным участках характеристик, поэтому искажения усиливаемого сигнала здесь минимальны. Однако из-за большого значения начального тока коллектора I_{K0} КПД такого усилителя низкий (теоретически не более 25 %, а реальные значения еще ниже), поэтому такой режим применяют в маломощных каскадах предварительного усиления.

Режим B

Режим *B* характеризуется тем, что начальная рабочая точка находится в начале характеристики передачи по току $I_K = f(I_B)$ (рис. 2.18). Ток нагрузки протекает по коллекторной цепи транзистора только в течение одного полупериода входного сигнала, а в течение второго полупериода транзистор закрыт, так как его начальная рабочая точка будет находиться в области от-

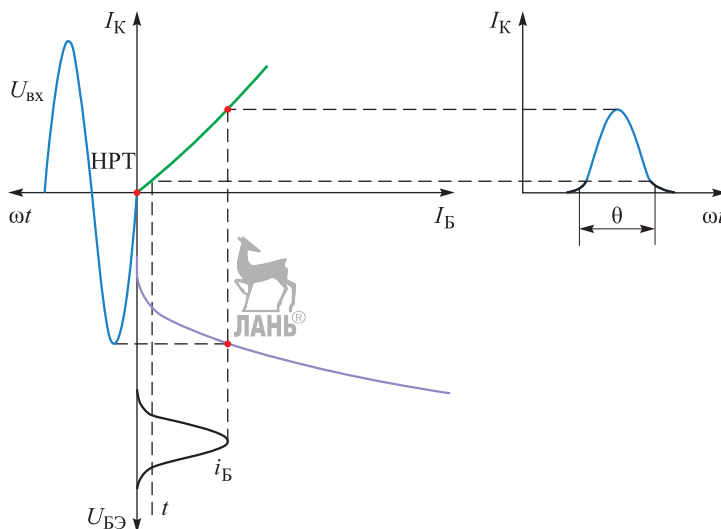


Рис. 2.18. Временные диаграммы входных и выходных токов и характеристика передачи по току в режиме *B*:

θ — угол отсечки; I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; $U_{БЭ}$ — входное напряжение на базе транзистора; $U_{ВХ}$ — напряжение на входе усилителя; НРТ — начальная рабочая точка; i_B — переменное значение тока базы

сечки. Коэффициент полезного действия усилителя, работающего в режиме *B*, значительно выше (составляет 60...70 %), чем в режиме *A*, так как начальный ток коллектора I_{K0} в этом случае равен нулю. Угол отсечки $\theta = 90^\circ$. Однако у усилителей, работающих в режиме *B*, есть и существенный недостаток: большой уровень нелинейных искажений (колоколообразные искажения), вызванных повышенной нелинейностью усиления транзистора, когда он находится вблизи режима отсечки.

Для того чтобы усилить входной сигнал в течение обоих полупериодов, используют двухтактные схемы усилителей, когда в течение одного полупериода работает один транзистор, а в течение другого полупериода — второй транзистор в этом же режиме.

Режим *B* обычно используют преимущественно в мощных двухтактных усилителях, однако в чистом виде его применяют редко. Чаще в качестве рабочего используют промежуточный режим *AB*.

Режим *AB*

Режиму усиления *AB* соответствует режим работы усилительного каскада, при котором ток в выходной цепи протекает больше половины периода изменения напряжения входного сигнала (рис. 2.19).

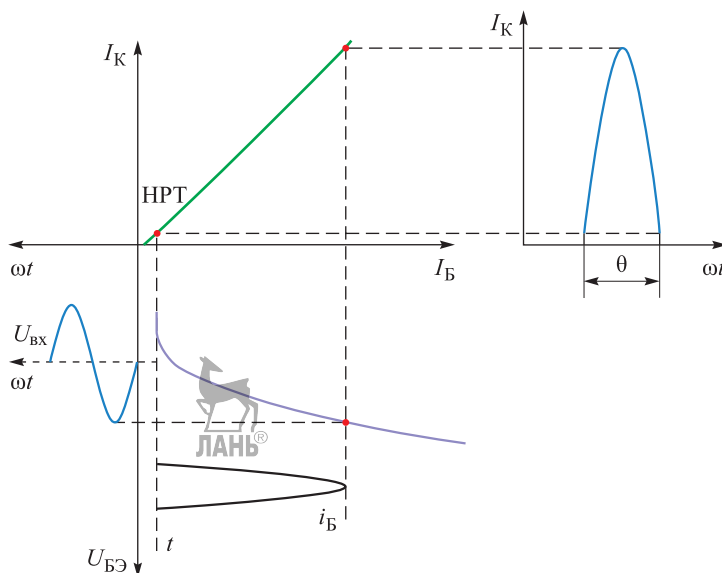


Рис. 2.19. Временные диаграммы входных и выходных токов и характеристика передачи по току в режиме *AB*:

θ — угол отсечки; I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; $U_{BЭ}$ — входное напряжение на базе транзистора; $U_{ВХ}$ — напряжение на входе усилителя; НРТ — начальная рабочая точка

Этот режим используется для уменьшения нелинейных искажений усиленного сигнала, которые возникают вследствие нелинейности начальных участков входных ВАХ транзисторов.

При отсутствии входного сигнала в режиме покоя резистор немного открыт и через него протекает ток, составляющий 10...15 % от максимального тока при заданном входном сигнале. Угол отсечки в этом случае $\theta = 120...130^\circ$.

При работе двухтактных усилительных каскадов в режиме *AB* происходит перекрытие положительной и отрицательной полуволн тока плеч двухтактного каскада, что приводит к компенсации нелинейных искажений, существующих за счет нелинейности начальных участков ВАХ транзистора.

Коэффициент полезного действия каскадов при этом режиме усиления выше, чем для режима *A*, но меньше, чем в режиме *B*, за счет наличия малого тока коллектора I_{K0} .

Режим C

В режиме *C* начальная рабочая точка располагается выше начальной точки характеристики передачи по току (рис. 2.20). Ток коллекторной цепи протекает в течение времени, которое меньше половины периода входного

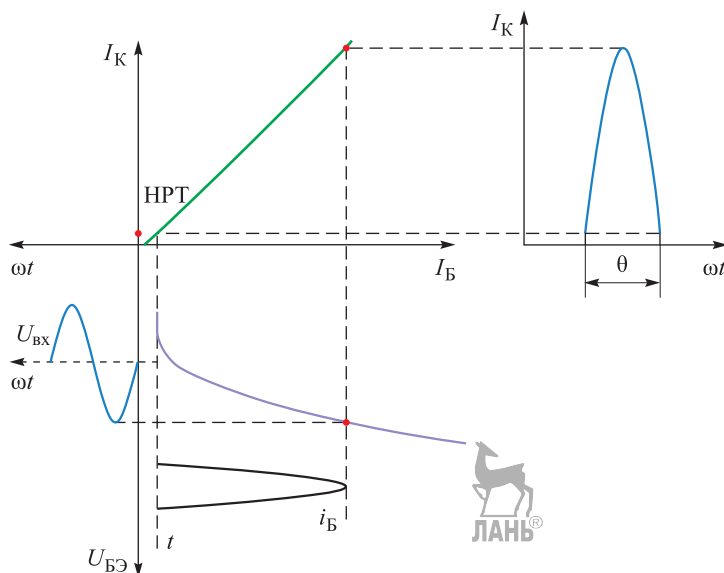


Рис. 2.20. Временные диаграммы входных и выходных токов и характеристика передачи по току в режиме *C*:

θ — угол отсечки; I_K — ток коллектора; I_B — ток базы; $U_{БЭ}$ — входное напряжение на базе транзистора; $U_{вх}$ — напряжение на входе усилителя; НРТ — начальная рабочая точка

сигнала, поэтому угол отсечки $\theta < 90^\circ$. Поскольку больше половины рабочего времени транзистор закрыт (ток коллектора равен нулю), мощность, потребляемая от источника питания, снижается, так что КПД каскада приближается к 100 %. Ввиду больших нелинейных искажений режим *C* не используется в усилителях звуковой частоты, этот режим нашел применение в мощных резонансных усилителях (например, радиопередатчиках).

Режим *D*

Режим *D* называется *ключевым*. В этом режиме начальная рабочая точка может находиться только в двух возможных положениях: либо в области отсечки (транзистор заперт, и его можно рассматривать как разомкнутый ключ), либо в зоне насыщения (транзистор полностью открыт, и его можно рассматривать как замкнутый ключ). В активной области начальная рабочая точка находится только в течение короткого промежутка времени, необходимого для перехода ее из одной области в другую. Поэтому при работе в ключевом режиме линия нагрузки может на среднем своем участке выходить за пределы гипербол допустимых мощностей при условии, что переход транзистора из закрытого состояния в открытое и наоборот осуществляется достаточно быстро.

В ключевом режиме КПД оказывается очень высоким, близким к 100 %. Этот режим преимущественно используется в силовых транзисторах, работающих в схемах бесконтактных прерывателей постоянного и переменного тока.

2.3.3. RC-усилитель с эмиттерной стабилизацией

Рассмотрим RC-усилитель, в котором транзистор включен по схеме с ОЭ и используется эмиттерная стабилизация начального режима работы (рис. 2.21).

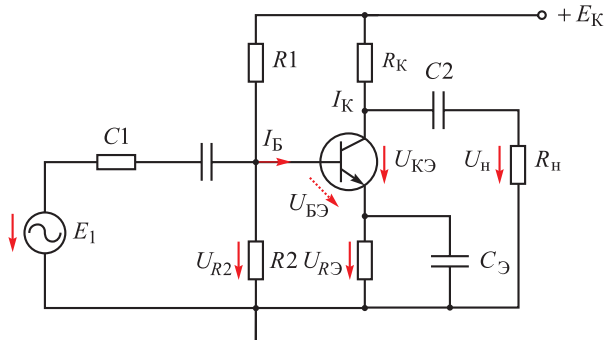


Рис. 2.21. Схема RC-усилителя на биполярном транзисторе с эмиттерной стабилизацией:

$C1$, $C2$ — разделительные конденсаторы; $C3$ — конденсатор, ликвидирующий ООС по переменной составляющей; $R1$, $R2$ — делители напряжения; R_n — сопротивление нагрузки; R_K — сопротивление в коллекторной цепи; U_{R2} — напряжение на резисторе $R2$; E_K — источник напряжения в выходной цепи; E_1 — ЭДС источника входного сигнала; U_{R3} — падение напряжения на резисторе $R3$; $U_{KЭ}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора; U_n — падение напряжения на нагрузке; $U_{БЭ}$ — напряжение на базе транзистора; I_B , I_K — токи базы и коллектора соответственно

Конденсатор $C1$, называемый разделительным, препятствует связи по постоянному току источника входного сигнала с усилителем, что может вызвать нарушение режима работы транзистора по постоянному току. Конденсатор $C2$, также называемый разделительным, служит для разделения выходной коллекторной цепи от внешней нагрузки по постоянному току. Конденсатор $C3$ обеспечивает увеличение коэффициента усиления по напряжению, так как уменьшает амплитуду переменной составляющей напряжения $U_{RЭ}$ (говорят, что конденсатор $C3$ ликвидирует ООС на переменном токе).

Для рассматриваемой схемы (см. рис. 2.21) линия нагрузки на постоянном токе при $U_{вх} = 0$ описывается следующим выражением, полученным при замене тока эмиттера током коллектора (так как $I_Э \approx I_K$):

$$I_K = -\frac{1}{R_K + R_{\text{Э}}} U_{K\text{Э}} + \frac{1}{R_K + R_{\text{Э}}} E_K.$$

Пусть параметры элементов схемы таковы, что в начальном режиме работы $I_B \approx I_{B2}$. Соответствующее положение начальной рабочей точки указано на рис. 2.22. На основании приведенного ранее краткого анализа схемы с эмиттерной стабилизацией (см. рис. 2.16) получаем

$$U_{R2} \approx -\frac{E_K R2}{R1 + R2}; U_{R\text{Э}} = U_{R2} - U_{B\text{Э}}; I_{\text{Э}} = \frac{U_{R\text{Э}}}{R_{\text{Э}}} \approx \frac{\frac{E_K R2}{R1 + R2} - U_{B\text{Э}}}{R_{\text{Э}}}.$$

При расчетах часто принимают $U_{B\text{Э}} = 0,6 \dots 0,7 \text{ В}$ (для кремниевых транзисторов). Пренебрегая током I'_{K0} , получаем $I_K = \beta_{\text{ст}} I_B$. Учитывая, что $I_{\text{Э}} = I_K + I_B$, имеем $I_B = \frac{I_{\text{Э}}}{1 + \beta_{\text{ст}}}$. Отсюда следует, что в схеме с эмиттерной

стабилизацией ток базы непосредственно зависит от того, какое значение коэффициента $\beta_{\text{ст}}$ будет иметь конкретный используемый транзистор. Если значение коэффициента $\beta_{\text{ст}}$ окажется большим, то ток базы будет малым, и наоборот.

Предположим, что напряжение питания E_K задано и требуется обеспечить начальный режим работы при заданном начальном токе $I_{K\text{н}}$.

Изложим порядок предварительного определения коэффициентов $R_{\text{Э}}$, $R1$ и $R2$.

Напряжение $U_{R\text{Э}}$ выбирают из соотношения

$$U_{R\text{Э}} = (0,1 \dots 0,3) E_K.$$

Затем, учитывая, что $I_{\text{Э}} \approx I_K$, находят $R_{\text{Э}}$:

$$R_{\text{Э}} = \frac{U_{R\text{Э}}}{I_{K\text{н}}}.$$

Определяют максимальный ток базы $I_{B\text{max}}$, соответствующий минимальному значению β_{min} коэффициента β :

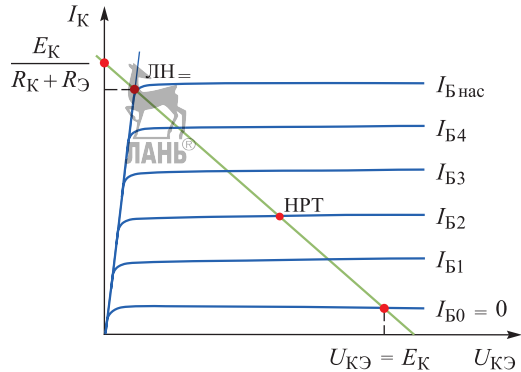


Рис. 2.22. Семейство выходных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с ОЭ:

НРТ — начальная рабочая точка; ЛН= — линия нагрузки по постоянному току; I_K — ток коллектора; E_K — источник напряжения в выходной цепи; $I_{B\text{нас}}$ — ток базы в режиме насыщения; $I_{B0} \dots I_{B4}$ — значения тока базы; $U_{K\text{Э}}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора; $U_{K\text{Э}}$ — напряжение на коллекторе транзистора

$$I_{B \max} = \frac{I_{KН}}{\beta_{\min}}.$$

Выбирают ток $I_{\text{дел}}$ делителя напряжения на резисторах $R1$ и $R2$, протекающий при отключении базы транзистора от делителя. При этом пользуются соотношением

$$I_{\text{дел}} = (8 \dots 10) I_{B \max}.$$

Вычисляют сумму сопротивлений $R1 + R2$:

$$R1 + R1 = \frac{E_K}{I_{\text{дел}}}.$$

Определяют напряжение

$$U_{R2} = U_{RЭ} + U_{БЭ}.$$

При этом считают, что $U_{БЭ} = (0,6 \dots 0,7) \text{ В}$. Находят

$$R2 = \frac{U_{R2}}{I_{\text{дел}}}$$

и, используя вычисленное значение суммы $R1 + R2$, получают

$$R1 = (R1 + R2) - R2.$$

Изложенный порядок расчета величин $RЭ$, $R1$ и $R2$, а также другие подобные методики расчета электронных схем до применения математического моделирования составляли основу ручного проектирования устройств электроники. После таких расчетов из конкретных радиодеталей изготавливали макет устройства и по результатам его практического исследования уточняли значения параметров элементов схемы.

В настоящее время подобные расчеты, во-первых, помогают уяснить взаимосвязь различных параметров элементов электронной схемы, т. е. позволяют более глубоко проникнуть в сущность явлений, имеющих место в этой схеме (см. рис. 2.21); во-вторых, с их помощью можно получить предварительные, ориентировочные значения параметров элементов, которые используются при математическом моделировании для определения окончательных значений параметров.

Проведем анализ RC -усилителя с эмиттерной стабилизацией. В данной схеме одновременно могут действовать постоянные и переменные напряжения, поэтому анализ схемы осуществляют сначала по постоянному току, а затем по переменному. На рис. 2.23 представлена схема RC -усилителя с эквивалентной схемой замещения. Для упрощения анализа часто в экви-

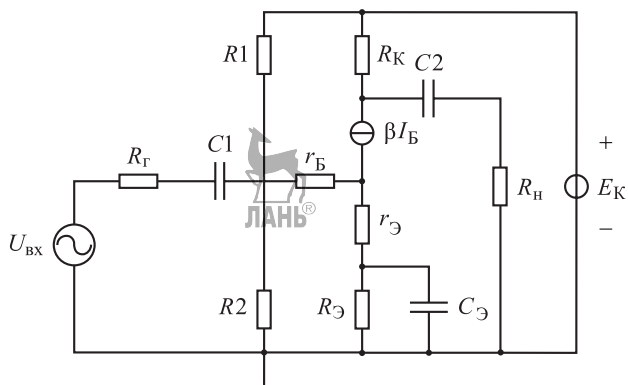


Рис. 2.23. Схема RC -усилителя на биполярном транзисторе с эмиттерной стабилизацией и эквивалентной схемой замещения транзистора:

R_1, R_2 — делители напряжения; $R_г$ — сопротивление генератора (источника сигнала); $R_н$ — сопротивление нагрузки; $R_к$ — сопротивление коллектора; $R_э$ — сопротивление эмиттера; C_1, C_2 — разделительные конденсаторы; $C_э$ — конденсатор, ликвидирующий ООС по переменной составляющей; $r_б, r_э$ — сопротивления базовой и эмиттерной областей соответственно; $\beta I_б$ — источник тока

валентной схеме замещения транзистора источником тока $I'_{к0}$ и резистором $r'_к$ пренебрегают, так как значение $r'_к$ велико ($r'_к \rightarrow \infty$), а значение $I'_{к0}$ мало ($I'_{к0} \rightarrow 0$).

Параметры элементов усилителя (в частности, емкости конденсаторов C_1, C_2 и $C_э$) выбирают таким образом, чтобы в области средних частот переменные составляющие напряжений на конденсаторах C_1, C_2 и $C_э$ были пренебрежимо малы.

Транзистор для усилителя выбирают таким образом, чтобы в области средних частот ухудшение его усилительных свойств при увеличении частоты было незначительным. Если обратиться к комплексному коэффициенту β , то это означает, что выбирают транзистор с такой предельной частотой f_{\max} , которая не меньше наибольшей частоты из области средних частот. Поэтому в линейной эквивалентной схеме усилителя для средних частот не используют емкости транзистора, а коэффициент β считают вещественным и постоянным.

С целью упрощения расчетов в эквивалентной схеме транзистора оставлены только резисторы с сопротивлением $r_б, r_э$ и источник тока, управляемый током $\beta I_б$.

Поскольку нас интересуют только переменные составляющие токов и напряжений, то величиной $E_к$ и сопротивлением источника питания $E_к$

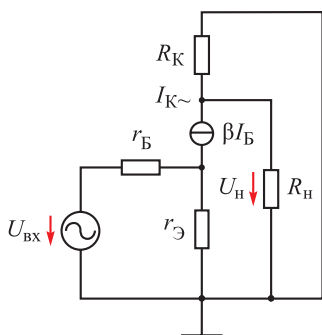


Рис. 2.24. Линейная эквивалентная схема RC -усилителя для средних частот:

R_H — сопротивление нагрузки; R_K — сопротивление коллектора; βI_B — источник тока; $I_{K\sim}$ — переменная составляющая коллекторного тока; r_B , $r_Э$ — сопротивления базовой и эмиттерной областей соответственно; U_H — напряжение на нагрузке

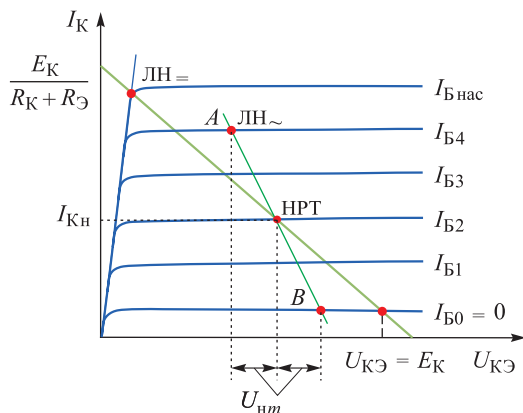


Рис. 2.25. Выходные статические характеристики транзистора, включенного по схеме с ОЭ:

$ЛН=$ — линия нагрузки по постоянному току; $ЛН\sim$ — линия нагрузки по переменному току; A , B — предельные точки на линии нагрузки $ЛН\sim$; $НРТ$ — начальная рабочая точка; I_K — ток коллектора; $I_{B_нас}$ — ток базы в режиме насыщения; $I_{B_0} \dots I_{B_4}$ — значения тока базы; E_K — источник напряжения в выходной цепи; $U_{КЭ}$ — напряжение, приложенное к коллектору; $U_{нм}$ — амплитуда напряжения на нагрузке; $I_{Kн}$ — заданный начальный ток коллектора через нагрузку

пренебрегают. Будем считать, что $R1 = 0$ и влиянием резисторов $R1$ и $R2$ на коэффициент усиления переменного сигнала $u_{вх}$ можно пренебречь.

Рассмотрим линейную эквивалентную схему для средних частот, изображенную на рис. 2.24. Ценность этой схемы не ограничивается тем, что она позволяет выполнить ручной расчет режима усиления. Более важно то, что эта схема помогает уяснить влияние параметров различных элементов усилителя на способность усиливать входной сигнал. На этой схеме хорошо видно, что для переменных составляющих токов и напряжений резисторы R_K и R_H включены параллельно. При ручных графических расчетах этот факт находит отражение в том, что на выходных характеристиках строят так называемую линию нагрузки на переменном токе линии нагрузки, наклон которой определяется величиной

$$R_K \parallel R_H = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}.$$

Наклон линии нагрузки на постоянном токе линии нагрузки определяется величиной $R_K + R_Э$. Именно по линии нагрузки по переменному току $ЛН\sim$ перемещается рабочая точка, характеризующая режим работы RC -

усилителя при наличии переменного входного сигнала $u_{\text{вх}}$. На рис. 2.25 указаны амплитуда напряжения $U_{\text{нм}}$ на нагрузке, равная амплитуде переменной составляющей напряжения $U_{\text{кэ}}$, и соответствующие предельные точки *A* и *B* на линии нагрузки ЛН~ по переменному току. При этом предполагается, что ток базы изменяется в пределах от $I_{\text{Б1}}$ до $I_{\text{Б3}}$. Временные диаграммы, характеризующие работу RC-усилителя, показаны на рис. 2.26.

Обратим внимание на то, что выходной сигнал $u_{\text{вых}}$ сдвинут относительно входного $u_{\text{вх}}$ на 180° , т. е. RC-усилитель инвертирует сигнал по фазе.

Коэффициент усиления усилителя по напряжению K_U является одним из наиболее важных параметров усилителя. При условии, что внутреннее сопротивление источника входного сигнала $R_r = 0$, коэффициент K_U определяется выражением

$$K_U = \frac{U_{\text{нм}}}{U_{\text{вхм}}}, \quad (2.5)$$

где $U_{\text{вхм}}$ — амплитуда входного напряжения $u_{\text{вх}}$.

Рассмотрим линейную эквивалентную схему для средних частот (см. рис. 2.24). Обозначим $I_{\text{Бм}}$ амплитуду переменной составляющей $i_{\text{Б}}$ -тока базы. Тогда амплитуда $I_{\text{эм}}$ переменной составляющей тока эмиттера равна $(1+\beta)I_{\text{Бм}}$, а величину $U_{\text{вхм}}$ вычисляют по формуле

$$U_{\text{вхм}} = I_{\text{Бм}}r_{\text{Б}} + (1+\beta)I_{\text{Бм}}r_{\text{Э}} = I_{\text{Бм}}[r_{\text{Б}} + (1+\beta)r_{\text{Э}}]. \quad (2.6)$$

Величина $U_{\text{нм}}$ определяется выражением

$$U_{\text{нм}} = \beta I_{\text{Бм}} \frac{R_{\text{К}} R_{\text{Н}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}}. \quad (2.7)$$

Подставляем (2.6) и (2.7) в (2.5) и получаем

$$K_U = \frac{\beta \frac{R_{\text{К}} R_{\text{Н}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}}}{r_{\text{Б}} + (1+\beta)r_{\text{Э}}}. \quad (2.8)$$

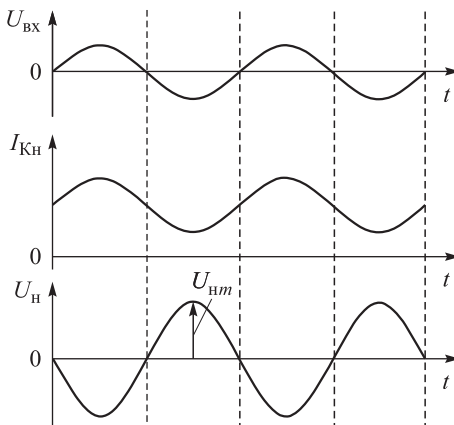


Рис. 2.26. Временные диаграммы входного напряжения и выходных тока и напряжения: $U_{\text{вх}}$ — источник входного сигнала; $U_{\text{н}}$ — напряжение на нагрузке; $I_{\text{кн}}$ — ток коллектора через нагрузку; $U_{\text{нм}}$ — амплитуда напряжения на нагрузке

Обозначим входное дифференциальное сопротивление транзистора $r_{\text{доЭ}}$ для схемы с общим эмиттером. Очевидно, что $r_{\text{доЭ}} = r_{\text{Б}} + (1 + \beta)r_{\text{Э}}$. В соответствии с этим можно записать

$$K_U = \frac{\beta \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}}{r_{\text{доЭ}}}.$$

Важными параметрами усилителя являются его входное и выходное сопротивления. На линейной эквивалентной схеме (см. рис. 2.24), соответствующей принятым допущениям, хорошо видно, что входное сопротивление усилителя фактически является входным дифференциальным сопротивлением транзистора для схемы с ОЭ ($r_{\text{доЭ}}$). Ясно и то, что выходное сопротивление усилителя равно R_K .

Коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{I_{\text{нм}}}{I_{\text{вхм}}}, \quad (2.9)$$

где $I_{\text{вхм}}$, $I_{\text{нм}}$ — соответственно амплитуды тока источника входного сигнала и тока нагрузки.

Предположим, что $I_{\text{вхм}} = I_{\text{Бм}}$. Тогда

$$I_{\text{нм}} = \beta I_{\text{Бм}} \frac{\frac{R_K R_H}{R_K + R_H}}{R_H}. \quad (2.10)$$

Подставим (2.10) в (2.9) и получим

$$K_i = \beta \frac{R_K}{R_K + R_H}. \quad (2.11)$$

Амплитудные и фазочастотные характеристики усилителя аналогичны типовым характеристикам, рассмотренным в 2.3.1. Спад АЧХ в области низких частот обусловлен уменьшением коэффициента усиления усилителя за счет увеличения реактивного сопротивления емкостей C_1 , C_2 и $C_{\text{Э}}$. Спад АЧХ в области высоких частот обусловлен ограниченными частотными свойствами транзистора.

2.4. Усилители на полевых транзисторах

В качестве примера рассмотрим RC -усилитель на полевом транзисторе с p — n -переходом, включенном с общим истоком (рис. 2.27). Используем транзистор с каналом n -типа.

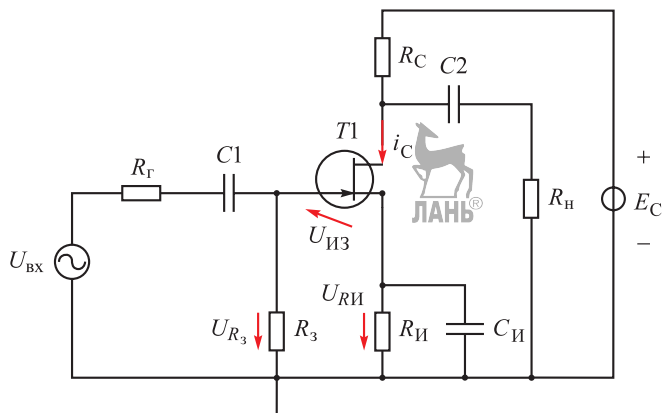


Рис. 2.27. Схема RC -усилителя на полевом транзисторе:

$C1, C2$ — разделительные конденсаторы; $C_{И}, R_З, R_{И}$ — элементы, предназначенные для установки рабочей точки; $R_{Н}$ — сопротивление нагрузки; $R_{С}$ — сопротивление в цепи стока; $R_{Г}$ — внутреннее сопротивление источника входного напряжения; i_C — переменный ток стока; $U_{ВХ}$ — источник входного напряжения; $U_{РЗ}$ — сопротивление в цепи затвора; $U_{ИЗ}$ — напряжение на затворе относительно истока; $U_{РИ}$ — падение напряжения на сопротивлении $R_{И}$; E_C — источник питания; $T1$ — полевой транзистор

Для этого транзистора начальное напряжение $U_{ИЗ}$ должно быть положительным ($p-n$ -переход должен находиться под запирающим напряжением). С целью получения этого напряжения в цепь истока включают резистор $R_{И}$, на котором возникает падение напряжения $U_{РИ}$ от протекания по нему начального тока истока $I_{ИН}$. Напряжение $U_{РИ}$ через резистор $R_З$ передается на затвор. Так как ток затвора полевого транзистора пренебрежимо мал, падение напряжения на сопротивлении $R_З$ практически равно нулю, поэтому $U_{ИЗ} = U_{РИ}$. Схему RC -усилителя на полевом транзисторе (см. рис. 2.27), обеспечивающую начальный режим работы, называют схемой с автоматическим смещением.

Пусть заданы начальный ток стока ($I_{СН} = I_{ИН}$) и начальное напряжение $U_{ИЗН}$ между истоком и затвором. Тогда сопротивление $R_{И}$ следует вычислять по формуле

$$R_{И} = \frac{U_{ИЗН}}{I_{СН}}.$$

Сопротивление $R_З$ обычно выбирают порядка 1 МОм. Рассматриваемая схема обеспечения начального режима работы характеризуется повышенной стабильностью. Если по каким-либо причинам начальный ток стока $I_{СН}$

начнет увеличиваться, то это приведет к увеличению напряжений $U_{\text{РИ}}$ и $U_{\text{ИЗ}}$, что будет препятствовать значительному увеличению тока $I_{\text{СН}}$.

Модуль коэффициента усиления каскада в области средних частот определяется равенством

$$K_U = S \frac{R_C R_H}{R_C + R_H},$$

где S — крутизна стокзатворной характеристики полевого транзистора, которую определяют по справочникам.

Назначение конденсаторов $C1^{\text{®}}$ и $C4$ аналогично назначению соответствующих конденсаторов RC -усилителя на биполярном транзисторе.

Частотные характеристики рассматриваемого усилителя подобны частотным характеристикам RC -усилителя на биполярном транзисторе.

2.5. Усилители постоянного тока

Усилителями постоянного тока называют такие устройства, которые могут усиливать медленно изменяющиеся электрические сигналы, т. е. они способны усиливать и переменные, и постоянные составляющие входного сигнала. Усилители постоянного тока имеют много разновидностей (дифференциальные, операционные, с преобразованием входного сигнала и др.). Поскольку такие устройства пропускают наряду с переменной составляющей еще и постоянную, то отдельные каскады должны быть связаны между собой либо непосредственно, либо через резисторы, но не через разделительные конденсаторы или трансформаторы, которые не пропускают постоянную составляющую.

Основную проблему усилителей постоянного тока представляет дрейф нуля — отклонение напряжения на выходе усилителя от начального (нулевого) значения при отсутствии входного сигнала. Основной причиной этого являются температурная и временная нестабильность параметров активных элементов схемы усилителя, резисторов, а также источников питания.

Один из возможных путей уменьшения дрейфа нуля — использование дифференциальных усилителей.

2.5.1. Дифференциальные усилители

Принцип работы дифференциального усилителя поясним на примере четырехплечевого моста (рис. 2.28, *а*), выполненного на резисторах $R1$ – $R4$. В одну диагональ включен источник напряжения U , а в другую — сопротивление нагрузки R_H . Если выполняется условие

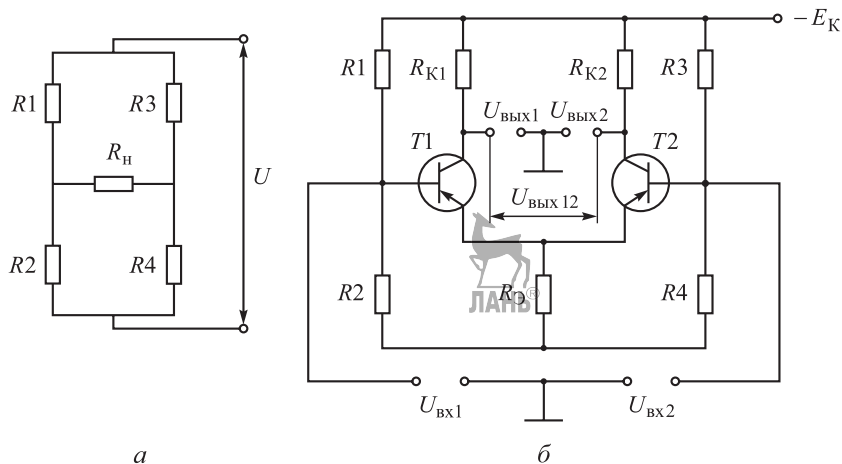


Рис. 2.28. Схемы четырехплечевого моста (а) и дифференциального усилителя (б):

U — источник напряжения; R_H — сопротивление нагрузки; R_1 – R_4 — сопротивления, обеспечивающие баланс схемы; U_{BX1} , U_{BX2} — входные напряжения; $U_{ВЫХ12}$ — выходное дифференциальное напряжение; $U_{ВЫХ1}$, $U_{ВЫХ2}$ — выходные напряжения; R_E — сопротивление в эмиттерной цепи; R_{K1} , R_{K2} — равные сопротивления в коллекторной цепи; E_K — источник напряжения в выходной цепи; T_1 , T_2 — одинаковые транзисторы

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}, \quad (2.12)$$

то мост сбалансирован и ток в R_H будет равен нулю. Баланс не нарушится, если будут меняться напряжение U и сопротивления резисторов плеч моста, но при условии, что соотношение (2.12) сохранится.

На рис. 2.28, б представлена схема простейшего дифференциального усилителя. Она аналогична схеме моста на рис. 2.28, а. Если R_2 и R_4 заменить транзисторами T_1 и T_2 и считать, что $R_1 = R_{K1}$, $R_3 = R_{K2}$, сопротивления R_{K1} и R_{K2} следует выбирать равными, а транзисторы T_1 и T_2 — идентичными. Тогда при отсутствии входного сигнала U_{BX1} и U_{BX2} выходное напряжение $U_{ВЫХ12}$ также равно нулю. При температурном воздействии на оба идентичных транзистора их параметры изменяются одинаково, а разность $U_{ВЫХ1}$ и $U_{ВЫХ2}$ остается неизменной.

Если на входы схемы U_{BX1} и U_{BX2} подать одинаковые сигналы по величине и фазе, называемые синфазными, то соответственно одинаково будут изменяться и входные напряжения $U_{ВЫХ1}$ и $U_{ВЫХ2}$, а следовательно, напряжение $U_{ВЫХ12}$ будет сохраняться равным нулю. Если на входы U_{BX1} и U_{BX2} подать одинаковые по величине, но сдвинутые по фазе на 180° сигналы, называемые дифференциальными, то возрастание тока в одном плече будет

сопровождаться уменьшением тока в противоположном, вследствие чего появится напряжение на дифференциальном выходе $U_{\text{вых}12}$.

Изменение температуры, паразитные наводки, старение элементов и другие факторы можно рассматривать как синфазные входные воздействия. Исходя из этого дифференциальный каскад обладает очень высокой устойчивостью работы и малочувствителен к помехам.

2.5.2. Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах

Схема дифференциального усилителя представлена на рис. 2.29.

При анализе дифференциального усилителя широко используют дифференциальное входное напряжение $u_{\text{вх.диф}}$ и синфазное входное напряжение $u_{\text{вх.синф}}$. Дифференциальное входное напряжение определяется выражением

$$u_{\text{вх.диф}} = u_{\text{вх}2} - u_{\text{вх}1}.$$

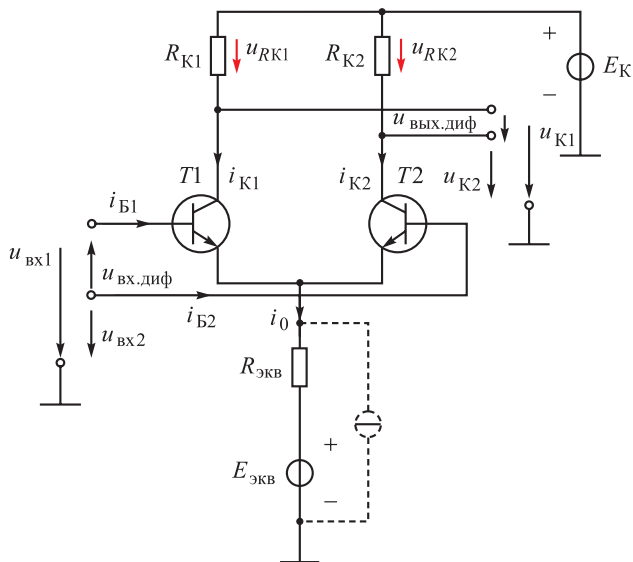


Рис. 2.29. Схема дифференциального усилителя:

$R_{\text{к}1}$, $R_{\text{к}2}$ — сопротивления в коллекторной цепи; $E_{\text{экв}}$ — источник напряжения; $R_{\text{экв}}$ — его внутреннее сопротивление; $u_{R\text{к}1}$, $u_{R\text{к}2}$ — напряжения на сопротивлениях нагрузки транзисторов; $u_{\text{к}1}$, $u_{\text{к}2}$ — выходные напряжения на транзисторах $T1$ и $T2$; $u_{\text{вх.диф}}$, $u_{\text{вых.диф}}$ — дифференциальные входное и выходное напряжения соответственно; $u_{\text{вх}1}$, $u_{\text{вх}2}$ — напряжения входных сигналов; $i_{\text{к}1}$, $i_{\text{к}2}$ — токи коллекторов; i_0 — ток в цепи эмиттера; $i_{\text{б}1}$ – $i_{\text{б}2}$ — токи баз транзисторов; $T1$, $T2$ — одинаковые транзисторы; $E_{\text{к}}$ — источник питания

Пусть $u_{\text{вх.диф}} = 0$, тогда $u_{\text{вх.сиф}} = u_{\text{вх}2} = u_{\text{вх}1}$. Напряжение $u_{\text{вых.диф}}$ называют выходным дифференциальным сигналом, причем $u_{\text{вых.диф}} = u_{\text{к}1} - u_{\text{к}2}$.

Основная идея, реализованная в дифференциальном каскаде, состоит в применении в одной схеме двух совершенно одинаковых половин плечевого моста. Эта идея достаточно часто применяется в электронике. Это приводит к тому, что выходное напряжение $u_{\text{вых.диф}}$ очень слабо зависит от входного синфазного напряжения и практически определяется только напряжением $u_{\text{вх.диф}}$. Усилитель называют дифференциальным потому, что напряжение $u_{\text{вых.диф}}$ пропорционально напряжению $u_{\text{вх.диф}}$ (пропорционально разности напряжений $u_{\text{вх}2}$ и $u_{\text{вх}1}$). Другие дестабилизирующие факторы, кроме синфазного напряжения, также оказывают слабое влияние на $u_{\text{вых.диф}}$.

Если увеличилась температура и возросли тепловые токи $I'_{\text{к}01}$ и $I'_{\text{к}02}$ соответственно транзисторов $T1$ и $T2$, то из-за изменения напряжений $u_{\text{РК}1}$ и $u_{\text{РК}2}$ на резисторах $R_{\text{к}1}$ и $R_{\text{к}2}$ изменяются напряжения $u_{\text{к}1}$ и $u_{\text{к}2}$. Если сопротивления $R_{\text{к}1}$ и $R_{\text{к}2}$ равны, а изменения токов $I'_{\text{к}01}$ и $I'_{\text{к}02}$ одинаковы, то напряжение $u_{\text{вых.диф}}$ не изменится.

Допустим, что ток i_0 является неизменным, а схема полностью симметрична и $u_{\text{вх.диф}} = 0$, тогда $i_{\text{к}1} = i_{\text{к}2} = \frac{i_0}{2}$, поскольку ток коллектора каждого

транзистора примерно равен току эмиттера. В случае изменения входного синфазного сигнала токи $i_{\text{к}1}$ и $i_{\text{к}2}$ не изменяются и поэтому не изменяются напряжения $u_{\text{к}1}$ и $u_{\text{к}2}$ и напряжение $u_{\text{вых.диф}}$. В соответствии с этим в реальных усилителях вместо резистора $R_{\text{экв}}$ и источника напряжения $E_{\text{экв}}$ для ослабления влияния синфазного сигнала часто используют ту или иную схему на транзисторах, которая выполняет функцию источника тока. При анализе схемы (см. рис. 2.29) $R_{\text{экв}}$ и $E_{\text{экв}}$ обычно заменяют источником тока (на рис. 2.29 выделен штриховой линией).

В интегральных схемах области полупроводника, соответствующие транзисторам, располагают очень близко друг к другу. Поэтому параметры транзисторов оказываются эквивалентными, что обеспечивает симметрию дифференциального усилителя.

Рассмотрим кратко процессы, происходящие в усилителе при поступлении на его вход положительного сигнала $u_{\text{вх.диф}}$. При увеличении этого сигнала, во-первых, растут ток базы $i_{\text{б}2}$ и ток коллектора $i_{\text{к}2}$ транзистора $T2$. Это приводит к повышению напряжения $u_{\text{РК}2}$ и снижению напряжения $u_{\text{к}2}$. Во-вторых, уменьшаются ток базы $i_{\text{б}1}$ и ток коллектора $i_{\text{к}1}$ транзистора $T1$. Это приводит к уменьшению напряжения $u_{\text{РК}1}$ и увеличению напряжения $u_{\text{к}1}$. В результате напряжение $u_{\text{вых.диф}}$ растет. Если напряжение $u_{\text{вх.диф}}$ чрезмерно велико, то транзистор $T2$ может войти в режим насыщения, а транзистор $T1$ — в режим отсечки. При отрицательном напряжении $u_{\text{вх.диф}}$ транзисторы меняются ролями.

Проведем количественный анализ рассмотренного выше усилителя (см. рис. 2.29). Пусть $u_{\text{вх.диф}} = 0$ и установлен фиксированный ток i_0 . Обозначим $\beta_{\text{ст1}}$, $\beta_{\text{ст2}}$ статические коэффициенты передачи тока базы, а β_1 , β_2 — динамические коэффициенты соответственно для транзисторов $T1$ и $T2$. Если $\beta_{\text{ст1}} = \beta_{\text{ст2}} = \beta_{\text{ст}}$, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, тогда в начальном режиме

$$i_{\text{Б1}} = i_{\text{Б2}} = \frac{i_0}{2(1 + \beta_{\text{ст}})} \approx \frac{i_0}{2\beta_{\text{ст}}};$$

$$i_{\text{К1}} = i_{\text{К2}} \approx \frac{i_0}{2}.$$

Допустим, что $R_{\text{К1}} = R_{\text{К2}} = R_{\text{К}}$, тогда $u_{\text{К1}} = u_{\text{К2}} = E - \frac{i_0}{2} R_{\text{К}}$, $u_{\text{вых.диф}} = 0$. В частности, если $i_0 = \frac{E_{\text{К}}}{R_{\text{К}}}$, то $u_{\text{К1}} = u_{\text{К2}} = \frac{E_{\text{К}}}{2}$.

Такой начальный режим работы обеспечивает максимально возможный диапазон изменения напряжений $u_{\text{К1}}$, $u_{\text{К2}}$ и $u_{\text{вых.диф}} (-E_{\text{К}} \dots + E_{\text{К}})$.

Определим коэффициент усиления по напряжению для дифференциального сигнала $K_{\text{диф}}$. Пусть под воздействием входного дифференциального напряжения $u_{\text{вх.диф}}$ токи $i_{\text{Б1}}$ и $i_{\text{Б2}}$ получили приращения, модуль которых обозначим $|\Delta i_{\text{Б}}|$. Если $u_{\text{вх.диф}} > 0$, то приращение тока $i_{\text{Б2}}$ будет положительным, а тока приращения $i_{\text{Б1}}$ — отрицательным. Если в эквивалентной схеме транзистора учитывать сопротивление $r_{\text{Э}}$ и не учитывать сопротивление $r_{\text{Б}}$, получим

$$u_{\text{вх.диф}} = 2(\beta + 1)r_{\text{Э}} |\Delta i_{\text{Б}}|. \quad (2.13)$$

Упростим выражение (2.13), тогда

$$u_{\text{вых.диф}} = 2\beta R_{\text{К}} |\Delta i_{\text{Б}}|. \quad (2.14)$$

С учетом выражений (2.13) и (2.14) имеем

$$K_{\text{диф}} = \frac{u_{\text{вых.диф}}}{u_{\text{вх.диф}}} = \frac{\beta R_{\text{К}}}{(\beta + 1)r_{\text{Э}}} \approx \frac{R_{\text{К}}}{r_{\text{Э}}}.$$

Как известно, при увеличении начального тока в цепи эмиттера значение $r_{\text{Э}}$ уменьшается, а при уменьшении начального тока — возрастает. Поэтому при увеличении тока i_0 коэффициент $K_{\text{диф}}$ увеличивается. Это позволяет изменять коэффициент усиления, изменяя начальный режим работы усилителя.

2.5.3. Усилитель постоянного тока с модуляцией и демодуляцией

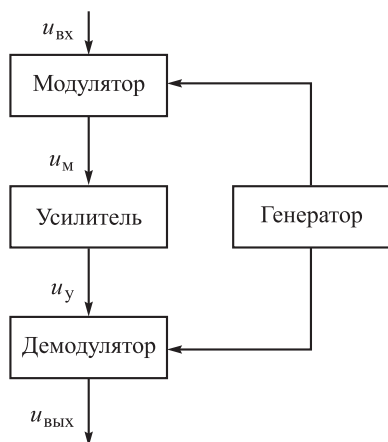


Рис. 2.30. Структурная схема усилителя МДМ-типа:

$u_{вх}$ — входное постоянное напряжение; $u_{м}$ — переменное напряжение на выходе модулятора; $u_{у}$ — переменное усиленное напряжение; $u_{вых}$ — выходное постоянное напряжение

пропорциональной входному сигналу. Переменное напряжение $u_{м}$ с выхода модулятора поступает на вход низкочастотного усилителя переменного тока. Демодулятор — фазочувствительный выпрямитель — преобразует переменное напряжение в постоянное, причем постоянное напряжение пропорционально амплитуде переменного напряжения, а следовательно, пропорционально входному сигналу.

Временные диаграммы указанных на схеме напряжений, поясняющие работу усилителя, приведены на рис. 2.31.

В результате того, что в усилителях МДМ-типа разорваны гальванические связи между каскадами, удается достичь высокого качества усиления, так как дрейф нуля в данной схеме (см. рис. 2.30) отсутствует. Такие усилители

В усилителях постоянного тока с модуляцией и демодуляцией (МДМ-типа) входной постоянный или медленно изменяющийся сигнал преобразуется (модулируется) в переменный повышенной частоты. Полученный сигнал усиливается с помощью усилителя переменного напряжения, а затем вновь преобразуется (демодулируется) в постоянный или медленно изменяющийся. Частота переменного напряжения составляет десятки кГц.

Структурная схема усилителя МДМ-типа приведена на рис. 2.30.

Модулятор преобразует постоянный или медленно изменяющийся входной сигнал в переменное напряжение с частотой f , определяемой генератором опорного напряжения, и амплитудой,

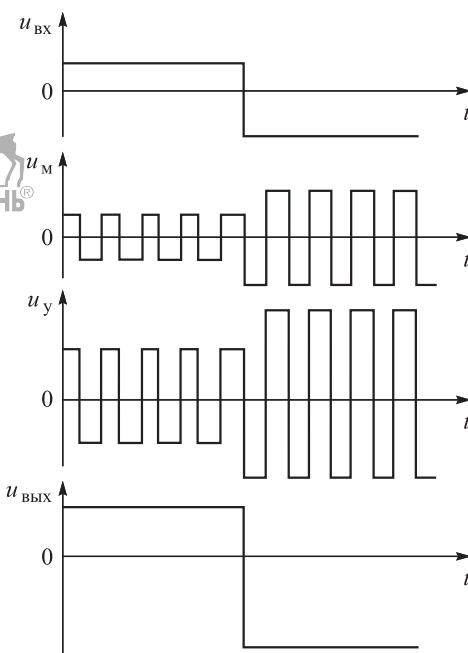


Рис. 2.31. Временные диаграммы напряжения на входе и выходе усилителя

могут использоваться в высокоточных устройствах. Еще одним достоинством усилителей МДМ-типа является возможность изолировать с помощью трансформатора входную и выходную части.



2.6. Операционный усилитель

Операционным усилителем (ОУ) называют высококачественный усилитель, который предназначен для усиления постоянных и переменных сигналов. Такие усилители использовали главным образом в аналоговых вычислительных устройствах для выполнения математических операций, что объясняет происхождение термина «операционный».

В настоящее время ОУ выпускают в виде интегральных микросхем, содержащих большое число элементов, но по размерам и стоимости они приближаются к отдельным транзисторам.

При инженерной разработке электронных устройств на основе ОУ полезно иметь представление о внутренней структуре ОУ, особенно об устройстве входных и выходных каскадов, что помогает правильно согласовать ОУ с источниками входных сигналов и приемниками преобразованных сигналов. Однако во многих случаях нет необходимости учитывать особенности электронной схемы, реализованной в том или ином ОУ. При этом ОУ рассматривается как «черный ящик», который описывается характеристиками и параметрами, соответствующими токам и напряжениям только внешних выводов. Особенности электрических процессов во внутренних цепях операционного усилителя при таком подходе не учитываются.

Представление ОУ в форме «черного ящика» значительно упрощает анализ электронных схем и обычно дает вполне приемлемые практические результаты.

2.6.1. Схемотехника операционного усилителя

В состав ОУ входит несколько транзисторных каскадов. Наиболее простое схемное решение имеет ОУ К140УД1 (рис. 2.32), изготовленный на кремниевой пластине размером 1,1×1,1 мм и содержащий девять транзисторов. Данная схема обеспечивает сравнительно невысокий коэффициент усиления ($K_U = 2000$), способствует ослаблению синфазного сигнала (коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осл.синф}} = 60$ дБ) и имеет невысокое входное сопротивление ($R_{\text{вх}} = 4$ кОм).

Последующие разработки позволили улучшить параметры ОУ за счет усложнения схемы. Так, в ОУ К140УД7 входное сопротивление составляет 400 кОм при входном токе 200 нА, коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осл.синф}} = 70$ дБ.

Параметры ОУ характеризуют его эксплуатационные возможности. Основными параметрами ОУ являются:

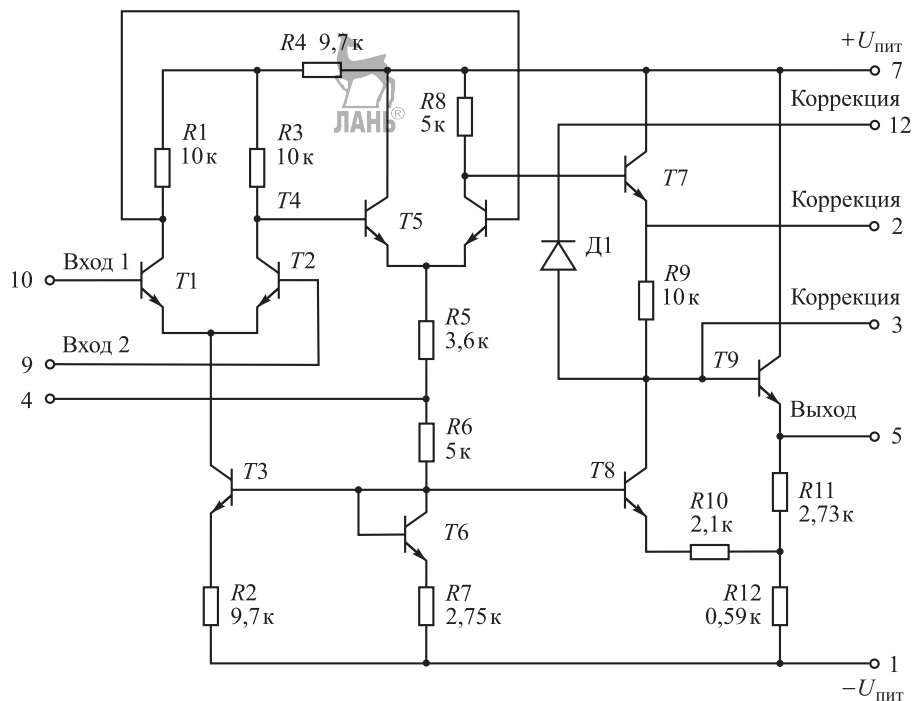


Рис. 2.32. Электрическая принципиальная схема ОУ К140УД1:

$R1-R12$ — резисторы; $D1$ — диод; $T1-T9$ — транзисторы

1) коэффициент усиления по напряжению без ОС K_U , показывающий, во сколько раз напряжение на выходе превышает напряжение сигнала, поданного на дифференциальный вход. Типовое значение $K_U = 10^5...10^6$;

2) коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осл.синф}$, показывающий, во сколько раз дифференциальный сигнал сильнее синфазного. Данный параметр определяется свойствами входного дифференциального каскада и составляет 80...100 дБ;

3) напряжение смещения нуля $U_{см}$, представляющее собой постоянное напряжение определенной полярности, которое необходимо подать на вход при отсутствии входного сигнала для того, чтобы напряжение на выходе стало равным нулю. Наличие отклонения выходного напряжения от нуля обусловлено хотя и малым, но неизбежным дисбалансом плеч дифференциального каскада. Практически $U_{см} = 5...20$ мВ;

4) температурный дрейф напряжения смещения $TKU_{см} = \frac{\Delta U_{см}}{\Delta T}$, характеризующий изменение напряжения $U_{см}$ при изменении температуры; он составляет 1...30 мкВ/°С;

5) входное сопротивление для дифференциального сигнала $R_{\text{вх.диф}}$, которое измеряется со стороны любого входа в то время, когда другой вход соединен с общим выводом; значение $R_{\text{вх.диф}}$ лежит в пределах от сотен килоом до единиц мегаом;

6) входное сопротивление для синфазного сигнала $R_{\text{вх.синф}}$, которое измеряется между соединенными вместе входами операционного усилителя и корпусом. Данное сопротивление на несколько порядков больше, чем сопротивление для дифференциального сигнала;

7) выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$. Значение выходного сопротивления для операционного усилителя составляет десятки—сотни ом.

Промышленностью выпускается большое разнообразие ОУ, которые подразделяют на две группы: общего и частного применения. Операционные усилители частного применения бывают быстродействующими (скорость нарастания выходного напряжения $U_{\text{вых}} = 50 \dots 70$ В/мкс), прецизионными (обладают высоким коэффициентом $K_U = 10^6 \dots 10^7$, высоким коэффициентом $K_{\text{осл.синф}} = 120$ дБ, малым $U_{\text{см}} = 1$ мВ), микромощными (питаются от источников ± 3 и ± 6 В и потребляют ток менее 1 мА), мощными (обеспечивают выходной ток до 1 А) и высоковольтными.

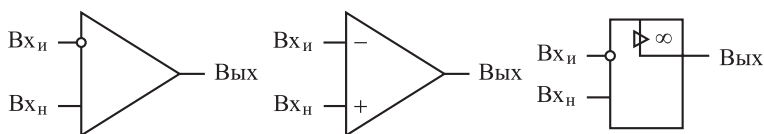


Рис. 2.33. Условные графические обозначения ОУ:

$V_{\text{хн}}$ — неинвертирующий (прямой) входной контакт; $V_{\text{хн}}$ — инвертирующий входной контакт; $V_{\text{ых}}$ — выходной контакт

Условные графические обозначения ОУ приведены на рис. 2.33. Один из входов, обозначенный знаком «+», называют *неинвертирующим (прямым)*, так как сигнал на выходе и сигнал на этом входе имеют одинаковую полярность, второй вход, обозначенный знаком «−» (его также обозначают знаком инверсии «о»), называют *инвертирующим*, так как сигнал на выходе по отношению к сигналу на этом входе имеет противоположную полярность. Помимо трех сигнальных контактов (двух входных и одного выходного) ОУ содержит дополнительные контакты (обычно число контактов составляет 14 или 16).

2.6.2. Передаточная характеристика операционного усилителя

Операционный усилитель достаточно полно характеризует его передаточная характеристика $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{диф}})$, где f — некоторая функция; $u_{\text{диф}} = u^+ - u^-$ — дифференциальное входное напряжение. Передаточная характеристика ОУ К140УД1 приведена на рис. 2.34 ($R_{\text{н}} = 5$ кОм).

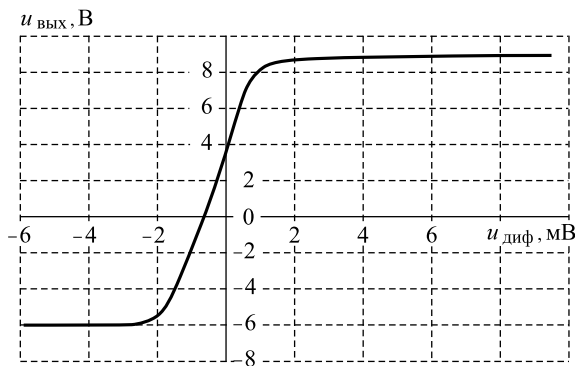


Рис. 2.34. Передаточная характеристика ОУ К140УД1:

$u_{\text{вых}}$ — выходное напряжение; $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки;

$u_{\text{диф}}$ — дифференциальное напряжение (между инвертирующим и неинвертирующим входами)

Эта характеристика не проходит через начало координат. У различных экземпляров ОУ одного и того же типа она может проходить как слева, так и справа от начала координат. Заранее предсказать точное положение этой характеристики невозможно. Значение напряжения $u_{\text{диф}}$, при котором выполняется условие $u_{\text{вых}} = 0$, называют *напряжением смещения нуля* $U_{\text{см}}$.

Для того чтобы при нулевом усиливаемом сигнале напряжение на выходе было равно нулю, т. е. для того, чтобы передаточная характеристика проходила через начало координат, предусматривают меры по компенсации напряжения смещения (балансировка, коррекция нуля, настройка нуля): за счет воздействия на специальные выводы операционного усилителя или подачей компенсирующего напряжения на вход.

Диапазон выходного напряжения, соответствующий почти вертикальному участку передаточной характеристики, называется *областью усиления*. Соответствующий этому диапазону режим работы называют *режимом усиления* (*линейным, активным режимом*). В линейном режиме

$$u_{\text{вых}} = K_U u_{\text{диф}},$$

где K_U — коэффициент усиления по напряжению.

Диапазоны выходного напряжения вне области усиления называются *областями насыщения*. Соответствующий этим областям режим называют *режимом насыщения*. Обычно считается, что в режиме насыщения выполняются условия

$$u_{\text{вых}} = +U_{\text{пит}} - (1,5 \dots 3) \text{ В}; \quad u_{\text{диф}} > 0;$$

$$u_{\text{вых}} = -U_{\text{пит}} + (1,5 \dots 3) \text{ В}; \quad u_{\text{диф}} < 0,$$

где $+U_{\text{пит}}$ и $-U_{\text{пит}}$ — напряжения питания.

В приближенных расчетах иногда считают, что в режиме насыщения $u_{\text{вых}} = +U_{\text{пит}}$ или $u_{\text{вых}} = -U_{\text{пит}}$.

Реальные электронные устройства на основе ОУ практически всегда имеют коэффициент усиления K_U значительно меньше, так как в них используется ООС.

Чем больше коэффициент K_U при заданных напряжениях ($+U_{\text{пит}}$ и $-U_{\text{пит}}$), тем меньше диапазон значений напряжения $u_{\text{диф}}$, который соответствует режиму усиления.

Например, пусть $K_U = 50\,000$ и $|-U_{\text{пит}}| = |U_{\text{пит}}| = 15\text{ В}$, тогда напряжение $u_{\text{диф}}$ не может превышать значения $15 / 50\,000 = 300 \cdot 10^{-6}\text{ В} = 300\text{ мкВ}$.

2.6.3. Влияние различных факторов на выходное напряжение операционного усилителя

Влияние синфазного напряжения на выходное напряжение

Пусть в схеме ОУ (рис. 2.35) имеется только синфазный сигнал $u_{\text{синф}} \times$ ($u_{\text{диф}} = 0$). Типичный график зависимости $u_{\text{вых}}$ от $u_{\text{сф}}$ для ОУ показан на рис. 2.36.

Если модуль $|u_{\text{синф}}|$ сравнительно мал, то синфазный сигнал слабо влияет на напряжение $u_{\text{вых}}$. В противном случае его влияние, как следует из графика на рис. 2.36, может быть очень существенным. Если синфазный сигнал оказывается чрезмерно большим по модулю, то ОУ может выйти из строя. Влияние синфазного сигнала при его малых по модулю значениях характеризуют коэффициентом усиления синфазного сигнала $K_{\text{синф}}$ и коэффициентом ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осл.синф}}$:

$$K_{\text{синф}} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{синф}}}; \quad K_{\text{осл.синф}} = \frac{K}{K_{\text{синф}}}.$$

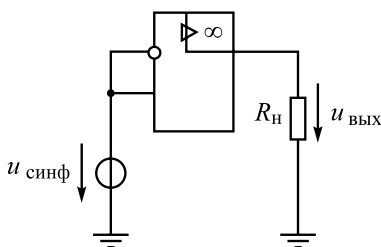


Рис. 2.35. Электрическая принципиальная схема ОУ для оценки влияния синфазного напряжения $u_{\text{синф}}$ на выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ на нагрузке R_n

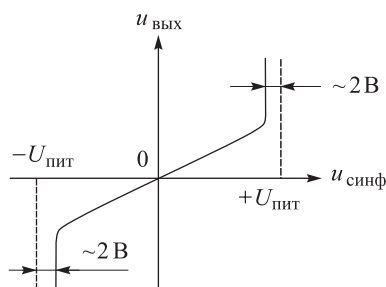


Рис. 2.36. Зависимость выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ на нагрузке от синфазного напряжения на входе $u_{\text{синф}}$:

$-U_{\text{пит}}$ — напряжение питания отрицательной полярности; $+U_{\text{пит}}$ — напряжение питания положительной полярности

Коэффициент K всегда положителен. Коэффициенты $K_{\text{сиф}}$ и $K_{\text{осл.сиф}}$ могут быть как положительными, так и отрицательными. В справочных данных указывают модули этих коэффициентов. Модуль коэффициента $K_{\text{сиф}}$ обычно близок к единице, поэтому модуль коэффициента $K_{\text{осл.сиф}}$ такого же порядка, что и коэффициент K . Коэффициент $K_{\text{осл.сиф}}$ часто измеряют в децибелах, обозначая его в этом случае так:

$$K_{\text{осл.сиф дБ}} = 20 \log |K_{\text{осл.сиф дБ}}|.$$

Например, для ОУ типа К140УД1 при напряжении питания $\pm 12,6$ В синфазный сигнал $u_{\text{сиф}}$ должен лежать в пределах $-6...+6$ В. Для этого усилителя коэффициент $K_{\text{осл.сиф дБ}}$ не меньше 60 дБ. Это означает, что модуль $|K_{\text{осл.сиф}}|$ не меньше 1000.

Влияние входных токов на выходное напряжение

Рассмотрим схему с ОУ, во входной цепи которого включены два резистора (рис. 2.37).

В схеме на рис. 2.37 источники входных сигналов отсутствуют, однако входные токи i_+ и i_- для реальных ОУ не равны нулю. Эти токи могут быть в зависимости от типа ОУ и положительными, и отрицательными. Если во входном каскаде ОУ используются биполярные транзисторы, то токи i_+ , i_- обычно лежат в пределах от десятков наноампер до единиц микроампер, а если применяются полевые транзисторы, то эти токи находятся обычно в пределах от долей пикоампер до десятков наноампер.

В случае если выполняется равенство $i_+ = i_-$, но сопротивления R_+ и R_- различны ($R_+ \neq R_-$), разность падений напряжения на этих сопротивлениях будет воспринята усилителем как *дифференциальный сигнал* и вызовет появление напряжения на нагрузке. Поэтому стремятся к тому, чтобы *эквивалентные* сопротивления цепей, подключенных к инвертирующему и неинвертирующему входам, были одинаковыми. К сожалению, токи i_+ и i_- не всегда одинаковы, и это является еще одной причиной нарушения режима работы ОУ.

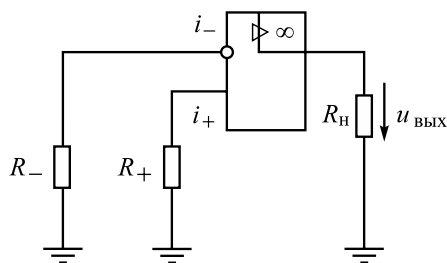


Рис. 2.37. Схема с ОУ и двумя резисторами для оценки влияния входных токов на выходное напряжение:

$u_{\text{вых}}$ — выходное напряжение; i_- , i_+ — входные токи на инвертирующем и неинвертирующем входах; R_- , R_+ — сопротивления на инвертирующем и неинвертирующем входах; R_n — сопротивление нагрузки

**Влияние температуры, напряжения питания и времени (старения)
на выходное напряжение**

Влияние указанных факторов проявляется в том, что под их воздействием изменяется напряжение смещения $U_{см}$. Для приближенной оценки этого влияния можно считать, что напряжение $U_{см}$ может изменяться следующим образом:

- при изменении температуры на 1°C на единицы—десятки микровольт или при изменении напряжения питания на 1 В на единицы—десятки микровольт;
- при увеличении срока службы схемы на 1 месяц на доли единицы микровольт.

**2.6.4. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики
операционного усилителя и его эквивалентная схема**

При увеличении частоты f уменьшается коэффициент K_U и возникает сдвиг по фазе φ между напряжениями $u_{диф}$ и $u_{вых}$ (предполагается, что эти напряжения синусоидальные). Для учета этого удобно использовать комплексный коэффициент усиления по напряжению K_U :

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{диф}},$$

где $U_{вых}$, $U_{диф}$ — комплексные действующие значения переменных напряжений $u_{вых}$ и $u_{диф}$ соответственно.

На практике широко используют графики АЧХ и ФЧХ для K_U , где модуль $|K_U|$ часто измеряют в децибелах, обозначая его при этом $|K_U|_{дБ} = 20 \log |K_U|$. Каждую отдельную характеристику или пару этих характеристик называют *диаграммой Боде*.

Типовые АЧХ и ФЧХ для ОУ К140УД1 показаны на рис. 2.38.

На рис. 2.38 по оси ординат отложены значения $|K_U|$ либо значения $|K_U|_{дБ}$. Ось абсцисс каждого графика представлена в логарифмическом масштабе.

Несмотря на то что модуль $|K_U|$ и сдвиг по фазе начинают уменьшаться уже при очень малых частотах (около 10 Гц), ОУ типа КД140УД1 могут вполне успешно работать на значительно более высоких частотах. Для этого в схемах используется ООС, которая значительно улучшает частотные свойства схем на основе ОУ.

У некоторых ОУ частотные характеристики таковы, что возможно самовозбуждение. Для предотвращения этого явления используют корректирую-

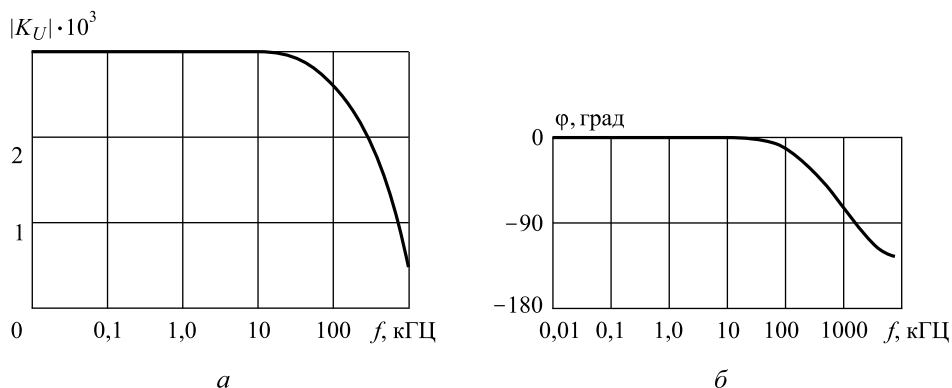


Рис. 2.38. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики ОУ К140УД1:

$|K_U| \cdot 10^3$ — коэффициент усиления по напряжению; φ — фазовый сдвиг; f — частота

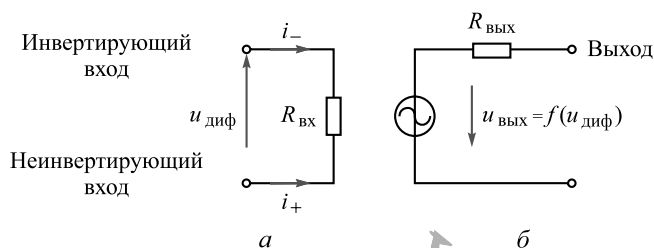


Рис. 2.39. Простейшая эквивалентная схема ОУ для низких частот:

$u_{\text{диф}}$ — дифференциальное напряжение; i_- , i_+ — токи на инвертирующем и неинвертирующем входах соответственно; $R_{\text{вх}}$, $R_{\text{вых}}$ — входное и выходное сопротивления соответственно

щие устройства (конденсаторы или RC -цепочки), изменяющие частотные характеристики.

Простейшая эквивалентная схема ОУ для низких частот изображена на рис. 2.39.

Функция $f(u_{\text{диф}})$ отражает особенности передаточной характеристики ОУ. При быстром анализе часто принимают $R_{\text{вх}} = \infty$ ($i_- = i_+ = 0$), $R_{\text{вых}} = 0$; $K \rightarrow \infty$.

2.7. Линейные схемы на основе операционных усилителей

2.7.1. Основные схемы на операционных усилителях

Операционные усилители используются в самых различных электронных устройствах. Их широко применяют как в аналоговых, так и в импульсных устройствах электроники. В то же время существуют и часто используются типовые линейные схемы на основе ОУ. Для понимания их принципа действия и анализа достаточно овладеть простыми приемами, основанными на ряде допущений, характерных для идеальных ОУ.

1. Входное сопротивление ОУ равно бесконечности, токи входных электродов равны нулю ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty, i_+ = i_- = 0$).

2. Выходное сопротивление ОУ равно нулю, т. е. ОУ со стороны выхода является идеальным источником напряжения ($R_{\text{вых}} \rightarrow 0$).

3. Коэффициент усиления по напряжению равен бесконечности, а дифференциальный сигнал в режиме усиления равен нулю (при этом не допускается закорачивания выводов ОУ).

4. В режиме насыщения напряжение на выходе равно по модулю напряжению питания, а его знак определяется полярностью входного напряжения. Однако дифференциальный сигнал нельзя всегда считать равным нулю.

5. Синфазный сигнал не действует на ОУ.

6. Напряжение смещения нуля равно нулю.

Практика показывает, что получаемые на основе этих допущений результаты имеют допустимую погрешность.

Вид выполняемых ОУ операций определяется внешними по отношению к нему элементами. От параметров ОУ зависит только точность выполняемых операций. Рассмотрим наиболее распространенные схемы на основе ОУ.

2.7.2. Инвертирующий усилитель на основе операционного усилителя

На рис. 2.40 изображена схема инвертирующего усилителя на идеальном ОУ, осуществляющем усиление аналоговых сигналов с поворотом фазы на 180° , в которой действует параллельная ОС по напряжению. Так как $i_- = 0$, в соответствии с первым законом Кирхгофа $i_1 = i_2$.

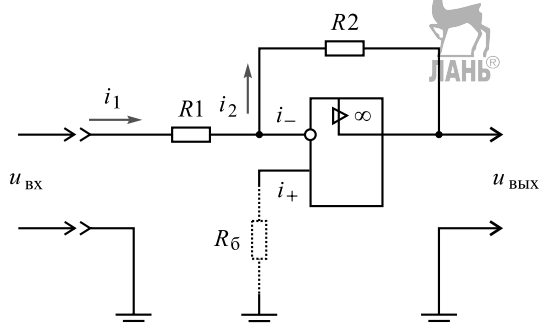


Рис. 2.40. Схема инвертирующего усилителя на идеальном ОУ:

$u_{\text{вх}}, u_{\text{вых}}$ — входное и выходное напряжения соответственно; $R1, R2$ — равные по номиналу резисторы; R_6 — балластный резистор для уменьшения влияния входных токов; i_1, i_2 — входной и выходной токи в цепи ОС; i_-, i_+ — токи на инвертирующем и неинвертирующем входах соответственно

Предположим, что ОУ работает в режиме усиления, тогда $u_{\text{диф}} = 0$ и на основании второго закона Кирхгофа имеем

$$i_1 = \frac{u_{\text{вх}}}{R_1}, \quad i_2 = -\frac{u_{\text{вх}}}{R_2}. \quad (2.15)$$

Учитывая, что $i_1 = i_2$, получаем

$$u_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1}.$$

Таким образом, инвертирующий усилитель характеризуется коэффициентом усиления по напряжению

$$K_U = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (2.16)$$

Отсюда следует, что K_U определяется внешними резисторами R_1 и R_2 . В современных ОУ $R_{\text{вх}}$ и K_U достаточно велики, поэтому на практике расчет по формуле (2.16) обеспечивает достаточную точность.

Для уменьшения влияния входных токов ОУ на выходное напряжение в цепь неинвертирующего входа включают резистор с сопротивлением R_6 , которое находят из выражения

$$R_6 = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Входное сопротивление инвертирующего усилителя на низких частотах значительно ниже собственного входного сопротивления ОУ. Это полностью соответствует сделанному ранее выводу о том, что параллельная ООС, имеющая место в схеме, уменьшает входное сопротивление. При $u_{\text{диф}} \approx 0$ входное сопротивление усилителя на низких частотах приблизительно равно R_1 .

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя на низких частотах $R_{\text{вых ОУ}}$ существенно меньше выходного сопротивления на низких частотах $R_{\text{вых}}$ собственно ОУ. Это является следствием действия ООС по напряжению. Отсюда

$$R_{\text{вых ОУ}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + K_U \frac{R_1}{R_1 + R_2}},$$

где K_U — коэффициент усиления по напряжению ОУ.

2.7.3. Неинвертирующий усилитель на основе операционного усилителя

Рассмотрим схему неинвертирующего усилителя (рис. 2.41), где имеет место последовательная ОС по напряжению.

Используя принятые в 2.7.1 допущения и выражения (2.15), выполним анализ схемы, приведенной на рис. 2.41.

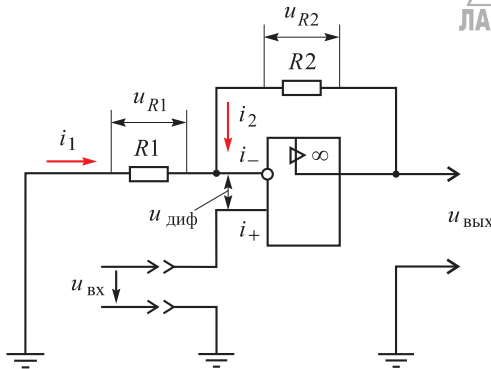


Рис. 2.41. Схема неинвертирующего усилителя:

$u_{\text{ВХ}}$, $u_{\text{ВЫХ}}$ — входное и выходное напряжения соответственно; u_{R1} , u_{R2} — напряжения на резисторах $R1$ и $R2$ соответственно; $u_{\text{диф}}$ — дифференциальное напряжение; i_1 , i_2 — входной и выходной токи в цепи ОС; i_- , i_+ — токи на инвертирующем и неинвертирующем входах соответственно

В соответствии с указанными в 2.7.1 допущениями входные токи ОУ равны нулю, т. е. $i_+ = i_- = 0$, и, следовательно, $i_1 = i_2$.

Предположим, что ОУ работает в режиме усиления, тогда $u_{\text{диф}} = 0$. На основании второго закона Кирхгофа получаем

$$u_{R1} = u_{\text{ВХ}}; \quad u_{R2} = u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВЫХ}};$$

$$i_1 R1 = -u_{\text{ВХ}}; \quad i_2 R2 = u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВЫХ}}; \quad i_1 = -\frac{u_{\text{ВХ}}}{R1};$$

$$i_2 = \frac{u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВЫХ}}}{R2}; \quad -\frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R1} = \frac{u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВЫХ}}}{R2};$$

$$u_{\text{ВХ}} \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right) = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R2};$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}} \frac{R1 + R2}{R1}; \quad u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right).$$


Таким образом, неинвертирующий усилитель характеризуется коэффициентом усиления по напряжению

$$K_U = 1 + \frac{R2}{R1}. \quad (2.17)$$

Используем общее выражение (2.1) для коэффициента усиления усилителя, охваченного последовательной ООС по напряжению. Предположим, что на входе действует входной сигнал низкой частоты, поэтому будем считать коэффициенты K_U , β и $K_{U\text{ОС}}$ вещественными. В соответствии с общим выражением (2.1) имеем

$$K_{U\text{ОС}} = \frac{K_U}{1 + K_U \beta}.$$

При $K_U \rightarrow \infty$

$$K_{UOC} = \frac{1}{\beta},$$


где β — коэффициент деления выходного напряжения на делителе $R1-R2$, показанного на рис. 2.41:

$$\beta = \frac{R1}{R1 + R2}.$$

Таким образом, при $K_U \rightarrow \infty$

$$K_{UOC} = 1 + \frac{R2}{R1},$$

что совпадает с результатом (см. (2.17)), полученным на основании используемых допущений (см. 2.2.4, 2.2.5 и 2.7.1).

Обратимся к общим выражениям для входного и выходного сопротивлений (см. 2.2.4, 2.2.5). Предполагая, что усилитель работает на низкой частоте, используем вещественные сопротивления $R_{вх}$, $R_{вх OC}$, $R_{вых}$, $R_{вых OC}$. Получим сопротивление рассматриваемого усилителя

$$R_{вх OC} = R_{вх} \left(1 + K_U \frac{R1}{R1 + R2} \right),$$

причем при $K_U \rightarrow \infty$ $R_{вх OC} \rightarrow \infty$. Аналогично имеем

$$R_{вых OC} = \frac{R_{вых}}{1 + K_U \frac{R1}{R1 + R2}}.$$

Очевидно, что при $K_U \rightarrow \infty$ выходное сопротивление $R_{вых OC} \rightarrow 0$.

На входах ОУ, применяемого в неинвертирующем усилителе, имеется синфазный сигнал, равный напряжению $u_{вх}$. Это недостаток такого усилителя. В инвертирующем усилителе синфазный сигнал отсутствует.

2.7.4. Повторитель напряжения на основе операционного усилителя

Схема повторителя напряжения на ОУ (рис. 2.42) легко может быть получена из схемы неинвертирующего усилителя (см. рис. 2.41) при $R1 \rightarrow \infty$, $R2 \rightarrow 0$.

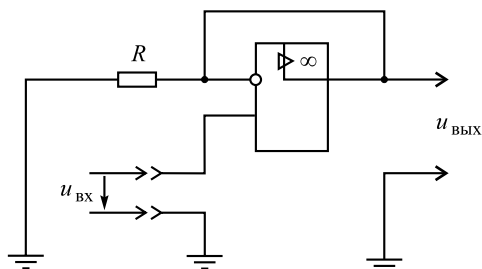


Рис. 2.42. Схема повторителя напряжения на ОУ:

R — сопротивление в цепи ОС; $u_{ВХ}$, $u_{ВЫХ}$ — входное и выходное напряжения соответственно

Предполагается, что ОУ работает в режиме усиления ($u_{\text{диф}} \approx 0$). Исходя из общего выражения (2.17) для напряжения $u_{\text{ВЫХ}}$ или второго закона Кирхгофа получаем $u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}}$.

2.7.5. Сумматор напряжений

Рассмотрим схему сумматора, приведенную на рис. 2.43.

Предположим, что ОУ работает в режиме усиления, тогда $u_{\text{диф}} = 0$.

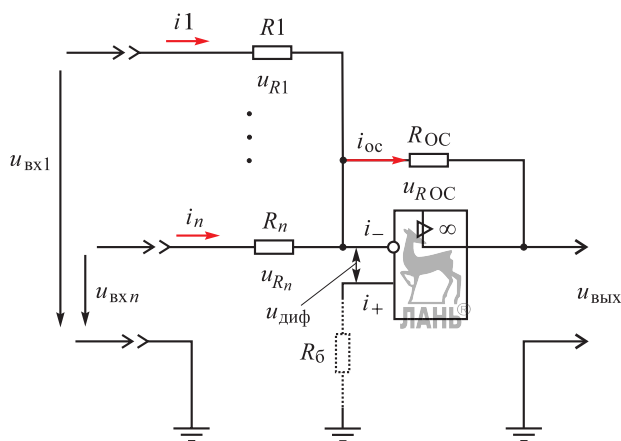


Рис. 2.43. Схема сумматора напряжений на идеальном ОУ:

$R_{\text{ОС}}$ — сопротивление ОС; $R_1 \dots R_n$ — входные сопротивления; R_6 — балластный резистор для уменьшения влияния входных токов; $i_1 \dots i_n$ — токи, протекающие через входные сопротивления $R_1 \dots R_n$ соответственно; $i_{\text{ОС}}$ — ток в ветви обратной связи; i_- , i_+ — входные токи инвертирующего и неинвертирующего входов соответственно; $u_{\text{ВХ1}} \dots u_{\text{ВХn}}$ — сигналы, поступающие на инвертирующий вход; $u_{\text{ВЫХ}}$ — выходное напряжение; $u_{R_{\text{ОС}}}$ — напряжение на сопротивлении ОС; $u_{\text{диф}}$ — дифференциальное напряжение; $u_{R_1} \dots u_{R_n}$ — напряжения на входных сопротивлениях

Учитывая, что $i_+ = i_- = 0$, имеем

$$\sum_{j=1}^n i_j = i_{OC}.$$

При $u_{\text{диф}} = 0$

$$u_{R_j} = u_{\text{вх}j}, \quad j = 1, \dots, n, \quad u_{ROC} = u_{\text{вых}}.$$

На основании последних выражений после несложных преобразований, аналогичных выполненным для инвертирующего усилителя, получим

$$u_{\text{вых}} = -R_{OC} \sum_{j=1}^n \frac{u_{\text{вх}j}}{R_j}.$$

В цепь неинвертирующего входа включают резистор с сопротивлением

$$R_6 = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel \dots \parallel R_n \parallel R_{OC}$$

для уменьшения влияния входных токов ОУ.

2.7.6. Вычитающий усилитель

В вычитающем усилителе (рис. 2.44) один входной сигнал подается на инвертирующий вход, а второй — на неинвертирующий.

Предположим, что ОУ работает в линейном режиме. Тогда все устройство можно считать линейным и для анализа использовать принцип суперпозиции (наложения).

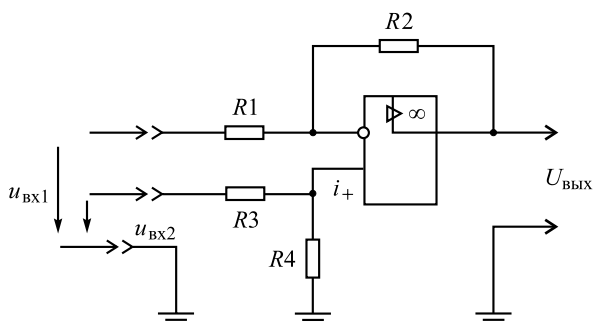


Рис. 2.44. Схема вычитающего усилителя на идеальном ОУ:

$u_{\text{вх}1}$, $u_{\text{вх}2}$ — напряжения входных сигналов; $u_{\text{вых}}$ — выходное напряжение; R_1 – R_4 — сопротивления в цепях ОС; i_+ — входной ток на неинвертирующем входе

Пусть $u_{\text{BX}2} = 0$, тогда соответствующее напряжение $u'_{\text{ВЫХ}}$ определим по выражению, соответствующему инвертирующему усилителю:

$$u'_{\text{ВЫХ}} = -u_{\text{BX}1} \frac{R2}{R1}.$$

Найдем напряжение на выходе $u''_{\text{ВЫХ}}$ при $u_{\text{BX}1} = 0$. Тогда на основе теоремы об эквивалентном генераторе преобразуем цепь, подключенную к неинвертирующему входу (рис. 2.45).

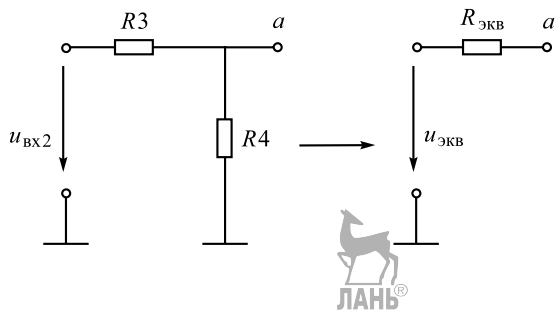


Рис. 2.45. Эквивалентное преобразование входной цепи:

a — выход делителя напряжения; $R3$, $R4$ — сопротивления, обеспечивающие режим работы схемы; $R_{\text{ЭКВ}}$ — эквивалентное сопротивление делителя $R3 \parallel R4$; $u_{\text{BX}2}$ — напряжение входного сигнала; $u_{\text{ЭКВ}}$ — эквивалентное входное напряжение

Из теоремы об эквивалентном генераторе следует

$$u_{\text{ЭКВ}} = u_{\text{BX}2} \frac{R4}{R3 + R4}; \quad R_{\text{ЭКВ}} = R3 \parallel R4 = \frac{R3 R4}{R3 + R4}.$$

В рассматриваемом случае напряжение на выходе $u''_{\text{ВЫХ}}$ будет определяться выражением, соответствующим неинвертирующему усилителю:

$$u''_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ЭКВ}} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) = u_{\text{BX}2} \frac{R4}{R3 + R4} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right).$$

Согласно принципу суперпозиции общее напряжение на выходе $u_{\text{ВЫХ}}$ находят по формуле

$$u_{\text{ВЫХ}} = u''_{\text{ВЫХ}} + u'_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{BX}2} \frac{R4}{R3 + R4} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - u_{\text{BX}1} \frac{R2}{R1};$$

при $R1 = R2 = R3 = R4$

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{BX}2} - u_{\text{BX}1}.$$

2.7.7. Схемы с диодами и стабилитронами на основе операционного усилителя

Схемы, включающие диоды и стабилитроны, являются нелинейными. Однако часто такие схемы анализируют без использования ЭВМ как линейные. При этом диоды и стабилитроны считают идеальными и заменяют открытые диоды и стабилитроны короткими замыканиями, запертые диоды и стабилитроны — разрывами, а стабилитроны, работающие в режиме пробоя, — источниками напряжения.

При использовании подобных способов линеаризации нелинейных схем перед их анализом необходимо определить, в каком режиме работает каждый нелинейный элемент. Предположим, например, что первый диод открыт, второй закрыт и т. д., и проведем анализ схемы. Затем проверим его правильность и убедимся, что через предположительно открытый диод, замененный

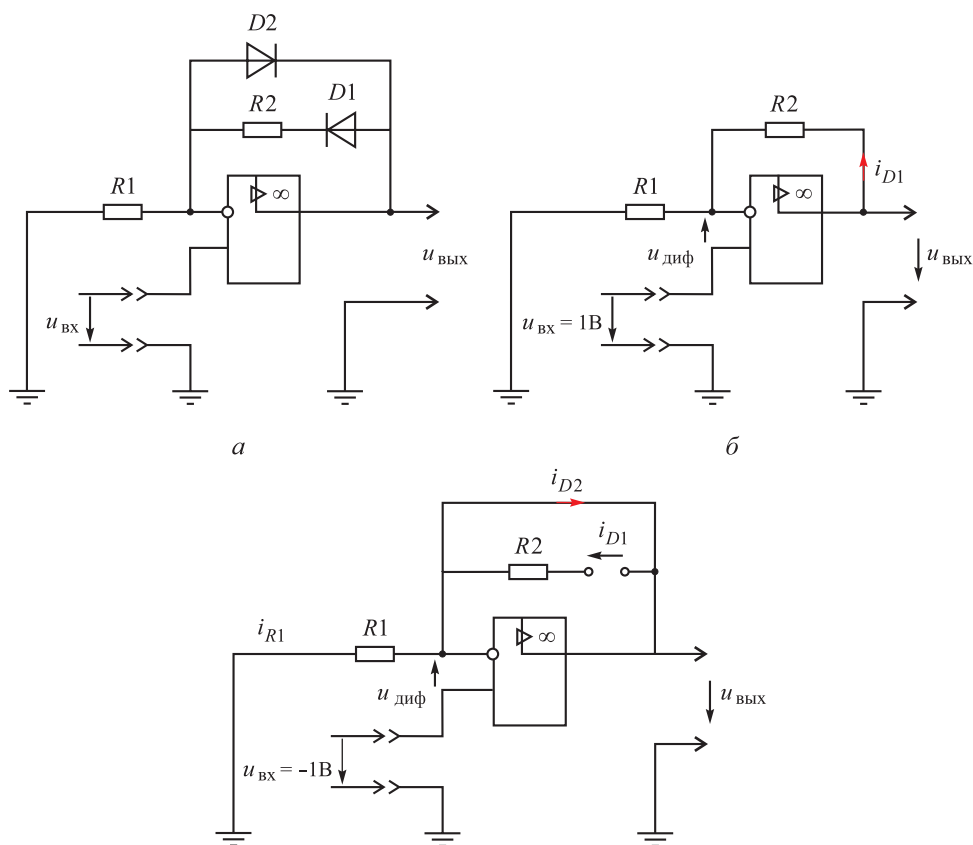


Рис. 2.46. Схема переключения уровней сигналов:
a — при разомкнутом ключе $D2$; *б* — при замкнутом ключе $D1$;
в — при замкнутом ключе $D2$; i_{D1} , i_{D2} — токи через $D1$ и $D2$

коротким замыканием, ток протекает в прямом направлении. При анализе таких схем с использованием ЭВМ они рассматриваются как нелинейные.

Для примера выполним анализ схемы, приведенной на рис. 2.46, а, предположив, что диоды идеальные.

Пусть $u_{\text{вх}} = 1 \text{ В}$. Если диод $D1$ открыт (заменяем его коротким замыканием), а диод $D2$ — закрыт (заменяем его разрывом), то получим эквивалентную схему, приведенную на рис. 2.46, б, из которой следует

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) = 3 \text{ В}.$$

Проверим правильность сделанного предположения, для чего определим ток i_{D1} диода $D1$ и напряжение u_{D2} диода $D2$. Используя допущение о том, что $u_{\text{диф}} \approx 0$, получаем $u_{D2} = -2 \text{ В}$ и $i_{D1} = 0,2 \text{ мА}$. Так как напряжение на диоде $D2$ отрицательное, а ток через диод $D1$ положителен, можно утверждать, что предположение было правильным.

Пусть теперь $u_{\text{вх}} = -1 \text{ В}$. Если диод $D1$ закрыт, а диод $D2$ открыт, то получим эквивалентную схему, приведенную на рис. 2.46, в, из которой следует

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \left(1 + \frac{0}{R1} \right) = -1 \text{ В}.$$

Для проверки правильности сделанного предположения определим

$$i_{D2} = i_{R1} = -\frac{u_{\text{вх}}}{R1} = 0,2 \text{ мА}.$$

Очевидно, что $u_{D1} = 0$. Полученные результаты позволяют утверждать, что предположение было правильным.

2.7.8. Логарифмирующий усилитель

Логарифмирующий усилитель получается в том случае, когда вместо резистора $R2$ в цепь ОС включают полупроводниковый диод (рис. 2.47).

При этом постоянный ток во входной и выходной цепи

$$i_1 = \frac{u_{\text{вх}}}{R1}; \quad i_2 = i_0 e^{\frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}}}.$$

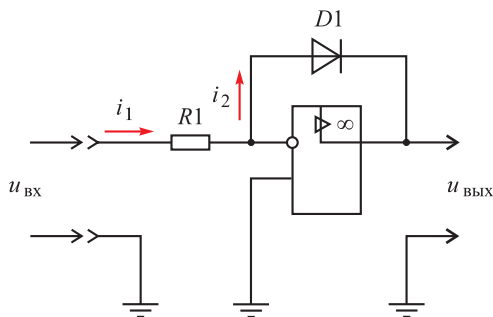
Так как $i_1 = i_2$,

$$\frac{u_{\text{вх}}}{R1} = i_0 e^{\frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}}},$$



Рис. 2.47. Схема логарифмического усилителя:

$D1$ — диод; $R1$ — входное сопротивление; i_1 , i_2 — входные токи; $u_{\text{ВХ}}$, $u_{\text{ВЫХ}}$ — входное и выходное напряжения соответственно



отсюда выходное напряжение

$$u_{\text{ВЫХ}} = -u_{\text{ВХ}} \ln \frac{u_{\text{ВХ}}}{i_0 R1}.$$

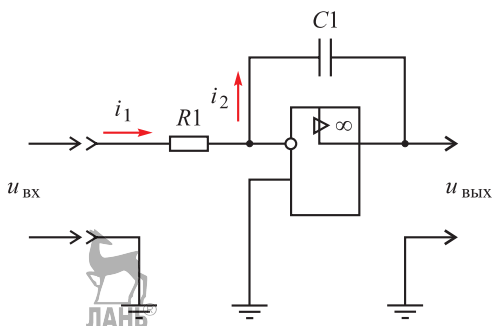
Из этого выражения следует, что выходное напряжение пропорционально логарифму входного постоянного напряжения.

2.7.9. Интегрирующий усилитель

Интегрирующий усилитель получается в том случае, когда вместо резистора $R2$ в цепь обратной связи включен конденсатор $C1$ (рис. 2.48).

Рис. 2.48. Схема интегрирующего усилителя:

i_1 , i_2 — входной и выходной токи в цепи ОС; $u_{\text{ВХ}}$, $u_{\text{ВЫХ}}$ — входное и выходное напряжения соответственно; $R1$ — входное сопротивление резистора; $C1$ — конденсатор



В этом случае

$$i_1 = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R1}; \quad i_2 = -C1 \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt}.$$

Так как $i_1 = i_2$,

$$\frac{u_{\text{ВХ}}}{R1} = -C1 \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt}.$$

Отсюда $u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{R1C1} \int u_{\text{ВХ}} dt.$

2.7.10. Дифференцирующий усилитель

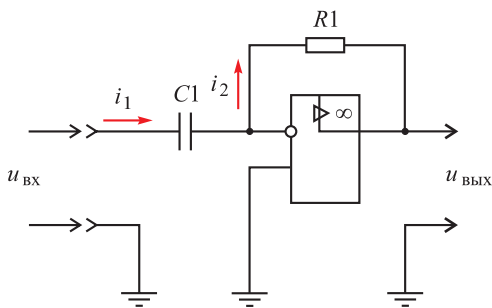


Рис. 2.49. Схема дифференцирующего усилителя:

i_1, i_2 — входной и выходной токи в цепи ОС; $u_{\text{ВХ}}$, $u_{\text{ВЫХ}}$ — входное и выходное напряжения соответственно; $R1$ — сопротивление ОС; $C1$ — конденсатор

Дифференцирующий усилитель получается в том случае, когда резистор $R1$ и конденсатор $C1$ меняют местами (рис. 2.49).

При этом

$$i_1 = C1 \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}; \quad i_2 = -\frac{u_{\text{ВХ}}}{R1}.$$

Так как $i_1 = i_2$,

$$C1 \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt} = -\frac{u_{\text{ВХ}}}{R1}.$$

$$\text{Отсюда } u_{\text{ВЫХ}} = -R1C1 \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}.$$

Контрольные вопросы и задания

1. Приведите классификацию усилителей и их основные параметры.
2. Приведите характеристики усилителей (амплитудную, АЧХ и ФЧХ).
3. Приведите классификацию ОС в усилителях.
4. Приведите характеристики усилителя, охваченного ОС.
5. Получите формулы для входного и выходного сопротивлений усилителя, охваченного ОС.
6. Приведите схемы стабилизации рабочей точки усилителя на биполярном транзисторе.
7. Перечислите режимы работы транзистора в усилителе.
8. Каков принцип работы усилителя по схеме с ОЭ и эмиттерной стабилизацией?
9. Что такое ОУ? Каков принцип работы инвертирующего и неинвертирующего усилителей на основе ОУ?
10. Какие факторы влияют на выходное напряжение ОУ?
11. Каков принцип работы вычитающего усилителя (усилителя с дифференциальным входом)?

3. АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

3.1. Генераторы гармонических колебаний

Генератором гармонических колебаний называют устройство, создающее переменное синусоидальное напряжение при отсутствии входных сигналов. Генератор преобразует энергию источника постоянного напряжения в энергию переменного выходного сигнала.

Различают два режима возбуждения генератора: мягкий и жесткий. При мягком режиме колебания (сигнал на выходе) возникают после подключения генератора к источнику питания самопроизвольно. Мягкий режим называют также режимом самовозбуждения. При жестком режиме для возникновения колебаний требуется внешний начальный сигнал.

Рассмотрим структурную схему генератора с последовательной положительной ОС по напряжению (рис. 3.1). Эта схема аналогична структурной схеме усилителя с ООС.

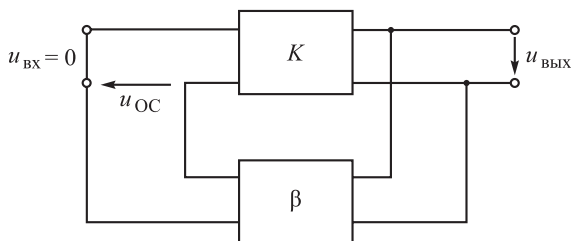


Рис. 3.1. Структурная схема усилителя с ООС:

K — коэффициент усиления прямой цепи; β — коэффициент усиления цепи ОС; $u_{\text{вх}}$, $u_{\text{вых}}$ — входное и выходное напряжения соответственно; $u_{\text{ОС}}$ — напряжение ОС

При наличии колебаний $\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{K}\dot{U} = \dot{K}\dot{U}_{\text{вых}}\dot{\beta}$, откуда получаем условие самовозбуждения

$$\dot{K}\dot{\beta} = 1.$$

Запишем это условие в развернутом виде:

$$|\dot{K}\dot{\beta}| = 1, \varphi + \psi = 2\pi n, n = 0, 1, \dots,$$

где φ — сдвиг по фазе для цепи прямой передачи (для усилителя); ψ — сдвиг по фазе для цепи ОС.

Выражение $|\dot{K}\dot{\beta}|=1$ называют условием баланса амплитуд, а выражение $\varphi + \psi = 2\pi n$ — условием баланса фаз.

Если условие самовозбуждения $|\dot{K}\dot{\beta}|=1$ выполняется только для одной частоты, то на выходе генератора поддерживается синусоидальное напряжение этой частоты (именно это характерно для генераторов гармонических колебаний). Если это условие выполняется для нескольких частот, то выходное напряжение оказывается несинусоидальным, в нем имеется несколько гармоник.

Из изложенного следует, что генератор гармонических колебаний должен содержать, по крайней мере, одну частотно-избирательную цепь, которая обеспечивала бы выполнение условия самовозбуждения на заданной частоте. В зависимости от вида частотно-избирательной цепи, используемой в генераторе, генератор относят к тому или иному типу.

В так называемых *LC*-генераторах применяют *LC*-цепи, в *RC*-генераторах — *RC*-цепи.

В кварцевых генераторах используют кварцевые резонаторы. В некоторых схемах совместно применяют кварцевые резонаторы и *LC*-контуры. Существуют также генераторы с керамическими и механическими (электро-механическими) резонаторами.

3.1.1. *RC*-генераторы с мостом Вина

Мостом Вина обычно называют схему, приведенную на рис. 3.2, *а*. При частоте входного сигнала, равной резонансной частоте f_0 , напряжение на выходе $u_{\text{вых}}$ равно нулю (при ненулевом входном напряжении $u_{\text{вх}}$), причем $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$. Иногда мостом Вина называют схему, приведенную на рис. 3.2, *б*. На частоте f_0 коэффициент передачи такой схемы $\beta = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{1}{3}$.

Далее мостом Вина будем называть схему, приведенную на рис. 3.2, *а*, с конфигурацией, действительно характерной для мостовых схем, а схему, приведенную на рис. 3.2, *б*, — упрощенным мостом Вина.

В реальных схемах генераторов для поддержания колебаний необходимо, чтобы на частоте колебаний напряжение $u_{\text{вых}}$ несколько отличалось от нуля. Поэтому реально мост работает с некоторым рассогласованием, когда отношение сопротивлений $R1/R2$ несколько отличается от значения 2 (более точно, $R1/R2 > 2$).

Для обеспечения устойчивой работы генераторов гармонических колебаний важно решить проблему автоматической стабилизации амплитуды выходного напряжения. Если в схеме не предусмотрены устройства автоматической стабилизации, устойчивая работа генератора окажется невозможной.

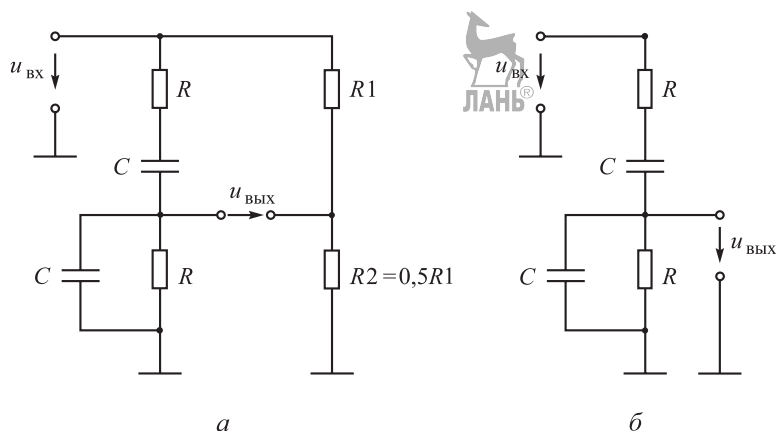


Рис. 3.2. Схема моста Вина (а) и его упрощенная схема (б):

$u_{ВХ}$, $u_{ВЫХ}$ — входное и выходное напряжения соответственно; $R1$, $R2$ — сопротивления делителя напряжения; R — сопротивление плеча моста Вина; C — емкость плеча моста Вина

В этом случае после возникновения колебаний амплитуда выходного напряжения начнет постоянно увеличиваться. Это приведет к тому, что активный элемент генератора (например, ОУ) войдет в режим насыщения.

В результате напряжение на выходе будет отличаться от гармонического. Схемы автоматической стабилизации амплитуды могут быть достаточно сложными и содержать, например, несколько дополнительных ОУ.

Рассмотрим схему RC -генератора на ОУ с очень простой схемой автоматической стабилизации амплитуды (рис. 3.3, а), которую обеспечивают диоды. Поясним их роль.

Если по каким-либо причинам амплитуда напряжения на выходе $u_{ВЫХ}$ увеличилась, то увеличится амплитуда полуволн тока, проходящих через диоды. Но это приведет к тому, что для каждого диода уменьшатся дифференциальное сопротивление и сопротивление на постоянном токе для соответствующих моментов времени. Это эквивалентно снижению сопротивления в цепи между выходом ОУ и его инвертирующим входом, которое, как известно, приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя на основе ОУ, охваченного ООС. В результате выходное напряжение уменьшится, возвратившись к исходному значению. Назначение потенциометра — регулирование амплитуды выходного напряжения. Схему на рис. 3.3, а можно представить так, как показано на рис. 3.3, б. Выделенный штриховой линией усилитель представляет собой ОУ, охваченный цепью ООС и имеющий коэффициент усиления K .

С помощью частотно-зависимой RC -цепи (упрощенный мост Вина) этот усилитель охвачен цепью положительной ОС. На частоте f_0 коэффициент передачи упрощенного моста Вина $\beta = 1/3$. Следовательно, для соблюдения

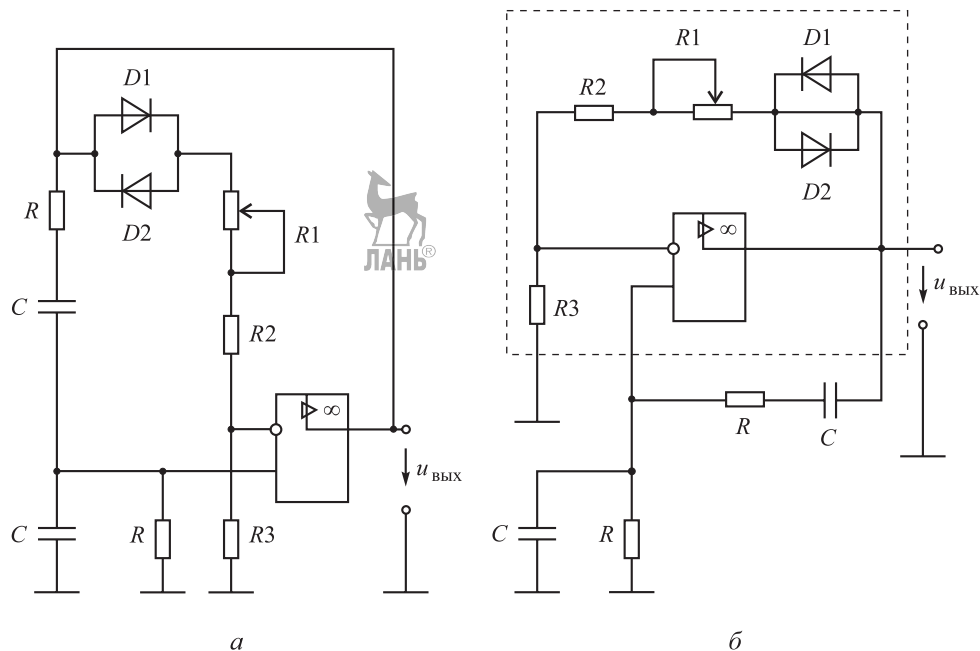


Рис. 3.3. Схема RC -генератора на ОУ с автоматической стабилизацией амплитуды (а) и ее упрощенный вид (б):

$D1, D2$ — стабилизаторы на диодах; $R1-R3$ — сопротивления делителей напряжения; R — сопротивление плеча моста Вина; C — емкость моста Вина; $u_{\text{ВЫХ}}$ — выходное напряжение

условия баланса амплитуд необходимо выполнение условия $|\dot{K}\dot{\beta}| > 1$, т. е., пренебрегая сопротивлением диодов $D1$ и $D2$, получаем

$$\left(1 + \frac{R1 + R2}{R3}\right) \cdot \frac{1}{3} \geq 1,$$

или

$$R1 + R2 \geq 2R3.$$

При практическом применении подобных RC -генераторов нагрузку часто желательно подключать через дополнительный буферный усилительный каскад.

3.1.2. Кварцевые генераторы

Основу кварцевых генераторов составляют кварцевые резонаторы. Кварцевый резонатор — это пластинка кварца, закрепленная определенным образом в кварцедержателе и представляющая собой электромеханическую

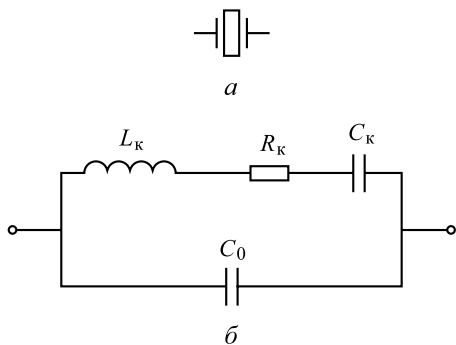


Рис. 3.4. Кварцевый резонатор:

a — условное графическое обозначение; b — эквивалентная схема; L_k — динамическая индуктивность кварцевого резонатора; C_k — динамическая емкость кварцевого резонатора; R_k — минимальное сопротивление кварцевого резонатора; C_0 — статическая емкость кварцевого резонатора

колебательную систему. Эти резонаторы относят к пьезоэлектрическим элементам, принцип действия которых основан на использовании прямого и обратного пьезоэффекта. Прямой пьезоэффект состоит в том, что механическая нагрузка на материал элемента вызывает появление электрического напряжения между соответствующими поверхностями элемента. Обратный пьезоэффект заключается в том, что электрическое напряжение между соответствующими поверхностями элемента, создаваемое с помощью внешнего источника напряжения, приводит к появлению механических напряжений, которые могут изменять форму и размеры элемента.

Кварцевые резонаторы изготавливают из природного и искусственного монокристаллического кварца. Из заготовки

вырезают пластины, грани которых определенным образом ориентированы относительно кристаллографических осей монокристалла. В рабочем режиме на обкладках пластины имеется переменное напряжение и возникают механические колебания пластины.

При анализе схемы с кварцевым резонатором (рис. 3.4, a) его удобно заменять эквивалентной схемой, представленной на рис 3.4, b .

Необходимо отметить, что именно эта эквивалентная схема кварцевого резонатора используется в пакете программ PSpice для моделирования электронных схем. В эквивалентной схеме может иметь место и параллельный, и последовательный резонанс. На практике применяют оба вида резонанса.

На частоте последовательного резонанса

$$\omega_k \approx \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} \text{ ЛАНЬ®}$$

кварцевый резонатор имеет минимальное сопротивление R_k . Частота параллельного резонанса

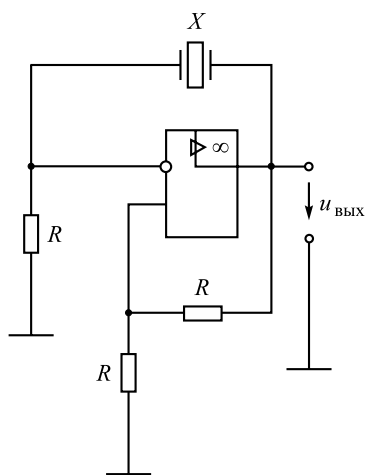


Рис. 3.5. Схема генератора на кварцевом резонаторе X на основе ОУ:

$u_{\text{вых}}$ — выходное напряжение; R — сопротивление в цепи ОС усилителя на ОУ

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{L_{\kappa} \frac{C_{\kappa} C_0}{C_{\kappa} + C_0}}}.$$

В диапазоне частот между ω_0 и ω_{κ} резонатор ведет себя как индуктивность.

Кварцевые резонаторы характеризуются высокой стабильностью и добротностью ($Q_{\kappa} = 10^4 \dots 10^5$). Использование кварцевых резонаторов позволяет снизить относительное изменение частоты генераторов до очень малых значений ($10^{-9} \dots 10^{-6}$).

Упрощенная схема генератора на кварцевом резонаторе на основе ОУ при использовании последовательного резонанса приведена на рис. 3.5.

На частоте последовательного резонанса в схеме имеет место сильная положительная ОС, что и поддерживает автоколебания.



3.2. Генераторы импульсных сигналов

3.2.1. Триггер Шмитта

В триггере Шмитта используется дифференциальный каскад. На рис. 3.6 приведена схема с генератором стабильного тока, но его часто заменяют обычным эмиттерным резистором. Рассмотрим работу триггера Шмитта с генератором стабильного тока при заданных сопротивлениях, напряжениях и токах.

Предположим, что входное напряжение $u_{\text{вх}}$ равно нулю. В этом случае транзистор $T1$ заперт, а транзистор $T2$ открыт. В начальном состоянии схемы напряжение на коллекторе транзистора $T2$ будет $u_{\text{к1}} = 5 \text{ В}$, напряжение на базе транзистора $T2$ составит $u_{\text{Б2}} = u_{\text{к1}} R2 / (R1 + R2) = 2,5 \text{ В}$. Так как транзистор $T2$ открыт, считаем, что $u_{\text{БЭ2}} = 0,7 \text{ В}$, откуда следует $u_{\text{Э}} = u_{\text{Б2}} - u_{\text{БЭ2}} = 1,8 \text{ В}$.

Открытый транзистор $T2$ находится в активном режиме. Напряжение на его коллекторе $u_{\text{к2}} = E_{\text{к}} - I_0 R_{\text{к2}} = 3 \text{ В}$. Оно больше напряжения $u_{\text{Б2}} = 2,5 \text{ В}$, поэтому коллекторный переход закрыт. Иногда выбором большого $R_{\text{к}}$ осуществляют режим насыщения, но при этом уменьшается быстродействие схемы.

Увеличивая входное напряжение, можно достигнуть порога срабатывания триггера. Оно происходит, когда входное напряжение становится больше напряжения на эмиттере примерно на $0,6 \text{ В}$ (для кремниевого транзистора). Следовательно, транзистор отпирается при входном напряжении $u_{\text{вх.сраб}} = u_{\text{Э}} + U_{\text{БЭ пор}} = 1,8 + 0,6 = 2,4 \text{ В}$.

Как только входное напряжение хотя бы немного превысит это пороговое напряжение, начинается лавинообразный регенеративный процесс переключе-



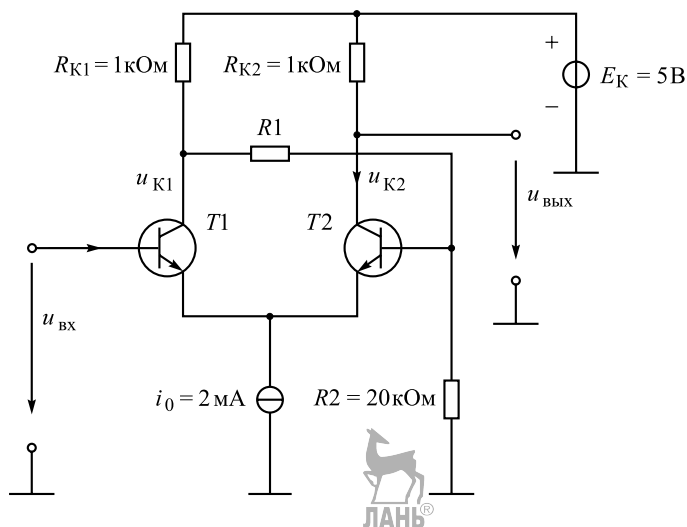


Рис. 3.6. Схема триггера Шмитта:

R_{K1} , R_{K2} — сопротивления коллекторов; $R1$, $R2$ — резисторы, обеспечивающие запирающие транзисторов и подачу смещения на базы транзисторов; $T1$, $T2$ — биполярные транзисторы; u_{K1} , u_{K2} — напряжения на коллекторах транзисторов $T1$, $T2$ соответственно; $u_{ВХ}$ — входное напряжение; $u_{ВЫХ}$ — выходное напряжение; E_K — напряжение источника питания; i_0 — ток генератора стабильного напряжения

чения схемы. Он протекает следующим образом. Небольшой ток транзистора $T1$ вызывает небольшое падение напряжения на его коллекторе. Через делитель напряжения из резисторов $R1$, $R2$ это напряжение передается на базу транзистора $T2$, являющегося эмиттерным повторителем, и далее на его эмиттер и эмиттер транзистора $T1$. При этом и Δu_{K1} и $\Delta U_{Э2}$ отрицательны.

Делитель напряжения из $R1$, $R2$ имеет коэффициент передачи 0,5. Сначала коэффициент передачи эмиттерного повторителя на транзисторе $T2$ близок к единице. При равенстве токов транзисторов $T1$ и $T2$ коэффициент передачи эмиттерного повторителя равен 0,5, но в начальный момент $i_{Э1} \ll i_{Э2}$, $r_{Э1} \ll r_{Э2}$ и коэффициент передачи повторителя близок к единице.

Чтобы начался лавинообразный процесс, необходим коэффициент передачи петли ОС $\beta K_1 \geq 1$. Так как $\beta = 0,5$, для начала лавинообразного процесса необходим коэффициент передачи первого транзистора $K_1 \geq 2$.

Для схемы с ОБ $K_1 = R_{K1} / r_{Э1}$. Следовательно, лавинообразный процесс начинается при $r_{Э1} = R_{K1} / K_1 = 1000 / 2 = 500$ Ом. Это соответствует начальному току $i_{Э1 \text{ нач}} = 0,05$ мА транзистора $T1$.

Регенеративный процесс быстро переводит схему из начального состояния, когда транзистор $T1$ заперт, а транзистор $T2$ открыт, в противополож-

ное состояние. Для полного отпирания транзистора $T1$ необходима разность потенциалов $u_{БЭ1} \approx 0,7$ В, поэтому потенциал эмиттеров $u_Э$ в конце лавинообразного процесса изменяется на 0,1 В и становится по окончании процесса переключения равным 1,7 В.

Повышение входного напряжения по сравнению с напряжением срабатывания триггера $u_{вх.сраб} = 2,4$ В не вызывает изменений в состоянии схемы. Выходное напряжение остается равным напряжению источника питания: $u_{вых} = u_{К2} = E_K = 5$ В. Однако если повысить входное напряжение до значения, превышающего $u_{К1} = E_K - I_0 R_{К1} = 5 - 2 = 3$ В, то транзистор $T1$ входит в режим насыщения, когда $u_{вх} = u_{К1} + 0,6 = 3,6$ В. При этом режим транзистора $T2$ не изменяется.

Участок $a-b$ переходной характеристики триггера Шмитта (рис. 3.7) отражает лавинообразное изменение выходного напряжения. Когда транзистор $T1$ открыт, транзистор $T2$ заперт (см. рис. 3.6), так как напряжение на его базе $u_{Б2} = 0,5u_{К1} = 0,5 \cdot 3 = 1,5$ В, а напряжение на эмиттере $u_Э = 1,7$ В. Следовательно, эмиттерный переход имеет обратное смещение 0,2 В.

Для перевода схемы, приведенной на рис. 3.6, в первоначальное состояние необходимо снять обратное смещение 0,2 В и сделать смещение перехода положительным и равным 0,6 В. Следовательно, требуется понизить потенциал эмиттера с 1,7 В до $u_Э = u_{Б2} - 0,6 = 1,5 - 0,6 = 0,9$ В.

Так как транзистор $T1$ до начала перехода схемы в первоначальное состояние остается открытым, то напряжение база—эмиттер $u_{БЭ} \approx 0,7$ В, что соответствует входному напряжению схемы $u_{вх.отп} = u_Э + u_{БЭ} = 0,9 + 0,7 \approx 1,6$ В. При этом начинается новый регенеративный процесс возвращения схемы (см. рис. 3.6) в первоначальное состояние, показанный на переходной характеристике (см. рис. 3.7) участком $c-d$.

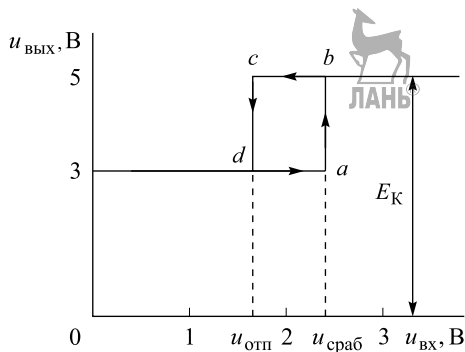


Рис. 3.7. Переходная характеристика триггера Шмитта:

$u_{вх}$, $u_{вых}$ — входное и выходное напряжения соответственно; $u_{отп}$ — напряжение отпирания; $u_{сраб}$ — напряжение срабатывания; E_K — напряжение источника питания; a , b , c , d — точки смены устойчивых состояний

После окончания процесса переключения потенциал эмиттера $u_Э$ возвращается к значению $u_Э = 1,8$ В. Следовательно, потенциал эмиттера в процессе самого срабатывания триггера изменяется от 1,8 до 1,7 В.

Перед началом процесса отпущения при понижении входного напряжения потенциал эмиттера уменьшается до 0,9 В и может находиться вблизи этого значения сколь угодно долго, но в результате лавинообразного процесса он изменяется от 0,9 до 1,8 В.

Как следует из изложенного выше, срабатывание триггера Шмитта происходит при напряжении на входе транзистора $T1$ на 0,1 В меньше, чем при

напряжении на базе открытого транзистора $T2$. Напряжение срабатывания триггера

$$u_{\text{вх.сраб}} = E_K R_2 / (R_1 + R_2) - 0,1 \text{ В},$$

где 0,1 В — разность напряжений открытого (0,7 В) и закрытого (0,6 В) кремниевых транзистора.

Отпускание триггера происходит при напряжении на базе транзистора $T1$, которое на 0,1 В превышает напряжение на базе закрытого транзистора $T2$. Напряжение отпускания триггера

$$u_{\text{вх.отп}} = \frac{(E_K - I_0 R_{K1}) R_2}{(R_1 + R_2) + 0,1}.$$

Таким образом, ширина гистерезисной петли

$$\Delta u = u_{\text{вх.сраб}} - u_{\text{вх.отп}} = \frac{I_0 R_{K1} R_2}{(R_1 + R_2) - 0,2}.$$

В рассматриваемом случае

$$\Delta u = u_{\text{вх.сраб}} - u_{\text{вх.отп}} = 2,4 - 1,6 = 0,8 \text{ В}.$$

Триггер Шмитта находит широкое применение. В частности, его используют для формирования прямоугольных импульсов из плавно изменяющегося напряжения, например синусоидального, что показано на временных диаграммах (рис. 3.8).

Триггер Шмитта, используемый для формирования прямоугольных импульсов, является дифференциальным усилителем, имеющим положительную ОС с выхода на вход усилителя, которая создается делителем из резисторов. Операционный усилитель, по существу, является разновидностью дифференциального усилителя, но в отличие от него имеет не один, а обычно два каскада и несимметричный выход.

На рис. 3.9 приведена схема триггера Шмитта на ОУ. В триггере Шмитта используются усилители без частотной коррекции. Вместо ООС, обычно применяемой в ОУ, в триггере исполь-

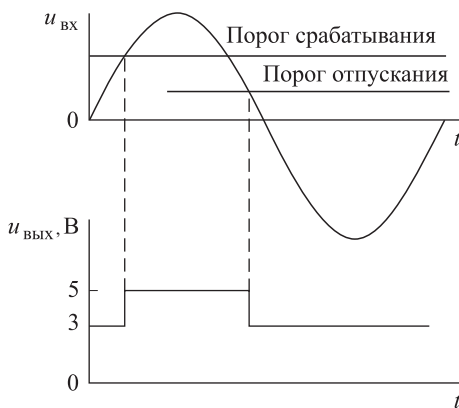


Рис. 3.8. Временные диаграммы напряжения на входе и выходе триггера Шмитта: $u_{\text{вх}}, u_{\text{вых}}$ — входное и выходное напряжения соответственно

зуется положительная ОС с коэффициентом передачи напряжения $\beta = U_{OC} / U_{ВЫХ} \approx R2 / (R_{св} + R2)$. Сопротивление $R_{св}$ больше $R2$ в несколько (иногда в несколько десятков) раз. Следовательно, β много меньше единицы, но так как коэффициент усиления ОУ очень большой, то всегда $\beta K > 1$, а во многих случаях $\beta K \gg 1$.

От источника положительного напряжения через $R1$ на диоде $D1$ создается опорное напряжение, которое вместе с напряжением ОС подается на

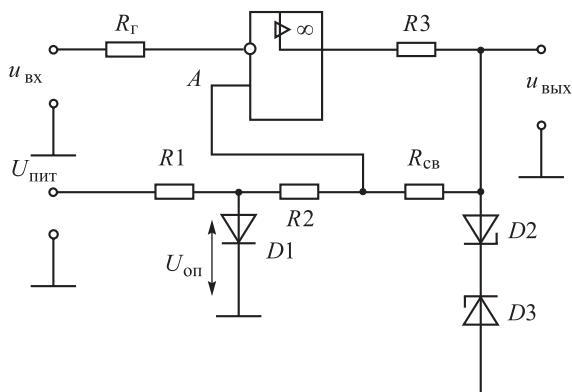


Рис. 3.9. Схема триггера Шмитта на операционном усилителе:

$U_{оп}$ — опорное напряжение; $R_{св}$ — сопротивление цепи ОС; $D1$ — диод; $D2, D3$ — стабилитроны; $u_{вх}, u_{вых}$ — входное и выходное напряжения соответственно; A — неинвертирующий вход; $R1-R3$ — сопротивления цепи ОС; R_g — внутреннее сопротивление источника сигнала; $U_{пит}$ — напряжение источника питания

неинвертирующий вход ОУ. Сопротивление R_g включено для устранения разбаланса схемы входными токами усилителя. Если входное напряжение равно нулю, то напряжение на входе усилителя, равно разности напряжений на его зажимах, равно напряжению в точке A (см. рис. 3.9):

$$U_A = U_{оп} + \beta(u_{вых} - U_{оп}).$$

Даже без положительной ОС при таком напряжении напряжение на выходе становится максимально положительным.

Триггер Шмитта на ОУ можно использовать для формирования прямоугольного напряжения из синусоидального. При этом можно исключить опорное напряжение $U_{оп}$, исключив из схемы резистор $R1$, диод $D1$ и соединив нижний конец $R2$ с землей.

Таким образом, подавая на вход схемы синусоидальное напряжение допустимой амплитуды, например 1В, можно получать на выходе напряжение прямоугольной формы.

Благодаря регенеративным процессам при переключении прямоугольное напряжение имеет крутые фронты и срезы. Длительность фронтов получается значительно меньшей, чем при формировании прямоугольного (фактически трапецеидального) напряжения из синусоидального двусторонним ограничением. При формировании ограничением наблюдается, кроме того, выпуклость вершины и нижней части прямоугольной волны вследствие неидеальности ограничения.

3.2.2. Мультивибратор

На рис. 3.10 представлена схема симметричного мультивибратора на транзисторах $T1$ и $T2$. Коллектор каждого транзистора связан с базой другого транзистора, но связь в мультивибраторе не непосредственная, а через конденсаторы.

По сравнению с триггером мультивибратор в принципе способен самостоятельно генерировать колебания, близкие к прямоугольным. Следовательно, он является автогенератором колебаний прямоугольной формы.

В отличие от RC -генераторов синусоидальных колебаний в мультивибраторах применяется очень сильная положительная ОС, в результате чего транзисторы $T1$ и $T2$ поочередно входят то в режим насыщения, то в режим отсечки. Возможно также и длительное устойчивое состояние, когда оба транзистора находятся в насыщении.

При этом для возникновения колебаний необходим импульс, запирающий один из транзисторов. Следовательно, в мультивибраторе возможен жесткий режим возникновения колебаний.

Мультивибратор бывает как симметричным, так и несимметричным. У симметричного мультивибратора коллекторные сопротивления в обоих плечах одинаковы, одинаковы также базовые сопротивления и емкости. Рассмотрим работу симметричного мультивибратора (см. рис. 3.10).

Если транзистор $T1$ открыт и находится в режиме насыщения, то в это же время транзистор $T2$ заперт. При этом правая обкладка конденсатора C_{B1} соединена через R_{K2} с источником питания, а левая соединена с базой

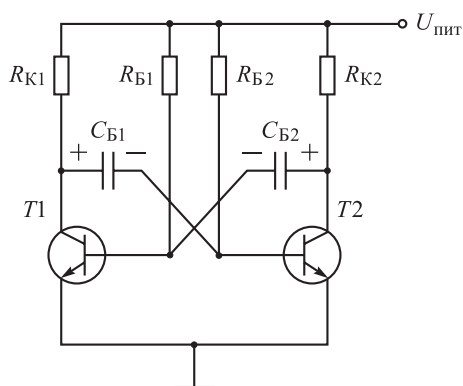


Рис. 3.10. Схема мультивибратора на транзисторах:

$U_{пит}$ — напряжение источника питания; R_{K1} , R_{K2} — коллекторная нагрузка транзисторов $T1$, $T2$ соответственно; R_{B1} , R_{B2} — резисторы частотозадающей цепи; C_{B1} , C_{B2} — конденсаторы частотозадающей цепи; $T1$, $T2$ — одинаковые биполярные транзисторы

транзистора $T1$. Протекающий зарядный ток поддерживает потенциал базы этого транзистора на уровне, близком к $u_{БЭ} \approx 0,8$ В, вполне достаточном, чтобы транзистор $T1$ находился в режиме насыщения. Напряжение база—эмиттер не может превысить это напряжение вследствие ограничивающего действия экспоненциальной входной характеристики транзистора и ограничения тока резистором $R_{К2}$. Конденсатор заряжается до напряжения питания $U_{\text{пит}} - u_{БЭ1}$, где $u_{БЭ1} \approx 0,8$ В. После окончания заряда конденсатора $C_{Б1}$ напряжение $u_{БЭ1}$ остается примерно таким же и поддерживается за счет тока через $R_{Б1}$.

Во время и после окончания заряда конденсатора $C_{Б1}$ транзистор $T2$ остается запертым напряжением на конденсаторе $C_{Б2}$, зарядившемся в предыдущий полупериод. Если конденсатор $C_{Б2}$ зарядился до напряжения $U_{\text{пит}} - u_{БЭ2}$, то все это напряжение приложено между базой и эмиттером транзистора $T2$, так как потенциал левой обкладки конденсатора, равный напряжению коллектор—эмиттер насыщенного транзистора $T1$, очень близок к нулю.

Для открытия транзистора $T2$ необходимо, чтобы конденсатор $C_{Б2}$ не только полностью разрядился, но и частично перезарядился до напряжения $u_{БЭ2} \approx 0,6$ В, при котором транзистор $T2$ становится проводящим. Как только транзистор $T2$ начинает проводить, его коллекторный потенциал уменьшается и через конденсатор $C_{Б1}$ передается на базу транзистора $T1$. Последний переходит в активный режим. Возникающий при этом регенеративный процесс быстро переключает схему из одного квазистойчивого состояния в другое, при котором транзистор $T1$ находится в режиме отсечки, а транзистор $T2$ — в режиме насыщения.

На рис. 3.11 приведены временные диаграммы тока и напряжений на коллекторе и базе транзистора $T1$. Временные диаграммы для транзистора $T2$ имеют такой же вид, но сдвинуты по фазе на половину периода.

При заряде конденсатора его напряжение

$$u_C(t) = -0,8 + U_{\text{пит}}(1 - e^{-t/T_{\text{зар}}}),$$

где $T_{\text{зар}} = R_{\text{К}} C_{\text{Б}}$ — постоянная времени заряда.

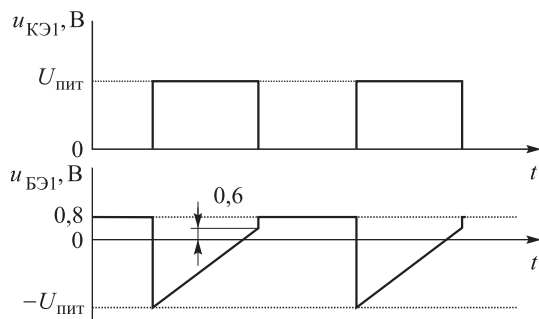


Рис. 3.11. Временные диаграммы напряжений на коллекторе и базе транзистора $T1$ мультивибратора:

$U_{\text{пит}}$ — напряжение источника питания;
 $u_{БЭ1}$ — напряжение на базе транзистора $T1$; $u_{КЭ1}$ — напряжение на коллекторе транзистора $T1$

При разряде конденсатора его напряжение

$$u_C(t) = U_{\text{пит}} - 2U_{\text{пит}}(1 - e^{-t/T_{\text{разр}}}),$$

где $T_{\text{разр}} = R_{\text{Б}}C_{\text{Б}}$ — постоянная времени разряда.

Постоянная времени разряда $T_{\text{разр}}$ должна быть не менее чем на порядок больше постоянной времени заряда $T_{\text{зар}}$. Это необходимо для того, чтобы один из конденсаторов $C_{\text{Б}}$ полностью зарядился (за время, равное нескольким постоянным времени заряда), пока другой конденсатор разряжается и держит запертым «свой» транзистор.

Транзистор отпирается, когда $u_C(t) = 0,6 \text{ В}$. Следовательно, полупериод прямоугольного колебания, генерируемого симметричным мультивибратором, можно найти из равенства

$$-0,6 = U_{\text{пит}} - 2U_{\text{пит}}(1 - e^{-0,5T/T_{\text{разр}}}).$$

Отсюда

$$e^{0,5T/T_{\text{разр}}} = \frac{2U_{\text{пит}}}{U_{\text{пит}} - 0,6}.$$

Пренебрегая напряжением $0,6 \text{ В}$ по сравнению с напряжением $U_{\text{пит}}$, получаем период колебаний мультивибратора:

$$T = 2(\ln 2)T_{\text{разр}} = 1,4T_{\text{разр}}.$$

Данное выражение выведено в предположении мгновенности переключения транзисторов и не учитывает времени на рассасывание зарядов, накопленных в базе.

3.2.3. Ждущий мультивибратор

Ждущим называется мультивибратор с одним устойчивым состоянием. Схема ждущего мультивибратора показана на рис. 3.12. Он запускается положительным импульсом, подаваемым на базу транзистора $T1$ через конденсатор. Прежде чем начать работать, мультивибратор «ждет» запускающего импульса.

До прихода запускающего импульса транзистор $T1$ заперт вследствие того, что напряжение на его базе меньше напряжения на базе транзистора $T2$, и ток эмиттера транзистора $T2$ создает на $R_{\text{Э}}$ напряжение, запирающее транзистор $T1$. Запуск можно также осуществить подачей отрицательного импульса на коллектор транзистора $T1$. Приход запускающего импульса вызывает регенеративный процесс переключения схемы.

Когда схема находится в устойчивом состоянии, конденсатор заряжается до напряжения $u_C = U_{\text{пит}} - u_{\text{БЭ}} - i_{\text{К2}}R_{\text{Э}}$.

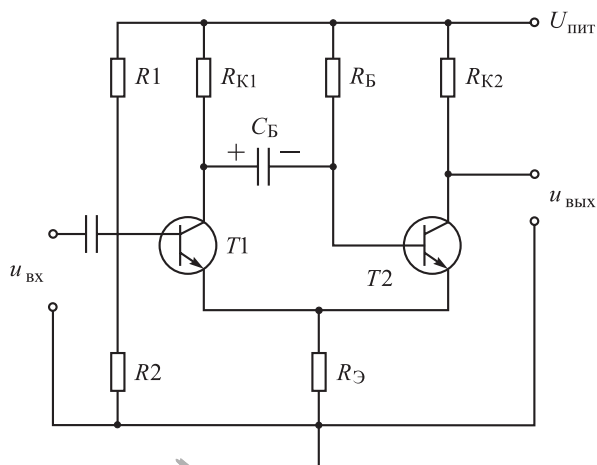


Рис. 3.12. Схема ждущего мультивибратора:

$R1$, $R2$ — резисторы, предназначенные для установления режима работы транзистора $T1$; $R_Б$, $C_Б$ — резистор и конденсатор, используемые для задания параметров импульса; R_{K1} , R_{K2} — коллекторные нагрузки одинаковых биполярных транзисторов $T1$, $T2$ соответственно; $u_{ВХ}$, $u_{ВЫХ}$ — входное и выходное напряжения соответственно; $U_{ПИТ}$ — напряжение источника питания; $R_Э$ — сопротивление эмиттера

В конце регенеративного процесса транзистор $T1$ открыт. Его напряжение коллектор—эмиттер мало, и напряжение на конденсаторе приложено между базой и эмиттером транзистора $T2$. Напряжение база—эмиттер транзистора $T2$ составляет $u_{БЭ2} = u_{КЭ1} - u_C$. Сначала данное напряжение отрицательно, так как $|u_C| \gg |u_{КЭ1}|$, но конденсатор $C_Б$ разряжается и стремится перезарядиться. Напряжение $|u_C|$ уменьшается, и когда конденсатор $C_Б$ перезарядится настолько, что $u_{БЭ2} = 0,6 \text{ В}$, появляется ток транзистора $T2$. В этот момент начинается регенеративный процесс переключения в первоначальное устойчивое состояние. Схема находится в устойчивом состоянии до прихода следующего запускающего импульса.

3.3. Вторичные источники питания

Вторичные источники питания предназначены для получения напряжения, необходимого для непосредственного питания электронных и других устройств. Предполагается, что вторичные источники, в свою очередь, получают энергию от *первичных источников питания*, вырабатывающих электричество от генераторов, аккумуляторов и т. п. Питая электронные устройства непосредственно

от первичных источников обычно нельзя. Общепринято вторичные источники называть источниками питания.

Рассмотрим структурные схемы источников питания, получающих энергию от промышленной сети с частотой 50 Гц. На рис. 3.13 представлен источник питания без преобразователя частоты.

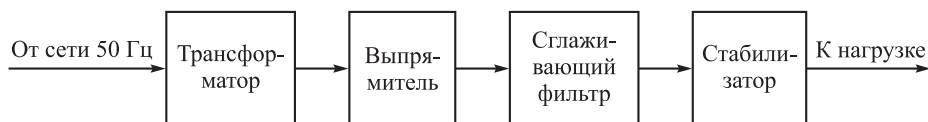


Рис. 3.13. Структурная схема вторичного источника питания без преобразования частоты

Трансформатор предназначен для гальванической развязки питающей сети и нагрузки и изменения уровня переменного напряжения. *Выпрямитель* преобразует переменное напряжение в напряжение одной полярности. *Сглаживающий фильтр* уменьшает пульсации напряжения на выходе выпрямителя. *Стабилизатор* уменьшает изменения напряжения на нагрузке (стабилизирует напряжение), вызванные изменением напряжения сети и изменением тока, потребляемого нагрузкой.

Такие источники питания ранее применялись широко, однако в последнее время вместо них все чаще используют источники с преобразованием частоты, которые обладают лучшими массогабаритными и технико-экономическими характеристиками.

Рассмотрим источник питания с преобразователем частоты (рис. 3.14).

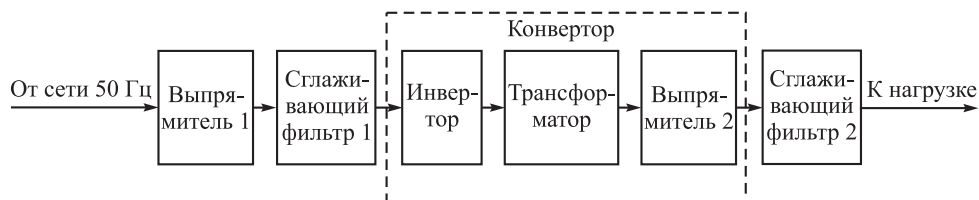


Рис. 3.14. Структурная схема вторичного источника питания с преобразованием частоты

В этих источниках напряжение от сети подается непосредственно на выпрямитель 1. На выходе сглаживающего фильтра 1 создается постоянное напряжение, которое вновь преобразуется в переменное с помощью инвертора. Полученное переменное напряжение имеет частоту, значительно превышающую 50 Гц (как правило, в диапазоне 10...100 кГц). Затем напряжение передается через трансформатор, выпрямляется и фильтруется. Так как трансформатор в этой схеме работает на повышенной частоте, то его масса и габариты, а также масса и габариты сглаживающего фильтра 2 оказываются небольшими.

Основная роль трансформатора состоит в гальванической развязке сети и нагрузки. Инвертор, трансформатор и выпрямитель 2 образуют *конвертор* — устройство для изменения уровня постоянного напряжения. При этом инвертор в такой схеме выполняет роль стабилизатора напряжения. В качестве активных приборов в инверторе используются, как правило, транзисторы.

Активные приборы работают в ключевом режиме, поэтому источники питания с преобразованием частоты называют также *импульсными*.

Вторичные источники питания с преобразователями частоты широко используются во всех современных устройствах электроники.

При рассмотрении работы вторичных источников питания ограничимся выпрямителями и простейшим стабилизатором напряжения.

Выпрямителями называются устройства, преобразующие электрическую энергию переменного тока в энергию постоянного тока.

Выпрямительные устройства характеризуются выходными параметрами, параметрами и режимом работы вентиля, а также параметрами трансформатора. Наиболее распространенный вентиль в маломощных устройствах — полупроводниковый диод. Если в качестве вентилей используются тиристоры и транзисторы, то возможна реализация так называемого управляемого режима выпрямления (на диодах строят неуправляемые выпрямители).

Выпрямители называются *неуправляемыми*, если напряжение на выходе выпрямителя определяется только переменным напряжением E на его входе:

$$E_{\text{сх}} = k_{\text{сх}} E, \quad (3.1)$$

где $k_{\text{сх}}$ — коэффициент пропорциональности, характерный для данной схемы выпрямления, называемый *коэффициентом схемы выпрямления*.

В маломощных источниках питания (до нескольких сотен ватт) обычно используют однофазные выпрямители. В мощных источниках целесообразно применять трехфазные выпрямители.

Наиболее часто используемые выходные параметры выпрямителей приведены ниже:

$U_{\text{н.ср}}$ — номинальное среднее значение выходного напряжения $U_{\text{н.ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}} dt$, где T — период напряжения сети (для бытовой сети $T = 20$ мс);

$I_{\text{н.ср}}$ — номинальное среднее значение выпрямленного тока $I_{\text{н.ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{вых}} dt$;

$k_{\text{п}}$ — коэффициент пульсаций выходного напряжения $k_{\text{п}} = \frac{U_m}{U_{\text{н.ср}}}$, где

U_m — амплитуда первой гармоники выходного напряжения;

$f_{\text{п}}$ — частота пульсаций выпрямленного напряжения;

$R_{\text{вн}}$ — внутреннее сопротивление выпрямителя.

При проектировании выпрямителя широко применяются также следующие параметры, характеризующие его внутренние особенности:

$U_{\text{вх}}$ — действующее значение входного напряжения выпрямителя;

$U_{\text{обр max}}$ — максимальное обратное напряжение на отдельном вентиле;

$I_{\text{a.ср}}$ — среднее значение анодного тока отдельного вентиля;

$I_{\text{a max}}$ — максимальное (амплитудное) значение анодного тока отдельного вентиля.

Токи $I_{\text{a.ср}}$ и $I_{\text{a max}}$ принято выражать через $I_{\text{н.ср}}$. Значение $U_{\text{обр max}}$ используется для выбора вентиля по напряжению и также выражается через $U_{\text{н.ср}}$. Значения $I_{\text{a.ср}}$ и $I_{\text{a max}}$ служат для выбора вентиля по току. Здесь следует иметь в виду, что вследствие малой тепловой инерционности полупроводникового вентиля он может выйти из строя даже в том случае, когда его средний ток $I_{\text{н.ср}}$ мал, но велик максимальный ток $I_{\text{a max}}$.

Для классификации выпрямителей используют различные признаки. По количеству выпрямленных полувольт различают *однополупериодные* и *двухполупериодные* выпрямители, по числу фаз — *однофазные*, *двухфазные*, *трехфазные* и *шестифазные* выпрямители.

По схеме включения вентиля выпрямители подразделяют на выпрямители с *параллельным*, *последовательным* и *мостовым* включением вентиля.

3.3.1. Однофазная однополупериодная схема выпрямления

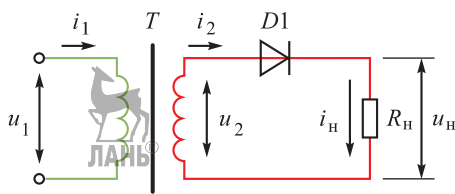
На рис. 3.15 приведена схема выпрямителя, которая является однофазной однополупериодной схемой, а на рис. 3.16 даны временные диаграммы напряжений и токов. Трансформатор T играет двойную роль (см. рис. 3.15): он служит для подачи на вход выпрямителя значения u_2 , соответствующего заданному выпрямленному (действующему) напряжению u_2 , и обеспечивая гальваническую развязку цепи нагрузки и питающей сети.

Благодаря односторонней проводимости вентиля ток в цепи нагрузки будет протекать только в течение одной половины периода напряжения на вторичной обмотке трансформатора, что определяет и название схемы на рис. 3.15.

Соотношения между основными параметрами найдем при следующих допущениях: активным и индуктивным сопротивлением обмоток трансформатора пренебрегаем, нагрузка имеет чисто активный характер, вентиль $D1$ идеальный, током намагничивания трансформатора пренебрегаем, ЭДС

Рис. 3.15. Схема однофазного однополупериодного выпрямителя:

$u_{\text{н}}$ — напряжение на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$; u_1 , u_2 — напряжения на первичной и вторичной обмотках трансформатора T соответственно; i_1 , i_2 — токи в первичной и вторичной обмотках трансформатора соответственно; $i_{\text{н}}$ — ток через сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$; $D1$ — диод (вентиль)



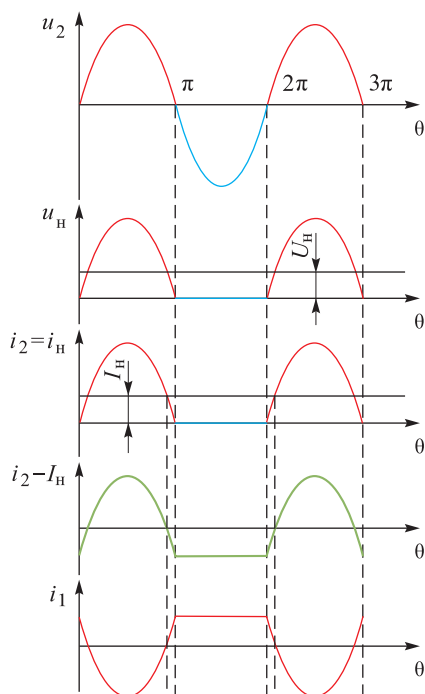


Рис. 3.16. Временные диаграммы напряжений и токов в однофазном однополупериодном выпрямителе:

u_2 — напряжение на вторичной обмотке трансформатора; u_n — напряжение на сопротивлении нагрузки R_n ; $i_n = i_2$ — ток через сопротивление нагрузки; $i_2 - I_n$ — переменная составляющая тока во вторичной обмотке трансформатора; i_1 — ток в первичной обмотке трансформатора; θ — фаза сигнала; I_n — постоянная составляющая тока через сопротивление нагрузки; U_n — постоянная составляющая выпрямленного напряжения на нагрузке

обмотки трансформатора синусоидальная и описывается выражением

$$u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t = \sqrt{2}U_2 \sin \theta,$$

где U_2 — действующее значение ЭДС.

На интервале $0 \dots \pi$ напряжение u_2 будет иметь полярность, прямую по отношению к вентилю $D1$, вентиль открыт и в цепи нагрузки будет протекать ток. На интервале $\pi \dots 2\pi$ напряжение u_2 имеет противоположную полярность, вентиль $D1$ закрыт и ток нагрузки равен нулю.

Мгновенное значение выпрямленного напряжения (см. рис. 3.16) описывается следующими выражениями:

$$\begin{cases} u_n = \sqrt{2}U_2 \sin \theta, & 0 \leq \theta \leq \pi; \\ u_n = 0, & \pi < \theta \leq 2\pi. \end{cases}$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения на нагрузке

$$\begin{aligned} U_n &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_n d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \theta d\theta = \\ &= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,45U_2. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Мгновенное значение выпрямленного тока (см. рис. 3.16)

$$i_2 = i_n = \frac{u_n}{R_n}.$$

Постоянная составляющая выпрямленного тока

$$I_n = \frac{U_n}{R_n}.$$

Среднее значение анодного тока вентиля

$$I_{a.c.p} = I_n.$$

Максимальное значение анодного тока

$$I_{a \max} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_H} = \frac{U_H \pi}{R_H} = I_H \pi.$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле

$$U_{\text{обр max}} = \sqrt{2}U_2 = U_H \pi.$$

Спектр выпрямленного напряжения имеет вид

$$u_H(\theta) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} + \frac{\sqrt{2}U_2}{2} \sin \theta - \frac{2\sqrt{2}U_2}{3\pi} \cos 2\theta - \frac{2\sqrt{2}U_2}{15\pi} \cos 4\theta - \dots$$

Тогда коэффициент пульсаций

$$k_{\pi} = \frac{U_{lm}}{U_H} = \frac{\sqrt{2}U_2}{2} : \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} = \frac{\pi}{2} = 1,57. \quad (3.3)$$

Из формул (3.2) и (3.3) следует, что однополупериодная схема выпрямления имеет низкую эффективность вследствие высокой пульсации выпрямленного напряжения.

Расчетная мощность трансформатора T для однополупериодной схемы может быть вычислена по формуле

$$P = \frac{P_1 + P_2}{2}, \quad (3.4)$$

где P_1 и P_2 — расчетная мощность первичной и вторичной обмоток. Действующее значение тока вторичной обмотки

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\theta} = I_H \frac{\pi}{2}. \quad (3.5)$$

Мощность вторичной обмотки трансформатора

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi U_H}{\sqrt{2}} I_H \frac{\pi}{2} = 3,5 P_H. \quad (3.6)$$

Мощность первичной обмотки трансформатора

$$P_1 = U_1 I_1,$$

где U_1 находят как

$$U_1 = U_2 k_{\text{тр}}.$$

Здесь $k_{\text{тр}} = \frac{n_1}{n_2}$ — коэффициент трансформации; n_1 и n_2 — число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Действующее значение тока первичной обмотки вычисляют по формуле

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\theta}, \quad (3.7)$$

где i_1 — мгновенное значение первичного тока.

Из условия равенства намагничивающих сил первичной и вторичной обмоток трансформатора имеем

$$i_1 n_1 + (i_2 - I_H) n_2 = 0. \quad (3.8)$$

Тогда

$$i_1 = -\frac{n_2}{n_1} (i_2 - I_H) = -\frac{1}{k_{\text{тр}}} (i_2 - I_H). \quad (3.9)$$

Поскольку ток i_2 протекает во вторичной обмотке трансформатора только на интервале $0 \dots \pi$, а на интервале $\pi \dots 2\pi$ он равен нулю, ток в первичной обмотке

$$\begin{cases} i_1 = \frac{I_H}{k_{\text{тр}}} (1 - \pi \sin \theta), & 0 \leq \theta \leq \pi; \\ i_1 = \frac{I_H}{k_{\text{тр}}}, & \pi < \theta \leq 2\pi. \end{cases} \quad (3.10)$$

Графическое изображение этой функции представлено на рис. 3.16. Оно является зеркальным отображением функции $i_2 - I_H$, но масштабы их отличаются в $k_{\text{тр}}$ раз. Подставляя значения (3.10) в выражение (3.7), получаем действующее значение первичного тока:

$$I_1 = 1,21 \frac{I_H}{k_{\text{тр}}}. \quad (3.11)$$

Мощность первичной обмотки трансформатора

$$P_1 = U_1 I_1 = \frac{\pi U_H k_{\text{тр}}}{\sqrt{2}} \cdot 1,21 \frac{I_H}{k_{\text{тр}}} = 2,69 P_H. \quad (3.12)$$

Подставляя (3.6) и (3.12) в (3.4), получаем расчетную мощность трансформатора:

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 3,09 P_{\text{н}}.$$

Такой выпрямитель находит ограниченное применение в маломощных устройствах. Характерной отрицательной чертой однополупериодного выпрямителя является протекание постоянной составляющей тока во входной цепи. Если выпрямитель питается через трансформатор, то происходит подмагничивание сердечника трансформатора, что приводит к необходимости увеличивать его габаритные размеры.

3.3.2. Двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой

Двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой представляет собой два однополупериодных выпрямителя, работающих на общую нагрузку $R_{\text{н}}$ и питающихся от находящихся в противофазе ЭДС (рис. 3.17) u_{2a} и u_{2b} .

Для создания этих ЭДС в схеме является обязательным наличие трансформатора T с двумя полуобмотками, имеющими вывод от середины вторичной обмотки.

На рис. 3.18 приведены временные диаграммы для двухполупериодной схемы выпрямителя со средней точкой.

В случае чисто активной нагрузки и с учетом допущений, сделанных при рассмотрении однофазной однополупериодной схемы (см. 3.3.1), для двухполупериодной схемы имеют место основные соотношения, приведенные ниже.

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения на нагрузке

$$U_{\text{н}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_{2a} \sin \theta d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \sqrt{2} U_{2b} \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} = 0,9 U_2.$$

Постоянная составляющая выпрямленного тока

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н}}}.$$

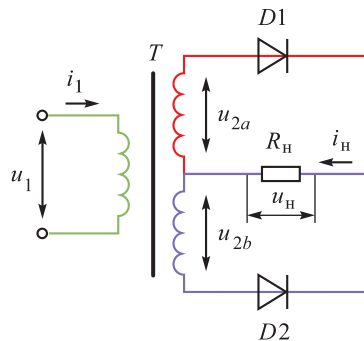


Рис. 3.17. Двухполупериодная схема выпрямления со средней точкой:

i_1 — мгновенное значение первичного тока; $i_{\text{н}}$ — мгновенное значение выпрямленного тока; T — трансформатор с двумя полуобмотками; $D1$, $D2$ — вентиля; u_1 — напряжение на первичной обмотке трансформатора; u_{2a} , u_{2b} — находящиеся в противофазе ЭДС; $u_{\text{н}}$ — мгновенное значение выпрямленного напряжения на нагрузке; $R_{\text{н}}$ — общее сопротивление нагрузки

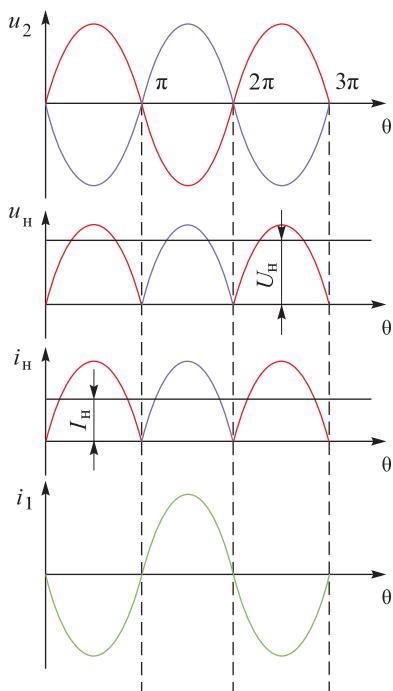


Рис. 3.18. Временные диаграммы напряжений и токов в двухполупериодном выпрямителе:

u_2 — напряжение на вторичной обмотке трансформатора; u_n — напряжение на сопротивлении нагрузки R_n ; i_n — ток через сопротивление нагрузки; i_1 — ток в первичной обмотке трансформатора; θ — фаза сигнала; I_n — постоянная составляющая тока через сопротивление нагрузки; U_n — постоянная составляющая выпрямленного напряжения на нагрузке

синусоиды.

Мощность первичной обмотки трансформатора

$$P_1 = U_1 I_1 = \frac{k_{тр} U_n \pi}{2\sqrt{2}} \frac{k_\phi}{k_{тр}} I_n = 1,23 P_n.$$

Мощность вторичной обмотки трансформатора

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{U_n \pi}{2\sqrt{2}} I_n \frac{\pi}{2} = 1,74 P_n.$$

Среднее значение анодного тока вентиля

$$I_{a.c.p} = \frac{I_n}{2}.$$

Максимальное значение анодного тока

$$I_{a.max} = \frac{\sqrt{2} U_2}{R_n} = \frac{\sqrt{2}}{R_n} \frac{U_n \pi}{2\sqrt{2}} = I_n \frac{\pi}{2}.$$

Максимальное значение обратного напряжения на венти́ле

$$U_{обр.max} = 2\sqrt{2} U_2.$$

Коэффициент пульсаций

$$k_\pi = 0,67.$$

Поскольку мгновенное значение первичного тока можно описать выражением


$$i_1 = \frac{1}{k_{тр}} [(i_{2a} - I_n) - (i_{2b} - I_n)],$$

где i_{2a} — ток во вторичной обмотке в контуре a , i_{2b} — ток во вторичной обмотке в контуре b , то очевидно (по аналогии с формулами (3.8)–(3.10)), что ток представляет собой синусоиду. Следовательно,

$$I_1 = \frac{k_\phi}{k_{тр}} I_n,$$

где $k_\phi = 1,11$ — коэффициент формы для

Расчетная мощность трансформатора


$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,49 P_{\text{н}}.$$

Рассматриваемый выпрямитель характеризуется довольно высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике. Недостатком такого выпрямителя является сравнительно большое обратное напряжение на диодах.

3.3.3. Однофазная мостовая схема

Однофазный мостовой выпрямитель (рис. 3.19) можно считать наиболее совершенным из тех однофазных выпрямителей, которые могут использоваться без трансформатора.

Схема представляет собой мост из вентилей $D1-D4$, в одну диагональ которого включена нагрузка, а в другую — переменное напряжение u_2 . В положительном полупериоде открыты вентили $D1-D3$, в отрицательном — вентили $D2-D4$. Ток в нагрузке протекает в одном и том же направлении в течение обоих полупериодов, поэтому рассматриваемая схема, так же как и предыдущая (см. 3.3.2), относится к двухполупериодным схемам выпрямления.

Силовой трансформатор нужен для создания требуемого напряжения u_2 на входе выпрямителя, соответствующего заданному значению выпрямленного напряжения $U_{\text{н}}$, а также для обеспечения гальванической развязки между питающей сетью и нагрузкой выпрямителя.

На рис. 3.20 представлены временные диаграммы для однофазной мостовой схемы выпрямителя. Для этой схемы выпрямителя при допущениях, сделанных при рассмотрении однофазной однополупериодной схемы выпрямления (см. 3.3.1), справедливы соотношения, приведенные ниже.

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения

$$U_{\text{н}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \theta d\theta = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} = 0,9 U_2.$$

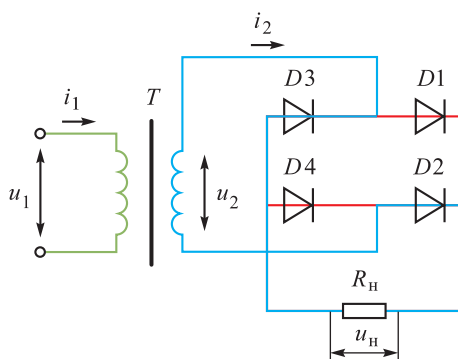


Рис. 3.19. Схема однофазного мостового выпрямителя:

u_1, u_2 — напряжение на первичной и вторичной обмотках трансформатора T соответственно;
 $u_{\text{н}}$ — напряжение на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$;
 i_1, i_2 — ток в первичной и вторичной обмотках трансформатора T соответственно; $D1-D4$ — мост из вентилей

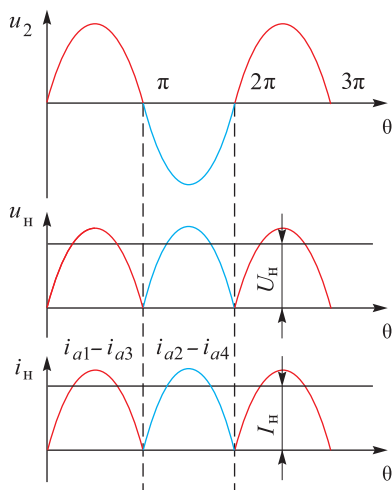


Рис. 3.20. Временные диаграммы напряжений и тока в однофазном мостовом выпрямителе:

u_2 — напряжение на вторичной обмотке трансформатора; u_H — напряжение на сопротивлении нагрузки R_H ; i_H — ток через сопротивление нагрузки; θ — фаза сигнала; I_H — постоянная составляющая тока через сопротивление нагрузки; U_H — постоянная составляющая выпрямленного напряжения на нагрузке; $i_{a1}-i_{a3}$ — анодный ток через плечо D1–D3 (см. рис. 3.19); $i_{a2}-i_{a4}$ — анодный ток через плечо D2–D4 (см. рис. 3.19)

Постоянная составляющая выпрямленного тока

$$I_H = \frac{U_H}{R_H}.$$



Среднее значение анодного тока вентиля

$$I_{a.c.p} = \frac{I_H}{2}.$$

Максимальное значение анодного тока

$$I_{a \max} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_H} = \frac{\sqrt{2}}{R_H} \frac{U_H \pi}{2\sqrt{2}} = I_H \frac{\pi}{2}.$$

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле

$$U_{обр \max} = 2\sqrt{2}U_2 = \pi U_H = \sqrt{2}U_2.$$

Коэффициент пульсаций

$$k_{\pi} = 0,66.$$

Мощность вторичной обмотки трансформатора

$$P_2 = U_2 I_2 = \frac{U_H \pi}{2\sqrt{2}} I_H \frac{\pi}{2} = 1,23 P_H.$$

Мощность первичной обмотки трансформатора

$$P_1 = U_1 I_1 = 1,23 P_H.$$

Расчетная мощность трансформатора

$$P_{\text{расч}} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,23 P_H.$$

Такой выпрямитель характеризуется высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике. Часто все четыре диода выпрямителя помещают в один корпус.



3.3.4. Сглаживающие фильтры

Выпрямленное напряжение имеет существенные пульсации, поэтому широко используют сглаживающие фильтры — устройства, уменьшающие эти пульсации.

Важнейшим параметром сглаживающего фильтра является коэффициент сглаживания S . По определению, $S = \frac{k_{п.вх}}{k_{п.вых}}$, где $k_{п.вх}$ и $k_{п.вых}$ — коэффициенты пульсаций на входе и выходе фильтра соответственно.

Простейшим является емкостный фильтр (С-фильтр). Для емкостного фильтра, у которого вход и выход фактически совпадают, под $k_{п.вх}$ понимают коэффициент пульсаций до подключения фильтра, а под $k_{п.вых}$ — коэффициент пульсаций после его подключения. Коэффициент сглаживания показывает, во сколько раз фильтр уменьшает пульсации. На выходе фильтра напряжение оказывается хорошо сглаженным, а значения коэффициента пульсаций $k_{п.вых}$ могут находиться в диапазоне 0,00003...0,001.

Рассмотрим работу сглаживающего фильтра на примере однофазного однополупериодного выпрямителя (рис. 3.21, а). Емкостный фильтр подключают параллельно нагрузке.

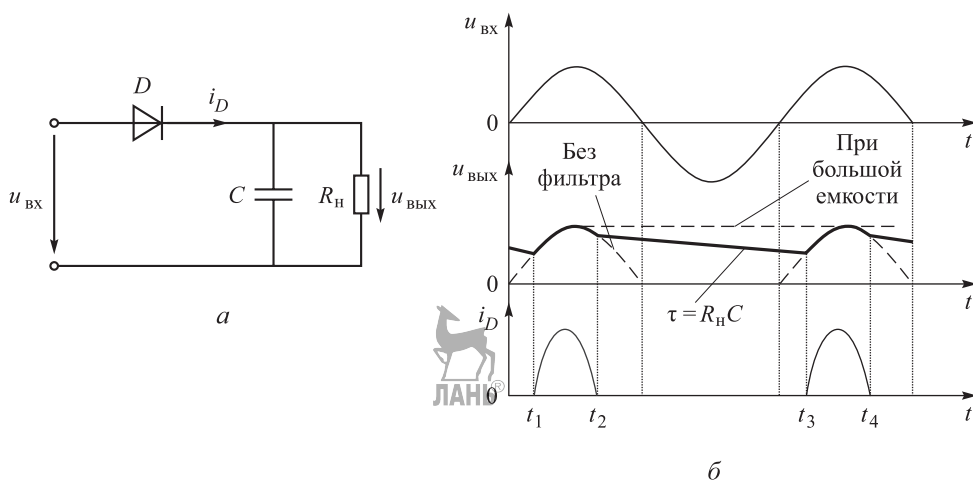


Рис. 3.21. Однофазный однополупериодный выпрямитель с емкостным фильтром:

а — схема; б — временные диаграммы; $u_{вх}$ — напряжение на входе выпрямителя; $u_{вых}$ — напряжение на сопротивлении нагрузки R_H ; i_D — ток, протекающий через выпрямительный диод D ; C — конденсатор; τ — постоянная времени; t_1-t_2 , t_3-t_4 — временные интервалы, в течение которых ток протекает через диод D

На отрезке времени t_1-t_2 диод открыт и конденсатор заряжается (рис. 3.21, б). На отрезке t_2-t_3 диод закрыт, источник входного напряжения отключен от конденсатора и нагрузки. Разряд конденсатора характеризуется экспонентой с постоянной времени τ . Ток через диод протекает только часть

полупериода (отрезок t_1-t_2). Чем короче отрезок t_1-t_2 , тем больше амплитуда тока диода при заданном среднем токе нагрузки. Если емкость C очень велика, то отрезок оказывается очень малым, а амплитуда тока диода очень большой, и диод может выйти из строя. Такой фильтр широко используется в маломощных выпрямителях; в мощных выпрямителях он применяется редко, поскольку режим работы диода и соответствующих электрических цепей (например, обмоток трансформатора) достаточно тяжел.

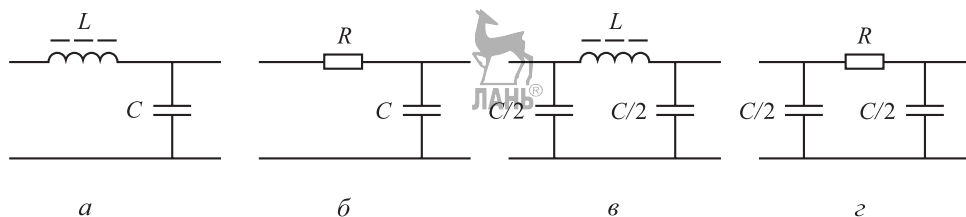


Рис. 3.22. Типы сглаживающих фильтров:

a — индуктивно-емкостный или Г-образный LC -фильтр; *б* — Г-образный RC -фильтр; *в* — П-образный LC -фильтр; *г* — П-образный RC -фильтр; L — индуктивность; C — емкость; R — сопротивление

На практике используют также следующие типы фильтров (рис. 3.22): индуктивно-емкостный или Г-образный LC -фильтр, Г-образный RC -фильтр, П-образный LC -фильтр, П-образный RC -фильтр.

3.3.5. Стабилизаторы напряжения

Несмотря на сглаженные значения выпрямленного напряжения, оно так или иначе подвержено либо резким, либо медленным перепадам напряжения. Для устранения этих негативных факторов применяют стабилизаторы напряжения. Важнейшими параметрами стабилизатора напряжения являются коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ и КПД $\eta_{\text{ст}}$. Коэффициент стабилизации определяют по выражению

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta u_{\text{вх}}}{u_{\text{вх}}} : \frac{\Delta u_{\text{вых}}}{u_{\text{вых}}},$$

где $u_{\text{вх}}$, $u_{\text{вых}}$ — постоянные напряжения соответственно на входе и выходе стабилизатора; $\Delta u_{\text{вх}}$ — изменение напряжения $u_{\text{вх}}$; $\Delta u_{\text{вых}}$ — изменение напряжения $u_{\text{вых}}$.

Чем больше коэффициент стабилизации, тем меньше изменяется выходное напряжение при изменении входного. У простейших стабилизаторов значение $K_{\text{ст}}$ составляет единицы, а у более сложных — сотни и тысячи. Выходное сопротивление стабилизатора находят по формуле

$$R_{\text{вых}} = \left| \frac{\Delta u_{\text{вых}}}{\Delta i_{\text{вых}}} \right|,$$

где $\Delta u_{\text{вых}}$ — изменение постоянного напряжения на выходе стабилизатора; $\Delta i_{\text{вых}}$ — изменение постоянного выходного тока стабилизатора, которое вызвало изменение выходного напряжения.

Чем выходное сопротивление стабилизатора меньше, тем меньше изменяется выходное напряжение при изменении тока нагрузки. У простейших стабилизаторов значение $R_{\text{вых}}$ составляет единицы ом, а у более совершенных — сотые и тысячные доли ом.

Коэффициент полезного действия стабилизатора $\eta_{\text{ст}}$ — это отношение мощности, отдаваемой в нагрузку $P_{\text{н}}$, к мощности, потребляемой от входного источника напряжения $P_{\text{вх}}$:

$$\eta_{\text{ст}} = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{вх}}}.$$

Традиционно стабилизаторы разделяют на параметрические и компенсационные.

Параметрические стабилизаторы являются простейшими устройствами, в которых малые изменения выходного напряжения достигаются путем применения электронных приборов с двумя выводами, характеризующихся ярко выраженной нелинейностью ВАХ. Рассмотрим схему параметрического стабилизатора на основе стабилитрона, показанную на рис. 3.23, а.

Проанализируем графическим методом работу данной схемы, для чего сначала преобразуем ее, используя теорему об эквивалентном генераторе (рис. 3.23, б). Построим на вольт-амперной характеристике стабилитрона линии нагрузки для различных значений эквивалентного напряжения, соответствующих различным значениям входного напряжения (рис. 3.23, в).

Из графических построений следует, что при значительном изменении эквивалентного напряжения $u_{\text{эКВ}}$ на $\Delta u_{\text{эКВ}}$, а следовательно, и входного напряжения выходное напряжение изменяется на незначительную величину $\Delta u_{\text{вых}}$. При этом чем меньше дифференциальное сопротивление стабилитрона (т. е. чем более горизонтально идет характеристика стабилитрона), тем меньше $\Delta u_{\text{вых}}$. Определим основные параметры такого стабилизатора, для чего в исходной схеме (см. рис. 3.23, а) стабилитрон заменим его эквивалентной схемой и введем во входную цепь (рис. 3.23, г) источник напряжения, соответствующий изменению входного напряжения $\Delta u_{\text{вх}}$.

Выходное сопротивление стабилизатора вычислим по формуле

$$R_{\text{вых}} = r_{\text{диф}} \parallel R_0 \approx r_{\text{диф}},$$

где $r_{\text{диф}}$ — дифференциальное сопротивление, причем $R_0 \gg r_{\text{диф}}$.

Коэффициент полезного действия стабилизатора рассчитаем по формуле

$$\eta_{\text{ст}} = \frac{u_{\text{вых}} I_{\text{н}}}{u_{\text{вх}} I_{\text{вх}}} = \frac{u_{\text{вых}} I_{\text{н}}}{u_{\text{вх}} (I_{\text{ст}} + I_{\text{н}})}.$$

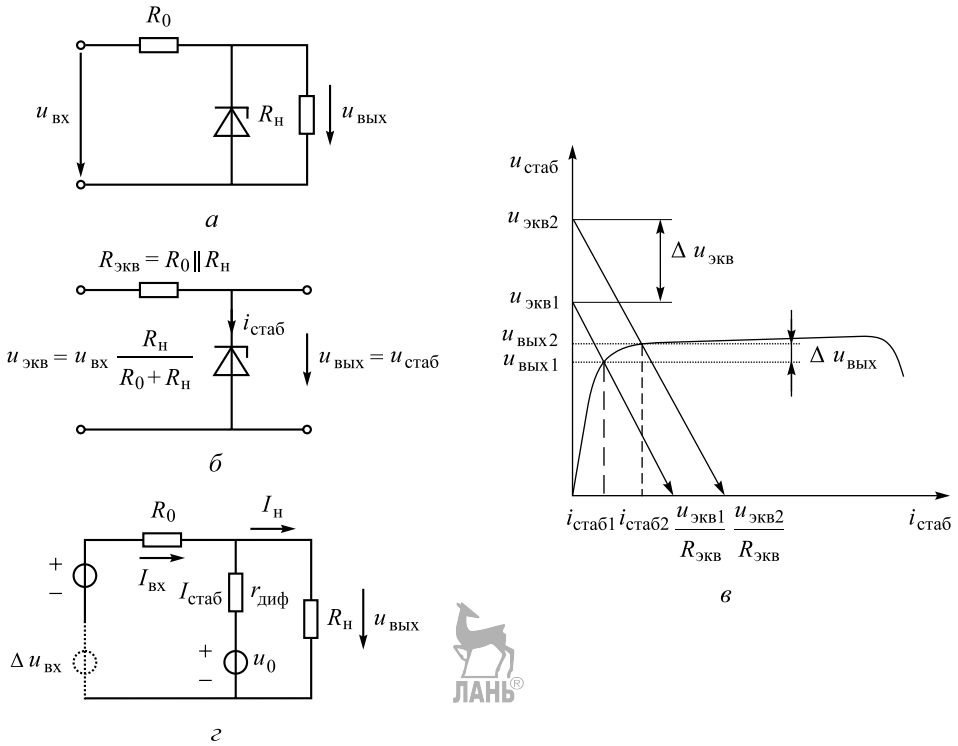


Рис. 3.23. Параметрический стабилизатор напряжения на основе стабилитрона:

a — схема стабилизатора; *б* — схема с эквивалентным источником напряжения $u_{\text{ЭКВ}}$ и эквивалентным внутренним сопротивлением $R_{\text{ЭКВ}}$; *в* — ВАХ стабилитрона и линии нагрузки; *г* — эквивалентная схема с замещением стабилитрона на его упрощенную модель; R_0 — ограничительный резистор; R_H — сопротивление нагрузки; $u_{\text{ВХ}}$, $u_{\text{ВЫХ}}$ — постоянные напряжения на входе и выходе стабилизатора соответственно; $u_{\text{ВЫХ1}}$, $u_{\text{ВЫХ2}}$ — значения постоянных напряжений на выходе стабилизатора; $\Delta u_{\text{ВХ}}$ — изменение входного напряжения $u_{\text{ВХ}}$; $\Delta u_{\text{ВЫХ}}$ — изменение постоянного напряжения на выходе стабилизатора; $u_{\text{ЭКВ}}$, $u_{\text{ЭКВ1}}$, $u_{\text{ЭКВ2}}$ — значения эквивалентного напряжения; $u_{\text{стаб}}$ — напряжение на стабилитроне; u_0 — источник напряжения, эквивалентный напряжению стабилизации; $i_{\text{стаб1}}$, $i_{\text{стаб2}}$ — значения токов, протекающих через стабилитрон; $I_{\text{ВХ}}$ — входной ток; $I_{\text{стаб}}$ — ток, протекающий через стабилитрон; I_H — ток нагрузки; $r_{\text{диф}}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона

Найдем коэффициент стабилизации

$$K_{\text{СТ}} = \frac{\Delta u_{\text{ВХ}}}{u_{\text{ВХ}}} : \frac{\Delta u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВЫХ}}}.$$

Вычислим $\Delta u_{\text{ВЫХ}}$, задав $\Delta u_{\text{ВХ}}$:

$$\Delta u_{\text{ВЫХ}} = \Delta u_{\text{ВХ}} \frac{r_{\text{диф}} \parallel R_H}{r_{\text{диф}} \parallel R_H + R_0} \approx \Delta u_{\text{ВХ}} \frac{r_{\text{диф}}}{r_{\text{диф}} + R_0},$$

так как обычно $r_{\text{диф}} \ll R_H$.

Следовательно,

$$K_{\text{ст}} \approx \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} \frac{r_{\text{диф}} + R_0}{r_{\text{диф}}}.$$

Обычно параметрические стабилизаторы используют для нагрузок от нескольких единиц до десятков миллиампер. Наиболее часто они применяются как источники опорного напряжения в компенсационных стабилизаторах напряжения.

Компенсационные стабилизаторы представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования. Характерными элементами компенсационного стабилизатора являются источник опорного напряжения, сравнивающий усиливающий элемент и регулирующий элемент.

Напряжение на выходе стабилизатора (или некоторая часть этого напряжения) постоянно сравнивается с эталонным напряжением. В зависимости от их соотношения сравнивающим и усиливающим элементом вырабатывается управляющий сигнал для регулирующего элемента, изменяющий его режим работы таким образом, чтобы напряжение на выходе стабилизатора оставалось практически постоянным.

В качестве источника опорного напряжения обычно используют ту или иную электронную цепь на основе стабилитрона, в качестве сравнивающего и усиливающего элемента часто применяют операционный усилитель, а в качестве регулирующего элемента — биполярный или полевой транзистор. Регулирующий элемент может быть включен либо последовательно, либо параллельно с нагрузкой. В этом случае стабилизатор называют последовательным (рис. 3.24, а) или параллельным (рис. 3.24, б) соответственно. При этом в параллельном стабилизаторе используется балластное сопротивление R_6 , включаемое последовательно с нагрузкой.

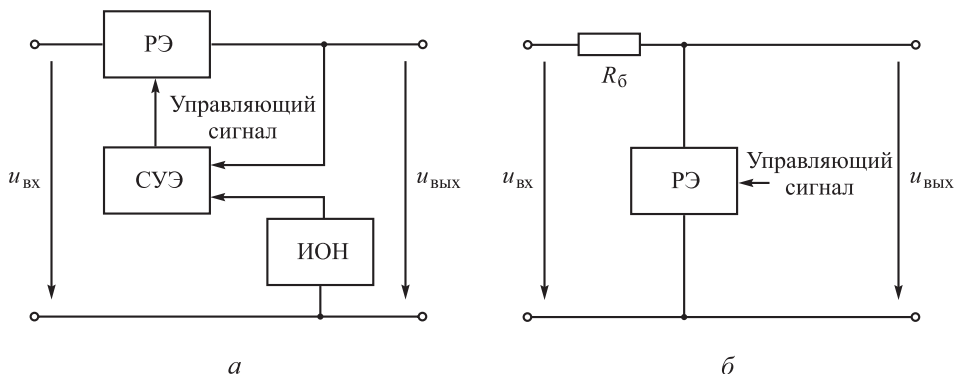


Рис. 3.24. Структуры компенсационных стабилизаторов:

а — последовательного; б — параллельного; РЭ — регулирующий элемент; СУЭ — схема управления регулирующим элементом; ИОН — источник опорного напряжения; R_6 — балластное сопротивление; $u_{\text{вх}}$, $u_{\text{вых}}$ — входное и выходное напряжения соответственно

В зависимости от режима работы регулирующего элемента стабилизаторы подразделяют на непрерывные и импульсные. В непрерывных стабилизаторах регулирующий элемент работает в активном режиме, а в импульсных — в импульсном.

3.4. Активные фильтры

Фильтром называют устройство, которое пропускает гармонические сигналы в одном определенном диапазоне частот и подавляет их в остальных диапазонах частот. Зная, как фильтр передает гармонические сигналы, обычно достаточно легко определить, как он будет передавать сигналы другой формы.

В устройствах электроники фильтры используются очень широко. Различают аналоговые и цифровые фильтры. В аналоговых фильтрах обрабатываемые сигналы не преобразуются в цифровую форму, а в цифровых фильтрах перед обработкой сигналов осуществляется такое преобразование.

Далее будем рассматривать только аналоговые фильтры. Такие фильтры строят на основе как пассивных (конденсаторов, катушек индуктивности, резисторов), так и активных элементов (транзисторов, операционных усилителей). Для аналоговой фильтрации широко используют также электромеханические фильтры: пьезоэлектрические и механические. В пьезоэлектрических фильтрах применяют естественный и искусственный кварц, а также пьезокерамику. Основу механического фильтра составляет то или иное механическое устройство.

Важно различать требования, предъявляемые к фильтрам силовой и сигнальной электроники. Фильтры силовой электроники должны иметь как можно больший КПД. Такие фильтры часто строят на основе только пассивных элементов. К фильтрам силовой электроники относятся сглаживающие фильтры вторичных источников питания. Фильтры сигнальной электроники чаще разрабатывают при использовании активных элементов. При этом широко применяют ОУ.

Фильтры, содержащие активные элементы, называют *активными*. Далее рассматриваются активные фильтры, в которых обычно не используются катушки индуктивности. Поэтому они могут быть выполнены с применением технологии интегральных микросхем (катушки с большой индуктивностью не удастся изготовить по указанной технологии). Нередко активные фильтры оказываются дешевле соответствующих фильтров на пассивных элементах и занимают меньшие объемы. Активные фильтры способны усиливать сигнал, лежащий в полосе пропускания. Во многих случаях их достаточно легко построить. Укажем также и недостатки активных фильтров:

- применение источника питания;
- ограничения по частоте, связанные с предельной частотой, на которой работают ОУ.

Фильтры вообще, и активные фильтры в частности, являются настолько важными устройствами электроники, что вопросам их строгого, математического описания уделялось и уделяется самое серьезное внимание.

Обычно фильтр анализируют как конечную линейную электронную схему с сосредоточенными параметрами. Если реальная схема фильтра является нелинейной (например, содержит транзисторы или ОУ), то при анализе ее линеаризуют и затем рассматривают как линейную.

В соответствии с изложенным фильтр описывают обыкновенным линейным дифференциальным уравнением некоторого порядка n :

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x, \quad (3.13)$$

где $x = x(t)$ — входной сигнал фильтра; $y = y(t)$ — выходной сигнал; $a_i, i = 0, \dots, n$; $b_j, j = 0, \dots, m$ — вещественные коэффициенты.

Для фильтров, которые могут быть реализованы, выполняется соотношение $n \geq m$. Величину n называют также порядком фильтра. Если, например, $n = 2$, то говорят, что фильтр второго порядка.

Необходимо отметить, что кроме одного дифференциального уравнения (3.13) фильтр может быть описан линейной системой из n дифференциальных уравнений первого порядка (системой дифференциальных уравнений в форме Коши). Известно, что значение n равно числу реактивных элементов (конденсаторов и катушек индуктивности) фильтра или меньше этого числа. Например, если в фильтре три конденсатора, то он может быть третьего или меньшего порядка.

Применим к уравнению (3.13) прямое преобразование Лапласа и определим передаточную функцию $T(s)$ как отношение операторного изображения $Y(s)$ выходной величины к операторному изображению $X(s)$ входной величины:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}, \quad (3.14)$$

где s — комплексная частота.

Запишем передаточную функцию $T(s)$ в следующем виде:

$$T(s) = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)} = \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2) \dots (j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \dots (j\omega - p_n)} = T(j\omega), \quad (3.15)$$

где K — вещественный коэффициент; z_1, \dots, z_m — корни полинома числителя (нули); p_1, \dots, p_n — корни полинома знаменателя (полюсы).

Известно, что полюсы и нули могут быть или вещественными, или комплексно-сопряженными.

Как уже отмечалось, при описании свойств фильтров обычно ориентируются на гармонические сигналы. При этом имеют в виду установившийся режим работы. В такой ситуации широко используют частотную передаточную функцию $T(j\omega)$, которую получают из обычной передаточной функции при подстановке $s = j\omega$, где ω — круговая частота, град/с.

Для описания фильтров часто применяют:

- 1) АЧХ;
 - 2) ФЧХ;
 - 3) характеристику времени замедления (групповое время запаздывания).
- Амплитудно-частотная характеристика представляет собой зависимость

$$A(\omega) = |T(j\omega)|.$$

Значение $A(\omega)$ на некоторой частоте дает отношение действующих значений сигналов на выходе и входе фильтра. На практике широко используют АЧХ, выраженную в децибелах:

$$A_{\text{дБ}}(\omega) = 20 \lg |T(j\omega)|.$$

Фазочастотная характеристика является зависимостью вида

$$\varphi(\omega) = \arg T(j\omega).$$

Значение $\varphi(\omega)$ на некоторой частоте является сдвигом по фазе выходной величины по отношению к входной.

Характеристика времени замедления определяется по формуле

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}.$$

Величина $\tau(\omega)$ характеризует сдвиг по времени выходной величины по отношению к входной.

Наиболее широко используют АЧХ и ФЧХ. Характеристика времени замедления не несет принципиально новой информации по сравнению с ФЧХ, но является весьма полезной и применяется достаточно часто.

3.4.1. Классификация фильтров по виду их амплитудно-частотных характеристик

Рассмотрим основные типы фильтров, классифицируемых по виду АЧХ: фильтры нижних частот, фильтры верхних частот, полосовые, режекторные и всепропускающие фильтры.

Для *фильтров нижних частот* характерно то, что входные сигналы низких частот, начиная с постоянных сигналов, передаются на выход, а сигналы высоких частот задерживаются.

Рассмотрим примеры АЧХ фильтров нижних частот. На рис. 3.25 приведены АЧХ фильтров нижних частот.

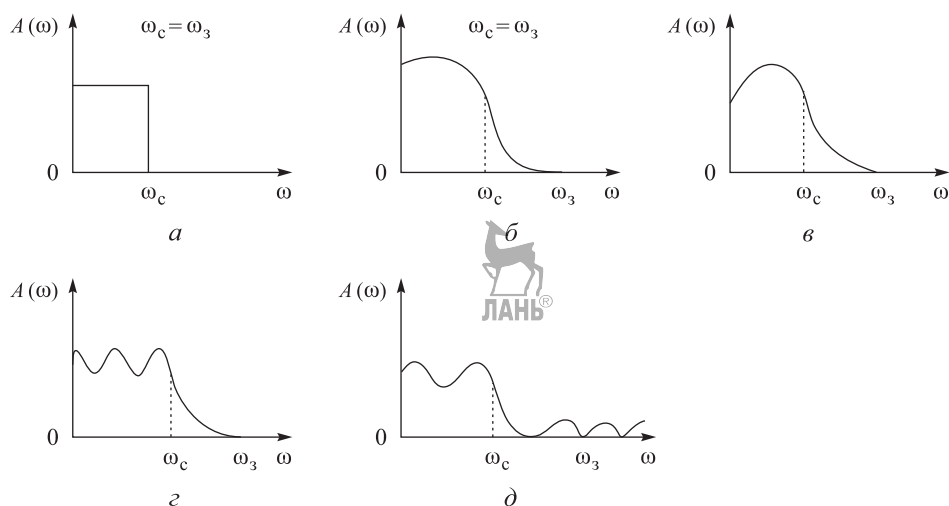


Рис. 3.25. Амплитудно-частотные характеристики $A(\omega)$ фильтров нижних частот: a — идеального фильтра; $б-д$ — реальных фильтров; ω_c — частота среза; $\omega_з$ — частота задерживания

Полоса пропускания лежит в пределах от нулевой частоты до частоты среза ω_c . Обычно частоту среза определяют как частоту, на которой величина $A(\omega)$ равна 0,707 от максимального значения (т. е. меньше максимального значения на 3 дБ).

Полоса задерживания (подавления) начинается от частоты задерживания $\omega_з$ и продолжается до бесконечности. В ряде случаев частоту задерживания определяют как частоту, на которой величина $A(\omega)$ меньше максимального значения на 40 дБ.

Между полосами пропускания и задерживания у реальных фильтров расположена переходная полоса. У идеального фильтра переходная полоса отсутствует.

Фильтр верхних частот характеризуется тем, что он пропускает сигналы верхних и задерживает сигналы низких частот.

Частотные характеристики фильтров верхних частот, как и характеристики фильтров нижних частот, многообразны в своих деталях.

На рис. 3.26 показаны АЧХ фильтров верхних частот.

Полосовые фильтры пропускают сигналы одной полосы частот, расположенной в некоторой внутренней части оси частот. Сигналы с частотами вне этой полосы такие фильтры задерживают.

На рис. 3.27 приведены АЧХ полосовых фильтров, которые определяют как среднее геометрическое частот среза:

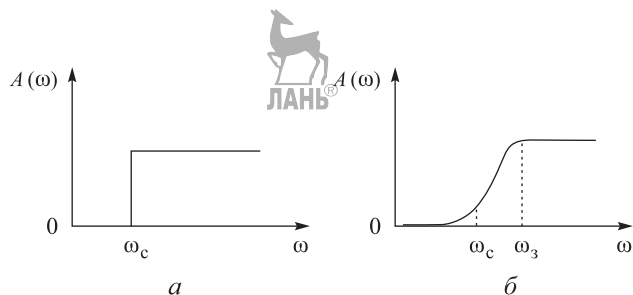


Рис. 3.26. Амплитудно-частотные характеристики $A(\omega)$ фильтров верхних частот:

a — идеального фильтра; b — типичного реального фильтра;
 ω_c — частота среза; ω_3 — частота задерживания

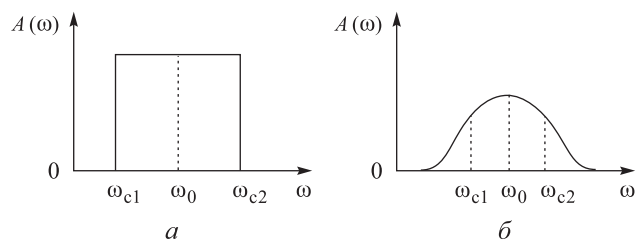


Рис. 3.27. Амплитудно-частотные характеристики $A(\omega)$ полосовых фильтров:

a — идеального фильтра; b — реального фильтра; ω_{c1} , ω_{c2} — частоты среза; ω_0 — средняя частота

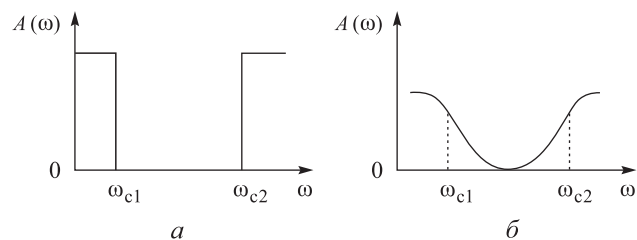


Рис. 3.28. Амплитудно-частотные характеристики $A(\omega)$ режекторных фильтров:

a — идеального фильтра; b — реального фильтра; ω_{c1} , ω_{c2} — частоты среза

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}},$$

где ω_{c1} и ω_{c2} — две частоты среза; ω_0 — средняя частота.

Режекторные фильтры не пропускают сигналы, лежащие в некоторой полосе частот, и пропускают сигналы с другими частотами. На рис. 3.28 приведены АЧХ режекторных фильтров.

Все пропускающие фильтры пропускают сигналы любой частоты. Они известны также под названием «фазовые корректоры». На рис. 3.29 приведена АЧХ все пропускающего фильтра. Такие фильтры используют в электронных системах для того, чтобы изменить с той или иной целью ФЧХ всей системы.

Исходя из приведенного в этом подразделе математического описания фильтров (см. (3.13)–(3.15)), нетрудно сделать вывод, что ход АЧХ на достаточном удалении от полосы пропускания определяется порядком фильтра.

Из (3.13)–(3.15) следует, что на достаточном расстоянии от полосы пропускания наклон ЛАЧХ равен $-20n$ дБ/дек, где n — порядок фильтра. Таким образом, если требуется обеспечить более быстрое изменение коэффициента усиления на удалении от полосы пропускания, то необходимо увеличить порядок фильтра, при этом схема фильтра усложняется.

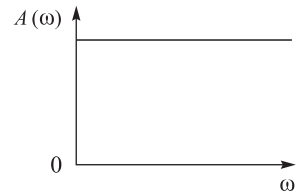


Рис. 3.29. Амплитудно-частотная характеристика $A(\omega)$ все пропускающего фильтра (фазового корректора)

3.4.2. Классификация активных фильтров по особенностям полиномов, входящих в передаточные функции

Рассмотрим классификацию на примере фильтров нижних частот. Свойства фильтров в значительной степени зависят от того, какими полиномами описываются их передаточные функции или, другими словами, от того, как расположены нули и полюсы на плоскости комплексной частоты. Особенности математического описания (см. (3.13)–(3.15)) определяют ход АЧХ в полосе пропускания и в переходной полосе. Ход АЧХ на удалении от полосы пропускания, как уже отмечалось, обуславливается порядком фильтра.

На практике широко используют фильтры, отличающиеся характерными особенностями полиномов передаточных функций. Это фильтры Баттерворта, Чебышева, Бесселя (Томсона).

У фильтров Баттерворта полюсы лежат на полуокружности в левой половине s -плоскости. Полюсы фильтра Чебышева расположены на части эллипса, полюсы фильтра Бесселя — на кривой, лежащей вне указанной полуокружности. На рис. 3.30 изображена комплексная плоскость с границами полюсов и нулей. Расположение полюсов определяет следующие особенности этих фильтров.

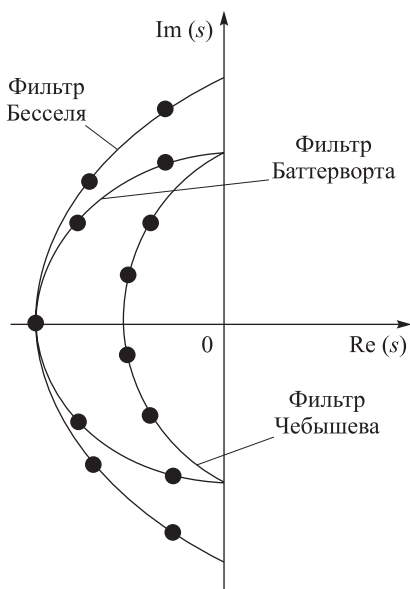


Рис. 3.30. Комплексная плоскость с границами полюсов и нулей:

● — полюсы и нули

Фильтры Баттерворта имеют наиболее плоскую АЧХ в полосе пропускания. Это их преимущество. Но в переходной полосе АЧХ спадает плавно, недостаточно резко.

Фильтры Чебышева отличаются резким спадом АЧХ в переходной полосе, но в полосе пропускания эти характеристики не являются плоскими.

У фильтров Бесселя очень пологие участки АЧХ в переходной полосе, еще более пологие, чем у фильтров Баттерворта. Их ФЧХ достаточно близки к идеальным, соответствующим постоянному времени замедления, поэтому такие фильтры мало искажают форму входного сигнала, содержащего несколько гармоник.

На рис. 3.31 приведены АЧХ и переходные характеристики фильтров Баттерворта, Чебышева и Бесселя. Предположим, что все фильтры имеют одинаковый порядок и близкие коэффициенты усиления в полосе пропускания.

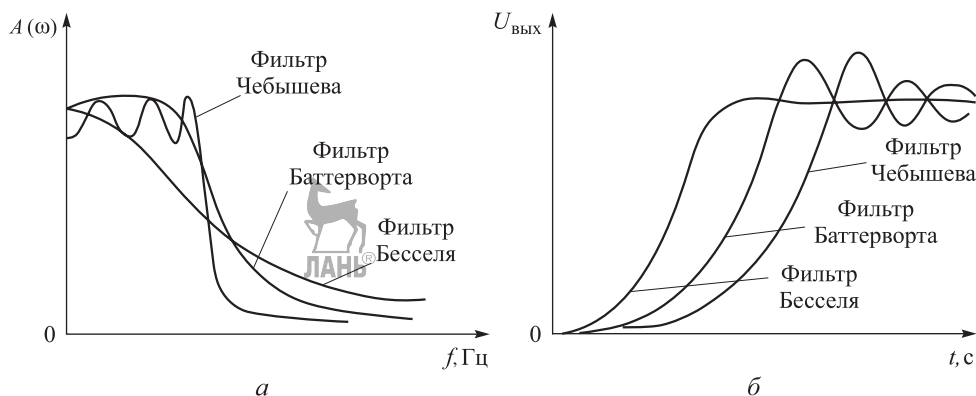


Рис. 3.31. Амплитудно-частотные $A(\omega)$ (а) и переходные (б) характеристики фильтров

На рис. 3.31, б показаны типичные переходные характеристики фильтров, т. е. временные диаграммы выходных напряжений при ступенчатом изменении входных напряжений. На рисунке видно, что во временной области фильтр Бесселя имеет наилучшие свойства, фильтр Чебышева — наихудшие свойства, а фильтр Баттерворта занимает промежуточное положение.

3.4.3. Схемы активных фильтров

Рассмотрим две схемы активных фильтров второго порядка — фильтра нижних частот (рис. 3.32) и фильтра верхних частот (рис. 3.33).

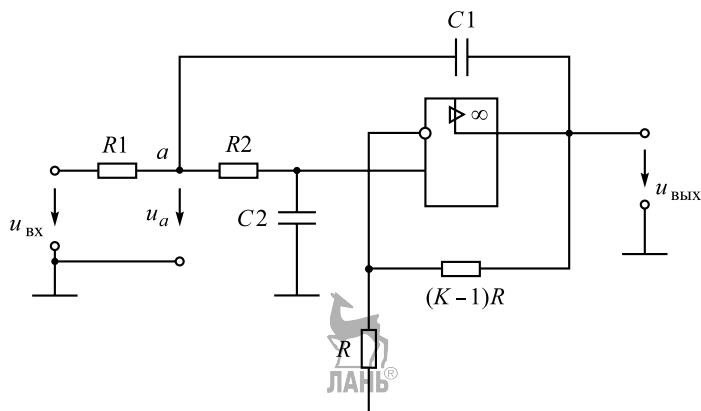


Рис. 3.32. Схема активного фильтра нижних частот:

K — коэффициент усиления неинвертирующего усилителя на ОУ; R — сопротивление цепи ОС; $R1, R2$ — сопротивления интегрирующих цепочек; $C1, C2$ — емкости интегрирующих цепочек; $u_{ВХ}$ — входной сигнал фильтра; $u_{ВЫХ}$ — выходной сигнал фильтра; u_a — напряжение ОС в точке a ; $(K - 1)R$ — сопротивление плеча в цепи ОС

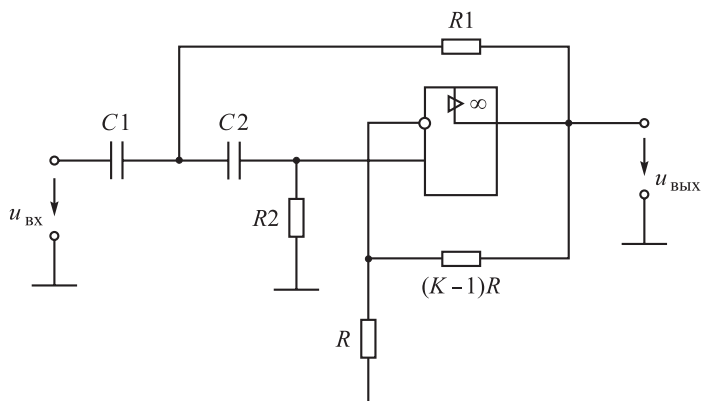


Рис. 3.33. Схема активного фильтра верхних частот:

K — коэффициент усиления неинвертирующего усилителя на ОУ; R — сопротивление цепи ОС; $R1, R2$ — сопротивления дифференцирующих цепочек; $C1, C2$ — емкости дифференцирующих цепочек; $u_{ВХ}, u_{ВЫХ}$ — напряжения на входе и выходе фильтра соответственно

Отметим, что на низких частотах и на постоянном токе фильтр нижних частот имеет коэффициент усиления

$$K = 1 + \frac{(K-1)R}{R}, \quad (3.16)$$

где K — величина, определяющая сопротивление в цепи ОС $(K-1)R$.

Выражение (3.16) соответствует неинвертирующему усилителю.

При повышении частоты входного сигнала напряжение на выходе снижается. Это происходит по двум причинам. Во-первых, снижается напряжение на неинвертирующем входе (т. е. на емкости $C2$) вследствие уменьшения модуля комплексного сопротивления емкости $C2$. Во-вторых, снижается напряжение u_a в результате того, что модуль комплексного сопротивления емкости $C1$ уменьшается и через эту емкость с выхода усилителя в точку a подается ток, который значительно сдвинут по фазе относительно напряжения $u_{вх}$.

На высоких частотах коэффициент усиления фильтра равен K .

Рассмотренные активные фильтры нижних и верхних частот могут составлять основу фильтров Баттерворта, Чебышева, Бесселя или фильтров другого типа в зависимости от параметров резисторов $R1$ и $R2$ конденсаторов $C1$ и $C2$.

Помимо активных фильтров на ОУ, можно выполнять фильтры на переключаемых конденсаторах.

Переключаемый конденсатор — это своего рода дозатор, передающий строго определенные заряды из одной электрической цепи в другую. Упрощенная схема, поясняющая работу переключаемого конденсатора, приведена на рис. 3.34.

Ключи $S1$ и $S2$ работают в противофазе, т. е. когда ключ $S1$ замкнут, ключ $S2$ разомкнут, и наоборот. После замыкания ключа $S1$ конденсатор C накапливает заряд $u_{вх}C$, получая его от источника входного напряжения. После замыкания ключа $S2$ конденсатор отдает указанный заряд в цепь этого ключа. Чем чаще будут переключаться ключи, тем больший заряд в единицу

времени будет передаваться в указанную цепь, т. е. тем больше будет среднее значение тока i . Использование переключаемого конденсатора позволяет изменять среднее значение тока i путем изменения частоты переключения. В этом смысле переключаемый конденсатор играет роль резистора с регулируемым сопротивлением.

Активные фильтры на переключаемых конденсаторах имеют следующие преимущества:

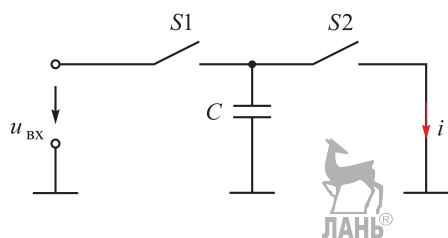


Рис. 3.34. Схема фильтра на переключаемых конденсаторах:

$S1$ и $S2$ — управляемые ключи; $u_{вх}$ — входное напряжение; i — среднее значение тока; C — конденсатор

- достаточно низкая стоимость, так как при их изготовлении используется относительно простая технология;
- легко перенастраивать на другие частоты, для чего достаточно изменять частоту переключения.

Активные фильтры на переключаемых конденсаторах уже довольно долго применяются на практике.



Контрольные вопросы и задания

1. Объясните принцип работы генератора гармонических колебаний.
2. Объясните принцип работы RC -генератора с мостом Вина.
3. Объясните принцип работы генераторов прямоугольных импульсов.
4. Объясните структуру вторичного источника питания.
5. Назовите виды выпрямителей.
6. Как работает схема однофазного мостового выпрямителя?
7. Какие типы сглаживающих фильтров во вторичных источниках питания вам известны?
8. Какие типы и основные параметры стабилизаторов напряжения во вторичных источниках питания вы знаете?
9. В чем заключается принцип работы аналоговых активных фильтров? Дайте общее математическое описание.
10. Перечислите основные характеристики активных фильтров.
11. Какие типы фильтров вы знаете? Изобразите их АЧХ.
12. Объясните принцип работы активных фильтров нижних и верхних частот на операционных усилителях.



Литература

Бутенко Д.В., Созинов Б.Л., Черкасова Г.С. Методические указания к лабораторным работам по курсам «Электроника», «Электроника и микроэлектроника», «Электроника и микропроцессорная техника». Ч. 1: Полупроводниковые приборы. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 28 с.

Бутенко Д.В., Созинов Б.Л., Шарандин Е.А. Усилительные каскады на операционных усилителях: метод. указания к лабораторным работам по курсу «Электроника и микроэлектроника». М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. 29 с.

Бутенко Д.В., Черкасова Г.С. Методические указания к лабораторным работам по курсам «Электроника и микроэлектроника», «Схемотехника аналоговых электронных устройств», «Радиотехнические цепи и сигналы». Ч. 2: Нелинейные цепи. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 28 с.

Вайсбурд Ф.И., Панаев Г.А., Савельев Б.Н. Электронные приборы и усилители. М.: КомКнига, 2007. 474 с.

Валенко В.С. Полупроводниковые приборы и основы схемотехники электронных устройств / под ред. А.А. Ровдо. М.: Додека-XXI, 2001. 366 с.

Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. М.: Додека-XXI, 2011. 528 с.

Глазачев А.В., Петрович В.П. Физические основы электроники. Томск: Изд-во ТПУ, 2013. 208 с.

Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника и микропроцессорная техника: учебник для вузов. М.: Высш. шк., 2008. 798 с.

Дьюб Д.С. Электроника: схемы и анализ. М.: Техносфера, 2008. 432 с.

Лачин В.И., Савелов Н.С. Электроника: учеб. пособие. Ростов н/Д.: Феникс, 2010. 703 с.

Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. М.: Либроком, 2013. 512 с.

Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. Полный курс: учебник для вузов / под ред. О.П. Глудкина. М.: Горячая линия-Телеком, 2007. 768 с.

Петров К.С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника: учеб. пособие. СПб.: Питер, 2006. 521 с.

Прянишников В.А. Электроника. Полный курс лекций. СПб.: Корона Принт, 2009. 474 с.

Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы. М.: Мир, 1988. 583 с.

Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: учеб. пособие для вузов. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2004. 488 с.

Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Т. 1. М.: ДМК-Пресс, 2007. 832 с.

Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Т. 2. М.: ДМК-Пресс, 2008. 942 с.

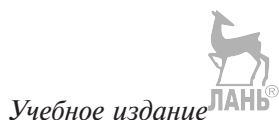
Электронные, квантовые приборы и микроэлектроника: учеб. пособие для вузов / Ю.А. Бобровский, С.А. Корнилов, И.А. Кратиров [и др.]; под ред. Н.Д. Федорова. М.: Радио и связь, 2002. 559 с.





Предисловие	3
Введение	4
1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ	7
1.1. Общие сведения о полупроводниках	7
1.2. Электронно-дырочные переходы	17
1.3. Полупроводниковые диоды	28
1.4. Биполярные транзисторы	38
1.5. Полевые транзисторы	64
Контрольные вопросы и задания	82
2. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ	84
2.1. Характеристики и параметры усилителей	84
2.2. Обратная связь в усилителях	89
2.3. Усилители на биполярных транзисторах	97
2.4. Усилители на полевых транзисторах	112
2.5. Усилители постоянного тока	114
2.6. Операционный усилитель	120
2.7. Линейные схемы на основе операционных усилителей	128
Контрольные вопросы и задания	138
3. АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА	139
3.1. Генераторы гармонических колебаний	139
3.2. Генераторы импульсных сигналов	144
3.3. Вторичные источники питания	152
3.4. Активные фильтры	168
Контрольные вопросы и задания	177
Литература	178





Крайний Владимир Иванович
Семёнов Александр Николаевич

Основы электроники
Аналоговая электроника

Редактор *О.М. Королева*
Художник *Э.Ш. Мурадова*
Корректор *Н.А. Фетисова*
Компьютерная графика *А.Н. Ивлевой*
Компьютерная верстка *Г.Ю. Молотковой*

Оригинал-макет подготовлен
в Издательстве МГТУ им. Н.Э. Баумана.

В оформлении использованы шрифты
Студии Артемия Лебедева.

Подписано в печать 03.05.2018. Формат 70×100/16.
Усл. печ. л. 14,79. Тираж 100 экз. Изд. № 034-2016. Заказ

Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана.
105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1.
press@bmstu.ru
www.baumanpress.ru

Отпечатано в типографии МГТУ им. Н.Э. Баумана.
105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1.
baumanprint@gmail.com



Информационные технологии в образовательном процессе МГТУ им. Н.Э. Баумана

Соответствие современным тенденциям в высшем образовании:

- переход Университета на двухуровневую систему обучения
- введение блочно-модульной схемы учебного процесса и новых УМКД
- оперативный доступ к образовательным материалам через сеть Университета и Интернет



Учебники, учебные пособия и методические пособия, лабораторные практикумы, курсы лекций и другие материалы в электронной форме

В 2014 году Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана запустило в эксплуатацию web-портал (<http://ebooks.bmstu.ru>) для обеспечения оперативного доступа студентов к учебной литературе в электронной форме через сеть Университета и Интернет. На площадке web-портала в настоящее время размещены учебно-методические издания, вышедшие в Издательстве МГТУ им. Н.Э. Баумана за последние 10 лет.

Студентам:

- полнотекстовый поиск требуемых материалов как по базе данных контента, так и внутри самого документа
- рубрикаторы по факультетам/кафедрам МГТУ им. Н.Э. Баумана, областям знаний, кодам специальностей (ОКСО), ключевым словам, указателю авторов
- доступ к контенту изданий путем просмотра или загрузки на стационарный, мобильный или планшетный компьютер, смартфон, коммуникатор



Авторам:

- возможность оперативно вносить изменения и дополнения в текст учебных изданий
- использование в учебном процессе материалов web-портала вне зависимости от выхода их печатной версии
- публикация эксклюзивной малотиражной литературы и повышение индекса научного цитирования автора и рейтинга Университета