

Министерство образования и науки, молодежи и спорта Украины

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

Кафедра основ схемотехники

И.П. Панфилов, М.П. Савицкая, Ю.В.Флейта

КОМПОНЕНТНАЯ БАЗА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Учебное пособие

Модуль 1

УТВЕРЖДЕНО
советом учебно-научного
института радио, телевидения,
электроники
(протокол № 10 от 25.06.12)

Одесса – 2012

Панфилов И.П., Савицкая М.П., Флейта Ю.В. Компонентная база радиоэлектронной аппаратуры: Учебное пособие, Модуль 1. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2012. – 180 с.

Учебное пособие состоит из двух частей: модуль 1 и модуль 2. Рассматриваются пассивные и активные компоненты радиоэлектронной аппаратуры. Изложены физические основы, принципы действия, параметры, характеристики, особенности применения в электронных схемах, новейшие достижения и основные направления развития компонентной базы.

Учебное пособие предназначено для студентов, которые изучают дисциплину «Компонентная база радиоэлектронной аппаратуры». Оно содержит материал, необходимый студентам для закрепления лекционного материала, при подготовке и выполнении лабораторных и практических занятий, выполнении комплексных заданий, а также для самостоятельной работы.

РАССМОТРЕНО
На заседании кафедры
основ схемотехники
и рекомендовано к печати.
Протокол № 8 от 10.04.2012 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиоэлектронная аппаратура (РЭА) постоянно усложняется. Эффективность РЭА, ее параметры в значительной степени зависят от ее компонентов, т. е. от параметров и характеристик использованных в ней дискретных резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности, полупроводниковых приборов, интегральных схем. Вопрос о применении тех или иных компонентов является одним из основных при разработке РЭА.

Для правильного выбора компонентов РЭА необходимо иметь сведения не только о характеристиках, содержащихся в технических условиях, но и хорошо представлять сущность физических процессов, которые в них происходят, их возможности, а также экономические показатели. Кроме того, следует знать перспективность тех или иных компонентов, возможности улучшения их характеристик.

Особенностью современного этапа развития РЭА является то, что основой ее создания являются интегральные схемы. Однако развитие и внедрение интегральных схем не исключает использования в аппаратуре дискретных резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности, трансформаторов, роль которых остается значительной. Это определяется следующими причинами. Ряд важных компонентов, например разъемы, трансформаторы, не может быть заменен интегральными схемами. Некоторые элементы (конденсаторы большой емкости, катушки большой индуктивности) не могут быть реализованы методами микроэлектроники.

С переходом на интегральные схемы происходит дальнейшее усложнение и увеличение количества выпускаемой РЭА, в связи с чем объем производства дискретных компонентов не уменьшается. Они развиваются как в количественном, так и в качественном отношении.

В данном учебном пособии рассмотрены пассивные и активные компоненты РЭА

ВВЕДЕНИЕ

Учебная дисциплина «Компонентная база радиоэлектронной аппаратуры» обеспечивает базовую подготовку студентов и дает необходимые знания для дальнейшего изучения специальных дисциплин.

В этом курсе студенты изучают физические основы электронных приборов, основы их функционирования, основные характеристики и область применения. В результате изучения дисциплины студенты должны понять и усвоить принципы действия различных приборов, ознакомиться с типичными инженерными решениями по их использованию.

Дисциплина «Компонентная база радиоэлектронной аппаратуры» изучается в учебных семестрах 2.3 и 2.4; состоит из двух модулей 1 и 2; имеет 5 кредитов ECTS. Общее количество часов 180; в частности лекций – 44 часа; лабораторных занятий – 18 часов; практических занятий – 16 часов; самостоятельной работы – 104 часа.

Вид контроля – экзамен.

Материал этого пособия позволит студентам закрепить знания, полученные на лекциях, поможет подготовиться к лабораторным и практическим занятиям, выполнить комплексное задание по дисциплине.

Цель дисциплины «Компонентная база радиоэлектронной аппаратуры».

Дисциплина должна обеспечить базовую подготовку студентов и дать необходимые знания для изучения специальных дисциплин и последующего решения производственных, проектных и исследовательских задач в соответствии с квалификационной характеристикой бакалавра по направлению «Радиотехника».

В результате изучения дисциплины студент должен:

- знать задачи, которые выполняются аппаратурой радиосвязи, радиовещания и телевидения, параметры и характеристики схем на дискретных компонентах и микросхемах для решения этих задач;
- уметь правильно выбирать тип компонента для решения технической задачи по эксплуатации, проектирования аппаратуры радиосвязи, радиовещания и телевидения;

Дисциплина состоит из двух модулей:

Модуль 1 – Дискретные компоненты;

Модуль 2 – Интегральные микросхемы.

Структура модуля 1

МОДУЛЬ 1: Дискретные компоненты (3 кредита; 108 час.)					
Содержательный модуль		Лекции час.	Практические занятия, час	Лабораторные занятия, час	Самостоятельная работа, час
1	Пассивные компоненты	2	2	2	4
2	Полупроводниковые диоды	4	2	2	6
3	Биполярные транзисторы	6	4	4	16
4	Полевые транзисторы	4	-	-	12
5	Тиристоры	2	-	-	6
6	Электрoвакуумные приборы	4	-	-	10
Всего		22	8	8	54

Перечень знаний и умений, с которыми студент должен приступить к изучению материала модуля 1.

Знать:

- законы электротехники и электродинамики;
- характеристики сигналов;
- основы физики твердого тела;

Уметь:

- уметь использовать законы электротехники и электродинамики;
- уметь строить графики функций;
- уметь чертить структурные и принципиальные схемы.

Темы и содержание лекций.

Модуль 1 – Дискретные компоненты.

Содержательный модуль 1. Пассивные компоненты.

Лекция 1. Содержание и задачи курса. Общая характеристика компонентной базы. Пассивные и активные компоненты, их функциональное назначение. Резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, трансформаторы. Классификация, условное графическое обозначение, основные характеристики и параметры, система условных обозначений и маркировка, эквивалентная схема, применение.

Содержательный модуль 2. Полупроводниковые диоды.

Лекция 2. Полупроводниковые диоды. Классификация. Условное графическое обозначение. Система условных обозначений и маркировка. Принцип действия. Выпрямительные диоды. Основные характеристики и параметры. Применение.

Лекция 3. Стабилитроны. Принцип действия. Основные характеристики и параметры. Применение. Последовательное и параллельное включение диодов. Эквивалентные схемы диодов.

Содержательный модуль 3. Биполярные транзисторы.

Лекция 4. Классификация. Структура. Условное графическое обозначение. Система условных обозначений и маркировка. Схемы включения. Режимы работы. Принцип действия.

Лекция 5. Вольт-амперные характеристики (ВАХ) транзистора в схеме с общим эмиттером и общей базой. Зависимость ВАХ от температуры. h -параметры транзистора и их определение по характеристикам. Зависимость параметров от схемы включения и режима работы. Эквивалентные схемы транзисторов.

Лекция 6. Частотные свойства транзисторов. Работа биполярного транзистора в схеме усилителя напряжения. Расчет режима усиления по характеристикам. Эпюры напряжений и токов.

Содержательный модуль 4. Полевые транзисторы.

Лекция 7. Классификация. Условное графическое обозначение. Система условных обозначений и маркировка. Схемы включения. Полевой транзистор с управляющим p - n переходом. Структура, принцип действия, ВАХ. Полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом. Структура, принцип действия ВАХ,

Лекция 8. Полевой транзистор с изолированным затвором и индуцированным каналом. Структура, принцип действия, ВАХ. Зависимость ВАХ полевых транзисторов от температуры. Параметры полевых транзисторов и их определение по характеристикам. Частотные свойства полевых транзисторов. Эквивалентные схемы. Применение.

Содержательный модуль 5. Тиристоры.

Лекция 9. Классификация. Условное графическое обозначение. Система условных обозначений и маркировка. Динистор, тринистор, симистор. Структура, принцип действия, ВАХ, основные параметры, эквивалентная схема. Применение.

Содержательный модуль 6. Электровакуумные приборы.

Лекция 10. Электронные лампы. Классификация. Триод. Устройство, схемы включения, принцип действия. ВАХ. Параметры триода и их определение по характеристикам. Применение.

Лекция 11. Тетрод, лучевой тетрод. Устройство, принцип действия. ВАХ. Пентод. Устройство, принцип действия, ВАХ, параметры пентода и их определение по характеристикам. Эквивалентные схемы. Применение.

Перечень практических занятий модуля 1

№	Тема	Количество часов
1	Пассивные компоненты	2
2	Полупроводниковые диоды	2
3	Биполярные транзисторы	2
4	Применение транзисторов	2
	Всего	8

Перечень лабораторных работ модуля 1

№	Тема	Количество часов
1	Исследование резистивных делителей и регуляторов напряжения	2
2	Исследование полупроводниковых диодов	2
3	Исследование биполярного транзистора	2
4	Исследование усилителя на биполярном транзисторе	2
	Всего	8

Рекомендации к самостоятельной работе студентов

Для закрепления изучаемого в модуле 1 материала студенту выделяется часы для самостоятельной работы, выполнения комплексного задания. Рекомендуется разделить это время следующим образом:

№	Вид работы	Количество часов
1	Изучение лекционного материала	22
2	Изучение дополнительного материала к лекциям	16
3	Подготовка к практическим занятиям	8
4	Подготовка к лабораторным занятиям	8
5	Выполнение комплексного индивидуального задания	16
	Всего	70

Комплексное задание для самостоятельной работы выдает преподаватель.

Перечень знаний и умений, которые должен приобрести студент в процессе изучения модуля 1.

Содержание знаний:

- знать назначение, принцип действия, основные параметры и характеристики дискретных компонентов;
- знать задачи, которые выполняются аппаратурой радиосвязи, параметры и характеристики схем для решения этих задач.

Содержание умений:

- правильно выбирать тип дискретного радиокомпонента для решения задач проектирования и эксплуатации аппаратуры радиосвязи.

Глава 1. Пассивные компоненты

1.1. Резисторы

1.1.1. Определение и классификация

Резистором называется компонент РЭА, предназначенный для регулирования и распределения электрической энергии между цепями и элементами схем.

Резисторы относятся к числу наиболее массовых компонентов РЭА. В связи с быстрым развитием современной радиоэлектроники производство резисторов непрерывно расширяется. Созданы и разрабатываются новые типы резисторов с высокими электрическими и эксплуатационными характеристиками.

Все резисторы подразделяются на постоянные и переменные. В свою очередь, постоянные, в зависимости от назначения, подразделяются на две группы: общего и специального назначения. Резисторы общего назначения используются в качестве различных нагрузок, поглотителей и делителей в цепях питания.

Диапазон номинальных значений сопротивлений этих резисторов от 1 Ом до 10 МОм, номинальные мощности рассеяния от 0,125 до 100 Вт. Допускаемые отклонения сопротивления от номинального значения ± 2 , ± 5 , ± 10 , $\pm 20\%$.

Все остальные резисторы являются специальными, со специфическими свойствами и параметрами. Их разделяют: прецизионные, высокочастотные, высоковольтные и высокомегаомные.

Прецизионные резисторы отличаются большой точностью изготовления (допуск от $\pm 0,001$ до $\pm 1\%$) и высокой стабильностью параметров при эксплуатации. Применяются они в основном в измерительных приборах, в различных счетно-решающих устройствах и системах автоматики.

Высокочастотные резисторы отличаются малой собственной индуктивностью и емкостью, предназначены для работы в высокочастотных цепях, кабелях и волноводах радиоэлектронной аппаратуры в качестве согласующих нагрузок, аттенюаторов, ответвителей, эквивалентов антенн.

Высоковольтные резисторы рассчитаны на большие рабочие напряжения (от единиц до десятков киловольт) и мощности рассеяния. Применяются они в качестве делителей напряжения, искрогасителей, поглотителей, в зарядных и разрядных высоковольтных цепях.

Высокомегаомные резисторы имеют диапазон номинальных значений сопротивлений от десятков мегаом до сотен тераом и рассчитываются на небольшие рабочие напряжения (100... 400 В). Высокомегаомные резисторы используются в электрических цепях с малыми токами.

Переменные резисторы в зависимости от назначения подразделяются на подстроечные и регулировочные.

Подстроенные резисторы рассчитаны на периодические подстройки аппаратуры, их износоустойчивость невелика — до 1000 циклов перемещения подвижной системы резистора.

Регулировочные резисторы используются при многократных регулировках аппаратуры, обладают большей износоустойчивостью — более 5000 циклов. По

характеру зависимости сопротивления резистора от перемещения его подвижной системы переменные резисторы подразделяются на резисторы с линейной и нелинейными функциональными характеристиками.

По принципу создания резистивного элемента резисторы можно разделить на проволочные и непроволочные. В проволочных резистивным элементом является проволока из сплава с высоким удельным сопротивлением. В непроволочных резисторах резистивные свойства создаются с помощью пленок или объемных композиций с высоким удельным сопротивлением. Непроволочные резисторы обладают меньшей собственной емкостью и индуктивностью по сравнению с проволочными. Это позволяет использовать их в широком диапазоне частот, получать резисторы с широким диапазоном номиналов сопротивлений. Проволочные резисторы используются в РЭА реже, чем непроволочные.

1.1.2. Физические явления, определяющие электрическое сопротивление резисторов

Протекающий в проводнике ток определяется как количество заряда, проходящего через данное сечение проводника в единицу времени.

В металлическом проводнике положительные заряды (ионы металла) не могут перемещаться; они образуют кристаллическую решетку. Однако внешние электроны, или электроны проводимости, не связаны с определенными атомами. Они могут свободно перемещаться по проводнику. При отсутствии внешнего электрического поля электроны проводимости движутся хаотически во всех направлениях и их средняя скорость равна нулю.

Если к проводнику приложить разность потенциалов, то по нему потечет ток. Электроны проводимости могут проходить в веществе расстояния, во много раз превышающие размеры атома, прежде чем испытают столкновение с атомом. Каждый раз при столкновении электрона проводимости с атомом он теряет энергию, приобретенную от электрического поля. Эта энергия переходит в хаотическое движение атомов, т. е. в тепло.

В различных типах резистивных элементов протекание тока имеет специфические особенности. В твердых телах электропроводность определяется движением электронов во внутренних областях твердого тела. Протекание тока по тонким металлическим пленкам существенно отличается от протекания тока по телу металла. В тонких пленках на протекание тока в значительной степени оказывает влияние граница раздела между пленкой и окружающим пространством. Происходит рассеивание электронов не только из-за столкновения с кристаллической решеткой, но и вследствие воздействия поверхностного слоя, влияние которого тем больше, чем меньше толщина пленки, и особенно сильно, если его толщина соизмерима с длиной свободного пробега электронов в металле. Поэтому удельная проводимость пленки меньше удельной проводимости металла, из которого она изготовлена.

В объемных композициях в качестве резистивного материала используют механическую смесь мелкозернистых проводящих элементов, например углерода в виде сажи и графита, с изоляционными материалами, например синтети-

ческими смолами. Проводимость такой композиции определяется туннелированием электронов через плохо проводящие пленки, разделяющие зерна. Резистивные свойства композиции определяются плотностью упаковки зерен, т. е. соотношением объема проводящего и изоляционного материалов. При увеличении относительной доли изоляционного материала толщина слоя диэлектрика, разделяющего проводящие зерна, увеличивается. Туннельная проводимость исчезает, и композиция приобретает свойства плохого диэлектрика.

1.1.3. Основные электрические параметры

Номинальная мощность и предельное напряжение. Под номинальной мощностью понимается наибольшая мощность, которую резистор может рассеивать в заданных условиях в течение гарантированного срока службы при сохранении своих параметров в установленных пределах.

Мощность рассеивания определяется размерами резистора, конструкцией и свойствами резистивного элемента. Чем выше теплостойкость конструктивных и резистивных материалов, тем больше может быть рассеиваемая мощность при данной площади охлаждения резистора.

Нагрев резистора происходит за счет мощности, выделяющейся при протекании электрического тока, и тепловой энергии окружающей среды.

С повышением температуры окружающей среды происходит нагрев резистора сверх допустимого, в результате чего появляется необходимость снижения электрической нагрузки, т. е. уменьшения рассеиваемой мощности. Фактическая мощность рассеяния связана с окружающей температурой и условиями эксплуатации. В справочниках приводятся зависимости мощности от температуры, по которым выбирается электрическая нагрузка для конкретных условий использования резистора.

Значения номинальных мощностей рассеяния в ваттах устанавливаются ГОСТом и выбираются из ряда: 0,01; 0,025; 0,05; 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 6,3; 8; 10; 16; 25; 40; 63; 75; 80; 100; 160; 250; 400; 500; 630; 800; 1000.

Рассеиваемая мощность зависит также и от номинального сопротивления резистора, которое определяет рабочее напряжение U . Напряжение, при котором может работать резистор, не должно превышать величины, рассчитанной исходя из номинальной мощности P_n и номинального сопротивления R_n по формуле

$$U \leq \sqrt{P_n R_n} \quad (1.1)$$

или предельного рабочего напряжения в зависимости от того, какая из этих величин меньше.

Предельное рабочее напряжение – максимальное напряжение для данного типа резистора, которое устанавливают исходя из его конструкции, размеров и обеспечения длительной работоспособности.

Величина предельного рабочего напряжения ограничивается в основном тепловыми процессами в токопроводящем элементе.

Номинальная величина сопротивления и допуск. Номинальное сопротивление – значение сопротивления, на которое рассчитан резистор и которое указывается на резисторе или в сопроводительной документации.

Номинальные значения сопротивлений резисторов, стандартизованы. Установлено семь рядов величин сопротивлений резисторов: E3; E6; E12; E24; E48; E96; E192. Ряды E представляют собой десятичные ряды геометрической прогрессии со знаменателем прогрессии, равным $q_{N=} \sqrt[N]{10}$ для ряда EN. Цифра после буквы E указывает число номинальных величин в каждом десятичном интервале.

Фактические значения сопротивлений могут отличаться от номинальных в пределах определенных допусков. Ряд допускаемых отклонений от номинальных значений также нормализован. Допуски указываются в процентах в соответствии с рядом: $\pm 0,001$; $\pm 0,002$; $\pm 0,005$; $\pm 0,01$; $\pm 0,02$; $\pm 0,05$, $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; $\pm 1,0$; $\pm 2,0$; $\pm 5,0$; ± 10 ; ± 20 ; ± 30 . Например, номинальные сопротивления с отклонениями ± 5 , ± 10 , ± 20 , $\pm 30\%$ должны соответствовать числам, указанным в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Ряды номинальных значений сопротивлений резисторов

Индекс ряда	Допуск %	Числовые коэффициенты, умноженные на любое число кратное 10					
E3	± 30	1,0	2,2	4,7			
E6	± 20	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
E12	± 10	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
E24	± 5	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
		1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5
		1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2
		1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1

Принцип построения рядов номинальных значений для резисторов, с отклонениями менее $\pm 5\%$ аналогичен, возрастает только число промежуточных значений.

В резисторах общего применения номиналы сопротивлений согласованы с допусками таким образом, что получается так называемая «безотходная» шкала. При этом номинал и данный допуск одного резистора примыкают к номиналу и допуску соседнего. Поэтому изготовленный резистор обязательно попадет в одну из групп. Таким образом, при массовом производстве резисторов не ставится задача изготовления резисторов определенного номинала с определенным допуском. Это выгодно экономически.

Температурный коэффициент сопротивления. Температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) называется величина, характеризующая относительное изменение сопротивления резистора при изменении температуры на 1°C .

$$\text{ТКС} = \Delta R / (R_1 \Delta T), \text{ град}^{-1}, \quad (1.2)$$

где ΔR – алгебраическая разность между сопротивлением, измеренным при заданных положительной или отрицательной температурах, и сопротивлением,

измеренным при нормальной температуре; R_1 – сопротивление резистора, измеренное при нормальной температуре; ΔT – алгебраическая разность между заданной положительной или заданной отрицательной температурой и нормальной температурой.

ТКС характеризует обратимые изменения сопротивления резистивного элемента вследствие изменения температуры окружающей среды или изменения электрической нагрузки.

Величина ТКС резистора зависит в основном от температурного коэффициента материала проводящего элемента.

Собственные шумы. Собственные шумы резисторов складываются из тепловых и токовых шумов. Уровень шумов измеряется электродвижущей силой (ЭДС) шумов. Вследствие неупорядоченного теплового движения электронов между двумя любыми точками проводника существует случайно изменяющееся электрическое напряжение, или тепловой шум. Тепловые шумы характеризуются непрерывным, широким, практически равномерным спектром. Напряжение теплового шума не зависит от материала, а зависит от температуры и сопротивления. В полосе частот от f_1 до f_2 ЭДС теплового шума

$$E = \sqrt{4kTR(f_1 - f_2)}, \quad (1.3)$$

где k – постоянная Больцмана, T – температура по Кельвину, R – сопротивление (Ом), f_1 и f_2 – частоты (Гц).

Тепловые шумы нельзя исключить или уменьшить, они существуют независимо от тока, протекающего по резистору.

Помимо тепловых шумов, в непроволочных резисторах при включении их под электрическую нагрузку возникают специфические токовые шумы. Они обусловлены дискретной структурой токопроводящего элемента. Интенсивность токовых шумов зависит от значения проходящего тока. При прохождении электрического тока происходят местные нагревы, которые сопровождаются нарушением контактов между одними частицами и появлением контактов между другими в результате спекания. Из-за этого флуктуирует значение сопротивления и тока и на резисторе появляется шумовая составляющая напряжения.

Токовый шум имеет непрерывный спектр, интенсивность которого увеличивается в области низких частот. Поскольку ЭДС шума зависит от тока, то она должна зависеть также и от напряжения, приложенного к резистору. В первом приближении можно считать, что ЭДС токового шума в заданной полосе частот

$$E = kU, \quad (1.4)$$

где U – напряжение на резисторе, k – коэффициент, зависящий от конструкции резистора, свойств резистивного слоя, полосы частот, в пределах которой определяется шум, его значение указывается в ТУ и для различных типов резисторов меняется от 0,2 до 20 мкВ/В. Токовый шум может значительно превышать тепловой.

Уровень токовых шумов у композиционных резисторов в несколько раз больше, чем у пленочных, что является существенным недостатком при использовании их в схемах.

Шумы накладывают ограничения на чувствительность схем и создают помехи при воспроизведении полезного сигнала.

Коэффициент напряжения. Значение сопротивления некоторых типов резисторов, особенно высоковольтных и высокомегаомных, может изменяться в зависимости от приложенного напряжения. Причиной нелинейности вольт-амперной характеристики резистора является зависимость концентрации носителей тока и их подвижности от напряженности поля. Нелинейным сопротивлением обладают также контакты в композициях, особенно с крупнозернистой структурой, где возможны локальные перегревы.

Для характеристики степени нелинейности сопротивления введен параметр – коэффициент напряжения

$$K = \frac{R_2 - R_1}{R_1}, \quad (1.5)$$

где R_1 и R_2 – сопротивления, измеренные соответственно при напряжении 10 и 100% номинальной мощности рассеяния резистора.

Значение коэффициента напряжения колеблется у разных типов резисторов от единиц до десятков процентов.

Функциональная характеристика. Функциональная характеристика определяет зависимость сопротивления переменного резистора от положения подвижного контакта. По характеру функциональной зависимости переменные резисторы разделяются на линейные – типа А и нелинейные – типов Б, В (рис. 1.1).

Характер нелинейной зависимости определяется схемными задачами, для решения которых предназначен резистор. Наиболее распространенные нелинейные зависимости – логарифмические (Б) и обратнологарифмические (В). Резисторы с такими зависимостями используются для регулировок громкости и тембра звука, яркости свечения индикаторов. Встречаются резисторы и с другими типами характеристик, например синусными и косинусными зависимостями, используемые в устройствах автоматики и вычислительной техники.

Отклонения от заданной функциональной зависимости определяются допусками. Для переменных резисторов общего применения эти границы устанавливаются в пределах $\pm 5\% \dots \pm 20\%$, а для прецизионных – в пределах $\pm 0,05\% \dots \pm 1\%$. Отклонение может иметь скачкообразный характер, в результате чего нарушается плавность регулирования. Причинами таких отклонений могут быть неоднородность и дефекты проводящего элемента и подвижного контакта, а также наличие начального скачка и минимального сопротивления.

Разрешающая способность. Разрешающая способность показывает, при каком наименьшем изменении угла поворота или перемещений подвижной системы может быть различимо изменение сопротивления резистора. Ее характере

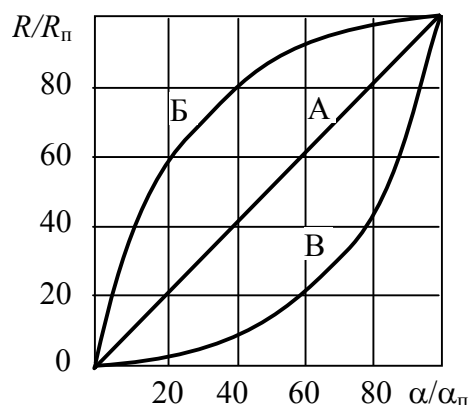


Рис. 1.1. Функциональные характеристики резисторов

ризуют минимально различимым изменением сопротивления резистора при весьма малом перемещении подвижного контакта. Количественно разрешающую способность выражают отношением скачка сопротивления при перемещении подвижного контакта к общему сопротивлению и рассчитывают, как правило, в процентах. Разрешающая способность непроволочных резисторов теоретически неограниченна. На нее влияют только дефекты резистивного слоя и контактной щетки. Разрешающая способность переменных проволочных резисторов зависит от числа витков проводящего элемента. Чем больше витков содержит резистивный элемент, тем выше разрешающая способность воспроизведения функциональной характеристики.

Разрешающая способность переменных резисторов общего применения составляет 0,1... 3%, а прецизионных – до тысячных долей процента.

Шумы вращения. При работе переменного резистора, когда подвижный контакт перемещается по контактной дорожке резистивного элемента, появляются нежелательные флуктуации выходного напряжения — шумы вращения, вызываемые либо изменениями переходного сопротивления между подвижным контактом и резистивным элементом, либо мгновенным прерыванием контакта из-за «подскакивания» подвижного контакта, когда он перескакивает с одного витка на другой. Шумы вращения определяют качество контактирования. Уровень шумов вращения значительно превышает уровень тепловых и токовых шумов.

Износоустойчивость. Под износоустойчивостью понимают способность резистора сохранять свои параметры при многократных перемещениях подвижной системы. Износоустойчивость зависит от многих причин, но в основном определяется материалом и формой подвижного контакта и резистивного элемента и контактным давлением. На износоустойчивость оказывают влияние также конструкция подвижной системы, скорость вращения.

Количественно износоустойчивость оценивается максимально допустимым числом поворотов подвижной системы, при достижении которого параметры резистора еще остаются в пределах норм.

1.1.4. Паразитные параметры. Эквивалентная схема

Резистор нельзя рассматривать как элемент, обладающий только активным сопротивлением, определяемым его резистивным слоем. Он имеет также паразитные емкость и индуктивность, распределенные по его длине. Но если учесть, что резонансная частота, определяемая распределенными параметрами, много выше рабочей, то распределенные параметры можно заменить сосредоточенными. Тогда эквивалентная схема резистора будет иметь вид, показанный на рис. 1.2.

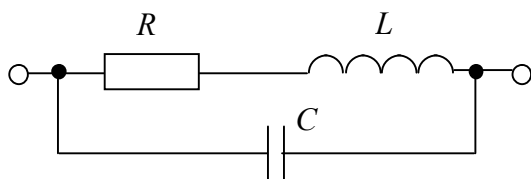


Рис. 1.2. Эквивалентная схема резистора

Под влиянием паразитных параметров на высоких частотах сопротивление резистора становится комплексным. Изменяется как величина полного сопротивления резистора, так и величина активной составляющей. В непроволочных резисторах сказывается сильнее влияние емкости, а в про-

волоочных – индуктивности.

Индуктивность резистора определяется его размерами и размерами выводов. Она тем больше, чем длиннее резистор и меньше его диаметр. Обычно индуктивность резистора невелика и составляет примерно $3 \cdot 10^{-9}$ Гн/см, кроме случаев, когда для увеличения сопротивления резистора резистивному слою придают вид спирали и индуктивность может достигать десятых долей микрогенри на сантиметр. Индуктивность выводов тем меньше, чем они короче и толще. Резисторы, к которым предъявляются требования особо малых значений индуктивности, не имеют обычных проволочных выводов, а снабжаются плоскими контактными наконечниками, которые непосредственно впаиваются в соответствующие участки схемы.

Полная емкость резистора определяется собственной емкостью токопроводящего элемента и емкостью между выводами. Емкость токопроводящего элемента зависит от размеров резистора и диэлектрической проницаемости каркаса. Чем длиннее резистор, меньше его диаметр и чем ниже диэлектрическая проницаемость каркаса, тем меньше емкость. Емкость между выводами зависит от их размеров и взаимного расположения. Полная емкость непроволочного резистора обычно равна нескольким десятым долям пикофарады.

1.1.5. Система условных обозначений и маркировка

Основные электрические характеристики и параметры резисторов маркируются на них с помощью системы буквенно-цифровых обозначений. Маркировка содержит вид, номинальную мощность, номинальное значение сопротивления, допуск и дату изготовления. В зависимости от размеров маркируемых резисторов могут применяться полные и сокращенные (кодированные) обозначения.

Допустимая мощность рассеивания указывается на корпусе резистора, имеющего достаточно большие габариты. На резисторах малых размеров мощность не обозначается; ее можно определить для данного типа резистора по размерам с помощью справочной литературы.

Номинальное сопротивление маркируется на резисторах, больших размеров полностью с применением общепринятых сокращений единиц измерений, а на малогабаритных резисторах с использованием следующего кода: омы обозначаются буквой «Е», килоомы – «К», мегаомы – «М», гигаомы – «Г», тераомы – «Т».

Сопротивления от 100 до 910 Ом выражают в долях килоома, а сопротивления от 100000 до 910000 Ом – в долях мегаома.

Таким образом, обозначение единиц измерений состоит из двух цифр и одной буквы, причем буква не только указывает на размерность, но и выполняет функции запятой десятичной дроби. Например:

$$27 \text{ Ом} = 27\text{Е};$$

$$270 \text{ Ом} = 0,27 \text{ кОм} = \text{К}27;$$

$$2700 \text{ Ом} = 2,7 \text{ кОм} = 2\text{К}7;$$

$$27000 \text{ Ом} = 27 \text{ кОм} = 27\text{К};$$

$$270000 \text{ Ом} = 0,27 \text{ МОм} = \text{М}27;$$

$$2700000 \text{ Ом} = 2,7 \text{ МОм} = 2\text{М}7;$$

$$27000000 \text{ Ом} = 27 \text{ МОм} = 27\text{М} \text{ и т. д.}$$

На малогабаритных резисторах некоторых старых типов буквы «К» и «М» располагают после величины номинального сопротивления, которую записывают по общим арифметическим правилам, например: 2,7К; 27К; 27М. Размерность «Ом» на этих резисторах не ставят.

Допустимое отклонение от номинального сопротивления постоянного резистора маркируется одним из следующих способов:

- допустимое отклонение обозначается соответствующей буквой русского или латинского алфавита;
- допуск указывается в процентах после обозначении номинального значения сопротивления;
- допустимое отклонение $\pm 5\%$ маркируется римской цифрой I (1-й класс точности), а допустимое отклонение $\pm 10\%$ – цифрой II (2-й класс точности). Отсутствие допуска в маркировке постоянного резистора свидетельствует о том, что отклонение от номинального сопротивления может быть в пределах $\pm 20\%$.

Буквенное обозначение допусков изменялось, и на практике могут встречаться различные варианты. В табл. 1.2 приведены кодированные обозначения допусков по стандартам СССР, рекомендациям СЭВ (РС), публикации Международной электротехнической комиссии (МЭК), стандарту СЭВ.

Таблица 1.2

Сравнительная таблица по составу и обозначению допускаемых отклонений сопротивлений

ГОСТ 9664-74	ГОСТ 11076-69	РС 3542-72	Публикация 62 МЭК	Стандарт СЭВ
$\pm 0,001$				$\pm 0,001$ E (E)
$\pm 0,002$				$\pm 0,002$ L (L)
$\pm 0,005$				$\pm 0,005$ Я (R)
$\pm 0,01$				$\pm 0,01$ П (P)
$\pm 0,02$				$\pm 0,02$ У (U)
$\pm 0,05$				$\pm 0,05$ X (X)
$\pm 0,1$	$\pm 0,1$ Ж	$\pm 0,1$ Ж (B)	$\pm 0,1$ B	$\pm 0,1$ B (B)
$\pm 0,25$	$\pm 0,25$ У	$\pm 0,25$ У (C)	$\pm 0,25$ C	$\pm 0,25$ C (C)
$\pm 0,5$	$\pm 0,5$ Д	$\pm 0,5$ Д (D)	$\pm 0,5$ D	$\pm 0,5$ Д (D)
± 1	± 1 P	± 1 P (F)	± 1 F	± 1 Ф (F)
± 2	± 2 Л	± 2 Л (G)	± 2 G	± 2 Ж (G)
± 5	± 5 И	± 5 И (I)	± 5 I	± 5 И (I)
± 10	± 10 C	± 10 C (K)	± 10 K	± 10 К (K)
± 20	± 20 B	± 20 B (M)	± 20 M	± 20 М (M)
± 30	± 30 Ф	± 30 Ф (N)	± 30 N	± 30 Н (N)

На малогабаритных резисторах используется маркировка номинального сопротивления с применением цветного кода (рис. 1.3). По окружности резистора наносятся цветные маркировочные знаки, которые представляют собой полосы, сдвинутые к одному из торцов резистора, или площадь 1-го знака делается при-

близительно в два раза больше других, номинальное сопротивление выражается двумя или тремя цифрами.

Порядок маркировки:

1-й знак – первая цифра;	1-й знак – первая цифра;
2-й знак – вторая цифра;	2-й знак – вторая цифра;
3-й знак – третья цифра;	3-й знак – множитель;
4-й знак – множитель;	4-й знак – допуск;
5-й знак – допуск.	



Рис. 1.3. Цветная маркировка

Каждой цифре соответствует свой цвет (табл. 1.3).

Таблица 1.3

Цвета знаков маркировки номинального сопротивления и допусков

Цвет знака	Номинальное сопротивление, Ом				Допуск %
	Первая цифра	Вторая цифра	Третья цифра	Множитель	
Серебристый	-	-	-	10^{-2}	± 10
Золотистый	-	-	-	10^{-1}	± 5
Черный	-	0	-	1	-
Коричневый	1	1	1	10	± 1
Красный	2	2	2	10^2	± 2
Оранжевый	3	3	3	10^3	-
Желтый	4	4	4	10^4	-
Зеленый	5	5	5	10^5	$\pm 0,5$
Голубой	6	6	6	10^6	$\pm 0,25$
Фиолетовый	7	7	7	10^7	$\pm 0,1$
Серый	8	8	8	10^8	$\pm 0,05$
Белый	9	9	9	10^9	-

На переменных резисторах широкого применения допустимое отклонение не маркируется: такие резисторы с номинальными сопротивлениями до 220 кОм выпускаются с допуском $\pm 20\%$, а с большими сопротивлениями – с допуском $\pm 30\%$. Буквы «А», «Б» или «В» после обозначения номинального сопротивления переменного резистора указывают вид его функциональной характеристики: А – линейная, Б – логарифмическая, В – обратнологарифмическая.

1.1.6. Влияние внешних факторов на параметры резисторов

Влияние температуры. Наиболее существенное влияние на работоспособность резисторов оказывает повышенная температура. Наряду с внешней температурой на резисторы в составе аппаратуры дополнительно воздействует тепло, выделяемое другими сильно нагревающимися при работе аппаратуры изделиями.

Повышенная температура вызывает тепловое старение проводниковых, контактных и изоляционных материалов, из которых изготовлены детали резисторов. При этом из-за изменения структуры изоляционных материалов и их химического разложения может снижаться сопротивление изоляции, разрушаться защитные покрытия. При повышении температуры понижается износо-

устойчивость переменных резисторов и увеличивается их установленное сопротивление.

При воздействии низких температур ухудшаются механические свойства изоляционных материалов (повышается хрупкость, уменьшается эластичность). Циклические воздействия температур приводят к появлению трещин, пор и зазоров в деталях и узлах резисторов и способствуют их росту при замерзании конденсированной в них влаги.

Влияние влажности воздуха. Повышенная влажность среды вызывает коррозию металлических деталей и контактной арматуры резисторов, ухудшает электрические свойства изоляции. Во влажной среде происходит перемещение и разобшение частиц резистивного элемента, набухание эмалевых защитных покрытий, что может явиться причиной отслаивания резистивной пленки от изоляционного основания, появляются коррозионные пленки на проволочных резистивных элементах и подвижных контактах. Действие повышенной влажности в сочетании с электрической нагрузкой приводит к электрохимическому разрушению материалов и интенсификации процессов старения резистивного элемента.

1.1.7. Перспективы развития дискретных резисторов

Широкое использование в РЭА интегральных схем несколько изменило ту роль, которую играют резисторы. Большая часть резисторов, которые раньше выпускались как дискретные элементы, входят теперь в состав интегральных схем.

Однако полностью отказаться от использования дискретных резисторов нельзя, так как в ряде случаев они имеют такие свойства, которые недостижимы для резисторов в интегральных схемах. Хотя относительное количество дискретных резисторов при переходе РЭА на интегральные схемы уменьшилось, общее усложнение аппаратуры, и увеличение ее количественного выпуска привели к тому, что потребность в резисторах увеличилась. Их производство развивается, и они продолжают совершенствоваться по многим показателям и характеристикам. Дискретные резисторы в основном применяются в следующих случаях:

- при высоком значении номинала сопротивления;
- как прецизионные с допуском на отклонение сопротивления меньше $\pm 1\%$, ТКС меньше $100 \cdot 10^{-6}$.
- при необходимости рассеивания значительной мощности 0,5 ... 2 Вт и больше;
- для работы при высоких напряжениях;
- при необходимости использования переменных резисторов для подгонки, регулировки;
- при использовании резистивных элементов на СВЧ. Таким образом, дискретные резисторы остаются важным компонентом РЭА.

1.2. Конденсаторы

1.2.1. Определение и классификация

Конденсатором называется компонент РЭА, обладающий сосредоточенной электрической емкостью, т. е. способностью накапливать заряды.

Конденсаторы широко используются для самых различных целей. В связи с разнообразием требований, которые к ним предъявляются, промышленностью выпускается большое количество разных типов конденсаторов.

Для удобства изучения и описания свойств конденсаторов необходимо привести их классификацию. Единой классификации не существует, и ее проводят по нескольким признакам. Электрические свойства, конструкция и область применения любого конденсатора существенно зависят от диэлектрика, разделяющего его обкладки. Поэтому конденсаторы принято классифицировать по роду диэлектрика. В зависимости от материала диэлектрика различают вакуумные, воздушные, с твердым неорганическим диэлектриком (слюдяные, стеклоэмалевые, пленочные), с твердым органическим диэлектриком (бумажные, металлобумажные) и электролитические (танталовые, алюминиевые) конденсаторы.

По характеру изменения емкости различают конденсаторы постоянной емкости и конденсаторы переменной емкости.

Конденсаторы переменной емкости подразделяются на конденсаторы с механическим и электрическим управлением величиной емкости.

Используется классификация по рабочему напряжению. Различают конденсаторы низкого (до 1600 В) и высокого (свыше 1600 В) напряжений.

При заданном типе диэлектрика конденсаторы классифицируют по режиму работы, для которого они предназначены. Различают следующие основные режимы работы:

- при постоянном или выпрямленном напряжении;
- при переменном напряжении частоты 50 Гц;
- при звуковых частотах 100...10000 Гц;
- при радиочастотах 0,1 ... 10 МГц;
- в импульсных режимах.

По назначению конденсаторы делятся на конденсаторы широкого применения и специальные. Первые используются для следующих основных целей: создания колебательных контуров, их настройки, блокировки, разделения цепей с различной частотой, в фильтрах выпрямителей.

Конденсаторы специального назначения – это, например, помехоподавляющие и защитные (для искрогашения в контактах и для подавления радиопомех).

Конструктивно конденсаторы могут быть сделаны как для навесного, так и для печатного монтажа в нормальном и тропическом исполнении.

1.2.2. Физические явления, определяющие емкостные свойства конденсаторов

Конденсатор обычно состоит из двух проводящих поверхностей, разделенных слоем изолятора. Заряды поверхностей равны по величине и противоположны по знаку. Отношение накопленного заряда Q к разности потенциалов ΔU называется емкостью C

$$C=Q/\Delta U. \quad (1.6)$$

Единицей измерения емкости является кулон на вольт. Этой единице присвоено специальное наименование – фарада (Ф). Фарада – слишком большая емкость для конденсатора обычных размеров, поэтому на практике пользуются меньшими единицами: микрофарадой, нанофарадой, пикофарадой.

У конденсатора, схематически изображенного на рис. 1.4, заряженными поверхностями являются параллельные пластины, разделенные расстоянием d . Если теперь между пластинами конденсатора поместить диэлектрик, то емкость конденсатора увеличится. Обозначим эту новую емкость C' . Тогда, беря отношение C' к C , мы можем определить диэлектрическую проницаемость вещества

$$\varepsilon=C'/C, \quad (1.7)$$

где C – емкость конденсатора при отсутствии диэлектрика между его пластинами.

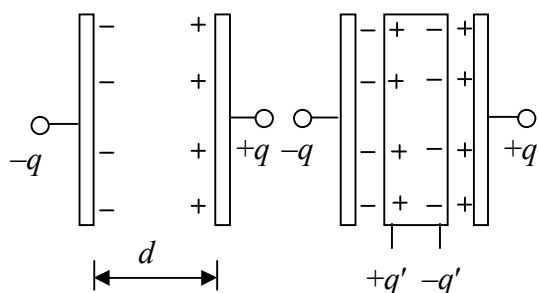


Рис. 1.4. Плоский конденсатор

Из рис. 1.4 видно, почему емкость конденсатора увеличивается, когда между его пластинами находится диэлектрик. Если диэлектрик помещен во внешнее электрическое поле, то на его поверхности индуцируются заряды. Это происходит потому, что отдельные молекулы и атомы обладают дипольными моментами. У некоторых молекул дипольные моменты постоянны. Такие молекулы называются полярными. Но даже те молекулы и атомы, у которых дипольный момент равен нулю, в электрическом поле приобретают индуцированный дипольный момент. Вследствие этого на поверхности диэлектрика возникает индуцированный заряд. Электрическое поле, обусловленное электрическими зарядами, индуцированными на поверхности диэлектрика, направлено навстречу внешнему электрическому полю. Разность потенциалов ΔU при той же величине накопленного заряда Q уменьшится, следовательно C увеличится.

1.2.3. Основные электрические параметры

Номинальная емкость. Номинальная емкость – значение емкости, на которое рассчитан конденсатор и которое указывается на конденсаторе или в сопроводительной документации.

Номинальные значения емкостей конденсаторов, выпускаемых отечественной промышленностью и зарубежными фирмами, стандартизованы. Установлено шесть рядов величин емкостей конденсаторов: Е6; Е12; Е24; Е48; Е96;

E192. Принцип построения рядов EN для конденсаторов такой же, как и для резисторов. Поэтому ряды номинальных емкостей электрических конденсаторов, совпадают со значениями номинальных рядов сопротивлений резисторов. Фактическая емкость конденсатора может отличаться от обозначенной на нем на значение, не превышающее допускаемого отклонения.

Допустимое отклонение емкости от номинальной. Допустимые отклонения емкости также стандартизованы. Допуск указывается в процентах в соответствии с рядом: $\pm 0,1; \pm 0,2; \pm 0,5; \pm 1; \pm 2; \pm 5; \pm 10; +20; \pm 30; +50 \dots -10; +50 \dots -20; +80 \dots -20; +100 \dots 0; +100 \dots -10$. В конденсаторах общего применения номинальные значения емкости согласованы с допусками таким же образом, как и у резисторов.

Температурный коэффициент емкости. Зависимость емкости от температуры, как правило, нелинейная и довольно сложная. Однако для некоторых типов конденсаторов (высокочастотных, керамических, слюдяных, воздушных) она приближается к линейной. Для оценки изменения емкости таких конденсаторов от температуры служит температурный коэффициент емкости (ТКЕ) – относительное изменение емкости на 1°C :

$$\text{ТКЕ} = (C_2 - C_1) / C_1(T_2 - T_1) \text{ град}^{-1}, \quad (1.8)$$

где C_1 – емкость при температуре T_1 ; C_2 – емкость при температуре T_2 (обычно при верхнем или нижнем пределе рабочей температуры конденсатора).

Температурный коэффициент емкости может быть положительным, отрицательным или близким к нулю.

Зная ТКЕ, легко оценить ожидаемое, изменение емкости при изменении температуры.

Для конденсаторов с явно выраженной нелинейной зависимостью емкости от температуры (сегнетоэлектрических), а также для конденсаторов, точные сведения об изменении емкости которых не представляют практического интереса (например, электролитических, бумажных), обычно приводят относительное изменение емкости в интервале рабочих температур.

Номинальное напряжение. Под номинальным напряжением конденсатора понимается предельно допустимое напряжение, при котором конденсатор может работать в течение гарантируемого срока службы при максимально допустимой рабочей температуре. Номинальное напряжение устанавливается с необходимым запасом по отношению к длительной электрической прочности диэлектрика, что исключает в течение гарантируемого срока службы старение конденсатора и ухудшение его электрических характеристик.

Реактивная мощность. Диэлектрические потери и потери энергии в обкладках и выводах вызывает нагрев конденсатора. Активные потери, приводящие к нагреву

$$P_a = 2\pi f U^2 C \text{tg} \delta \text{ Вт}, \quad (1.9)$$

где U – приложенное напряжение, В; C – емкость, Ф; f – частота, Гц; $\text{tg} \delta$ – тангенс угла потерь.

Величину

$$P_p = 2\pi f U^2 C \text{ Вар}, \quad (1.10)$$

называют реактивной мощностью конденсатора, при эксплуатации она не должна превышать допустимого для конденсатора значения.

Конденсаторы переменной емкости характеризуются, кроме перечисленных выше, следующими параметрами: максимальной C_{\max} и минимальной C_{\min} величинами емкости, коэффициентом перекрытия по емкости $K_c = C_{\max}/C_{\min}$, характером изменения емкости при изменении положения органа управления.

1.2.4. Паразитные параметры. Эквивалентная схема

Конденсатор обладает рядом паразитных параметров. К их числу следует отнести сопротивление потерь, индуктивность, сопротивление изоляции.

При подключении к конденсатору источника электрической энергии часть ее теряется в виде тепла. Можно считать, что эта мощность теряется на сопротивлении потерь $R_{\text{п}}$. Количественно величина потерь в конденсаторе оценивается тангенсом угла потерь δ , дополняющего до 90° угол сдвига фаз между током и напряжением в емкостной цепи. Тангенс угла потерь можно выразить и как отношение активной мощности потерь конденсатора к его реактивной мощности при синусоидальном напряжении.

На рис. 1.5 приведена эквивалентная схема конденсатора с потерями. Потери в конденсаторе определяются структурой его диэлектрика и различными дефектами диэлектрика. Наименьшие потери имеют вакуумные конденсаторы, наибольшие – электролитические.

Величина $\text{tg } \delta$ зависит от температуры, частоты и приложенного напряжения. При увеличении частоты и температуры потери возрастают.

Иногда для оценки потерь в конденсаторе пользуются величиной обратной $\text{tg } \delta$, которая называется добротностью

$$Q = 1/\text{tg } \delta \quad (1.11)$$

Из-за наличия проводников в своей конструкции конденсаторы обладают индуктивностью. Эту индуктивность необходимо учитывать в некоторых случаях.

К элементам, изображенным на рис. 1.5, подключить последовательно индуктивность проводящих частей L , то полное сопротивление конденсатора

$$Z = \sqrt{R^2 - (X_c - X_L)^2} \quad (1.12)$$

Как видно из (1.12), емкостное сопротивление конденсатора X_C уменьшается с увеличением частоты, а индуктивное X_L возрастает (рис. 1.6).

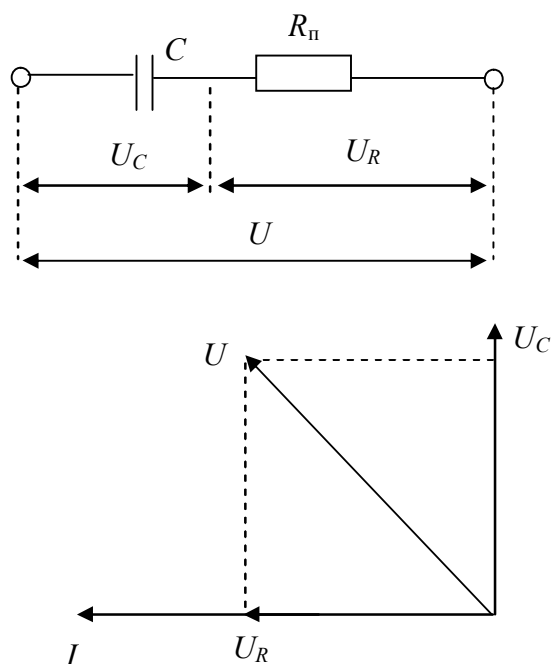


Рис. 1.5. Эквивалентная схема конденсатора с потерями

сопротивление конденсатора X_C уменьшается с увеличением частоты, а индуктивное X_L возрастает (рис. 1.6).

Левая ветвь кривой определяется емкостью конденсатора, правая – индуктивностью. Минимум полного сопротивления определяется активным сопротивлением конденсатора. Соответствующая минимуму частота является резонансной и определяется формулой

$$f = 1 / 2\pi\sqrt{LC}. \quad (1.13)$$

При частотах выше резонансной сопротивление конденсатора является уже не емкостным, а индуктивным, вследствие чего конденсатор может эффективно использоваться на частотах ниже резонансной.

После окончания процесса заряда конденсатора проходящий через него ток принимает некоторое конечное значение, называемое током утечки. Величина его обусловлена наличием в диэлектрике свободных ионов, полупроводящих включений, а также проводимостью участка по поверхности конденсатора между выводами.

Отношение величины приложенного к конденсатору постоянного напряжения U к току утечки $I_{ут}$ определяет значение сопротивления изоляции:

$$R_{из} = U / I_{ут} \quad (1.14)$$

При повышении температуры конденсатора в диэлектрике увеличивается число носителей зарядов и их скорость и сопротивление изоляции снижается.

Для бумажных и металлобумажных конденсаторов обычно указывают значения постоянной времени – произведение сопротивления изоляции в мегомах на емкость в микрофарадах. При повышении температуры значение постоянной времени снижается. Сопротивление изоляции конденсатора необходимо учитывать в первую очередь при его эксплуатации на постоянном токе и низких частотах.

Для конденсаторов, которые применяются для разделения цепей по постоянному току и во время задающих цепях, сопротивление изоляции должно быть достаточно большим, так как его снижение может нарушить работу всего устройства. Для блокировочных и фильтровых конденсаторов допустимы меньшие величины сопротивления изоляции.

Эквивалентная схема конденсатора, учитывающая основные и паразитные параметры, приведена на рис. 1.7.

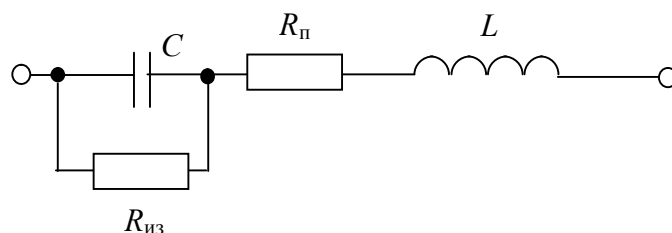


Рис. 1.7. Эквивалентная схема конденсатора с учетом основных и паразитных параметров

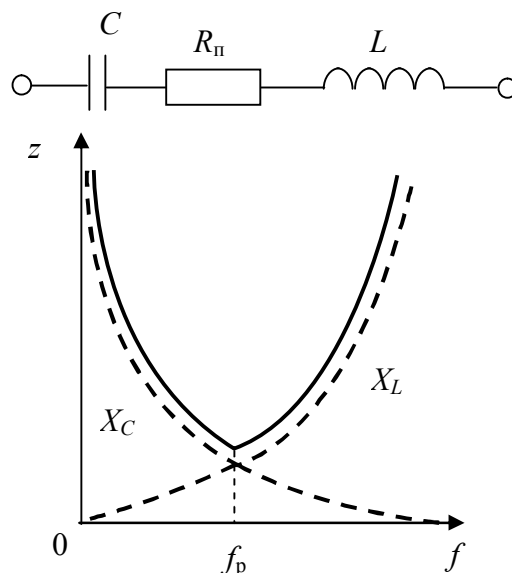


Рис. 1.6. Зависимость сопротивления конденсатора от частоты

1.2.5. Система условных обозначений и маркировка

Основные электрические характеристики и параметры конденсаторов маркируются на них с помощью системы буквенно-цифровых обозначений. Маркировка содержит вид, номинальную емкость, допуск, ТКЕ, дату изготовления, номинальное напряжение. В зависимости от размеров конденсатора могут применяться полные или сокращенные (кодированные) обозначения.

Номинальную емкость и допустимое отклонение указывают на конденсаторах больших размеров полностью с применением общепринятых сокращений единиц измерений, а на малогабаритных конденсаторах – с использованием следующего кода: пикофарады обозначаются буквой «П», нанофарады – буквой «Н», микрофарады – буквой «М».

Емкости 100... 91000 пФ выражаются в нанофарадах, а емкости от 0,1 мкФ и выше – в микрофарадах. Таким образом, обозначение единиц измерений состоит из двух цифр и одной буквы, причем буква, так же как и у резисторов, не только указывает на размерность, но и выполняет функции запятой десятичной дроби. Например:

$$\begin{aligned}15 \text{ пФ} &= 15 \text{ П}; \\150 \text{ пФ} &= 0,15 \text{ нФ} = \text{Н}15; \\1500 \text{ пФ} &= 1,5 \text{ нФ} = 1\text{Н}5; \\15000 \text{ пФ} &= 15 \text{ нФ} = 15\text{Н}; \\150000 \text{ пФ} &= 0,15 \text{ мкФ} = \text{М}15; \\1,5 \text{ мкФ} &= 1\text{М}5 \text{ и т. д.}\end{aligned}$$

Допустимое отклонение от номинальной емкости маркируется после обозначения соответствующей буквой русского алфавита, где каждая буква соответствует определенному допуску, такому же, как и при маркировке резисторов (см. табл. 1.2), или допуск указывается в процентах после обозначения номинального значения емкости.

ТКЕ, или допустимое изменение емкости в диапазоне температур маркируется на керамических, стеклокерамических, слюдяных и стеклоэмалевых конденсаторах, используемых в резонансных контурах или других ВЧ цепях, где необходима стабильность емкости или заданная закономерность ее изменения.

По значению ТКЕ перечисленные конденсаторы делятся на группы. Группы керамических конденсаторов имеют условные обозначения из букв и цифр. Буквы обозначают знак ТКЕ: П – положительный; М – отрицательный; МП – близки к нулю, а цифры – среднее значение ТКЕ, умноженное на 10^{-6} . Не нормируется ТКЕ конденсаторов, предназначенных для использования в качестве блокировочных в сглаживающих и развязывающих цепях, т. е. там, где стабильность, емкости не имеет существенного значения. В условных обозначениях керамических конденсаторов этого назначения имеются буква «П», и число, указывающее, на сколько процентов изменится емкость конденсатора во всем рабочем интервале температур по сравнению с емкостью, измеренной при 20°C. Примеры обозначений приведены в табл. 1.4.

Таблица 1.4

Значения ТКЕ и их условные обозначения

Обозначение ТКЕ	П120	МПО	М2200	Н10	Н90
Значение ТКЕ, умноженное на 10^{-6} , в интервале температур 20...85 ⁰ С	+120	0	-2200	-10	-90

Для некоторых типов керамических конденсаторов применяются иные способы маркировки – цветные метки. Примеры такой маркировки приведены в табл. 1.5 и 1.6.

Таблица 1.5

Значения отклонения емкости и их условные обозначения

Цвет корпуса конденсатора	Цвет точки на корпусе	Отклонение емкости конденсатора, %	Цвет корпуса конденсатора	Цвет точки на корпусе	Отклонение емкости конденсатора, %
Оранжевый	Черный	±10		Синий	+50...-10
	Красный	±20		Без точки	+20...-20
	Зеленый	±30		Белый	+80..-20

Таблица 1.6

Условные обозначения ТКЕ для керамических конденсаторов

Цвет корпуса конденсатора	Цвет точки на корпусе	Значение ТКЕ $\times 10^{-6}$	Цвет корпуса конденсатора	Цвет точки на корпусе	Значение ТКЕ $\times 10^{-6}$
Синий	Без точки	120	Красный	Желтый	-220
>>	Черный	100		>>	Зеленый
Серый	Без точки	33	>>	Синий	-470
Голубой	Черный	0	>>	Без точки	-700
>>	Коричневый	-33	>>	Без точки	-750
>>	Без точки	-47	Зеленый	Без точки	-1300
>>	Красный	-75	>>	Без точки	-2500
Красный	Оранжевый	-150	>>	Желтый или серый	-2200

1.2.6. Влияние внешних факторов на параметры конденсаторов

Влияние температуры. Каждый конденсатор обладает предельно допустимой для данного типа температурой. Превышение этой температуры может привести к резкому и даже необратимому изменению его параметров. Температуру перегрева конденсаторов уменьшают путем снижения электрических нагрузок, а также улучшением отвода тепла от их поверхности. Для этого обычно применяют заливку конденсаторов компаундами с высокой теплопроводностью, рациональный монтаж, принудительное охлаждение.

Тепловыделение практически отсутствует у конденсаторов с диэлектриком из фторопласта-4 и полистирола, а так же у всех конденсаторов, работающих при напряжениях ниже 25% номинального при атмосферном давлении не ниже нормального.

Влияние влажности воздуха. Повышенная влажность окружающего воздуха отрицательно действует на конденсаторы. На электрические характеристики конденсаторов влияет пленка воды, образующаяся на поверхности конденсатора, а также влага, проникающая внутрь диэлектрика. При увеличении относительной влажности возрастает значение $\operatorname{tg} \delta$, а сопротивление изоляции снижается.

1.2.7. Перспективы развития дискретных конденсаторов

Развитие и использование в РЭА интегральных схем изменило роль конденсаторов постоянной емкости. Многие конденсаторы могут быть изготовлены в пленочных и полупроводниковых интегральных схемах. Однако в микросхемах реализуются ограниченные значения емкости. Для развязывающих, фильтровых конденсаторов требуются емкости значительно большие, чем те, которые могут быть реализованы в интегральных схемах. Поэтому дискретные конденсаторы постоянной емкости остались важным элементом аппаратуры и используются, совместно с интегральными схемами.

Дискретные конденсаторы сохранят свое значение, и будут применяться в РЭА во всех случаях, когда к ним предъявляются какие-либо специальные требования; высокая точность и добротность, высокая стабильность емкости, возможность использования в СВЧ цепях и большая емкость.

1.3. Катушки индуктивности

1.3.1. Определение и классификация

Катушкой индуктивности называется компонент РЭА, функционирование которого определяется взаимодействием электрического тока и магнитного поля.

По назначению катушки индуктивности можно разделить на следующие группы:

катушки колебательных контуров, определяющих частоту настройки соответствующей аппаратуры;

катушки, обеспечивающие определенную полосу пропускания;

катушки связи, передающие электромагнитную энергию от одних элементов схемы к другим;

дрессели высокой и низкой частоты, представляющие собой высокое сопротивление для токов соответствующих частот.

По конструкции катушки можно разделить на бескаркасные, однослойные и многослойные; с магнитными сердечниками и без сердечников; экранированные и неэкранированные. Катушки могут изготавливаться с постоянным и изменяющимся значением индуктивности.

Катушки индуктивности не стандартизованы и разрабатываются для каждого конкретного случая. Это объясняется тем, что разработать катушки универсального назначения не удастся. Для конкретных условий применения приходится создавать конструкции, в лучшей степени удовлетворяющие заданным требованиям.

1.3.2. Физическая природа индуктивности

При изменении во времени магнитного потока Φ в отрезке провода наводится ЭДС

$$E = - d\Phi/dt. \quad (1.15)$$

Если к проводу приложить постоянное напряжение, то ток в нем устанавливается не сразу, так как в начальный момент создается магнитное поле, которое не позволяет мгновенно установиться току из-за возникновения наведенной ЭДС.

Когда магнитное поле установится, то оно перестает оказывать влияние на протекание постоянного тока.

Если к проводу приложить переменное напряжение, то ток и напряженность магнитного поля, образуемого им, все время меняются. Наводимая при этом ЭДС вызывает сопротивление протеканию тока, которое не связано с потерями энергии и является реактивным. Оно пропорционально частоте. Коэффициент пропорциональности и называется индуктивностью. Если X_L – реактивное сопротивление, то

$$X_L = \omega L, \quad (1.16)$$

где L – индуктивность, ω – частота.

Индуктивность провода определяется по формуле

$$L = 2l(\ln(4l/d) - 1)10^{-3} \text{ мкГн}, \quad (1.17)$$

где l – длина, см; d – диаметр провода, см. Например, 1 м провода диаметром 1 мм имеет индуктивность всего 1,2 мкГн. Следовательно, для увеличения индуктивности одиночного провода нужно увеличивать его длину.

Для увеличения индуктивности провод сворачивают в спираль. При этом каждый виток находится не только в «своем» магнитном поле, но и в магнитном поле соседних витков. Индуктивность катушки оказывается много больше индуктивности одиночного провода такой же длины. Сворачивание проводника в спираль дает возможность сконцентрировать магнитный поток в небольшом объеме и создать благоприятные условия для замены воздушной среды магнитным материалом с малым сопротивлением магнитному потоку. Для этого используют сердечники, при этом индуктивность катушки увеличивается и становится равной

$$L_c = \mu_c L, \quad (1.18)$$

где μ_c – действующая магнитная проницаемость сердечника. При протекании тока на катушке создается падение напряжения, т. е. существует и электрическое поле, что приводит к тому, что, кроме тока, протекающего по виткам и создающего магнитное поле, появляется емкостный ток. Можно считать, что емкостный ток обусловлен паразитной емкостью катушки.

1.3.3. Основные электрические параметры

Индуктивность. Индуктивность L является основным параметром катушки и определяется ее назначением. Индуктивность катушек может быть от нескольких наногенри до нескольких десятков миллигенри.

Величина возможного допуска также определяется назначением катушки. Класс точности для катушек колебательных контуров должен быть порядка $\pm 0,2 \dots \pm 0,5\%$, а для катушек связи - $\pm 10 \dots \pm 15\%$.

Добротность. Добротность катушки Q определяет резонансные свойства и КПД колебательного контура. Добротность катушки индуктивности характеризует потери энергии в ней и равна отношению ее индуктивного сопротивления ωL , на данной частоте к активному сопротивлению на этой же частоте. Современные катушки средних размеров и средней стоимости имеют добротность порядка 50... 300. Катушки связи могут иметь значительно меньшую добротность.

Точность величины добротности $\Delta Q/Q$ может составлять $\pm 10 \dots \pm 20\%$ в зависимости от типа конструкции и качества используемых материалов.

Диапазон регулировки индуктивности. Этот параметр характеризует катушки переменной индуктивности и определяется по формуле

$$K_L = (L_{\max} - L_{\min}) / L_{\min} \quad (1.19)$$

Чаще всего величина K_L находится в пределах 2...3 и не превышает 10, так как большие значения получить трудно.

1.3.4. Паразитные параметры. Эквивалентная схема

В катушках индуктивности, помимо основного эффекта взаимодействия тока и магнитного поля, наблюдаются и дополнительные паразитные эффекты. Поэтому катушка обладает рядом паразитных параметров. К их числу следует отнести индуктивность выводов, собственную емкость, емкость, обусловленную наличием сердечника, емкость обмотки, емкость между выводами и корпусом, сопротивление потерь в емкостях.

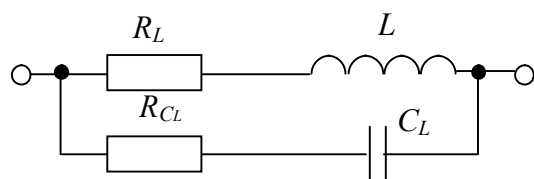


Рис. 1.8. Эквивалентная схема катушки индуктивности

Однако во многих случаях можно объединить различные составляющие емкости катушки в одну эквивалентную емкость с соответствующими потерями, а индуктивности выводов рассматривать как часть индуктивности катушки. Тогда схема, учитывающая основные и паразитные параметры,

пример вид, изображенный на рис. 1.8.

1.3.5. Влияние внешних факторов на параметры катушек

Влияние температуры. Под влиянием температуры происходит изменение линейных размеров действующего диаметра катушки, вызываемое изменением распределения тока по сечению, и собственной емкости катушки.

Изменение индуктивности под влиянием температуры характеризуется температурным коэффициентом индуктивности (ТКИ). ТКИ катушки определяется способом намотки и качеством диэлектрика каркаса.

Влияние температуры на добротность обусловлено изменением сопротивления провода. Добротность катушки из медного провода уменьшается в среднем на 10% на каждые 30°C повышения температуры. При высоких температурах возникает дополнительное понижение добротности, связанное с ростом диэлектрических потерь в каркасе.

Влияние влажности воздуха. Наличие влаги вызывает необратимые изменения параметров катушки. Проникновение молекул воды в сердечник, изоляционные материалы каркаса, изоляцию проводов приводит к изменению емкости и добротности катушки. Для защиты катушек от действия влажности применяется герметизация или пропитка обмотки негигроскопичными составами. Такие катушки обладают более низкой добротностью и большой собственной емкостью, но при этом они более устойчивы к воздействию влаги.

1.3.6. Перспективы развития катушек индуктивности

Простейшая функция, которую выполняет катушка индуктивности в радиоэлектронной аппаратуре, – это создание реактивного сопротивления, которое позволяет регулировать процесс протекания токов по цепям и управлять распределением тока. Катушки также используются совместно с конденсаторами для получения резонансных контуров для фильтров и генераторов.

В настоящее время катушки находят в радиоэлектронной аппаратуре ограниченное применение. На низких частотах от LC -фильтров переходят к RC -фильтрам.

Катушки индуктивности являются элементом, сопряжение которого с интегральными схемами вызвало большие трудности. Основная причина этого состоит в том, что трудно создавать катушки малых габаритов с высокой индуктивностью и добротностью. Возможности миниатюризации катушек индуктивности значительно меньше, чем конденсаторов.

Все это объясняет наметившуюся тенденцию уменьшения количества катушек индуктивности в аппаратуре на интегральных схемах. Однако во многих случаях использование катушек остается целесообразным, например, в измерительных устройствах, передатчиках.

1.4. Трансформаторы

1.4.1. Определение и классификация

Трансформатором называется компонент РЭА, имеющий две или большее число обмоток и предназначенный для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока.

Наиболее часто используют следующую классификацию трансформаторов.

1. Трансформаторы питания, предназначенные для преобразования электрической энергии. Их можно разбить на три группы:

- маломощные трансформаторы питания, имеющие мощность ниже 100 Вт, напряжение не более 1000 В;
- трансформаторы средней мощности от 100 до 1000 Вт;
- мощные трансформаторы питания, выходная мощность которых превышает 1 кВт; они применяются в источниках питания мощных передатчиков и усилителей;
- высоковольтные трансформаторы, напряжения на обмотках которых превышают 1000 В. Такие трансформаторы применяются для питания электронно-лучевых трубок.

На конструкцию трансформаторов питания существенно влияет частота питающего напряжения. Поэтому трансформаторы питания дополнительно классифицируют по рабочей частоте на трансформаторы для промышленной частоты (50 Гц), повышенной частоты (100... 10000 Гц), ультразвуковой частоты (10 ... 100 кГц).

2. Трансформаторы согласования. Основное их назначение – передача переменных электрических сигналов, несущих полезную информацию, с целью изменения уровня напряжений при сохранении мощности и минимальном искажении сигнала.

3. Импульсные трансформаторы. Основное их назначение состоит в том, чтобы под влиянием напряжения, действующего в первичной обмотке, вырабатывать на выходе короткие импульсы заданной формы с необходимым изменением уровня напряжения.

1.4.2. Физические основы функционирования

Функционирование трансформаторов основано на связи цепей через магнитный поток. Схема трансформатора приведена на рис. 1.9.

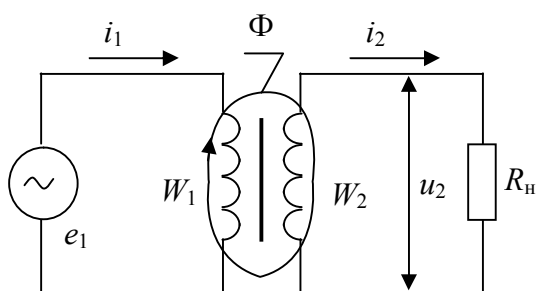


Рис. 1.9. Схема трансформатора

При включении в первичную цепь трансформатора источника ЭДС по первичной обмотке, содержащей W_1 витков протекает ток i_1 и образуется магнитный поток Φ который создает ЭДС во вторичной цепи и через нагрузку R_n протекает ток i_2 .

Пренебрегая сопротивлением обмоток и магнитными потоками рассеяния, можем

записать:

$$e_2 = u_2 = -W_2 d\Phi / dt, \quad -u_1 = e_1 = -W_1 d\Phi / dt \quad (1.20)$$

Отсюда, если витки W_1 и W_2 намотаны в одну сторону, получаем

$$e_2 = -u_1 n, \quad (1.21)$$

где $n = W_2 / W_1$ – коэффициент трансформации.

В случае синусоидальных напряжений для амплитудных значений можно записать:

$$E_2 = U_1 W_2 / W_1 = U_1 n. \quad (1.22)$$

Напряжение U_2 или ЭДС E_2 находятся в противофазе с U_1 трансформатор только передает мощность и пренебрегая сопротивлением обмоток и магнитными потоками рассеяния, имеем

$$I_2 = I_1 W_1 / W_2 = I_1 / n. \quad (1.23)$$

Таким образом, идеальный трансформатор осуществляет трансформацию напряжений или токов, что позволяет получить требуемое напряжение, согласовать напряжение и ток первичной цепи с сопротивлением нагрузки вторичной цепи.

Для обеспечения возможно более полной связи между первичной и вторичной цепью и увеличения магнитного потока через обмотки используют сердечники. Трансформаторы согласования имеют сердечники с высокой магнитной проницаемостью, а трансформаторы питания – с высокой индукцией насыщения.

В реальных трансформаторах при действии переменного магнитного поля в материале сердечника наблюдается магнитный скин-эффект, который приводит к потерям из-за уменьшения эффективной магнитной проницаемости. При протекании токов по обмоткам трансформаторов наблюдаются также потери в обмотках.

В отличие от радиочастотных катушек, трансформаторы работают в условиях больших полей, протекания больших токов и мощностей. Это приводит к тому, что потери в сердечнике и обмотках приводят к рассеиванию больших мощностей, которые вызывают перегрев и обуславливают нестабильность параметров.

Таким образом, помимо основного полезного эффекта в трансформаторе имеет место ряд дополнительных, паразитных эффектов и процессов, которые сказываются на характеристиках трансформатора.

1.4.3. Основные и паразитные параметры. Эквивалентная схема.

Основными параметрами трансформатора являются индуктивность первичной обмотки и коэффициент трансформации.

Часть магнитного потока первичной обмотки замыкается через вторичную обмотку, что определяет индуктивность L_1 , а часть рассеивается, что определяет индуктивность рассеяния L_{s1} . В правильно сконструированном трансформаторе, магнитный поток рассеяния во много раз меньше основного потока, пронизывающего обе обмотки, т. е. $L_{s1} \leq L_1$. Протекание тока во вторичной цепи происходит за счет энергии, поступающей из первичной цепи. Очевидно, что во вторичной обмотке также имеется магнитный поток, замыкающийся помимо первичной обмотки. Его влияние можно отобразить индуктивностью рассеяния во вторичной цепи L_{s2} . Как в первичной, так и во вторичной обмотке имеются потери, определяемые активным сопротивлением провода. Во многих случаях необходимо учитывать собственную емкость C_0 обмоток трансформатора.

Используя понятия приведенных сопротивлений и токов, наличие вторичной обмотки и ее влияние можно отобразить, цепью, параллельной L_1 , как это изображено на эквивалентной схеме трансформатора (рис. 1.10).

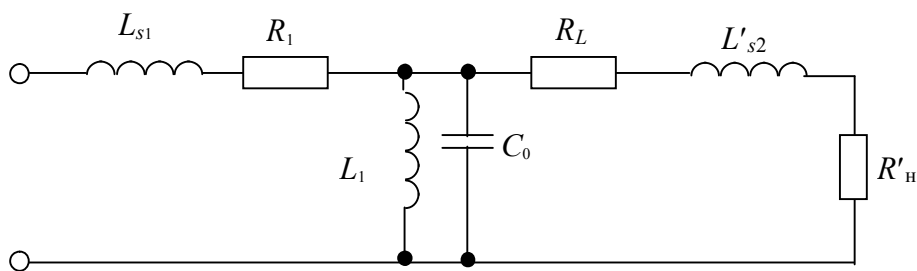


Рис. 1.10. Эквивалентная схема трансформатора

Формулы приведения для перевода величин из вторичной обмотки в первичную имеют вид

$$R_2' = R_2 / n^2, \quad L_{s2}' = L_{s2} / n^2, \quad R_i^2 = R_i / n^2, \quad (1.24)$$

где n – коэффициент трансформации, равный отношению числа витков вторичной обмотки к числу витков вторичной обмотки.

1.4.4. Влияние внешних факторов на параметры трансформаторов

Влияние температуры. Температура перегрева трансформатора характеризует его тепловой режим. Она определяет долговечность и надежность работы трансформатора. Допустимый перегрев определяется теплостойкостью магнитных, изоляционных и проводниковых материалов, из которых изготовлен трансформатор.

Обычно охлаждение трансформатора происходит за счет естественного конвективного теплообмена и в небольшой степени – за счет контактной теплопроводности. Улучшение теплоотдачи возможно при использовании радиаторов, обеспечивающих хороший тепловой контакт с магнитопроводом. Подобные радиаторы позволяют уменьшить нагрев на 10 ... 20°C.

Влияние влажности воздуха. Попадание влаги в катушку трансформатора резко снижает сопротивление изоляции трансформатора и его электрическую прочность, результатом чего обычно является пробой изоляции между обмотками и выход трансформатора из строя. Кроме того, длительное воздействие влаги на обмотки трансформатора в присутствии углекислоты воздуха вызывает коррозию провода, что при небольших диаметрах провода приводит к его разрушению, появлению обрывов в обмотках.

Для защиты трансформаторов от влаги применяют ряд способов.

Пропитка лаком является наиболее простой мерой защиты трансформаторов от действия влаги. Кроме защиты от влаги, пропитка повышает теплопроводность катушки трансформатора, что приводит к снижению перепада температуры в обмотке, а следовательно, к понижению температуры нагрева внутренних слоев.

1.4.5. Перспективы развития трансформаторов

Прогресс конструктивно-технологических характеристик трансформаторов оказался значительно меньшим, чем у других радиоэлементов. Масса, и габариты трансформаторов относительно массы и габаритов других элементов значительно увеличились. Это привело к сокращению использования трансформаторов в радиоэлектронной аппаратуре, особенно трансформаторов согласования.

Выпускаются компактные импульсные трансформаторы на малые мощности, согласующиеся с аппаратурой на интегральных схемах и облегчающие вопросы проектирования схем. Некоторое применение имеют также мощные импульсные трансформаторы, в основном в импульсных радиопередающих устройствах.

Наибольшее влияние на конструкцию аппаратуры и конструктивно-технологические характеристики оказывают трансформаторы питания. Во вторичных источниках питания используют трансформаторы. Поскольку параметры активных элементов, в том числе и диодов, являющихся основным элементом в устройствах питания, значительно улучшены, оказалось, что трансформаторы питания, совершенствование которых идет значительно медленнее, стали наиболее тяжелым, громоздким и в то же время наименее надежным элементом аппаратуры.

В современной аппаратуре масса и габариты устройств питания составляют 0,5.., 0,1 общей массы и габаритов и на их долю приходится в некоторых случаях до 50% отказов. Это выдвигает задачу совершенствования трансформаторов питания. Основные трудности при этом определяются тем, что материалы сердечников имеют ограниченные магнитную проницаемость, индукцию насыщения и большие потери.

Существенно уменьшить массу и габариты трансформаторов позволяет повышение рабочей частоты в устройствах питания.

1.5. Делители напряжения

Резисторы используются так широко, что составляют около половины всех комплектующих изделий радиоэлектронной аппаратуры (РЭА).

Однако, для какой бы цели они не использовались, всегда резисторы преобразуют напряжение в ток и ток в напряжение.

Несмотря на большое разнообразие использования резисторов, их применение в большинстве случаев можно свести к делителям напряжения, гасителей и регуляторов напряжения.

Делители напряжения приобрели наибольшее распространение и составляют основу разнообразных схемотехнических устройств. Они предназначены для уменьшения напряжения и именно поэтому называются делителями.

Здесь следует отметить, что применение резисторов в делителях преследует назначением не всегда только уменьшение напряжения. Комбинация резистора с другими приборами создаёт разнообразные электронные устройства.

Так, делитель из резистора и конденсатора образует фильтр верхних либо нижних частот. Делитель из резистора и диода образует выпрямитель. Со стабилитроном он является стабилизатором напряжения. Делитель из резистора и транзистора создаёт усилитель или ключ и пр.

Так, без структуры делителя напряжения нельзя представить ни одного простейшего электронного устройства. Поэтому изучение делителей напряжения является фундаментом для освоения дальнейших электронных устройств.

Схема простейшего резистивного делителя напряжения без нагрузки приведена на рис. 1.11.

Резисторы $R1$ и $R2$ называются плечами. $R1$ – верхнее плечо, $R2$ – нижнее.

Делитель работает следующим образом.

Последовательное соединение резисторов $R1$, $R2$ преобразует входное напряжение $U_{\text{вх}}$ в ток

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1 + R_2}, \quad (1.1.26)$$

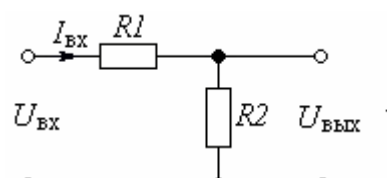


Рис. 1.11. Делитель напряжения

который создаёт падения напряжения на резисторах $R1$ и $R2$. Выходное напряжение, снимаемое с резистора $R2$, составляет

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} R_2 = U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.25)$$

Из (1.25) видно, что выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ меньше входного в $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ раз, т.е. поделено. Это объясняется законом Кирхгофа, по которому

входное напряжение $U_{\text{вх}}$ распределяется между резисторами $R1$ и $R2$:

$$U_{\text{вх}} = U_{R1} + U_{R2}. \quad (1.26)$$

Из (1.26) вытекает, что напряжение на каждом из резисторов меньше входного.

Делением обеих частей (1.25) на $U_{\text{вх}}$ получаем коэффициент передачи

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1, \quad (1.27)$$

который всегда меньше единицы.

Входное сопротивление делителя напряжения составляет

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = R_1 + R_2. \quad (1.28)$$

Выход делителя напряжения, как и выход любого устройства, всегда работает на какую-то нагрузку $R_{\text{н}}$ (рис. 1.12) низкоомную или высокоомную, но она всегда есть. Тогда сопротивление нижнего плеча определяется параллельным соединением $R2$ и $R_{\text{н}}$:

$$R_3 = \frac{R_2 R_{\text{н}}}{R_2 + R_{\text{н}}}. \quad (1.29)$$

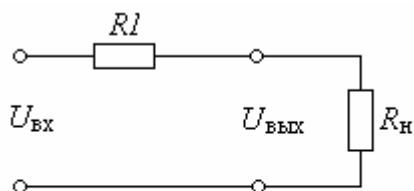


Рис. 1.12. Делитель напряжения под низкоомной нагрузкой

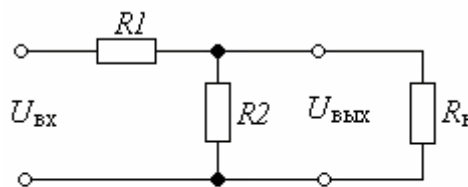


Рис. 1.13. Делитель напряжения под нагрузкой

При низкоомной нагрузке $R_H \ll R_2$ соотношение (1.29) преобразуется в $R_2 = R_H$ и тогда резистор R_2 не нужен. Нагрузка питается только через резистор R_1 (рис. 1.13). Нижним плечом в этом случае является R_H и поэтому коэффициент передачи составляет

$$K_H = \frac{R_H}{R_1 + R_H}. \quad (1.30)$$

Одним из способов объяснения действия делителя, как и других устройств, является *временная диаграмма работы*, т.е. эюры входного и выходного напряжений. Временная диаграмма работы делителя напряжения приведена на рис. 1.14 на постоянном (а) и переменном (б) токах.

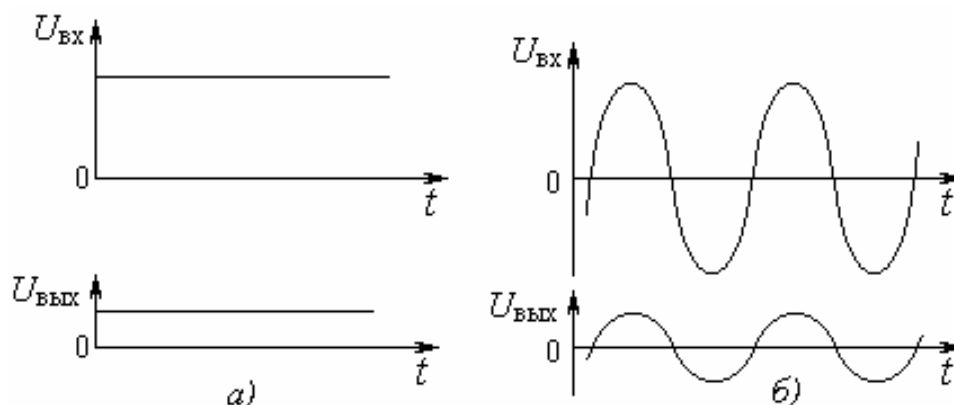


Рис. 1.14. Временная диаграмма работы делителя напряжения:
а – при постоянном токе; б – при переменном токе

Эта диаграмма работы показывает, что выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ как на постоянном а, так и на переменном б токах меньше входного $U_{\text{ВХ}}$, причём формы $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ всегда совпадают.

Основными *параметрами* делителя напряжения являются *коэффициент передачи, входное и выходное сопротивления*.

Коэффициент передачи определяется формулой (1.27), а входное сопротивление – формулой (1.28).

Выходное сопротивление без нагрузки равно сопротивлению параллельного соединения R_1 и R_2 :

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.31)$$

Регуляторы напряжения

Простейшим, но вместе с тем широко распространённым регулятором является делитель напряжения, в плечах которого включены переменные резисторы (рис. 1.15).



Рис. 1.15. Регуляторы напряжения:
а – с нижним регулируемым плечом; б – с верхним

Поскольку коэффициент передачи делителя напряжения однозначно определяется соотношением сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , то изменяя любой из них, можно регулировать коэффициент передачи и тем самым изменять выходное напряжение.

Если изменять сопротивление нижнего плеча R_2 (рис. 1.15,а), то пределы регулирования выходного напряжения составят

$$0 \leq U_{\text{ВЫХ}} \leq U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.32)$$

В верхнем положении ползунка $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, а в нижнем $U_{\text{ВЫХ}} = 0$.

При изменении сопротивления верхнего плеча R_1 (рис. 1.15,б) пределы регулирования выходного напряжения составят

$$U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \leq U_{\text{ВЫХ}} \leq U_{\text{ВХ}} \quad (1.33)$$

Когда ползунок находится слева, то $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$, а когда справа, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.34)$$

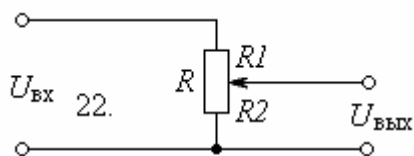


Рис. 1.16. Потенциометрический регулятор напряжения

Если необходимо регулировать $U_{\text{ВЫХ}}$ в пределах от нуля до входного напряжения: $0 \leq U_{\text{ВЫХ}} \leq U_{\text{ВХ}}$, то переменный резистор следует включить по схеме потенциометра (рис. 1.16).

В верхнем положении ползунка $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$, а в нижнем $U_{\text{ВЫХ}} = 0$.

Работа регулятора станет понятной, если весь резистор R разделить на R_1 и R_2 . Тогда имеем делитель напряжения с сопротивлением R_1 в верхнем плече и R_2 – в нижнем. Коэффициент передачи регулятора (рис. 1.16) определяется формулой (1.27), как и любого делителя.

Преимуществом регулятора (рис. 1.16) является широкий диапазон регулировки, который равен всему входному напряжению.

Недостатком является грубая регулировка.

Гасители напряжения

Часто возникает необходимость питания каскадов напряжениями разных величин. Если эти каскады энергоёмки, то целесообразно каждый каскад питать от отдельного источника напряжения.

Однако бывают случаи, когда мощность, потребляемая каскадами, невелика и целесообразно для их питания использовать только один источник с наибольшим требуемым напряжением, а излишек напряжения для других каскадов где-то гасить. Для этой цели используют так называемые *резисторы гашения*, которые включают последовательно с питаемым каскадом (рис. 1.17).

Схема питания работает следующим образом.

Источник напряжения I вырабатывает напряжение E , которое предназначено для питания каскада K_1 с напряжением $U_1 = E$.

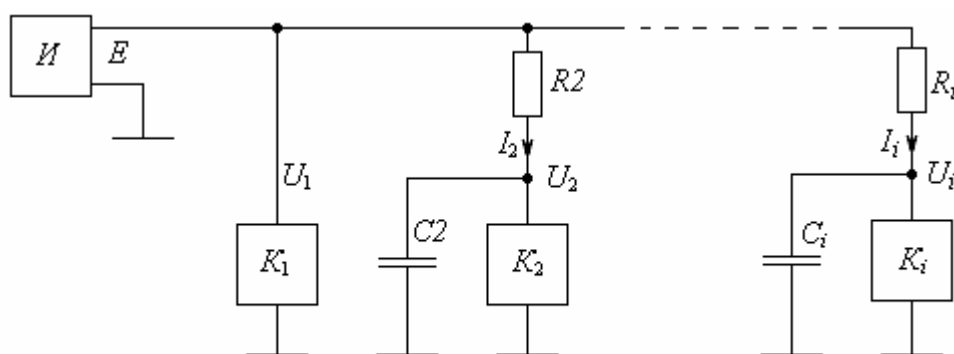


Рис. 1.17. Питание каскадов через гасящие резисторы

Другие каскады K_i питаются напряжением U_i и потребляют ток I_i . Ток I_i создаёт на резисторе R_i падение напряжения, которое равно излишку $E - U_i$.

Тогда сопротивление резистора R_i определяется формулой

$$R_i = \frac{E - U_i}{I_i}. \quad (1.35)$$

Бывают случаи, когда ток потребления I_i не остаётся неизменным, например, этот ток поражён пульсациями. Из-за этого появятся пульсации и падения напряжения $I_i R_i$. Поэтому будет пульсирующим и U_i . Для устранения пульсаций U_i их “сглаживают” конденсаторами C_i .

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите определение пассивного компонента.
2. Приведите определение резистора.
3. Каково назначение резисторов в электрических схемах?

4. Приведите классификацию резисторов.
5. Назовите основные электрические параметры резисторов.
6. Каким образом маркируются основные параметры резисторов?
7. Назовите паразитные параметры резистора и нарисуйте его эквивалентную схему.
8. Приведите определение конденсатора.
9. Каково назначение конденсаторов в электрических схемах?
10. Приведите классификацию конденсаторов.
11. Назовите основные электрические параметры конденсаторов.
12. Каким образом маркируются основные параметры конденсаторов?
13. Назовите паразитные параметры конденсатора и нарисуйте его эквивалентную схему.
14. Приведите определение катушки индуктивности.
15. Каково назначение катушек индуктивности в электрических схемах?
16. Приведите классификацию катушек индуктивности.
17. Назовите основные электрические параметры катушек индуктивности.
18. Назовите паразитные параметры катушки индуктивности и нарисуйте ее эквивалентную схему.
19. Приведите определение трансформатора.
20. Каково назначение трансформаторов в электрических схемах?
21. Приведите классификацию трансформаторов.
22. Назовите основные электрические параметры трансформаторов.
23. Назовите паразитные параметры трансформатора и нарисуйте его эквивалентную схему.
24. Для чего предназначены делители напряжения?
25. Нарисуйте схему резистивного делителя напряжения и поясните, как она работает.
26. Поясните влияние сопротивления нагрузки на выходное напряжение резистивного делителя.

Глава 2 ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

2.1. Принцип действия полупроводниковых диодов

Полупроводниковыми называются приборы, действие которых основано на использовании свойств веществ, занимающих по электропроводности промежуточное положение между проводниками и диэлектриками. Характерной особенностью полупроводников является повышение их электропроводности при введении примесей, а также при изменении температуры. В качестве веществ, используемых для изготовления полупроводниковых приборов, широко используются: *Ge* – германий, *Si* – кремний, *GaAs* – арсенид галлия, *GaP* – фосфид галлия, *SiC* – карбид кремния и ряд других.

Введение примесей в полупроводник существенно изменяет его проводимость. Если ввести в четырехвалентный полупроводник пятивалентную примесь, получим *донорную* проводимость (*n*-типа), так как донор отдает свои электроны. Если ввести трехвалентную примесь, получим *акцепторную* проводимость (*p*-типа), так как акцептор захватывает электроны из решетки основного кристалла, создавая дырочную проводимость. Таким образом, в полупроводнике *n*-типа *основными* носителями заряда являются *электроны*, а *дырки* – *неосновными*. В полупроводнике *p*-типа *основными* носителями заряда являются *дырки*, а *электроны* – *неосновными*.

Под действием электрического поля, тепла, света, ионизирующего излучения и других факторов происходит *генерация пар носителей заряда*, то есть возникают пары электрон – дырка. Вследствие того, что электроны и дырки совершают хаотическое тепловое движение, происходит обратный процесс, пара электрон-дырка исчезает. Такое исчезновение пар носителей называется *рекомбинацией носителей заряда*.

В полупроводниковых приборах могут протекать дрейфовый и диффузионный токи. *Дрейфовым* называется ток, обусловленный электрическим полем. Если к полупроводнику приложить внешнее электрическое поле, то в нем наблюдается направленное движение дырок вдоль поля и направленное движение электронов в противоположном направлении. *Диффузионный* ток обусловлен перемещением носителей заряда из области с высокой концентрацией в область с более низкой концентрацией.

Электронно-дырочный переход

Электронно-дырочным (p-n) называется такой переход, который образован двумя областями полупроводника с разными типами проводимости.

Электронно-дырочные переходы используются в большинстве полупроводниковых приборов. В диодах и полевых транзисторах используют один *p-n*-переход, в биполярных транзисторах – два *p-n*-перехода, в тиристорах – три и более *p-n*-переходов. Поэтому очень важным является понимание физических явлений и электрических свойств *p-n*-перехода.

Рассмотрим физические процессы в плоскостном p - n -переходе при условии, что полупроводники p - и n -типа имеют одинаковую концентрацию примесей.

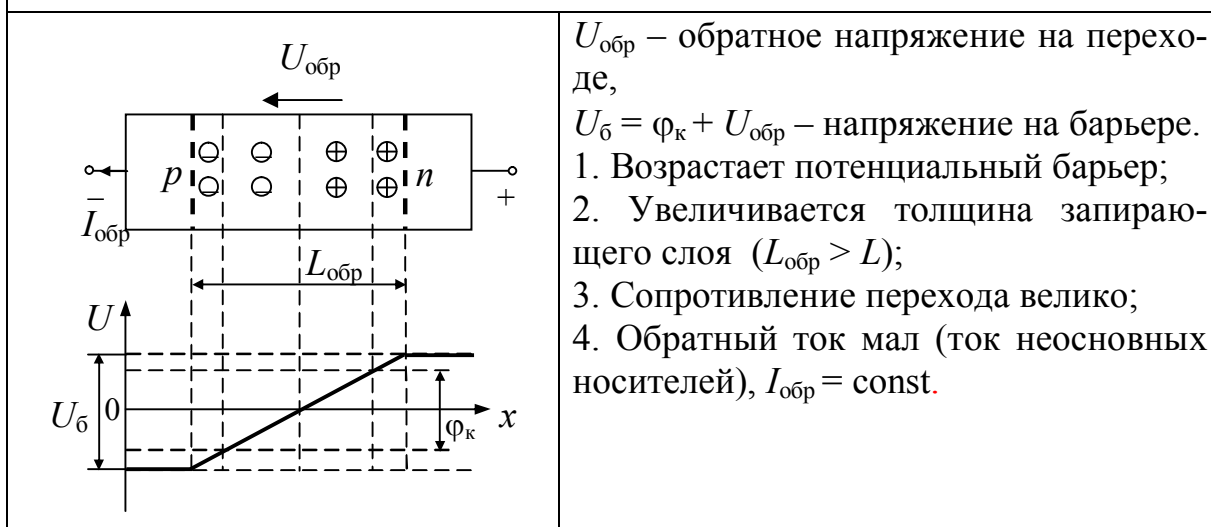
Пусть внешнее напряжение на p - n -переходе отсутствует. Переход изображен в табл. 2.1,а. Поскольку концентрация электронов в n -области намного больше концентрации электронов в p -области, а концентрация дырок в p -области намного больше концентрации дырок в n -области, на границе раздела полупроводников возникает *диффузионный ток*. В результате диффузии электроны из n -области перемещаются в p -область, а дырки из p -области в n -область. При протекании диффузионного тока приграничный слой обедняется подвижными носителями заряда.

Таблица 2.1

Электронно-дырочный переход

а) p - n -переход при отсутствии внешнего напряжения	
	<p>Ток равен нулю, устанавливается потенциальный барьер. L – толщина p-n-перехода; φ_k – контактная разность потенциалов: для Ge – $\varphi_k = (0,3 \dots 0,4)$ В; для Si – $\varphi_k = (0,6 \dots 0,8)$ В $\cong 0,7$ В.</p>
б) p - n -переход при прямом напряжении	
	<p>$U_{пр}$ – прямое напряжение на переходе, $U_b = \varphi_k - U_{пр}$ – напряжение на барьере. 1. Понижается потенциальный барьер; 2. Уменьшается толщина запирающего слоя ($L_{пр} < L$); 3. При $U_{пр} = \varphi_k$ барьера нет, сопротивление перехода резко уменьшается, ток $I_{пр}$ резко возрастает.</p>

в) p - n -переход при обратном напряжении



$U_{обр}$ – обратное напряжение на переходе,
 $U_б = \varphi_к + U_{обр}$ – напряжение на барьере.
 1. Возрастает потенциальный барьер;
 2. Увеличивается толщина запирающего слоя ($L_{обр} > L$);
 3. Сопротивление перехода велико;
 4. Обратный ток мал (ток неосновных носителей), $I_{обр} = const$.

Приграничная p -область приобретает нескомпенсированный отрицательный объемный заряд, образованный отрицательными ионами акцепторной примеси. Приграничная n -область приобретает нескомпенсированный положительный объемный заряд, образованный положительными ионами донорной примеси. В приграничном слое образуется электрическое поле, направленное от n -области к p -области. Это поле является тормозящим для основных носителей заряда. Теперь, любой электрон, приходящий из n -области в p -область, попадает в электрическое поле, стремящееся возвратить его обратно в электронную область. Аналогично любая дырка, приходящая из p -области в n -область, также попадает в электрическое поле, стремящееся возвратить ее обратно в дырочную область.

Внутреннее поле является ускоряющим для неосновных носителей заряда. Если электроны p -области вследствие, например, хаотического теплового движения попадут в зону p - n -перехода, то внутреннее поле обеспечит их быстрый переход через приграничную область. Аналогично будут преодолевать p - n -переход дырки n -области. Таким образом, внутреннее электрическое поле p - n -перехода создает дрейфовый ток неосновных носителей заряда. Этот ток направлен встречно диффузионному току основных носителей заряда.

Если к полупроводнику не прикладывается внешнее напряжение, то результирующий ток через p - n -переход отсутствует.

$$I = I_{диф_n} + I_{диф_p} - I_{др_n} - I_{др_p} = 0.$$

Это равенство устанавливается при определенной *контактной разности потенциалов* $\varphi_к$ (табл. 2.1,а), которая образована объемными зарядами. Значение $\varphi_к$ зависит от типа полупроводника. Эта разность потенциалов $\varphi_к$ препятствует перемещению основных носителей заряда, то есть создает *потенциальный барьер*. Толщина слоя L , в котором действует внутреннее электрическое поле, мала и определяет толщину p - n -перехода (обычно $L < 10^{-6}$ м). Однако сопротивление

этого слоя велико, поскольку он обеднен основными носителями заряда. Поэтому его часто называют *запирающим*.

При подключении к *p-n*-переходу внешнего электрического поля динамическое равновесие токов нарушается. Поведение *p-n*-перехода при этом зависит от полярности внешнего приложенного напряжения. Различают прямое и обратное включение *p-n*-перехода.

Рассмотрим *прямое включение p-n-перехода*. Включение, при котором к *p-n*-переходу прикладывается внешнее напряжение $U_{\text{пр}}$ в противофазе с контактной разностью потенциалов $\varphi_{\text{к}}$, называется *прямым*. Прямое включение *p-n*-перехода показано в табл. 2.1,б. Практически все внешнее напряжение прикладывается к запирающему слою, поскольку его сопротивление значительно больше сопротивления остальной части полупроводника. Потенциальный барьер уменьшается: $U_{\text{б}} = \varphi_{\text{к}} - U_{\text{пр}}$. Толщина *p-n*-перехода также уменьшается: $L_{\text{пр}} < L$. Дрейфовый ток уменьшается, диффузионный ток резко возрастает. Динамическое равновесие нарушается и через *p-n*-переход протекает прямой ток.

При прямом напряжении $U_{\text{пр}} = \varphi_{\text{к}}$ потенциальный барьер в *p-n*-переходе исчезает, тогда сопротивление запирающего слоя становится близким к нулю и им можно пренебречь. Прямой ток в этом случае резко возрастает и будет зависеть только от сопротивлений *p*- и *n*-областей. Теперь этими сопротивлениями нельзя пренебречь, так как именно они остаются в цепи и определяют значение прямого тока $I_{\text{пр}}$. Для уменьшения значения прямого тока в цепь *p-n*-перехода включают ограничительный резистор. Таким образом, *максимальное значение прямого напряжения* на *p-n*-переходе равно $U_{\text{пр max}} = \varphi_{\text{к}}$.

Введение носителей заряда через пониженный под действием *прямого напряжения* потенциальный барьер в область, где эти носители заряда являются неосновными называют *инъекцией носителей заряда*. Слово «инъекция» означает «введение, впрыскивание».

Рассмотрим *обратное включение p-n-перехода*. Включение, при котором к *p-n*-переходу прикладывается внешнее напряжение $U_{\text{обр}}$ в фазе с контактной разностью потенциалов $\varphi_{\text{к}}$, называется *обратным*. Обратное включение *p-n*-перехода показано в табл. 2.1,в. Под воздействием электрического поля, создаваемого внешним источником $U_{\text{обр}}$, основные носители оттягиваются от контактных слоев вглубь полупроводника. Это приводит к увеличению толщины запирающего слоя: $L_{\text{обр}} > L$. Потенциальный барьер возрастает: $U_{\text{б}} = \varphi_{\text{к}} + U_{\text{обр}}$. Диффузионный ток уменьшается. Преобладающую роль играет дрейфовый ток. Он имеет небольшую величину, так как создается движением неосновных носителей. Этот ток называется *обратным* и обозначается I_0 , его величина практически не зависит от напряжения $U_{\text{обр}}$. Поскольку концентрация неосновных носителей значительно меньше концентрации основных носителей заряда, обратный ток *p-n*-перехода существенно меньше прямого (обычно на несколько порядков). *Это определяет выпрямительные свойства p-n-перехода: способность пропускать ток только в одном направлении*. С повышением температуры число неосновных носителей заряда увеличивается, и обратный ток $I_{\text{обр}}$ возрастает.

Введение неосновных носителей заряда через p - n -переход ускоряющим электрическим полем, созданным *обратным напряжением*, называют *экстракцией носителей заряда*. Слово «экстракция» означает «извлечение, выдергивание».

Переход металл–полупроводник

В полупроводниковых приборах помимо p - n -перехода используются также переходы металл–полупроводник. Процессы в таких переходах зависят от *работы выхода электронов*, то есть от той энергии, которую должен затратить электрон, чтобы выйти из металла или полупроводника.

Рассмотрим переход металл–полупроводник, представленный на рис. 2.1.

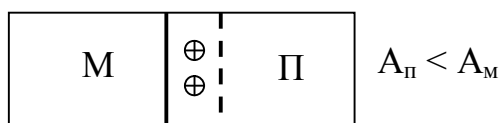


Рис. 2.1. Переход металл (М) – полупроводник (П)

Если в контакте металла с полупроводником n -типа работа выхода электронов из полупроводника $A_{\text{П}}$ меньше, чем работа выхода из металла $A_{\text{М}}$ ($A_{\text{П}} < A_{\text{М}}$), то электроны будут переходить главным образом из полупроводника в металл. В результате в приграничном слое полупроводника образуется область, обедненная основными носителями заряда и поэтому имеющая большое сопротивление. Здесь создается высокий потенциальный барьер, высота которого существенно изменяется в зависимости от полярности приложенного напряжения. Такой переход обладает выпрямляющими свойствами. Потенциальный барьер, возникающий в данном случае, называют *барьером Шоттки*, а диоды с этим барьером – *диодами Шоттки*.

В диоде Шоттки (в металле, куда приходят электроны из полупроводника) отсутствуют процессы накопления и рассасывания зарядов неосновных носителей, которые характерны для p - n -перехода. Поэтому диоды Шоттки обладают более высоким быстродействием, нежели обычные полупроводниковые диоды, так как в обычных диодах накопление и рассасывание зарядов – процессы инерционные, то есть требуют времени.

2.2. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковый диод представляет собой полупроводниковый прибор с одним p - n -переходом и двумя выводами.

Вольт-амперная характеристика диода

Диод обладает односторонней проводимостью, как и $p-n$ -переход. Нелинейные свойства диода видны из рассмотрения его вольт-амперной характеристики (ВАХ), которая приведена на рис. 2.2,б. Вольт-амперная характеристика – это график зависимости тока через диод от приложенного напряжения. Как и в $p-n$ -переходе, напряжение на диоде может быть прямым $U_{пр}$, ему соответствует прямой ток диода $I_{пр}$, или обратным – $U_{обр}$, ему соответствует обратный ток $I_{обр}$.

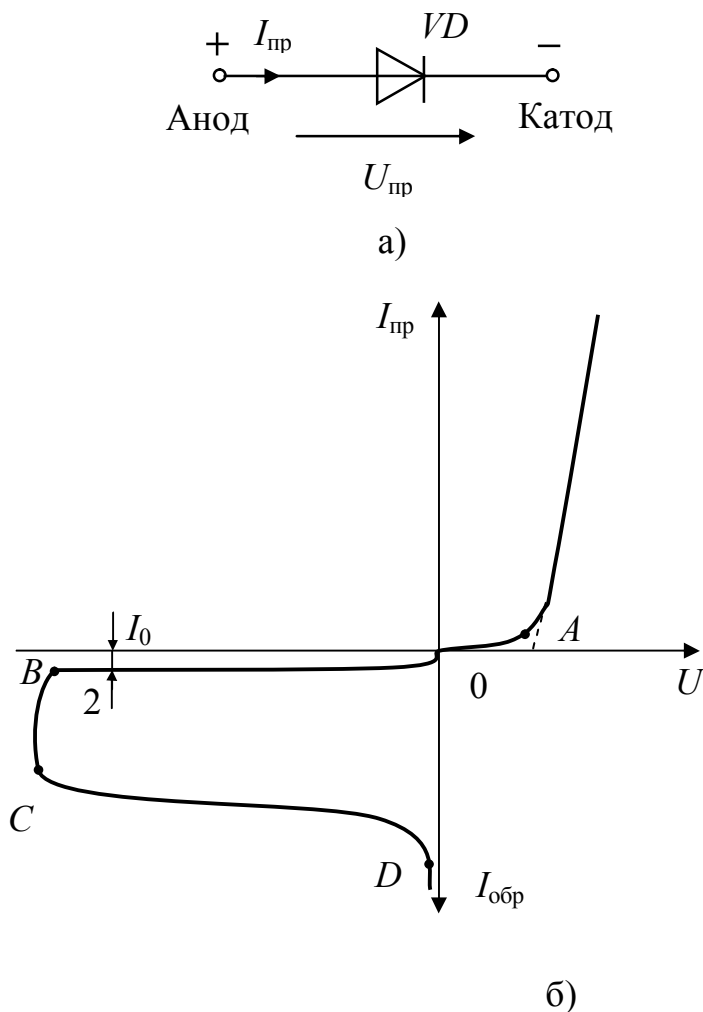


Рис. 2.2. Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода

Аналитически ВАХ диода можно описать следующим выражением

$$I = I_0[\exp(U / \phi_T) - 1] = I_0[\exp(qU/kT) - 1], \quad (2.1)$$

где I – ток диода (прямой или обратный);

U – напряжение на диоде (прямое напряжение $U_{пр}$ со знаком плюс, обратное напряжение $U_{обр}$ со знаком минус);

I_0 – обратный ток диода, при неизменной температуре определяется физическими свойствами полупроводникового материала;

ϕ_T – температурный потенциал (при комнатной температуре $T = 300^\circ\text{K}$ $\phi_T \approx 26$ мВ);

k – постоянная Больцмана;

q – заряд электрона;

T – абсолютная температура в градусах Кельвина.

На рис. 2.2,а приведено условное графическое обозначение полупроводникового диода и название выводов, треугольник показывает направление прямого тока (анод и катод).

Для маломощных диодов прямой ток в десятки мА получается при прямом напряжении в десятые доли вольта (для кремния $\varphi_k \approx 0,7$ В), поэтому прямое сопротивление маломощного диода обычно не превышает нескольких десятков Ом. Для мощных диодов $U_{пр\ max}$ обычно равно (0,8...1,2) В, а прямой ток составляет сотни мА и больше, поэтому прямое сопротивление уменьшается до единиц и долей Ома.

Характеристику для обратных тока $I_{обр}$ и напряжения $U_{обр}$ обычно показывают в другом масштабе. У маломощных диодов $U_{обр}$ составляет сотни вольт, а обратный ток единицы мкА. Это соответствует сопротивлению сотен килом и больше.

ВАХ для прямого тока вначале имеет значительную нелинейность, так как при увеличении $U_{пр}$ сопротивление запирающего слоя уменьшается. Поэтому характеристика идет со все большей крутизной. Но при $U_{пр} \approx \varphi_k$ (точка А) запирающий слой практически исчезает и остается только сопротивление n - и p -областей, которое приближенно можно считать постоянным. Ток $I_{пр}$ резко возрастает. Далее характеристика становится почти линейной.

Обратный ток $I_{обр}$ при увеличении обратного напряжения $U_{обр}$ сначала резко возрастает до значения I_0 , а затем растет незначительно. При некотором значении обратного напряжения возникает *пробой p - n -перехода*, при котором обратный ток резко возрастает и сопротивление запирающего слоя резко уменьшается. Следует различать *электрический* и *тепловой* *пробой p - n -перехода*.

Электрический пробой, области которого соответствует участок ВС на рис. 2.2,б, является *обратимым*, то есть при этом пробое в переходе не происходят необратимые изменения (разрушения структуры вещества). Поэтому работа диода в режиме электрического пробоя допустима. Существуют два вида электрического пробоя: *лавинный* и *туннельный*.

Лавинный пробой объясняется лавинным размножением носителей заряда за счет ударной ионизации и за счет вырывания электронов из атомов сильным электрическим полем. Этот пробой характерен для p - n -переходов большой толщины, который получается при сравнительно малой концентрации примесей в полупроводниках.

Пробивное напряжение для лавинного пробоя составляет десятки или сотни вольт. Лавинный пробой используется в специальных диодах – *стабилизаторах*, которые применяются для стабилизации напряжения (участок В-С на рис. 2.2,б).

Туннельный пробой объясняется явлением *туннельного эффекта*. Сущность туннельного эффекта состоит в том, что при поле напряженностью более 10^5 В/см, действующем в p - n -переходе малой толщины, некоторые электроны проникают через переход без изменения своей энергии. Тонкие переходы, в ко-

торых возможен туннельный эффект, получаются при высокой концентрации примесей. Напряжение, соответствующее туннельному пробоя, обычно не превышает единиц вольт. Туннельный пробой используется в *туннельных диодах*.

Области *теплового пробоя* соответствует участок CD на рис. 2.2,б. Тепловой пробой необратим, так как он сопровождается разрушением структуры вещества в месте p - n -перехода. Причиной теплового пробоя является нарушение теплового режима p - n -перехода: количество теплоты, выделяющейся в переходе от нагрева его обратным током, превышает количество теплоты, отводимой от перехода. В результате температура перехода возрастает, сопротивление его уменьшается и ток увеличивается, что приводит к перегреву перехода и его разрушению.

Емкость диода

Электронно-дырочный переход при обратном напряжении $U_{обр}$ аналогичен конденсатору со значительным током утечки в диэлектрике. Запирающий слой имеет большое сопротивление и играет роль диэлектрика, а по обе стороны p - n -перехода расположены два разноименных объемных заряда, созданные ионизированными атомами донорной и акцепторной примесей (табл. 2.1). Поэтому p - n -переход обладает емкостью, подобной конденсатору с двумя обкладками. Эту емкость называют *барьерной* $C_б$. Особенность барьерной емкости состоит в том, что она нелинейна, то есть изменяется при изменении напряжения на переходе. Если обратное напряжение возрастает, то толщина запирающего слоя увеличивается и емкость $C_б$ уменьшается. Характер этой зависимости показан на рис. 2.3.

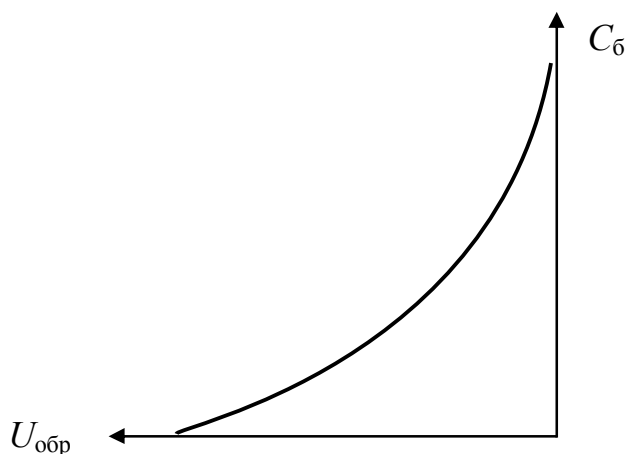


Рис. 2.3. Зависимость барьерной емкости от обратного напряжения

Барьерная емкость вредно влияет на выпрямление переменного тока, так как шунтирует диод и через нее на более высоких частотах проходит переменный ток.

Однако, барьерная емкость бывает и полезной. Специальные диоды (*варикапы* и *варакторы*) используют в качестве конденсаторов переменной емкости для настройки колебательных контуров, в параметрических усилителях, а также в схемах, работа которых основана на свойствах нелинейной емкости.

При прямом напряжении $U_{пр}$ диод кроме барьерной емкости обладает также *диффузионной емкостью* $C_{диф}$, которая также нелинейна и возрастает при увеличении прямого напряжения $U_{пр}$. Диффузионная емкость характеризует накопление подвижных носителей заряда в p - и n -областях. Диффузионная емкость значительно больше барьерной.

С учетом емкостей можно составить модель (эквивалентную схему) диода, которая приведена на рис. 2.4.

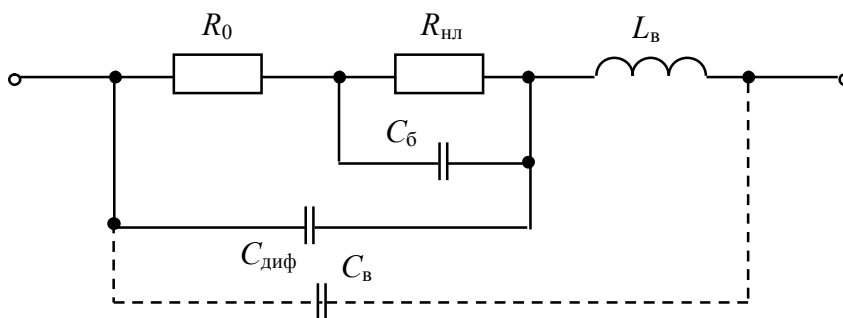


Рис. 2.4. Модель полупроводникового диода

В модели рис. 2.4: R_0 представляет собой суммарное, сравнительно небольшое сопротивление p - и n -областей и контактов этих областей с выводами; $R_{нл}$ – нелинейное сопротивление, которое при прямом напряжении равно $R_{пр}$, то есть невелико, а при обратном напряжении равно $R_{обр}$, то есть очень большое; $L_в$ – индуктивность выводов, $C_в$ – паразитная емкость между выводами.

Приведенная модель для анализа различных схем может быть упрощена. На СВЧ необходимо учитывать индуктивность $L_в$ и емкость $C_в$.

Влияние температуры на характеристики диода

На электропроводность полупроводников значительное влияние оказывает температура. При повышении температуры усиливается генерация пар носителей, то есть увеличивается концентрация носителей и проводимость растет. Поэтому свойства полупроводниковых диодов сильно зависят от температуры. Это наглядно показывает ВАХ диода (рис. 2.5), снятые при различных температурах.

На рис. 2.5 в системах координат $(I_{пр}, U_{пр})$ и $(I_{обр}, U_{обр})$ использованы разные масштабы, так как $I_{пр} \gg I_{обр}$, $U_{пр} \gg U_{обр}$. Как видно из рис. 2.5, при повышении температуры увеличиваются прямой и обратный токи.

Очень резко увеличивается обратный ток, что объясняется усилением генерации пар носителей. У германиевых диодов обратный ток увеличивается примерно в 2 раза при повышении температуры на каждые 10°C , а у кремниевых диодов – примерно в 3 раза на каждые 10°C . Но у кремниевых диодов обратный ток при нормальной температуре изначально на несколько порядков меньше, чем у германиевых диодов. Поэтому кремниевые диоды имеют лучшую температурную стабильность, и в настоящее время в РЭА используются, в основном, кремниевые диоды.

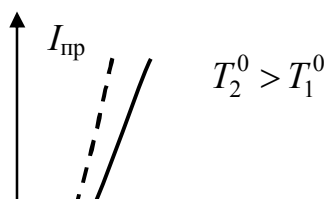


Рис. 2.5. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику диода

Прямой ток при нагреве диода увеличивается не так сильно, как обратный. Это объясняется тем, что прямой ток возникает, главным образом, за счет примесной проводимости, а концентрация примесей не зависит от температуры.

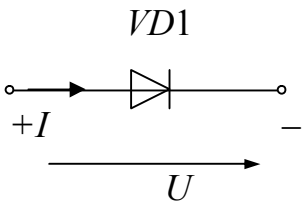
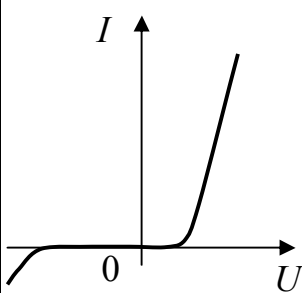
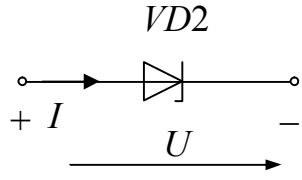
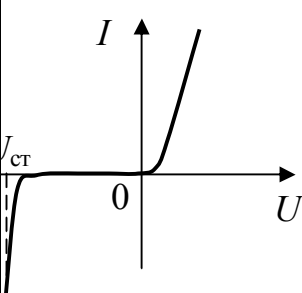
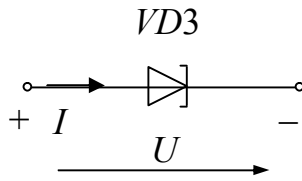
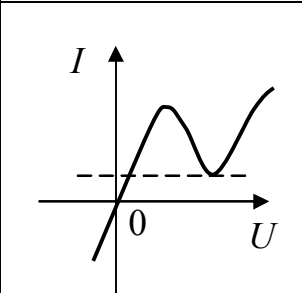
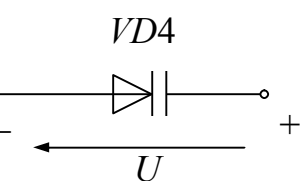
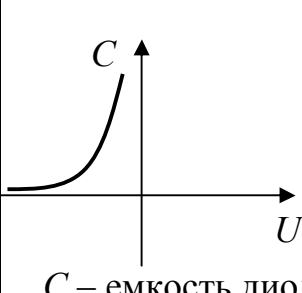
2.3. Основные типы полупроводниковых диодов

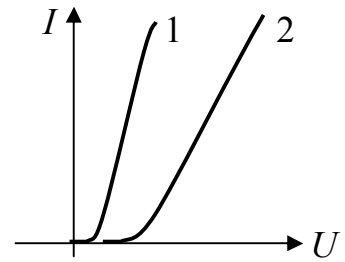
Полупроводниковые диоды классифицируют по многим признакам: по назначению, конструктивно-технологическим особенностям, типу полупроводникового материала и другим. Рассмотрим диоды различного назначения. В табл. 2.2 приведены условные графические обозначения и характеристики полупроводниковых диодов.

Свойство *p-n*-перехода односторонней проводимости используется в *выпрямительных диодах (VD1)*. Эти полупроводниковые диоды предназначены для преобразования переменного тока в постоянный и используются в выпрямительных устройствах для питания различной радиоэлектронной аппаратуры. Выпрямительные диоды делятся на диоды малой, средней и большой мощности, то соответствует максимальным значениям выпрямленного тока до 300 мА, от 300 мА до 10 А и более 10 А. Выпрямительные кремниевые диоды имеют ряд преимуществ по сравнению с германиевыми: максимальная плотность прямого тока до 200 А/см²; максимальное обратное напряжение до 1000 В; рабочая температура от -60°C до 125°C (для некоторых типов до 150°C); значительно меньшее значение обратного тока.

Таблица 2.2

Полупроводниковые диоды

№ п/п	Наименование	Условное обозначение	Характеристика
1	Выпрямительный диод	 <p style="text-align: center;">$VD1$</p>	
2	Стабилитрон	 <p style="text-align: center;">$VD2$</p>	
3	Туннельный диод	 <p style="text-align: center;">$VD3$</p>	
4	Варикап	 <p style="text-align: center;">$VD4$</p>	 <p style="text-align: center;">C – емкость диода</p>



5	Диод Шоттки		1 – диод Шоттки 2 – <i>p-n</i> -переход
---	-------------	--	--

Явление обратимого (лавинного) электрического пробоя используется в *стабилитронах*. Стабилитроны предназначены для стабилизации напряжения. ВАХ стабилитрона приведена на рис.2.6.

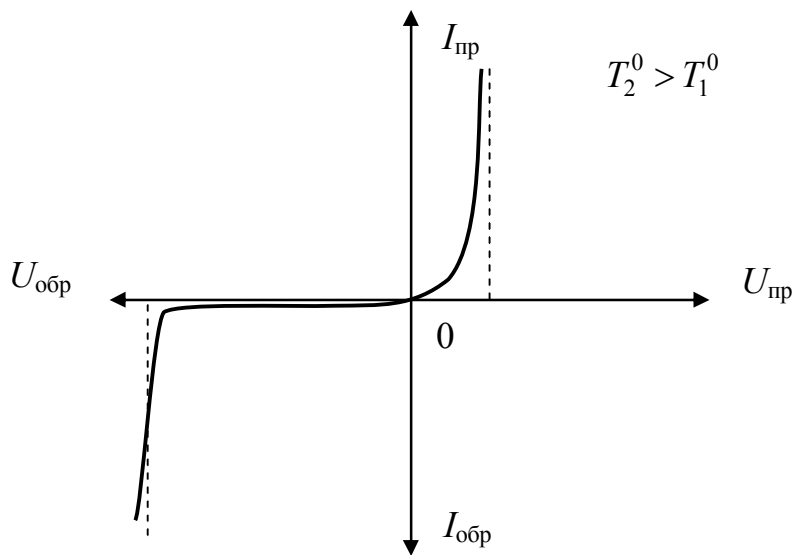


Рис. 2.6. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

Из рис. 2.6 следует, что до наступления пробоя обратный ток очень мал, а в режиме пробоя, то есть в режиме стабилизации, ток становится такого же порядка, что и прямой ток. В режиме стабилизации напряжение на диоде изменяется мало. Характеристика для прямого тока такая же, как и для обычных диодов.

Варикапы – это полупроводниковые диоды, у которых используется барьерная емкость запятого *p-n*-перехода, значение которой зависит от величины приложенного к диоду обратного напряжения. Основной характеристикой варикапа является зависимость его емкости от величины обратного напряжения (вольт-фарадная характеристика). Варикапы применяются для настройки коле-

бательных контуров, в параметрических малошумящих усилителях, а также в схемах, где используются нелинейные свойства переменной емкости.

Туннельный эффект в $p-n$ переходе используется в *туннельном диоде*. ВАХ туннельного диода имеет падающий участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. На этих диодах выполняют генераторы высокочастотных колебаний и устройства автоматики.

Переход Шоттки используется в *диоде Шоттки*. Его важнейшей особенностью по сравнению с обычным $p-n$ -переходом является отсутствие инжекции неосновных носителей заряда. Переход Шоттки работает только на основных носителях заряда, поэтому в нем существенно уменьшается время переключения. Кроме того, падение напряжения на открытом переходе Шоттки (кривая 1 табл. 2.2) значительно меньше по сравнению с падением напряжения на обычном $p-n$ -переходе (кривая 2 табл. 2.2). Высокое быстродействие и малое падение напряжения на открытом переходе позволяют широко использовать полупроводниковые приборы на основе перехода Шоттки в цифровой схемотехнике.

Рассмотрим далее некоторые электронные устройства, в которых используются полупроводниковые диоды.

2.4. Выпрямители

Выпрямитель – это устройство, которое преобразует переменное двуполярное входное напряжение в однополярное. Затем с помощью фильтра однополярное напряжение преобразуют в постоянное, то есть выпрямитель – это источник постоянного напряжения (тока). В выпрямителях используется свойство односторонней проводимости полупроводникового диода. Наиболее распространенными являются схемы однофазных выпрямителей гармонического входного напряжения. Схемы простейших однополупериодных выпрямителей приведены на рис.2.7.

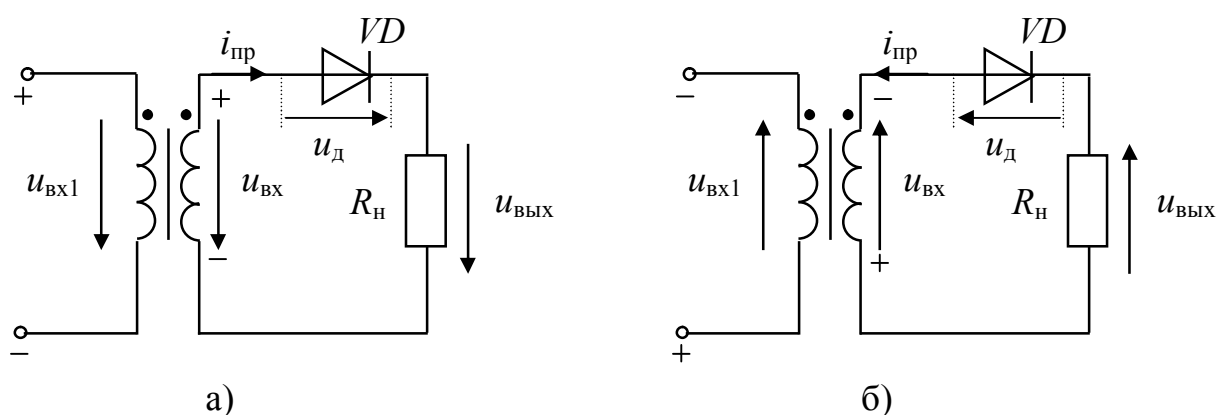


Рис.2.7. Однополупериодные выпрямители:

а – для положительного выпрямленного напряжения;

б – для отрицательного выпрямленного напряжения

В выпрямителях для питания РЭА источником входного переменного напряжения обычно служит трансформатор, подключенный к источнику напряжения $u_{вх1}$. Роль нагрузочного сопротивления R_H , то есть потребителя энергии

постоянного тока, играют те цепи или приборы, которые питаются от выпрямителя.

Работа простейшего выпрямителя происходит следующим образом.

Будем считать, что входное напряжение является синусоидальным, то есть

$$u_{вх} = U_{вхm} \sin \omega t, \quad (2.2)$$

и его внутренним сопротивлением можно пренебречь. В течение одного полупериода входное напряжение для диода VD является прямым и проходит ток $i_{пр}$, создающий на сопротивлении нагрузки R_n , выходное напряжение

$$u_{вых} = i_{пр} R_n. \quad (2.3)$$

В течение следующего полупериода входное напряжение для диода VD является обратным, тока практически нет $i_{обр} \approx 0$, и выходное напряжение равно нулю $u_{вых} = 0$. Таким образом, в цепи выпрямителя протекает ток i в виде импульсов, он создает на сопротивлении R_n выпрямленное напряжение $u_{вых}$, которое также имеет форму однополярных импульсов. Полярность выпрямленного напряжения зависит от способа включения диода VD : в схеме рис.2.7,а выходное напряжение положительно относительно анода диода VD ; в схеме рис.2.7,б – отрицательное.

Работу выпрямителя рис.2.7,а хорошо иллюстрирует его диаграмма работы, приведенная на рис.2.8.

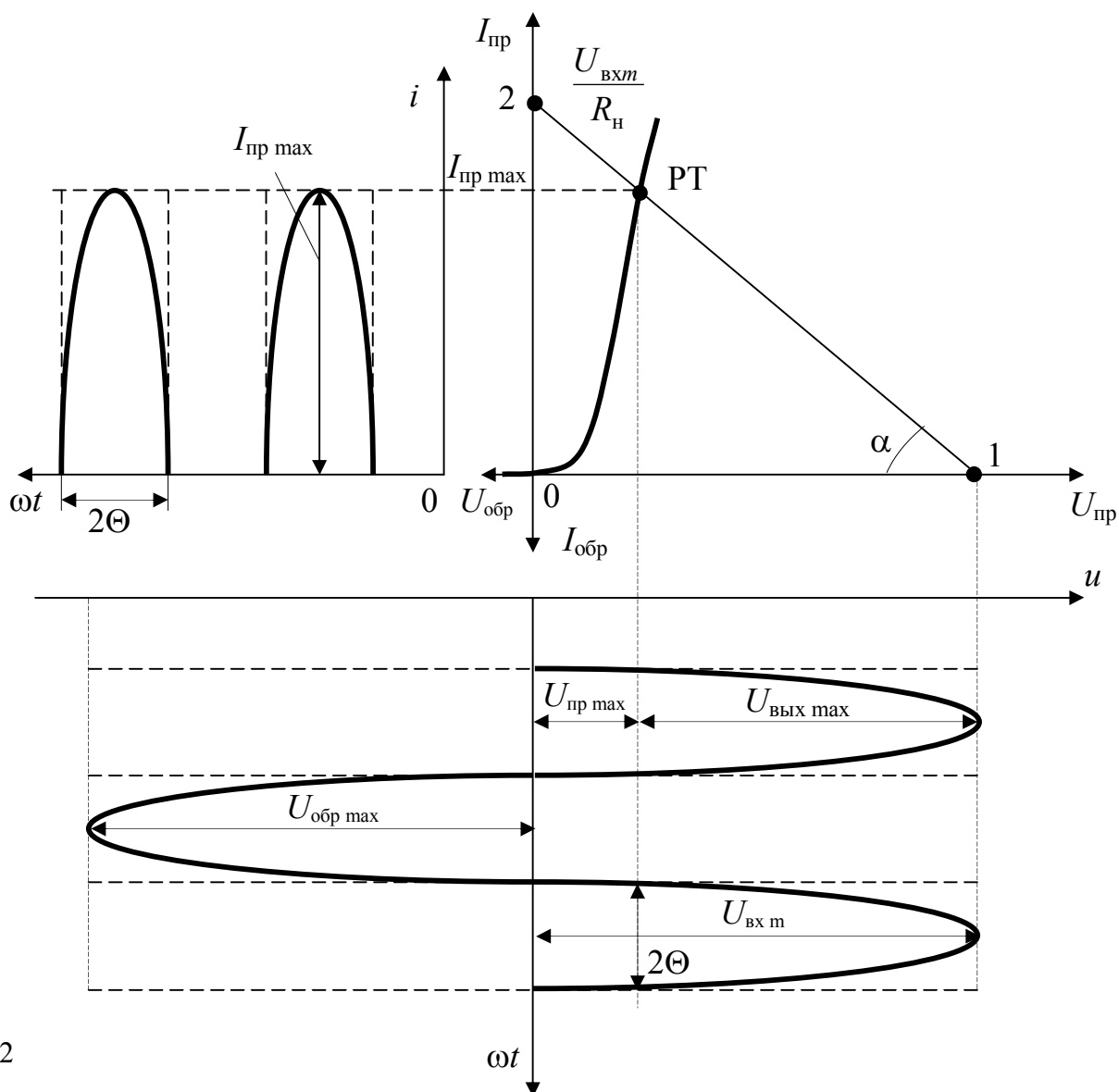


Рис. 2.10. Диаграмма работы однополупериодного выпрямителя
(рис. 2.7,а)

На рис. 2.10 приведена прямая ветвь вольт-амперной характеристики диода VD , а обратная ветвь ВАХ будем полагать, что совпадает с осью напряжения $U_{обр}$, так как $I_{обр} \approx 0$. В этой же системе координат построена *линия нагрузки* (нагрузочная прямая). Для ее построения составим уравнение, связывающее мгновенные значения токов и напряжений в цепи диода:

$$u_{вх} = u_{д} + i_{пр} R_{н} = u_{д} + u_{вых}, \quad (2.4)$$

где $u_{вых} = i_{пр} R_{н}$.

В схеме рис.2.7,а *отрицательная полуволна входного напряжения* для диода VD является *обратной* (запирающей), потому в цепи диода протекает очень маленький обратный ток $i = I_{обр} = I_0 \approx 0$, выходное напряжение $u_{вых} = I_{обр} R_{н} = 0$ равно нулю, а напряжение на диоде $u_{д} = u_{вх}$, то есть равно отрицательной полуволне входного напряжения.

Положительная полуволна входного напряжения в схеме рис.2.7,а для диода VD является *прямой* (открывающей), в цепи диода протекает прямой ток $i = i_{пр}$, на диоде падает прямое напряжение $u_{д} = u_{пр}$. Уравнение (2.4) можно записать в следующем виде:

$$u_{вх} = u_{пр} + i_{пр} R_{н} = u_{пр} + u_{вых}, \quad (2.5)$$

где $u_{вых} = i_{пр} R_{н}$, то есть появляется *выходное напряжение*, которое *существует* только *при положительной полуволне входного напряжения*.

В системе координат $(I_{пр}, U_{пр})$ на рис. 2.10 уравнение (2.5) является уравнением прямой линии. Линию нагрузки строим по двум точкам для максимального значения входного напряжения $u_{вх} = U_{вхm}$.

Точка 1: $i_{пр} = 0, u_{вх} = U_{вхm}$;

Точка 2: $u_{пр} = 0, i_{пр \text{ расч}} = \frac{U_{вхm}}{R_{н}}$.

Через точки 1 и 2 проводим прямую, которая и есть *линией нагрузки*.

Тангенс угла α линии нагрузки равен

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{U_{вхm}}{i_{пр \text{ расч}} R_{н}} = \frac{1}{R_{н}}.$$

Таким образом, угол наклона α однозначно связан со значением сопротивления нагрузки $R_{н}$: при увеличении $R_{н}$ угол α уменьшается, при уменьшении $R_{н}$ угол α увеличивается. Поэтому эту прямую называют *линией нагрузки*.

Точка пересечения линии нагрузки с ВАХ диода дает рабочую точку РТ, которая определяет рабочий режим диода VD . Проекция РТ на ось тока определяет максимальное значение прямого тока диода $I_{пр \text{ max}}$. Проекция РТ на ось напряжения позволяет определить максимальное значение прямого напряжения на диоде $U_{пр \text{ max}}$, а разность $U_{вх \text{ max}} - U_{пр \text{ max}} = U_{вых \text{ max}}$ дает максимальное значение выходного напряжения. При этом должно соблюдаться равенство: $U_{вых \text{ max}} = I_{пр \text{ max}} R_{н}$. Обратное напряжение полностью падает на диоде, то есть $U_{обр \text{ max}} = U_{вх \text{ m}}$.

Как видно из рис. 2.10, ток в цепи диода имеет вид синусоидальных импульсов с отсечкой. Половина той части периода, в течение которого протекает ток, называется *углом отсечки*. На рис. 2.10 угол отсечки обозначен θ и показан как на эюре тока, так и на эюре напряжения. Измеряется угол отсечки в радианах или градусах. В выпрямителях обычно выполняется условие $U_{вх\ m} \gg U_{пр\ max}$, в этом случае $2\theta = \pi$, то есть ток $i_{пр}$, а следовательно, и выходное напряжение $u_{вых} = i_{пр} R_n$ существуют половину периода входного напряжения. Вторую половину периода диод VD заперт, ток $i_{обр} \approx 0$, а выходное напряжение $u_{вых} = 0$. Потому выпрямитель рис. 2.7,а называется *однополупериодным*.

На рис. 2.11 приведена временная диаграмма однополупериодного выпрямителя (рис.2.7,а), которая получена из диаграммы работы 2.10. Из этой диаграммы следует, что выходное напряжение *однополярное* и имеет *положительный знак*.

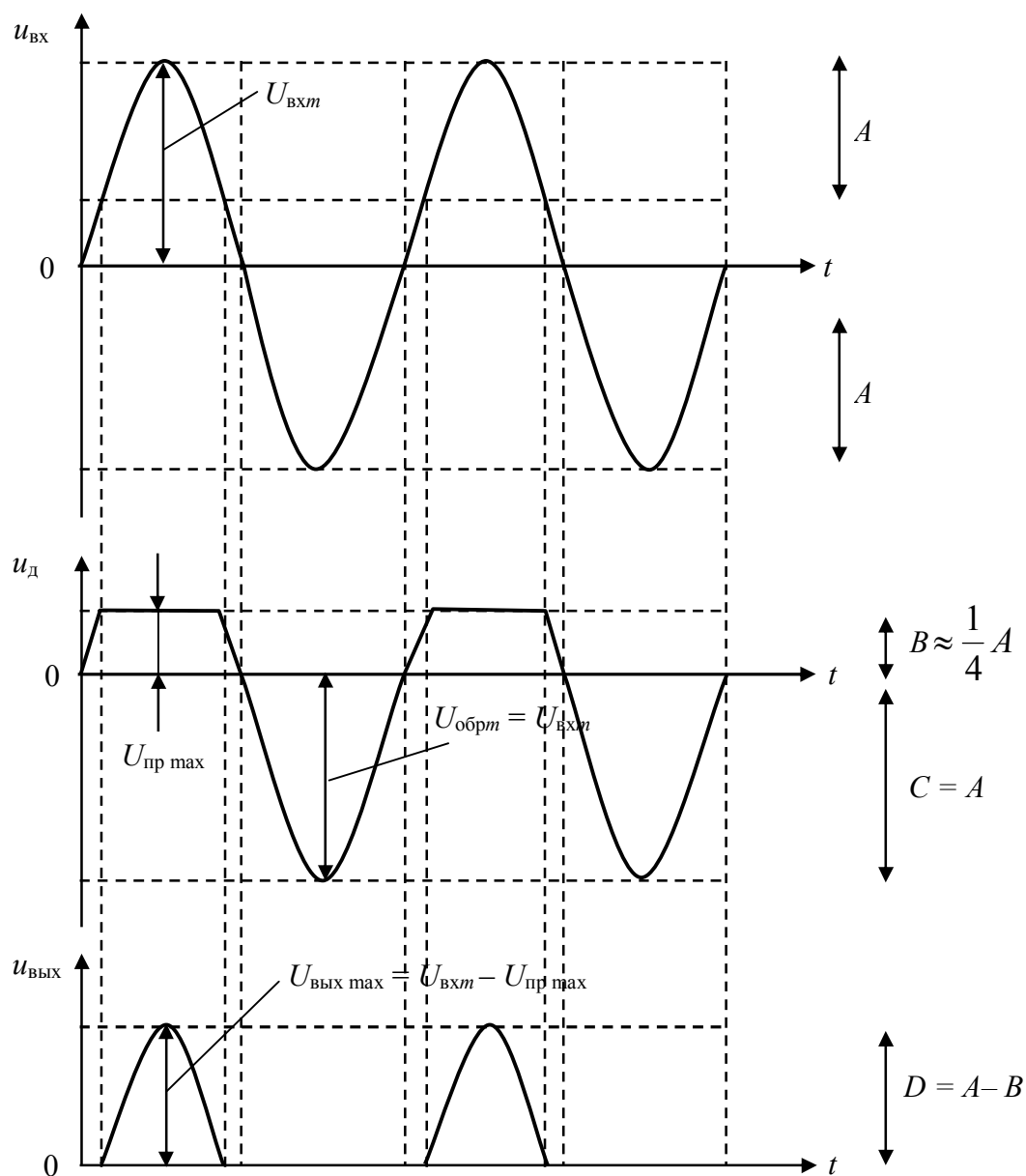


Рис. 2.11. Временная диаграмма однополупериодного выпрямителя (рис. 2.7,а)

В схеме рис. 2.7,б положительная полуволна входного напряжения для диода VD является *обратной* (запирающей), а *отрицательной* – *прямой* (открывающей).

Для схемы рис. 2.7,б временная диаграмма работы приведена на рис. 2.12. Из этой диаграммы следует, что выходное напряжение *однополярное* и имеет *отрицательный* знак.

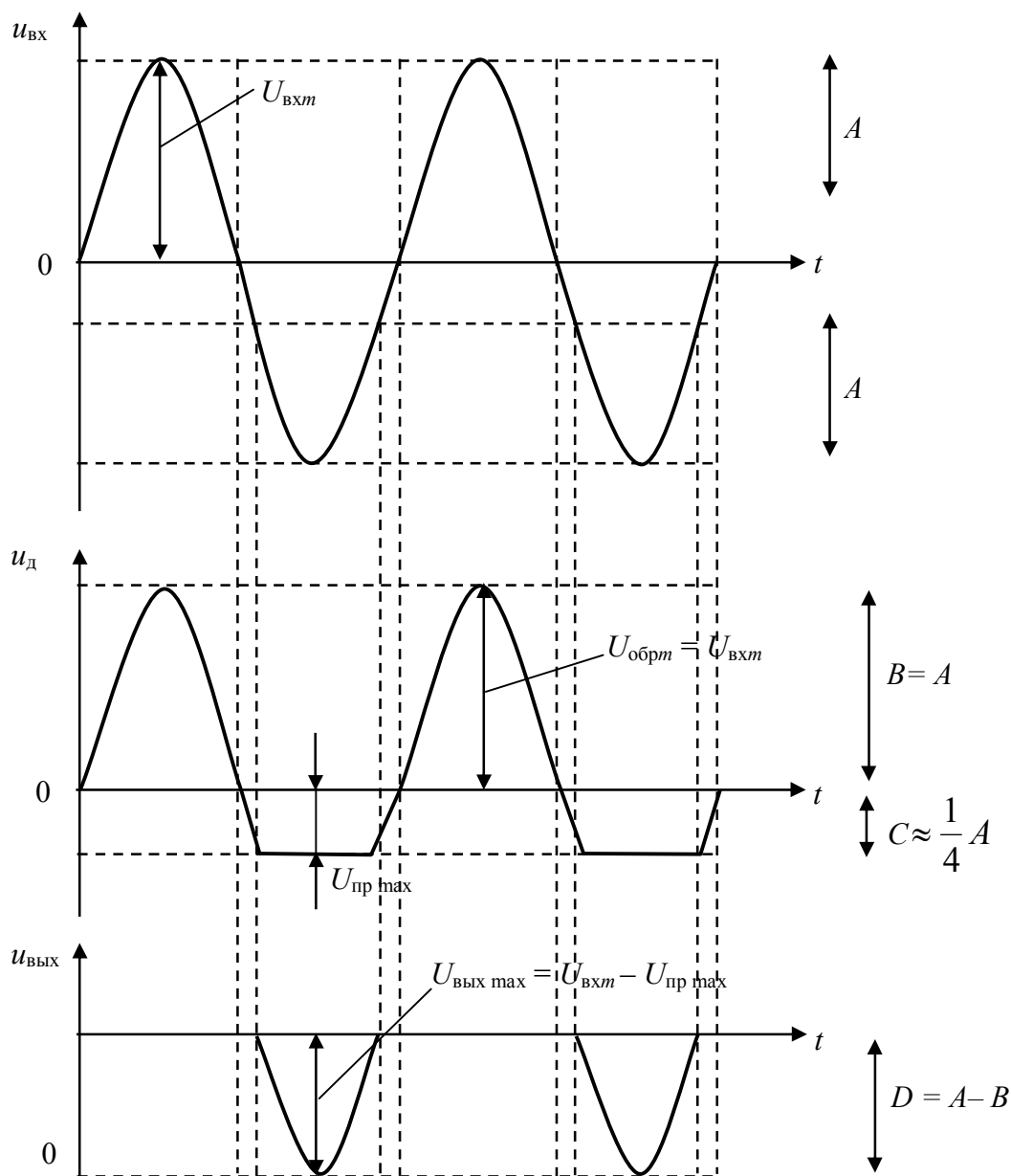


Рис. 2.12. Временная диаграмма однополупериодного выпрямителя (рис. 2.7,б)

Как видно из диаграммы работы (рис. 2.10) в однополупериодном выпрямителе используется только половина периода приложенного напряжения, а вторая половина используется бесполезно.

В схеме рис. 2.13 ток $i_{\text{пр}}$ и выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ существуют оба периода выходного напряжения (рис.2.14), потому такие выпрямители называют *двухполупериодными*.

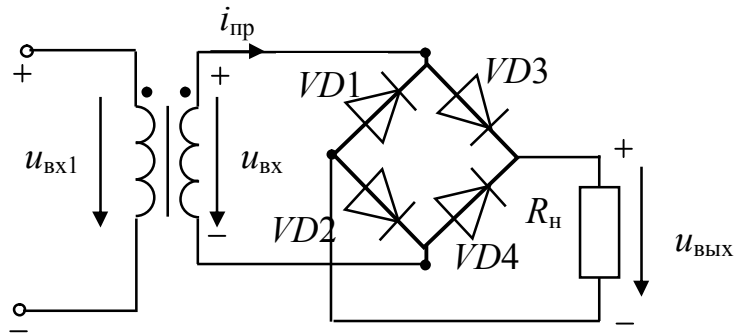


Рис. 2.13. Выпрямитель двухполупериодный

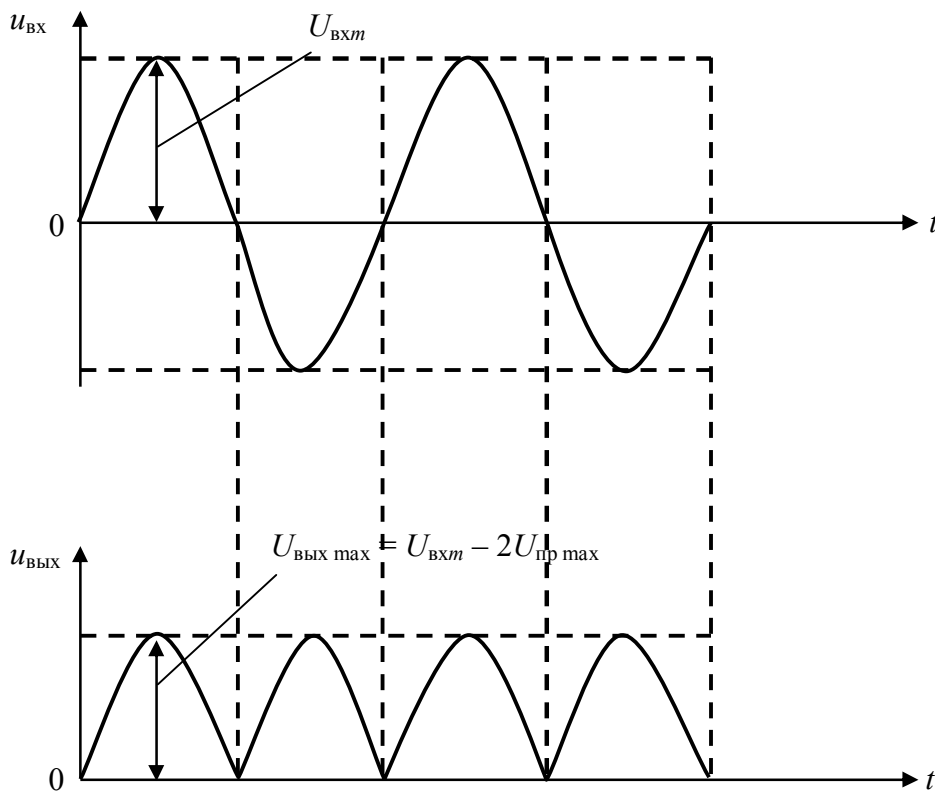


Рис. 2.14. Временная диаграмма двухполупериодного выпрямителя

В схеме рис. 2.13 работают одновременно два диода в каждый полупериод входного напряжения: при подаче положительной полуволны входного напряжения $u_{ВХ}$ ток $i_{пр}$ протекает через диоды $VD3$ и $VD2$, создавая на сопротивлении нагрузки R_H положительное выходное напряжение $u_{ВЫХ}$. При подаче отрицательной полуволны входного напряжения $u_{ВХ}$ ток $i_{пр}$ протекает через диоды $VD4$ и $VD1$, создавая на сопротивлении нагрузки R_H также положительное выходное напряжение. Следовательно, выходное напряжение получилось однополярным, но при этом используются обе полуволны входного напряжения. Максимальное выходное напряжение в этой схеме равно

$$U_{ВЫХ \max} = U_{ВХm} - 2U_{пр \max}.$$

Периодическую последовательность импульсов напряжения $u_{ВЫХ}$ (тока $i_{пр}$) можно разложить в ряд Фурье, в результате получим спектральный состав тока $i_{пр}$ и выходно-

го напряжения $u_{\text{ВЫХ}}$. Выходное напряжение кроме постоянной составляющей содержит высшие гармоники, которые называют *пульсациями* выходного напряжения. Для *сглаживания* (уменьшения пульсаций) выпрямленного напряжения параллельно нагрузке включают конденсатор большой емкости либо включают между диодами и нагрузкой сглаживающие фильтры. Сглаживающие фильтры – это фильтры нижних частот с большой постоянной времени. Для лучшего сглаживания используют многозвенные фильтры.

Основными параметрами, характеризующими качество работы выпрямителя, являются:

- *средние значения* выходного (выпрямленного) напряжения $U_{\text{ВЫХ ср}}$ и тока $I_{\text{ср}}$

$$U_{\text{ВЫХ ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{ВЫХ}} dt, \quad I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{пр}} dt,$$

где T – период изменения выходного напряжения (тока);

- *частота пульсаций* f_n выходного напряжения (тока)

$$f_n = \frac{1}{T};$$

- *коэффициент пульсаций* k_n , равный отношению амплитуды напряжения пульсаций $U_n = U_{\text{ВЫХ max}} - U_{\text{ВЫХ min}}$ к среднему значению выходного напряжения

$$k_n = \frac{U_n}{U_{\text{ВЫХ ср}}}.$$

Простейшим фильтром, который позволяет уменьшить (сгладить) пульсации выходного напряжения выпрямителя, является конденсатор большой емкости, подключенный параллельно сопротивлению нагрузки (рис. 2.15).

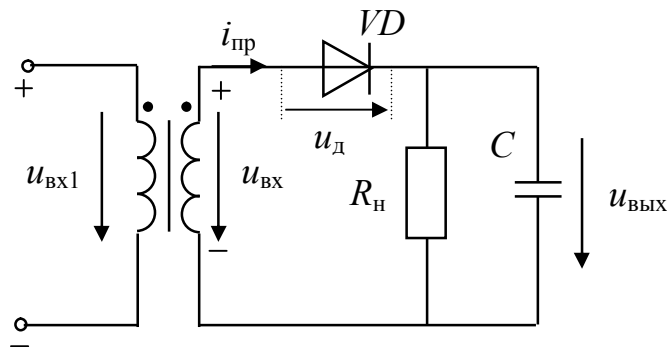


Рис. 2.15. Однополупериодный выпрямитель со сглаживающим конденсатором

Конденсатор C хорошо сглаживает пульсации, если его емкость такова, что выполняется неравенство

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_{н}.$$

Работу выпрямителя со сглаживающим конденсатором иллюстрирует рис. 2.16.

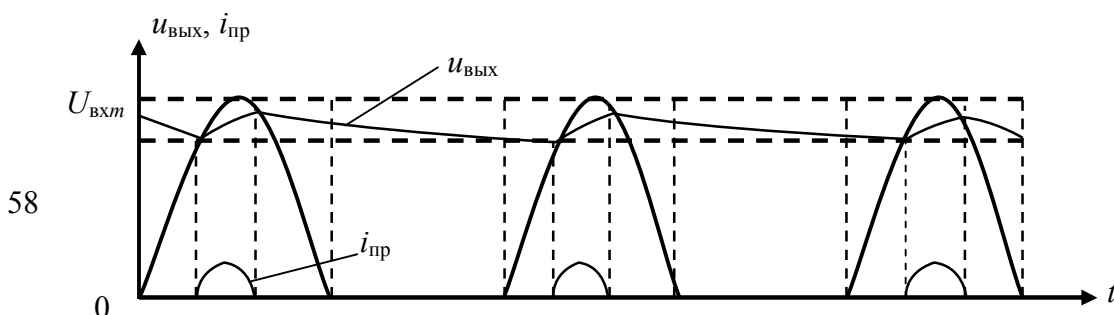


Рис. 2.16. Сглаживание пульсаций с помощью фильтра

В течение некоторой части положительного полупериода, когда напряжение на диоде VD прямое, через диод проходит ток, заряжающий конденсатор C до напряжения $U_{\text{вых max}}$. В то время, когда ток через диод не проходит, конденсатор разряжается через сопротивление нагрузки R_H и создает на нем напряжение, которое постепенно уменьшается.

Заряд конденсатора через малое сопротивление диода происходит быстро. Разряд конденсатора через большое сопротивление нагрузки происходит гораздо медленнее. Вследствие этого напряжение на конденсаторе и включенной параллельно ему нагрузке пульсирует незначительно. Если постоянную времени разряда конденсатора $\tau = CR_H$ выбрать очень большой, то выпрямленное напряжение практически не будет изменяться, то есть будет постоянным, а пульсации напряжения очень маленькими.

Наличие конденсатора C удваивает обратное напряжение на диоде VD , так как при отрицательной полуволне входного напряжения к диоду приложено суммарное напряжение

$$U_{\text{обр}} = U_{\text{вх m}} + U_C \approx U_{\text{вх m}}.$$

Поэтому диод надо выбирать по максимальному допустимому напряжению таким, чтобы он выдерживал это обратное напряжение.

Двухполупериодные выпрямители имеют значительно меньшее напряжение пульсаций, что позволяет существенно уменьшить требования к сглаживающим фильтрам. Лучшие показатели имеют выпрямители, где в качестве выпрямляемого напряжения используются Π -образные импульсы. Для получения больших значений выпрямленных токов и меньших пульсаций используют трехфазные выпрямители при трехфазном входном напряжении.

2.5. Параметрический стабилизатор постоянного напряжения

Стабилизатор напряжения – это устройство, включаемое между источником и потребителем, автоматически поддерживающее постоянным напряжение на нагрузке с заданной степенью точности при воздействии дестабилизирующих факторов в заданных пределах. Основными дестабилизирующими факторами являются изменения входного (питающего) напряжения, изменения потребляемой мощности, температуры окружающей среды и другие.

Параметрический стабилизатор – это стабилизатор, в котором стабилизация напряжения осуществляется за счет включения нелинейного элемента, имеющего соответствующую ВАХ. Такую ВАХ имеет полупроводниковый стабилитрон (рис. 2.6).

Схемы параметрических стабилизаторов напряжения приведены на рис. 2.17.

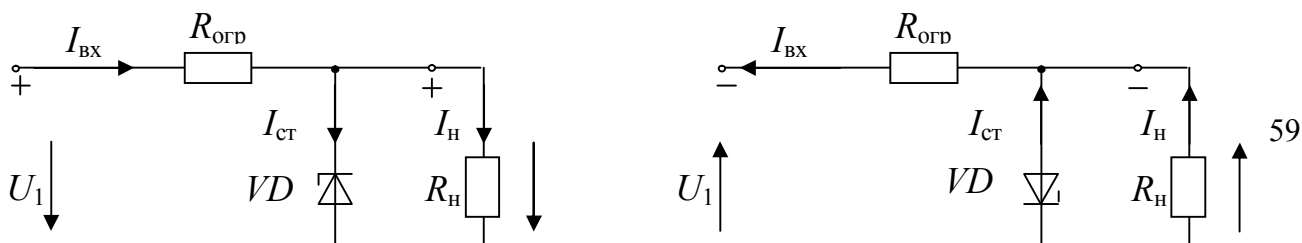


Рис. 2.17. Параметрические стабилизаторы:
 а – напряжение положительной полярности;
 б – напряжение отрицательной полярности

В стабилизаторах напряжения стабилитрон включен параллельно нагрузке, $R_{огр}$ – ограничительное сопротивление.

Амплитудная характеристика идеального стабилизатора напряжения приведена на рис.2.18, из которой видно, что при входном напряжении $U_{вх} \geq U_{ст}$ напряжение на нагрузке остается постоянным и равным напряжению стабилизации ($U_{вых} = U_{ст}$).

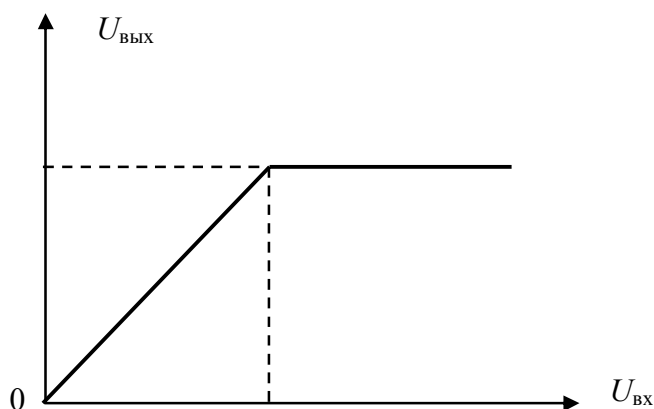


Рис. 2.18. Амплитудная характеристика идеального стабилизатора напряжения

Стабилизация напряжения достигается тем, что разность напряжения ($U_{вх} - U_{ст}$) гасится на ограничительном сопротивлении $R_{огр}$. Если $U_{вх} < U_{ст}$, стабилизатор не работает, так как электрический пробой стабилитрона еще не произошел.

Расчет режима стабилизации можно выполнить графическим путем с использованием ВАХ стабилитрона, как показано на рис. 2.19. В расчете используется обратное напряжение на стабилитроне, как приведено на рис. 2.17.

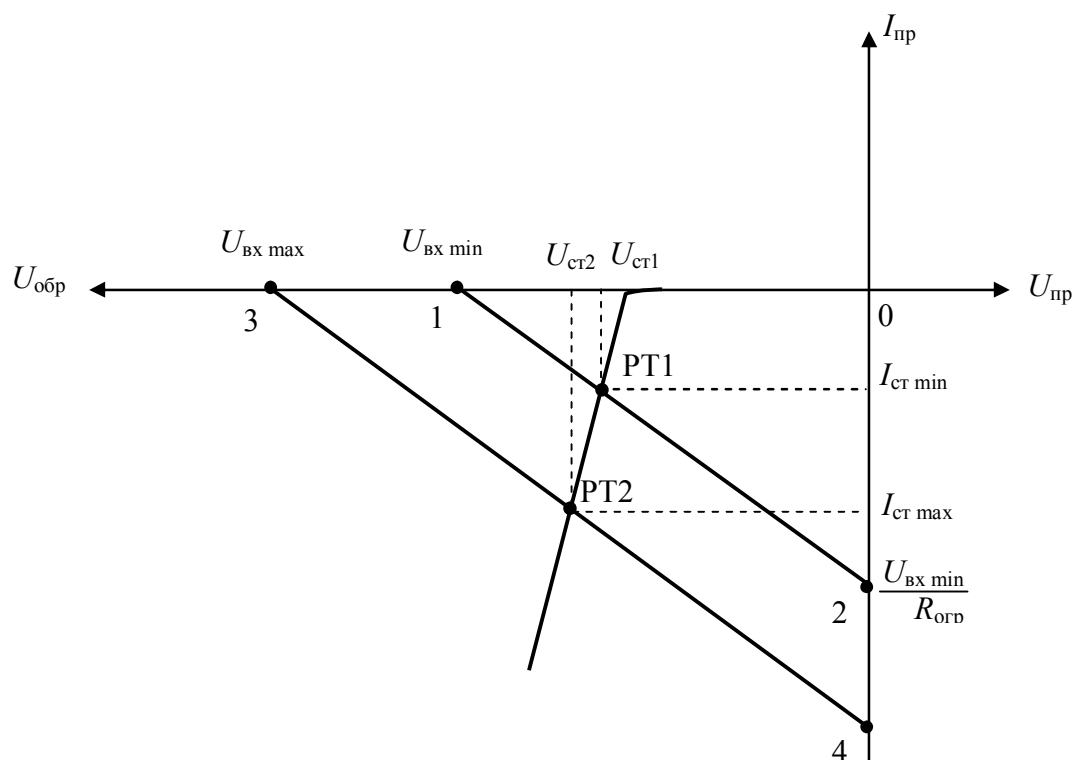


Рис. 2.19. Диаграмма работы параметрического стабилизатора напряжения

Входное напряжение нестабильно, то есть изменяется от максимального до минимального значения ($U_{\text{вх max}}, U_{\text{вх min}}$), при этом должно выполняться неравенство $U_{\text{вх min}} > U_{\text{ст}}$.

Для схемы рис. 2.17,а составим уравнение цепи согласно второму закону Кирхгофа. Если полагать, что $I_{\text{н}} \ll I_{\text{ст}}$, то $I_{\text{вх}} \ll I_{\text{ст}}$, уравнение будет имеет следующий вид

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{ст}} R_{\text{огр}} + U_{\text{ст}}, \quad (2.6)$$

где $U_{\text{ст}}, I_{\text{ст}}$ – обратное напряжение и обратный ток стабилитрона в режиме пробоя.

В системе координат ($U_{\text{обр}}, I_{\text{обр}}$) на рис. 2.19 уравнение (2.6) является уравнение прямой линии (линии нагрузки). Так как входное напряжение изменяется от минимального значения $U_{\text{вх min}}$ до максимального $U_{\text{вх max}}$, то таких линий будет две.

Для минимального значения входного напряжения $U_{\text{вх min}}$:

точка 1: $I_{\text{ст}} = 0, U_{\text{ст}} = U_{\text{вх min}}$;

точка 2: $U_{\text{ст}} = 0, I_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вх min}}}{R_{\text{огр}}}$;

для максимального значения входного напряжения $U_{\text{вх max}}$:

точка 3: $I_{\text{ст}} = 0, U_{\text{ст}} = U_{\text{вх max}}$;

точка 4: $U_{\text{ст}} = 0, I_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вх max}}}{R_{\text{огр}}}$.

Через точки 1 и 2 проводим линию нагрузки, через точки 3 и 4 проводим также линию нагрузки.

Эффективность работы стабилизатора оценивается коэффициентом стабилизации $k_{\text{ст}}$, который показывает, во сколько раз относительное изменение напряжения на выходе стабилизатора меньше, чем относительно изменение напряжения на входе:

$$k_{\text{ст}} = \frac{\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх ср}}}}{\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых ср}}}}, \text{ или } \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх ср}}} \Big/ \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых ср}}}, \quad (2.7)$$

где $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}}$ – изменение входного напряжения;

$U_{\text{вх ср}} = \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}}}{2}$ – среднее значение входного напряжения;

$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} = U_{\text{ст2}} - U_{\text{ст1}}$ – изменение выходного напряжения;

$U_{\text{вых ср}} = \frac{U_{\text{ст1}} + U_{\text{ст2}}}{2} = U_{\text{ст}}$ – среднее значение выходного напряжения, равное напряжению стабилизации.

Из рис. 2.19 и формулы (2.7) видно, что эффективность стабилизации тем выше (коэффициент стабилизации $k_{\text{ст}}$ тем больше), чем ВАХ стабилитрона ближе к идеальной характеристике, когда $U_{\text{ст}} = 0, I_{\text{ст}} \rightarrow \infty$.

Для установления и поддержания правильного режима стабилизации ограничительное сопротивление $R_{\text{огр}}$ должно иметь определенное значение. Обычно его рассчитывают для средних значений $U_{\text{вх ср}}$ и $I_{\text{ст ср}}$:

$$R_{\text{огр}} = \frac{U_{\text{вх ср}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст ср}} + I_{\text{н}}},$$

где $I_{\text{ст ср}} = \frac{I_{\text{ст max}} + I_{\text{ст min}}}{2}$ – среднее значение тока стабилизации,

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{ст}}}{R_{\text{н}}} \text{ – ток нагрузки.}$$

Если входное напряжение будет изменяться в ту или другую сторону относительно среднего значения $U_{\text{вх ср}}$, то будет изменяться и ток стабилизации относительно среднего значения $I_{\text{ст ср}}$, но напряжение на стабилитроне VD , а следовательно, на нагрузке $R_{\text{н}}$ будет почти постоянным.

Поскольку все изменения входного напряжения должны поглощаться ограничительным резистором $R_{\text{огр}}$, то наибольшее изменение входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$ должно соответствовать наибольшему возможному изменению тока $\Delta I_{\text{ст}}$

$$\Delta I_{\text{ст}} = I_{\text{ст max}} - I_{\text{ст min}},$$

при котором еще сохраняется стабилизация.

Отсюда следует, что стабилизация будет осуществляться только при соблюдении условия

$$\Delta U_{\text{вх}} \leq \Delta I_{\text{ст}} R_{\text{огр}}.$$

Для получения больших значений стабильных напряжений используют последовательное соединение стабилитронов, которые рассчитаны на одинаковые токи (рис. 2.20).

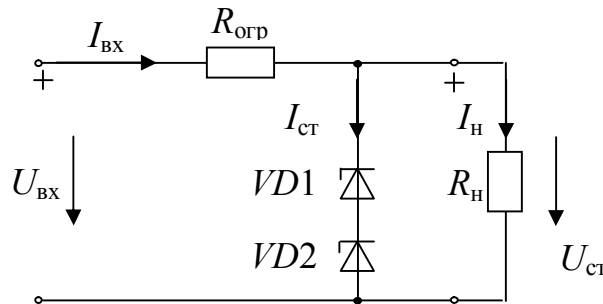


Рис. 2.20. Последовательное включение стабилитронов

Для повышения стабильности напряжения применяют также каскадное соединение стабилитронов (рис. 2.21).

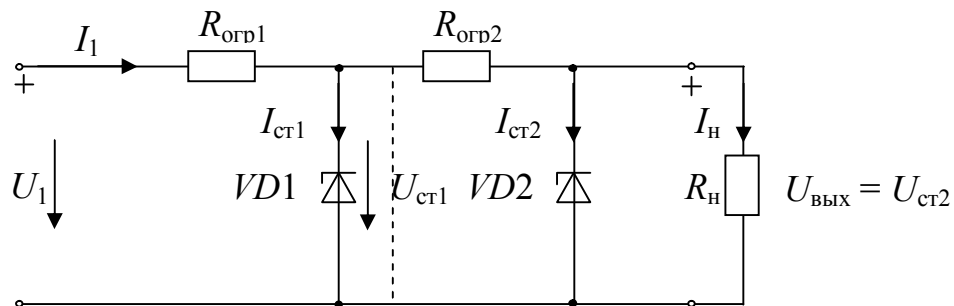


Рис. 2.21. Каскадное включение стабилитронов

В схеме рис.2.21 стабилитрон $VD1$ должен иметь напряжение стабилизации большее, чем стабилитрон $VD2$, так как

$$U_{\text{ст1}} = U_{\text{ст2}} + I_2 R_{\text{огр2}},$$

где $I_2 = I_{\text{ст2}} + I_{\text{н}}$.

Практически полупроводниковый стабилитрон может обеспечить коэффициент

стабилизации, равный нескольким десяткам. При каскадном соединении (рис. 2.21) общий коэффициент стабилизации равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных звеньев

$$k_{ст} = k_{ст1} \cdot k_{ст2}$$

и уже при двух звеньях может достигать нескольких сотен.

Следует отметить, что если имеют место пульсации входного напряжения $U_{вх}$, то стабилитрон значительно сглаживает их. Это объясняется тем, что стабилитрон обладает малым сопротивлением переменному току. Оно обычно во много раз меньше сопротивления $R_{огр}$. Поэтому большая часть напряжения пульсаций падает на $R_{огр}$, а на стабилитроне и на нагрузке будет лишь малая часть этого напряжения.

Недостаток рассмотренных схем стабилизации состоит в том, что потери мощности в самом стабилитроне и на $R_{огр}$ велики, особенно в схемах каскадного соединения.

2.6. Амплитудные ограничители напряжения

Амплитудные ограничители напряжения бывают двух типов: ограничители сверху и ограничители снизу. Ограничители бывают *односторонними*, которые ограничивают напряжение только одной полярности, и *симметричными* (двусторонними), которые ограничивают напряжение обеих полярностей. На рис. 2.22 приведены схемы односторонних ограничителей положительной и отрицательной полярности входного напряжения.

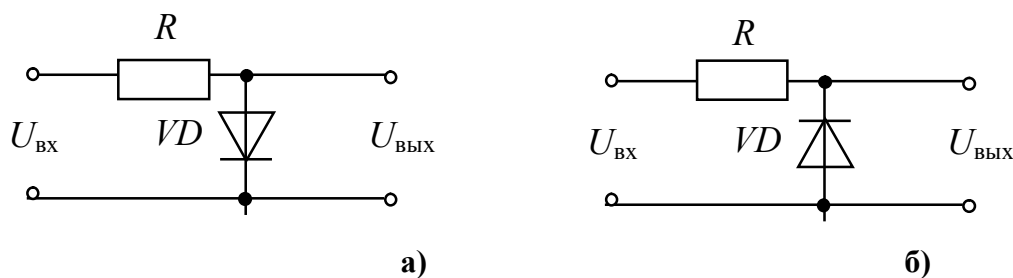


Рис. 2.22. Односторонние ограничители напряжения:
а – положительной полярности;
б – отрицательной полярности

В схеме рис. 2.22,а положительная полуволна входного напряжения является прямым напряжением для диода VD . Как следует из рис. 2.11, прямое напряжение на диоде VD ограничено максимальным значением $U_{пр\ max}$, которое на схеме рис. 2.22,а есть выходное напряжение ограничителя. То есть для положительной полуволны входного напряжения уровень ограничения выходного напряжения равен: $U_{вых\ огр} = U_{пр\ max}$.

Отрицательная полуволна входного напряжения для диода VD является обратной, поэтому диод закрывается, и все входное напряжение действует на выходе: $U_{выхм} = U_{вхм}$.

Временная диаграмма схемы рис. 2.22,а приведена на рис. 2.23.

В схеме рис. 2.22,б ограничивается отрицательная полуволна входного напряжения, так как это напряжение для диода VD является прямым, и следовательно, выходное напряжение при отрицательной полуволне ограничено значением $U_{вых\ огр} = U_{пр\ max}$. Положительная полуволна входного напряжения для диода VD является обратной (запирающей), поэтому выходное напряжение будет равно входному: $U_{выхм} = U_{вхм}$.

Временная диаграмма схемы рис. 2.22,б приведена на рис. 2.24.

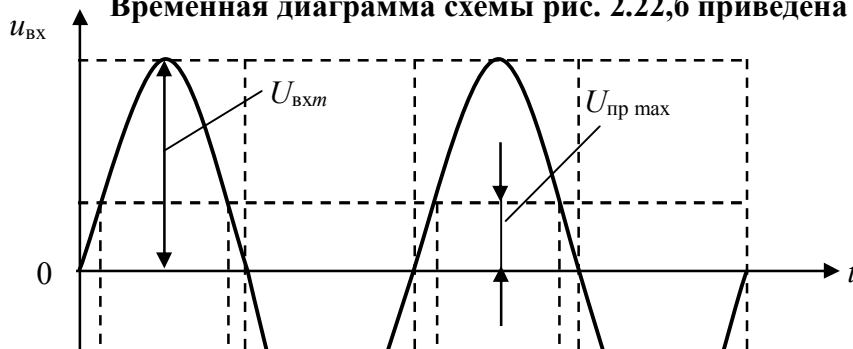


Рис. 2.23. Временная диаграмма одностороннего ограничителя положительной полуволны входного напряжения (рис. 2.22,а)

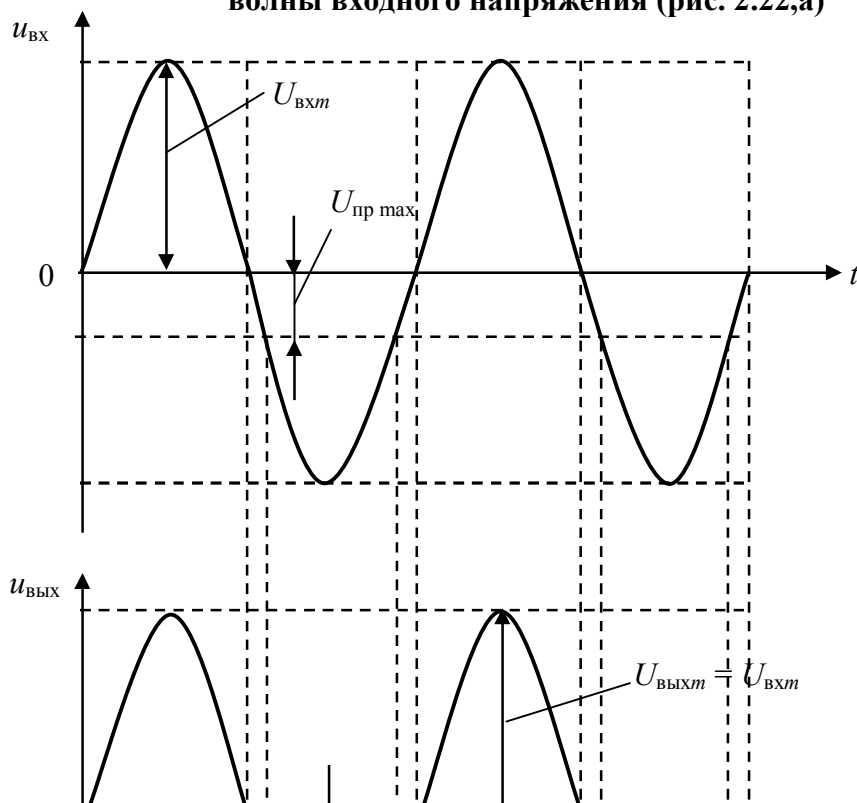


Рис. 2.24. Временная диаграмма одностороннего ограничителя отрицательной полуволны входного напряжения (рис. 2.22,б)

Если включить два диода параллельно и встречно, как показано на рис. 2.25, то получим симметричный ограничитель напряжения. Если диоды $VD1$ и $VD2$ одинаковые, то уровни ограничения $U_{пр\ max1} = U_{пр\ max2} = U_{вых\ огр1} = U_{вых\ огр2}$.

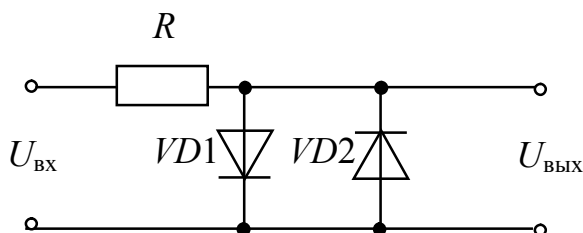


Рис. 2.25. Симметричный ограничитель напряжения

Временная диаграмма симметричного ограничителя напряжения приведена на рис.2.26.

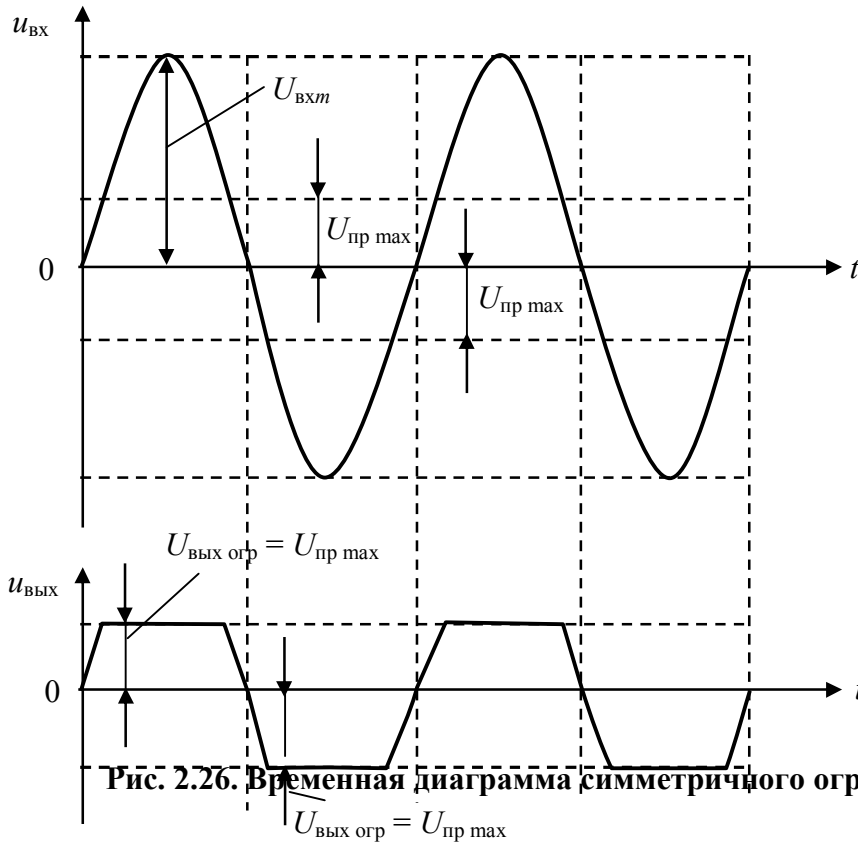
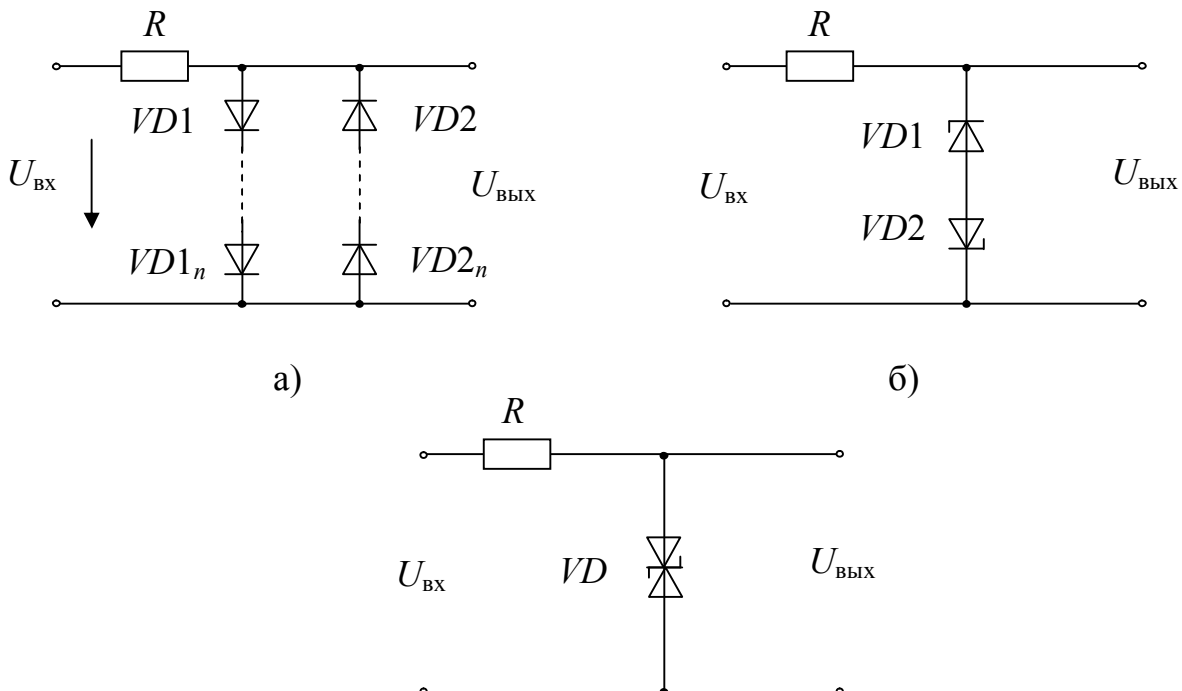


Рис. 2.26. Временная диаграмма симметричного ограничителя

Если в качестве ограничительных использовать кремниевые диоды, то уровень ограничения будет равен $U_{\text{вых огр}} = U_{\text{пр max}} \approx 0,7 \text{ В}$. Напряжение ограничения можно увеличить, если использовать последовательное соединение диодов (рис. 2.27,а), встречное включение стабилитронов (2.27,б) или двусторонний стабилитрон (рис. 2.27,в).



в)

Рис. 2.27. Симметричные ограничители напряжения:

а) на диодах; б) на стабилитронах; в) на двустороннем стабилитроне

В схеме 2.27,а выходное напряжение равно $U_{\text{вых огр}} = nU_{\text{пр max}}$, где $U_{\text{пр max}} = 0,7 \text{ В}$, число пар диодов $VD1_n - VD2_n$. В схеме 2.27,б выходное напряжение равно $U_{\text{вых огр}} = U_{\text{ст}} + 0,7 \text{ В}$, в схеме рис. 2.27,в – $U_{\text{вых огр}} = U_{\text{ст}}$.

2.7. Туннельный диод

Туннельный диод имеет вольт-амперную характеристику, в которой есть участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением; падающий участок на характеристике диода $VD3$ в табл. 2.2. В качестве примера применения туннельного диода рассмотрим автогенератор гармонических колебаний СВЧ диапазона, схема которого приведена на рис. 2.28,б.

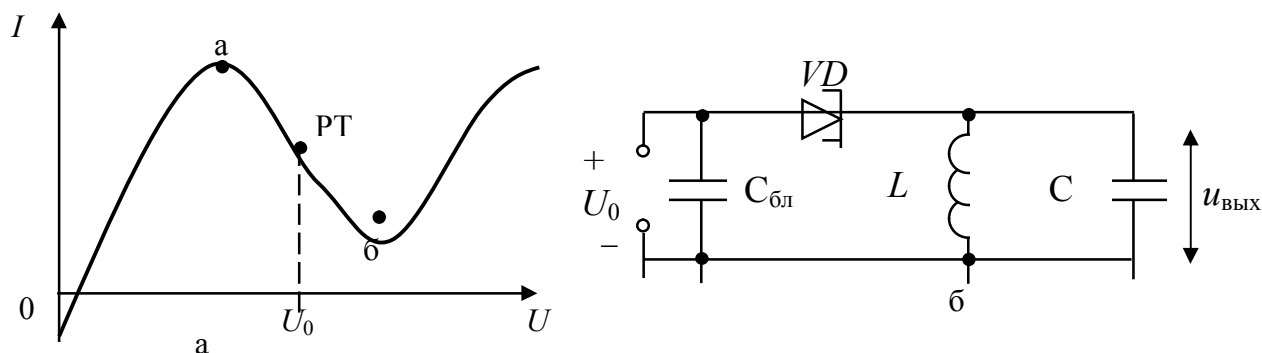


Рис. 2.28. Автогенератор на туннельном диоде:

а – ВАХ туннельного диода; б – схема автогенератора

В автогенераторе рис. 2.28,б используется отрицательное дифференциальное сопротивление диода VD . Для этого с помощью напряжения смещения U_0 рабочая точка РТ устанавливается примерно на середине падающего участка (а-б) ВАХ диода. Блокировочный конденсатор $C_{\text{бл}}$ защищает источник постоянного напряжения U_0 от прохождения через него переменного тока генерируемой частоты. Отрицательное дифференциальное сопротивление диода компенсирует потери колебательного контура LC , и в схеме возникают незатухающие колебания.

2.8. Варикапы

Варикапы – это диоды, которые работают при обратном напряжении. От обратного напряжения зависит значение барьерной емкости диода $C(U)$, как показано в табл. 2.2 диод $VD4$. Таким образом, варикапы представляют собой конденсатор переменной емкости, управляемые изменением обратного напряжения.

Как пример рассмотрим схему включения варикапа в колебательный контур в качестве конденсатора переменной емкости. Схема приведена на рис. 2.29.

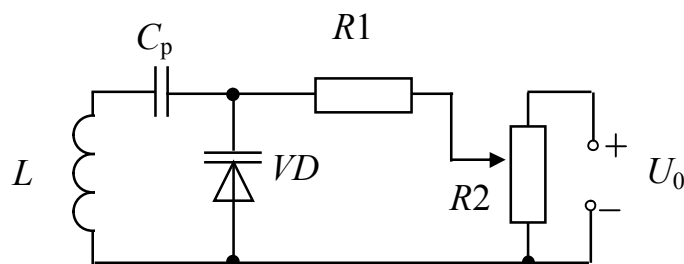


Рис. 2.29. Схема включения варикапа в колебательный контур

С помощью переменного резистора R_2 изменяется обратное напряжение на варикапе VD , при этом изменяется барьерная емкость варикапа и резонансная частота колебательного контура. Колебательный контур образован катушкой индуктивности L и барьерной емкостью C варикапа. Добавочный резистор R_1 с большим сопротивлением включен для того, чтобы добротность контура заметно не уменьшалась из-за шунтирующего резистора R_2 . Конденсатор C_p является разделительным, без него варикап VD для постоянного напряжения U_0 был бы закорочен катушкой индуктивности L .

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите определение полупроводникового диода.
2. Приведите классификацию диодов.
3. Расскажите принцип действия полупроводникового диода.
4. На каких свойствах электронно-дырочного перехода основывается практическое применение полупроводниковых диодов?
5. Нарисуйте ВАХ выпрямительного диода и поясните ее ход.
6. Что называется пробоем электронно-дырочного перехода и какие виды пробоя существуют?
7. От чего зависит величина емкости перехода?
8. Нарисуйте ВАХ стабилитрона и поясните ее ход.
9. Нарисуйте эквивалентную схему полупроводникового диода.
10. Как влияет температура на характеристики диода?
11. Нарисуйте схему однополупериодного выпрямителя для получения положительного напряжения.
12. Нарисуйте схему однополупериодного выпрямителя для получения отрицательного напряжения.
13. Нарисуйте эюры входного и выходного напряжений однополупериодного выпрямителя.
14. Нарисуйте схему параметрического стабилизатора напряжения положительной полярности.
15. Нарисуйте схему параметрического стабилизатора напряжения отрицательной полярности.
16. Нарисуйте амплитудную характеристику стабилизатора напряжения.
17. Нарисуйте диаграмму работы параметрического стабилизатора и поясните ее.
18. Приведите определение коэффициента стабилизации.
19. Нарисуйте схему амплитудного ограничителя сигнала сверху.
20. Нарисуйте схему включения варикапа в колебательный контур.

Глава 3 БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

3.1. Общие сведения

Биполярным транзистором (БТ) называется полупроводниковый прибор, имеющий два взаимодействующих p - n -перехода. Транзистор представляет собой кристалл полупроводника, содержащий три области с поочередно меняющимися типами проводимости. В зависимости от порядка чередования областей различают БТ типов p - n - p и n - p - n . Принцип действия БТ различных типов одинаков. Транзисторы назвали биполярными, так как их работа обеспечивается носителями обеих полярностей: электронами и дырками.

Схематически структура БТ и его условное обозначение представлены на рис. 3.1: на рис. 3.1, а – транзистора p - n - p -типа; на рис. 3.1, б – транзистора n - p - n -типа.

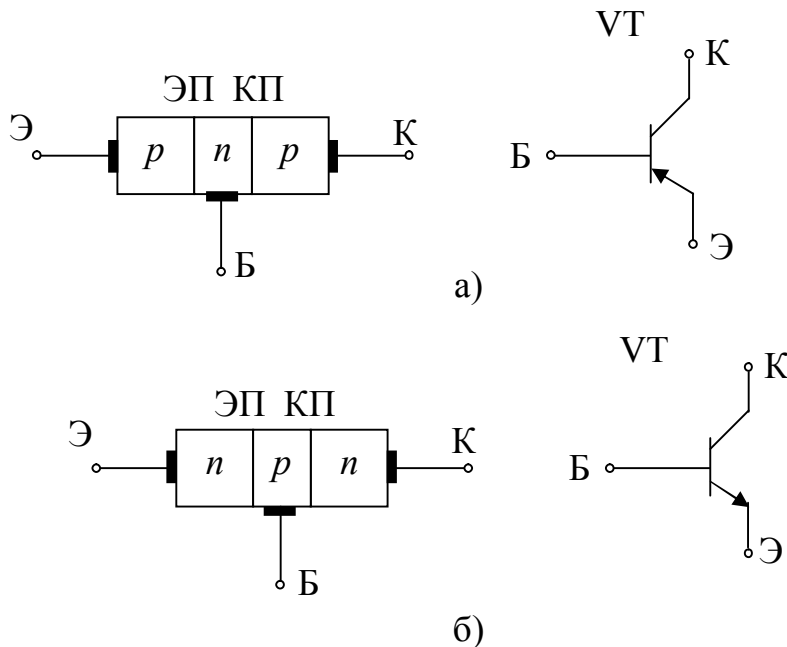


Рис. 3.1. Структура биполярного транзистора и его условное обозначение:
а) p - n - p -типа; б) n - p - n -типа

Одну из крайних областей транзисторной структуры создают с повышенной концентрацией примесей, используют в режиме инжекции и называют *эмиттером* (Э). Среднюю область называют *базой* (Б), а другую крайнюю область – *коллектором* (К). Два p - n -перехода БТ называют эмиттерным и коллекторным.

Таким образом, в транзисторе имеются два p - n -перехода: *эмиттерный* (ЭП) – между эмиттером и базой и *коллекторный* (КП) – между базой и коллектором. Расстояние между переходами должно быть малым, то есть область базы должна быть очень тонкой. Это является условием хорошей работы транзистора. От базы, эмиттера и коллектора сделаны выводы.

Токи в проводах эмиттера, базы, коллектора обозначают соответственно $I_э$, $I_б$, $I_к$. Напряжения между электродами обозначают двойными индексами, например, напряжение между базой и эмиттером $U_{бэ}$, между коллектором и базой $U_{кб}$. В условном обозначении транзисторов на рис. 3.1 стрелка показывает вывод эмиттера, а ее направление – направление тока (от плюса к минусу) в проводе эмиттера при прямом напряжении на эмиттерном переходе.

Биполярный транзистор может работать в четырех режимах в зависимости от полярности напряжений на его переходах.

1) *Режим насыщения*: на оба перехода подано прямое напряжение, оба перехода открыты.

2) *Режим отсечки*: на оба перехода подано обратное напряжение, оба перехода закрыты.

3) *Режим активный*: на эмиттерный переход подано прямое напряжение, а на коллекторный – обратное напряжение; эмиттерный переход открыт, коллекторный закрыт.

4) *Режим инверсный*: на эмиттерный переход подано обратное напряжение, а на коллекторный – прямое напряжение; эмиттерный переход закрыт, коллекторный открыт, то есть режим инверсный (противоположный) по отношению к активному. Инверсный режим используют очень редко.

Активный режим БТ используется в аналоговых схемах: усилителях и генераторах. Режимы отсечки и насыщения используются для импульсной работы БТ и применяются в цифровых схемах.

3.2. Принцип действия биполярного транзистора

Рассмотрим работу биполярного транзистора в активном режиме без нагрузки, когда включены источники постоянных питающих напряжений, как показано на рис. 3.2.

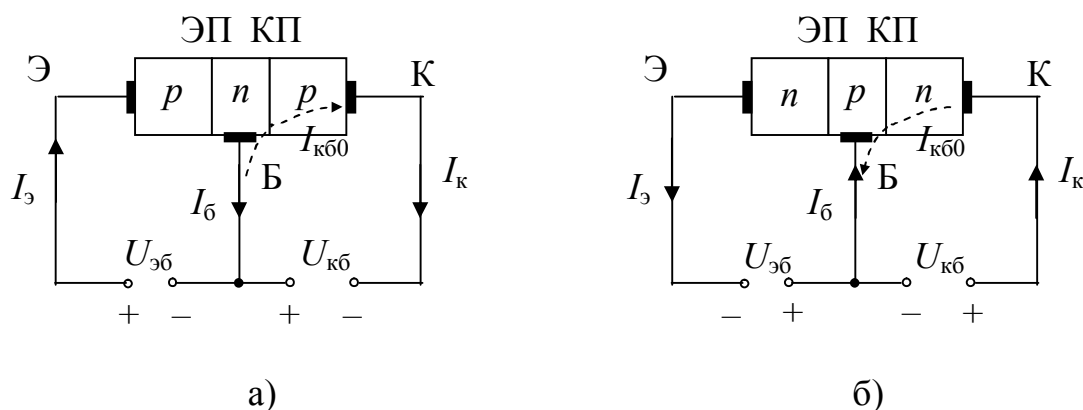


Рис. 3.2. Протекание постоянных токов в транзисторах:
а) p - n - p -типа; б) n - p - n -типа

Полярность питающих напряжений такова, что на эмиттерном переходе напряжение $U_{эб}$ прямое, а на коллекторном переходе напряжение $U_{кб}$ обратное. Поэтому сопротивление эмиттерного перехода мало, и для получения нормального тока в этом переходе $I_э$ достаточно подать небольшое напряжение $U_{эб}$ по-

рядка десятых долей вольта. Сопротивление коллекторного перехода велико, и напряжение $U_{кб}$ обычно составляет десятки вольт. Из рис. 3.2 видно, что напряжение между электродами транзистора связаны простой зависимостью

$$U_{кэ} = U_{кб} + U_{бэ}. \quad (3.1)$$

При работе транзистора в активном режиме всегда выполняется неравенство

$$U_{бэ} \ll U_{кб}.$$

Из рис. 3.2 также видно, что в активном режиме БТ на базу и коллектор подаются напряжения одного знака относительно эмиттера. Следовательно, в активном режиме БТ можно использовать один источник питания для подачи напряжений на электроды.

Вольт-амперная характеристика открытого эмиттерного перехода аналогична характеристике p - n -перехода при прямом напряжении, а ВАХ коллекторного перехода подобна характеристике p - n -перехода при обратном напряжении.

Рассмотрим принцип работы БТ p - n - p -типа в активном режиме (рис. 3.2,а). При подаче прямого напряжения $U_{эб}$ на эмиттерный переход возникает прямой ток эмиттера $I_э$. Дырки этого тока *инжектируются* из эмиттера в базу и благодаря диффузии проникают сквозь базу в коллекторный переход. Так как коллекторный переход работает при обратном напряжении $U_{кб}$, то в нем существует электрическое поле, которое способствует *продвижению (экстракции)* через коллекторный переход дырок, пришедших сюда из эмиттера.

Если толщина базы мала и концентрация электронов в ней невелика, то большинство дырок, пройдя через базу, *не успевают рекомбинировать* с электронами базы и достигают коллекторного перехода. Лишь небольшая часть дырок рекомбинирует в базе с электронами. В результате рекомбинации возникает ток базы $I_б$. Токи в транзисторе связаны следующим соотношением

$$I_э = I_б + I_к. \quad (3.2)$$

Ток базы $I_б$ является бесполезным, желательно, чтобы он был как можно меньше. Обычно справедливо неравенство

$$I_б \ll I_э, \quad (3.3)$$

а, следовательно, ток коллектора $I_к$ лишь незначительно меньше тока эмиттера $I_э$, и можно считать, что

$$I_к \approx I_э. \quad (3.4)$$

Для того, чтобы ток базы $I_б$ был как можно меньше, базу делают очень тонкой и уменьшают в ней концентрацию примесей, которая определяет концентрацию электронов. Тогда меньшее число дырок, пришедших из эмиттера, будет рекомбинировать в базе с электронами.

Когда $U_{эб} = 0$, то практически можно считать, что в эмиттерном переходе нет тока, $I_э = 0$. В этом случае через коллекторный переход протекает лишь небольшой обратный ток коллекторного перехода $I_{кб0}$. Но если под действием напряжения $U_{эб}$ возникает большой ток эмиттера $I_э$, большая часть дырок доходит до коллектора, в результате ток коллектора $I_к$ увеличивается. Таким образом, чем больше ток эмиттера $I_э$, тем больше ток коллектора $I_к$ и ток базы $I_б$.

На рис. 3.2,б приведены полярности питающих напряжений $U_{эб}$ и $U_{кб}$ и направления токов $I_э$, $I_к$, $I_б$ в активном режиме для биполярного транзистора n -

p-n-типа. Как следует из рис. 3.2,б, полярности напряжений и направления токов противоположны по сравнению с транзистором *p-n-p*-типа. Это отражено также в условных обозначениях транзисторов на рис. 3.1: стрелочки у эмиттеров показывают направление тока $I_э$ в активном режиме.

Если на эмиттерный переход подать обратное напряжение, а на коллекторный – прямое, то получим *инверсный режим*. Но в БТ, как правило, коллектор делают со значительно большей площадью, чем эмиттер, так как мощность, рассеиваемая в коллекторном переходе, гораздо больше мощности, рассеиваемой в эмиттерном переходе. Поэтому, если использовать эмиттер в качестве коллектора, то транзистор в этом случае можно использовать при значительно меньшей мощности, что нецелесообразно.

Рассмотрим соотношения между токами в биполярном транзисторе. Ток эмиттера $I_э$ управляется напряжением на эмиттерном переходе $U_{эб}$, но до коллектора доходит несколько меньший ток из-за рекомбинации носителей в области базы. Через коллекторный переход всегда проходит неуправляемый обратный ток коллекторного перехода $I_{кб0}$. Поэтому ток коллектора равен

$$I_к = \alpha I_э + I_{кб0}, \quad (3.5)$$

где α – коэффициент передачи тока эмиттера.

При номинальных значениях тока $I_э$ коэффициент α обычно равен $\alpha = 0,95 \dots 0,995$, то есть близок к единице, но всегда меньше 1.

Ток $I_{кб0}$ на несколько порядков меньше составляющей $\alpha I_э$ ($I_{кб0} = \alpha I_э$), поэтому можно полагать, что

$$I_к \approx \alpha I_э,$$

а

$$\alpha = \frac{I_к}{I_э}. \quad (3.6)$$

Но в режиме отсечки, когда $I_э = 0$, ток коллектора равен $I_к = I_{кб0}$.

Преобразуем выражение (3.5), используя равенство (3.2), получим

$$I_к \approx \alpha(I_к + I_б) + I_{кб0},$$

или после преобразований

$$I_к = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_б + \frac{1}{1-\alpha} I_{кб0}.$$

Обозначим

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \quad \frac{1}{1-\alpha} = 1 + \beta, \quad (3.7)$$

тогда

$$I_к = \beta I_б + (1 + \beta) I_{кб0}. \quad (3.8)$$

В выражениях (3.7) и (3.8) обозначено отношение

$$\beta = \frac{I_к}{I_б} - \text{коэффициент передачи тока базы}. \quad (3.9)$$

Если $\alpha = 0,98$, то $\beta = 49$, то есть небольшие изменения α приводят к большим изменениям β . Коэффициент β имеет значение много больше единицы.

Коэффициенты α и β относятся к важным параметрам биполярного транзистора. Между ними существует однозначная связь:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}, \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (3.10)$$

3.3. Статические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора

Зависимости между токами и напряжениями в биполярном транзисторе выражаются статическими ВАХ, которые снимают при постоянных напряжениях и токах, когда нет входного сигнала и нагрузки в выходной цепи. Как следует из рис. 3.1, транзистор является трехполюсным элементом, так как имеет три вывода: эмиттер (Э), базу (Б) и коллектор (К). Чаще всего транзистор используют в качестве четырехполюсного элемента, для этого один из его выводов делают общим между входной и выходной цепями. Различают *три схемы включения биполярного транзистора*: с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ), с общим коллектором (ОК). Такое включение рассматривают как для прохождения постоянных токов, так и для переменных. Так, например, три схемы могут различаться по переменному току, но иметь одинаковую схему включения по постоянному току. По умолчанию, термин ОЭ, ОБ, ОК относится, как правило, к *схеме включения по переменному току*.

Статические ВАХ транзистора снимают для постоянных токов и напряжений. Свойства БТ определяются двумя семействами ВАХ: входными и выходными. Для каждой из схем включения БТ существуют свои семейства ВАХ. Рассмотрим ВАХ для наиболее распространенных схем: с общим эмиттером и с общей базой. В справочной литературе, как правило, приводят ВАХ для схемы с ОЭ, так как она чаще всего используется в практических схемах. Независимо от типа транзистора (*n-p-n* или *p-n-p*) и полярности питающих напряжений ВАХ строят в первом квадранте декартовой системы координат.

3.3.1. Вольт-амперные характеристики транзистора в схеме с ОЭ

Рассмотрим ВАХ транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Схема снятия ВАХ приведена на рис. 3.3.

В схеме рис. 3.3 обозначены: *VT* – исследуемый биполярный транзистор; E_1 и E_2 – источники питания, постоянные напряжения которых регулируются; R – резистор, задающий ток базы $I_б$.

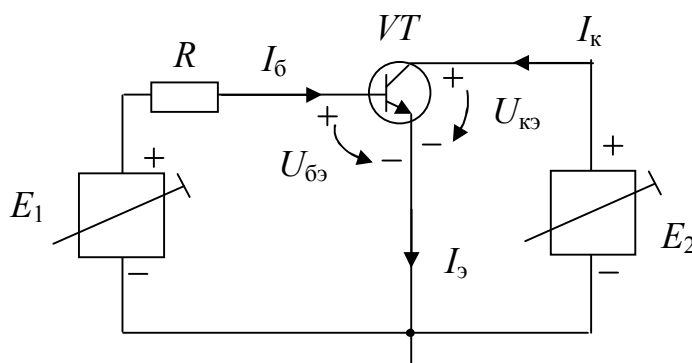


Рис. 3.3. Схема снятия ВАХ транзистора в схеме с ОЭ

На рис. 3.4 приведены входные ВАХ БТ $I_6 = f(U_{63})$ при постоянных значениях напряжения коллектор – эмиттер $U_{кэ} = \text{const}$.

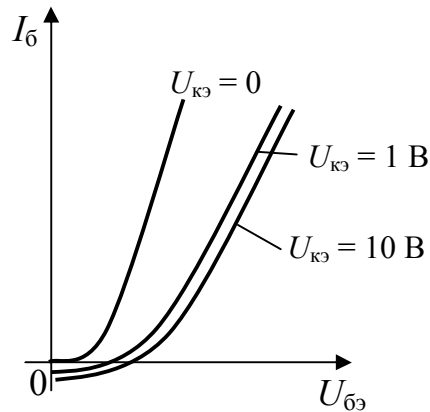


Рис. 3.4. Входные ВАХ транзистора в схеме с ОЭ

Как следует из рис. 3.4, при $U_{кэ} = 0$ характеристика выходит из начала координат, так как все напряжения равны нулю и ток базы $I_6 = 0$. При $U_{кэ} > 0$ характеристика сдвигается вправо, ток базы I_6 уменьшается и при малых значениях напряжения U_{63} становится отрицательным. Изменение значения напряжения $U_{кэ}$ (например, от $U_{кэ} = 1 \text{ В}$ до $U_{кэ} = 10 \text{ В}$) мало влияет на значение тока базы I_6 при одинаковом значении напряжения U_{63} . Как видно из рис. 3.4, входные ВАХ при разных значениях напряжения $U_{кэ}$ расположены очень близко друг к другу и находятся в зоне технологического разброса ВАХ транзистора. Поэтому в справочной литературе обычно приводят две входные характеристики: для $U_{кэ} = 0 \text{ В}$ и для рекомендованного значения $U_{кэ} \neq 0 \text{ В}$.

На рис. 3.5 приведено семейство выходных ВАХ $I_к = f(U_{кэ})$ при различных постоянных значениях тока базы $I_6 = \text{const}$.

Как следует из рис. 3.5, характеристика при токе базы $I_6 = 0$ выходит из начала координат, при этом в коллекторной цепи протекает маленький ток $I_к = I_{к60}(1 + \beta)$, как это следует из уравнения (3.10). При токе базы $I_6 = 0$ оба перехода закрыты, транзистор находится в *режиме отсечки* (область отсечки заштрихована). Увеличение тока базы I_6 означает, что за счет увеличения напряжения U_{63} увеличился ток эмиттера I_3 , следовательно, увеличился и ток базы I_6 , который является частью тока I_3 . Значит, пропорционально увеличивается и ток коллектора $I_к$.

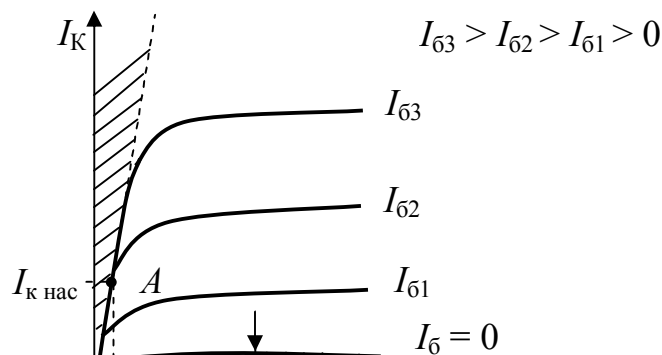


Рис. 3.5. Выходные ВАХ транзистора в схеме с ОЭ

Как следует из рис. 3.5, при увеличении напряжения $U_{кэ}$ от нуля до небольшого значения (десятых долей вольта) ток коллектора $I_{к}$ резко возрастает. Транзистор при этом находится в *режиме насыщения* (область насыщения заштрихована). Это можно объяснить так. Согласно уравнению (3.1) при значениях напряжения $U_{кэ} < U_{бэ}$ напряжение $U_{кб} = U_{кэ} - U_{бэ} < 0$, то есть имеет отрицательный знак по отношению к обратному напряжению $U_{кб}$, необходимому для активного режима. Следовательно, в этом случае $U_{кб}$ и $U_{бэ}$ являются прямыми напряжениями, оба перехода: коллекторный и эмиттерный, *открыты*.

Если $U_{кэ \text{ нас}} = U_{бэ}$, напряжение $U_{кб} = 0$, ток коллектора имеет максимальное значение $I_{к \text{ нас}}$, как показано на рис. 3.5. *Режим насыщения* на рис. 3.5 показан пунктирной линией – линией насыщения. При увеличении напряжения $U_{бэ}$, а, значит, при увеличении тока базы $I_{б}$, напряжение $U_{кэ \text{ нас}}$ и ток $I_{к \text{ нас}}$ увеличиваются. В справочной литературе обычно приводится для данного типа транзистора значение $U_{кэ \text{ нас}}$ при определенном значении тока $I_{к \text{ нас}}$ (точка *A* на рис. 3.5). По т. *A* можно рассчитать значение $U'_{кэ \text{ нас}}$ при другом значении тока насыщения $I'_{к \text{ нас}}$.

При дальнейшем увеличении напряжения $U_{кэ}$ транзистор переходит в *активный режим*, коллекторный переход закрыт. Характеристики идут с небольшим подъемом, что означает малое влияние напряжения $U_{кэ}$ на ток коллектора $I_{к}$. Для аналоговых схем чаще всего используются линейные участки выходных ВАХ в активном режиме. Для таких схем чем меньше наклон выходных ВАХ, тем параметры транзистора ближе к идеальным.

3.3.2. Вольт-амперные характеристики транзистора в схеме с ОБ

Рассмотрим ВАХ транзистора, включенного по схеме с ОБ. Схема снятия ВАХ приведена на рис. 3.6.

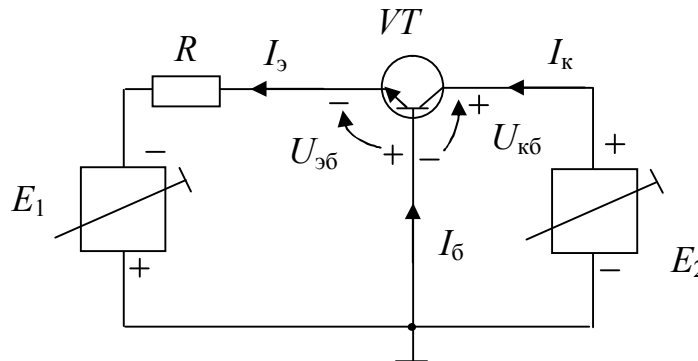


Рис. 3.6. Схема снятия ВАХ транзистора в схеме с ОБ

В схеме рис. 3.6 обозначены: VT – исследуемый биполярный транзистор; E_1 и E_2 – источники питания, постоянные напряжения которых регулируются; R – резистор, задающий ток эмиттера I_3 .

На рис. 3.7 приведены ВАХ БТ $I_3 = f(U_{эб})$ при постоянных значениях напряжения коллектор-база $U_{кб} = \text{const}$.

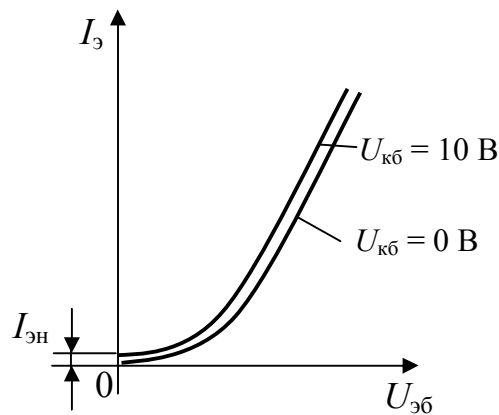


Рис. 3.7. Входные ВАХ транзистора в схеме с ОБ

Как следует из рис. 3.7, при $U_{кб} = 0$ характеристика выходит из начала координат, так как оба перехода закрыты и ток эмиттера $I_3 = 0$. При напряжении $U_{кб} > 0$ характеристика проходит немного выше начала координат, так как при $U_{эб} = 0$ в эмиттерной цепи протекает маленький начальный ток $I_{эн}$. Входные ВАХ при различных значениях $U_{кб}$ расположены близко друг к другу.

На рис. 3.8 приведены выходные ВАХ транзистора в схеме с ОБ $I_к = f(U_{кб})$ при различных постоянных значениях тока эмиттера $I_3 = \text{const}$.

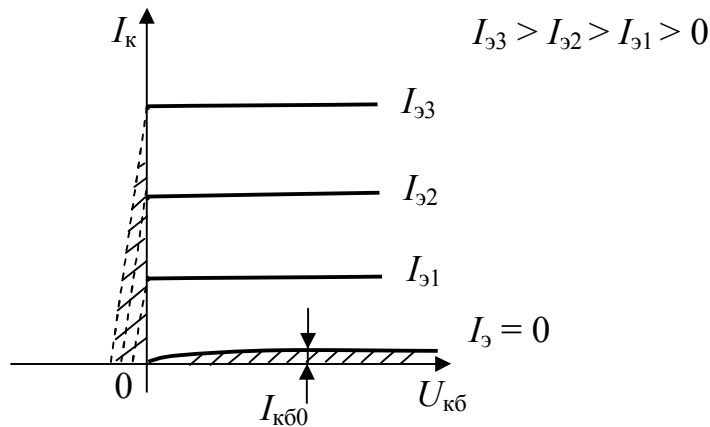


Рис. 3.8. Выходные ВАХ транзистора в схеме с ОБ

Как следует из рис. 3.8, при токе $I_э = 0$ характеристика выходит из начала координат, и в коллекторной цепи протекает очень маленький обратный ток коллекторного перехода $I_k = I_{кб0}$. Транзистор находится в *режиме отсечки*.

В *активном режиме* транзистора ($I_э > 0, U_{кб} > 0$) рабочие участки выходных характеристик для различных значений тока $I_э$ представляют собой прямые линии, идущие практически параллельно оси напряжения $U_{кб}$. Это означает, что ток коллектора I_k практически не зависит от напряжения $U_{кб}$. Поэтому схема с ОБ используется не только как усилитель, но и как источник стабильного тока I_k .

Режим насыщения транзистора в схеме с ОБ расположен при отрицательных значениях напряжения $U_{кб}$.

3.3.3. Предельные эксплуатационные параметры биполярного транзистора. Зависимость параметров транзистора от температуры

В справочниках указывается большое число параметров и предельных эксплуатационных данных биполярных транзисторов. Наиболее часто используют следующие предельные параметры, которые определяют рабочую область активного режима транзистора.

- 1) $U_{кэ \text{ макс}}$ – максимально допустимое постоянное напряжение коллектор-эмиттер.
- 2) $U_{кб \text{ макс}}$ – максимально допустимое постоянное напряжение коллектор-база.
- 3) $I_{к \text{ макс}}$ – максимально допустимый постоянный ток коллектора.
- 4) $I_{э \text{ макс}}$ – максимально допустимый постоянный ток эмиттера.
- 5) $I_{б \text{ макс}}$ – максимально допустимый постоянный ток базы.
- 6) $P_{к \text{ макс}}$ – максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора.
- 7) $T_{п \text{ макс}}$ – максимально допустимая постоянная температура коллекторного перехода.
- 8) $R_{т(п-к)}$ – тепловое сопротивление переход-корпус.
- 9) $R_{т(п-с)}$ – тепловое сопротивление переход-среда.

Все параметры биполярного транзистора зависят от температуры. Это обусловлено тем, что физические свойства полупроводникового материала существенно изменяются под влиянием температуры. С увеличением температуры коэффициент передачи тока базы β увеличивается, увеличиваются токи эмиттера I_e и базы I_b при $U_{бэ} = \text{const}$ и резко увеличивается обратный ток коллекторного перехода $I_{кб0}$. Поэтому согласно формуле (3.8)

$$I_k = \beta I_b + (1 + \beta) I_{кб0}$$

ток коллектора I_k при увеличении температуры увеличивается. В результате режим работы транзистора в схеме изменяется и может выйти за пределы максимально допустимых значений токов и мощностей. Мощные транзисторы для нормальной работы снабжаются теплоотводами.

При увеличении температуры окружающей среды значение максимально допустимой мощности рассеяния коллектора $P_{к \max}$ уменьшается.

Если транзистор используется без теплоотвода, то значение $P_{к \max}$ рассчитывают по формуле (3.11)

$$P_{к \max} = \frac{T_{п \max} - T_{с \max}}{R_{т(п-с)}}, \quad (3.11)$$

в которой $T_{п \max}$ и $R_{т(п-с)}$ – справочные данные для данного типа транзистора; $T_{с \max}$ – максимальная в процессе эксплуатации температура окружающей среды.

Если транзистор используется с теплоотводом, то значение $P_{к \max}$ рассчитывают по формуле (3.12)

$$P_{к \max} = \frac{T_{п \max} - T_{с \max}}{R_{т(п-к)} - R_{т(к-с)}}, \quad (3.12)$$

в которой $T_{п \max}$ и $R_{т(п-с)}$ – справочные данные для данного типа транзистора; $R_{т(к-с)}$ – тепловое сопротивление корпус-среда, значение которого зависит от площади теплоотвода.

Для стабилизации режима работы транзистора в устройстве используют специальные схемы

3.4. Модели биполярного транзистора

Для расчета и анализа схема на биполярных транзисторах используются его модели. Модель транзистора может быть задана в виде системы уравнений или эквивалентной схемы. Так как транзистор является нелинейным элементом, то его модели и параметры для различных режимов работы и сигналов можно использовать различные. Наиболее общими являются нелинейные модели БТ.

3.4.1. Нелинейные модели биполярного транзистора

Известны нелинейные модели Эберса-Молла и Логана, используемые для анализа схем на биполярных транзисторах. Общая нелинейная модель биполярного транзистора, справедливая для всех режимов транзистора, приведена на рис. 3.9,а.

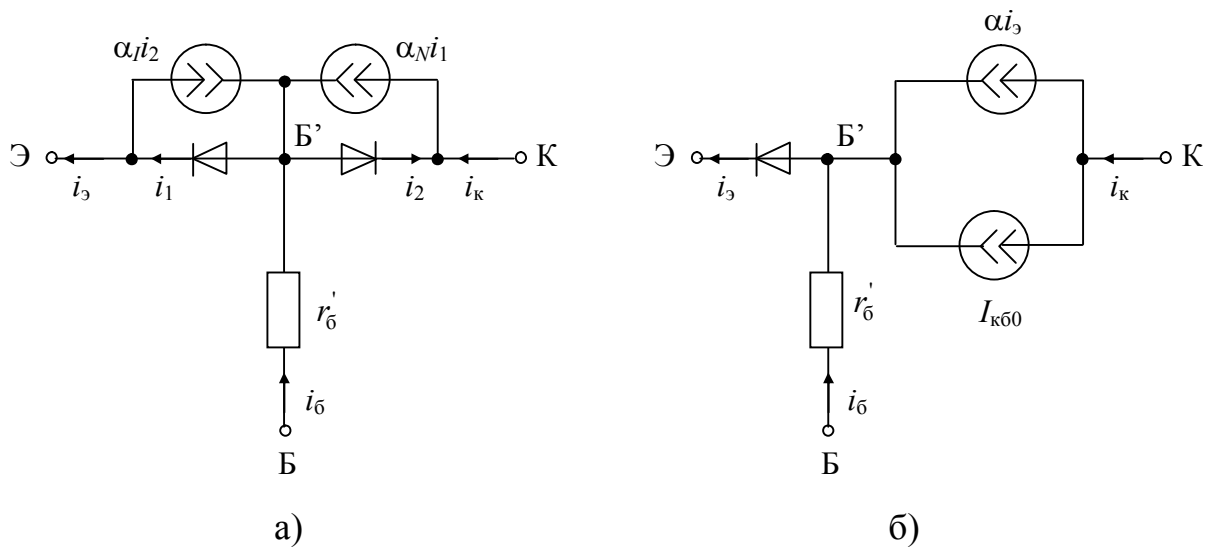


Рис. 3.9. Нелинейные модели биполярного транзистора *n-p-n* типа:
а) общая модель; б) для активного режима

В модели рис. 3.9,а указаны следующие параметры:

$\alpha_N = \frac{i_k}{i_3}$ – коэффициент передачи эмиттерного тока ($\alpha_N < 1$), индекс N – о-

начает нормальное включение транзистора: переход эмиттер – база открыт, переход коллектор – база закрыт;

$\alpha_I = \frac{i_3}{i_k} < 1$ – коэффициент передачи коллекторного тока при инверсном

включении транзистора: переход эмиттер – база закрыт, переход коллектор – база открыт;

r'_b – омическое сопротивление тела базы, Б' – внутренняя точка базы.

В вычислительных методах анализа транзисторных схем широко используется *нелинейная модель транзистора Гуммеля-Пуна*. Это очень точная модель, но для ее описания требуется большое число параметров. Так, для анализа в широком частотном диапазоне необходимо 25 параметров транзистора. Последовательное упрощение модели Гуммеля-Пуна в конце концов приводит к модели рис. 3.9.

На практике в аналоговых устройствах чаще всего используется активный (нормальный) режим транзистора, поэтому общую модель можно упростить. Так как в нормальном режиме переход коллектор – база закрыт, то ток i_2 равен обратному току коллекторного перехода ($i_2 = -I_{кб0}$), то есть очень мал, поэтому

в эмиттерной цепи током αi_2 можно пренебречь по сравнению с током открытого эмиттерного перехода. Модель биполярного транзистора для активного режима приведена на рис. 3.9,б. В этой модели индекс N опущен, $\alpha = \frac{i_k}{i_3}$ – *статический (интегральный) коэффициент передачи тока эмиттера*.

Для транзистора $p-n-p$ типа полярность питающих напряжений необходимо изменить на противоположные, поэтому и в моделях рис. 3.9 направления всех токов и диодов необходимо изменить на противоположные.

Таким образом, согласно модели рис. 3.9,б ток коллектора в активном режиме биполярного транзистора равен

$$i_k = \alpha i_3 + I_{кб0}. \quad (3.13)$$

Если используется включение биполярного транзистора с общим эмиттером, то удобнее использовать модели, представленные на рис. 3.10.

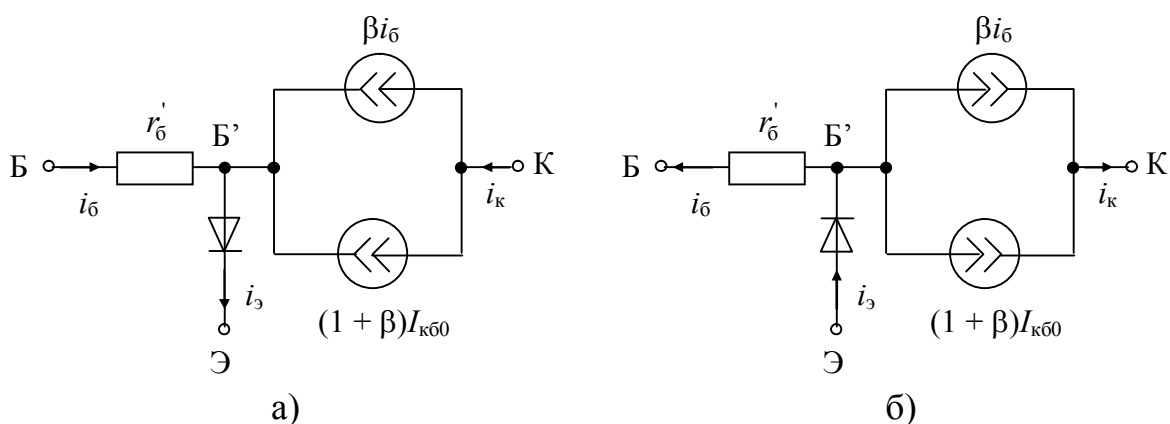


Рис. 3.10. Нелинейные модели биполярного транзистора для схемы с общим эмиттером: а) $n-p-n$ транзистора; б) $p-n-p$ транзистора

В моделях рис. 3.10, подставив $i_3 = i_б + i_k$, получим

$$\beta = \frac{i_k}{i_б} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad (3.14)$$

статический коэффициент передачи тока базы, причем $\beta \gg 1$, так как $i_б \ll i_k$, тогда

$$\alpha = \frac{i_k}{i_3} = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (3.15)$$

Подставив в выражение (3.13) выражение (3.15), найдем ток коллектора

$$i_k = \beta i_б + (1 + \beta) I_{кб0}, \quad (3.16)$$

что отражено в моделях (3.10).

Нелинейные модели биполярного транзистора (рис. 3.9 и 3.10) используются при анализе вопросов, связанных с постоянными составляющими и большим сигналом, так как в этом случае необходимо учитывать нелинейность вольт-амперных характеристик транзистора.

3.4.2. Линейные модели биполярного транзистора для малого сигнала

При малых уровнях сигнала (по сравнению с постоянными составляющими токов и напряжений) используемые участки вольт-амперных характеристик БТ можно считать линейными, то есть при малых сигналах транзистор работает в линейном режиме, например, для каскада с ОЭ выполняются следующие неравенства: $I_{бт} \ll I_{б0}$, $U_{бэм} \ll U_{бэ0}$, $I_{км} \ll I_{к0}$, $U_{кэм} \ll U_{кэ0}$. Для других схем включения БТ аналогичные неравенства также выполняются. При этом параметры транзистора не зависят от сигнала, а определяются только положением рабочей точки на статических вольт-амперных характеристиках. Это позволяет заменить транзистор его линейной моделью и воспользоваться дифференциальными параметрами транзистора.

К числу основных дифференциальных параметров биполярного транзистора относятся:

1) Дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока, называемый также коэффициентом передачи тока схемы с общей базой,

$$h_{21б} = \left(\frac{di_{к}}{di_{э}} \right)_{U_{кб} = \text{const}},$$

можно полагать, что $h_{21б} \approx \alpha$.

2) Дифференциальный коэффициент передачи тока базы, называемый также коэффициентом усиления тока схемы с общим эмиттером,

$$h_{21э} = \left(\frac{di_{к}}{di_{б}} \right)_{U_{кэ} = \text{const}},$$

можно полагать, что $h_{21э} \approx \beta$.

Между $h_{21э}$ и $h_{21б}$ существует однозначная связь

$$h_{21э} = \frac{h_{21б}}{1 - h_{21б}}, \quad h_{21б} = \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}}, \quad (3.17)$$

$h_{21э} \gg 1$, $h_{21б} < 1$, $h_{21б} \approx 0,98 \dots 0,995$ – близко к 1.

Значения $h_{21э}$ с указанием технологического разброса ($h_{21э \text{ min}} \dots h_{21э \text{ max}}$) этого параметра приводятся в справочной литературе.

3) Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода

$$r_{э} = \left(\frac{du_{эб}}{di_{э}} \right)_{U_{кб} = \text{const}}.$$

Вольт-амперную характеристику идеального эмиттерного перехода можно аппроксимировать следующей функцией

$$i_{э} = I_{эб0} \left(e^{\frac{u_{эб}}{\Phi T}} - 1 \right), \quad (3.18)$$

где $I_{эб0}$ – обратный ток эмиттерного перехода,

$u_{эб}$ – напряжение эмиттер – база,

$\varphi_T = \frac{kT}{q}$ – температурный потенциал,

$k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана,

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона,

T – абсолютная температура в град. К.

Для температуры $T = 300^\circ\text{K}$ значение $\varphi_T \approx 0,026$ В.

Найдем дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода в рабочей точке O , когда для кремниевых транзисторов $U_{эб0} \approx (0,5 \dots 0,7)$ В, для германиевых транзисторов $U_{эб0} \approx (0,3 \dots 0,4)$ В. Таким образом, для обоих типов транзисторов выполняется условие $U_{эб0} \gg \varphi_T$. В этом случае выражение (3.18) можно упростить

$$i_э = I_{эб0} e^{\frac{u_{эб'}}{\varphi_T}},$$

а величина

$$\frac{1}{r_э} = \frac{di_э}{du_{эб'}} = \frac{1}{\varphi_T} I_{эб0} e^{\frac{u_{эб'}}{\varphi_T}}.$$

Дифференциальное сопротивление $r_э$ находим в рабочей точке, поэтому

$$I_{э0} = I_{эб0} e^{\frac{u_{эб'}}{\varphi_T}}, \text{ тогда } \frac{1}{r_э} = \frac{I_{э0}}{\varphi_T}.$$

Так как можно полагать, что $I_{э0} \approx I_{к0}$, то

$$r_э = \frac{\varphi_T}{I_{к0}} = \frac{0,026}{I_{к0}}. \quad (3.19)$$

Формула (3.19) обычно используется для расчета $r_э$ германиевых транзисторов, для кремниевых транзисторов вводится поправочный коэффициент, тогда

$$r_{э\text{ Si}} = \frac{0,034}{I_{к0}}. \quad (3.20)$$

4) Коэффициент внутренней обратной связи по напряжению

$$\mu_{эк} = \left(\frac{du_{эб'}}{du_{кб'}} \right)_{I_э = \text{const}}.$$

Значение этого коэффициента мало, и в дальнейшем влиянием этого параметра можно пренебречь.

5) Омическое сопротивление тела базы $r_б'$ остается неизменным как для постоянного тока, так и для приращений. Его значение может приводиться в справочниках в виде двух параметров:

– для низкочастотных транзисторов приводится значение $r_б'$;

– для высокочастотных и СВЧ транзисторов приводится значение постоянной времени цепи обратной связи $\tau_k = r'_b C_k$ и значение емкости коллекторного перехода C_k , тогда $r'_b \approx \frac{\tau_k}{C_k}$.

Кроме дифференциальных параметров важную роль в работе транзистора играет обратный ток коллекторного перехода $I_{кб0}$, значения которого при различных значениях температуры окружающей среды приводятся в справочной литературе. Ток $I_{кб0}$ мал, у кремниевых транзисторов он, по крайней мере, на (2...3) порядка меньше, чем у германиевых при $T = 300^\circ\text{K}$. Но ток $I_{кб0}$ резко возрастает при увеличении температуры: в 2 раза у германиевых транзисторов и в 3 раза у кремниевых транзисторов при изменении температуры на 10°K , поэтому влияние тока $I_{кб0}$ необходимо учитывать при расчете неустойчивости режима.

Для выполнения синтеза и анализа схем необходима модель транзистора для сигнала. Модель транзистора выбирается вместо реального усилительного элемента. Каждая теоретическая модель строго описывает поведение реального транзистора только при выполнении определенного комплекса условий – ограничений, наложенных при построении модели. Поэтому, прежде чем применять ту или иную модель, необходимо убедиться в выполнении ограничений, принятых при построении модели.

В теории аналоговых устройств получили распространение два класса моделей усилительных элементов:

- 1) формализованные модели;
- 2) физические модели.

Формализованные модели усилительных элементов

Формализованные модели основаны на представлении усилительного элемента как активного четырехполюсника, который может быть описан одной из шести систем уравнений, связывающих между собой входные и выходные токи и напряжения. Наиболее часто используются системы уравнений с z -, y - и h -параметрами. Для биполярных транзисторов чаще всего используется система h -параметров, которые легко определить экспериментально, для полевых транзисторов и электронных ламп чаще используется система y -параметров.

В режиме малого сигнала амплитуды токов и напряжений переменных составляющих во много раз меньше постоянных составляющих этих же токов и напряжений. В этом случае для усилительного элемента можно пользоваться дифференциальными параметрами, характеризующими его в рабочей точке, а сам усилительный элемент считать активным линейным четырехполюсником. В качестве примера рассмотрим систему уравнений с h -параметрами, связывающую токи и напряжения биполярного транзистора в схеме с ОЭ:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_{бэ} &= \underline{h}_{11э} \underline{I}_б + \underline{h}_{12э} \underline{U}_{кэ}, \\ \underline{I}_к &= \underline{h}_{21э} \underline{I}_б + \underline{h}_{22э} \underline{U}_{кэ}. \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

В общем случае токи, напряжения и h -параметры являются комплексными величинами, это показано черточками в обозначениях. Для области средних

частот, где можно не учитывать частотные свойства транзисторов, h -параметры представляют собой следующие действительные величины:

$$h_{11э} = \left. \frac{\partial U_{бэ}}{\partial I_б} \right|_{U_{кэ}=\text{const}} \quad - \text{входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ при}$$

коротком замыкании в выходной цепи ($\Delta U_{кэ} = 0, U_{кэ0} = \text{const}$);

$$h_{12э} = \left. \frac{\partial U_{бэ}}{\partial U_{кэ}} \right|_{I_{б0}=\text{const}} \quad - \text{коэффициент обратной связи по напряжению в схеме с}$$

ОЭ при холостом ходе во входной цепи ($\Delta I_б = 0, I_{б0} = \text{const}$);

$$h_{21э} = \left. \frac{\partial I_к}{\partial I_б} \right|_{U_{кэ0}=\text{const}} \quad - \text{коэффициент передачи тока базы (коэффициент усиления}$$

тока в схеме с ОЭ) при коротком замыкании в выходной цепи ($\Delta U_{кэ} = 0, U_{кэ0} = \text{const}$);

$$h_{22э} = \left. \frac{\partial I_к}{\partial U_{кэ}} \right|_{I_{б0}=\text{const}} \quad - \text{выходная проводимость транзистора в схеме с ОЭ при}$$

холостом ходе во входной цепи ($\Delta I_б = 0, I_{б0} = \text{const}$).

Определение холостой ход и короткое замыкание относятся к сигналу, постоянные напряжения и токи (положение рабочей точки) остаются неизменными.

Эквивалентная схема биполярного транзистора в схеме с ОЭ для системы h -параметров приведена на рис. 3.11.

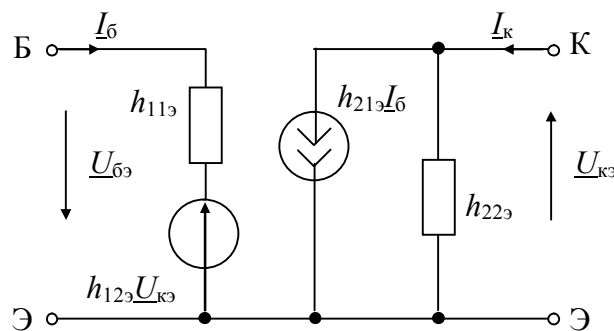


Рис. 3.11. Модель транзистора в схеме с общим эмиттером для h -параметров

Аналогично можно определить параметры и для других систем уравнений и схем включения усилительного элемента. Так как параметр $h_{12э} \ll 1$, то в модели рис. 3.11 можно исключить генератор $h_{12э}U_{кэ}$ (закоротив его).

Численные значения некоторых параметров в режиме малого сигнала приводятся в справочной литературе. Следует помнить, что приводимые в справочной литературе значения параметров являются усредненными и справедливы только при указанном положении рабочей точки в режиме измерения параметров, а также частоты, на которой проводилось это измерение. В справочной литературе обычно приводятся графики, показывающие зависимости парамет-

ров транзистора от положения рабочей точки. Пользуясь этими графиками, можно пересчитать параметры к другому режиму.

Параметры в режиме малого сигнала можно определить и по семействам ВАХ транзистора методом конечного приращения, поскольку частные производные в системе уравнений (3.11) приближенно можно заменить отношениями конечных приращений.

На рис. 3.12 и 3.13 показано построение, позволяющее определить h -параметры биполярного транзистора в схеме с ОЭ в заданной рабочей точке O .

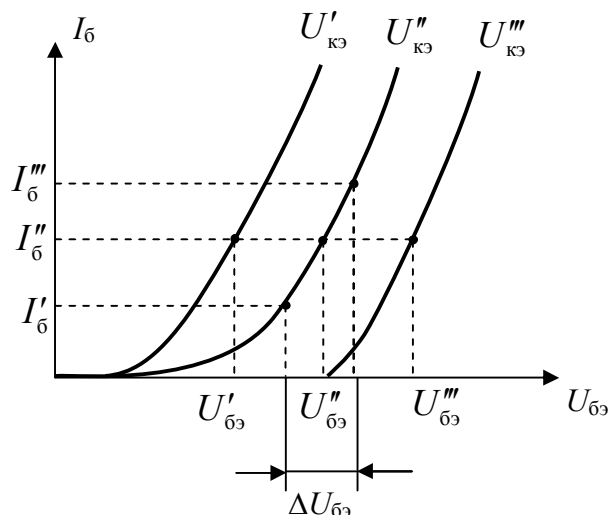


Рис. 3.12. Определение параметров $h_{11э}$ и $h_{12э}$ по входным ВАХ транзистора

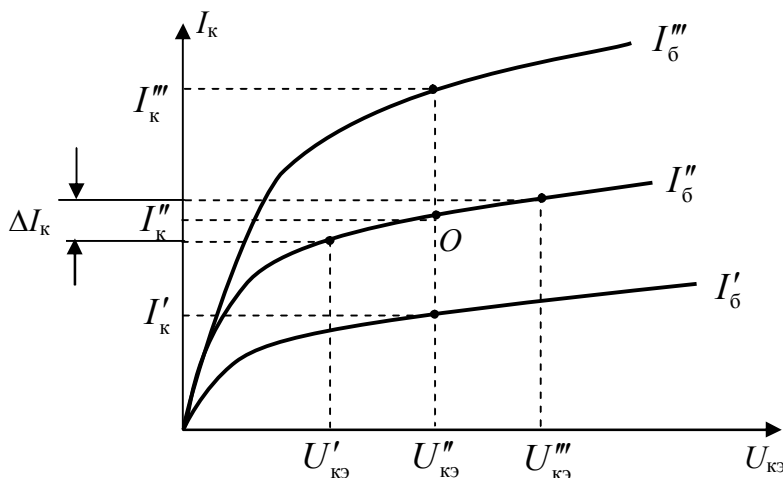


Рис. 3.13. Определение параметров $h_{21э}$ и $h_{22э}$ по выходным ВАХ транзистора

Для получения более точных значений дифференциальных параметров приращения токов и напряжений вблизи рабочей точки O должны быть небольшими и симметричными.

Определяем дифференциальные параметры транзистора в схеме с ОЭ:

$$\begin{aligned}
h_{11э} &= \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_б} \right|_{U_{кэ}=\text{const}} = \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{I_б''' - I_б'} \right|_{U_{кэ}''=\text{const}} ; \\
h_{12э} &= \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta U_{кэ}} \right|_{I_б=\text{const}} = \left. \frac{U_{бэ}''' - U_{бэ}'}{U_{кэ}''' - U_{кэ}'} \right|_{I_б''=\text{const}} ; \\
h_{21э} &= \left. \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} \right|_{U_{кэ}=\text{const}} = \left. \frac{I_к''' - I_к'}{I_б''' - I_б'} \right|_{U_{кэ}''=\text{const}} ; \\
h_{22э} &= \left. \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{кэ}} \right|_{I_б=\text{const}} = \left. \frac{\Delta I_к}{U_{кэ}''' - U_{кэ}'} \right|_{I_б''=\text{const}} .
\end{aligned} \tag{3.22}$$

Очень часто в справочниках приводится только одна входная (базовая) характеристика. В таком случае коэффициент обратной связи $h_{12э}$ можно принять равным нулю.

Дифференциальные h -параметры транзистора можно определять экспериментально, не пользуясь семействами статических характеристик, подставляя в формулы (3.22) численные значения, измеренные в заданной рабочей точке.

Физические модели биполярного транзистора

Более наглядными являются физические модели биполярного транзистора. Они достаточно наглядно отражают физические свойства транзистора.

Ранее были рассмотрены нелинейные модели биполярного транзистора (рис. 3.9, 3.10). Эти модели используются при анализе работы схем, связанных с *большим сигналом*, например, при анализе *выходных каскадов*.

Как отмечалось выше, для анализа схем с *малыми сигналами* можно воспользоваться *дифференциальными параметрами* биполярного транзистора. Возьмем за основу модель рис. 3.10,а, так как на практике чаще используют кремниевые биполярные транзисторы *n-p-n*-типа. Генератор постоянного тока $(1 + h_{21э})I_{кб0}$ исключим, поскольку нас интересуют переменные составляющие, и вместо него введем *дифференциальное сопротивление коллекторного перехода* $r_к$. Эмиттерный переход также заменим его *дифференциальным сопротивлением* $r_э$. Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в *активном режиме* биполярного транзистора (когда коллекторный переход закрыт, а эмиттерный переход открыт) можно полагать примерно равным $r_к = (1...2)$ МОм. Дифференциальное сопротивление открытого эмиттерного перехода можно аппроксимировать выражениями (3.19) или (3.20).

Дифференциальный коэффициент передачи тока базы (коэффициент усиления тока) обозначим

$$h_{21э} = \left. \frac{\partial i_к}{\partial i_б} \right|_{U_{кэ0}=\text{const}} ,$$

так как он равен коэффициенту усиления тока схемы с общим эмиттером.

С увеличением частоты коэффициент усиления тока $h_{21э}$ уменьшается, зависимость $h_{21э}$ от частоты можно аппроксимировать следующей функцией

$$h_{21\beta} = \frac{h_{21\beta 0}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{21\beta}}}}, \quad (3.23)$$

где $h_{21\beta 0}$ – коэффициент усиления тока транзистора на низкой частоте. Можно полагать, что $h_{21\beta 0} \approx \beta$, то есть он равен статическому коэффициенту передачи тока базы. Таким образом, $h_{21\beta}$ является комплексной величиной. Зависимость модуля коэффициента усиления тока базы от частоты приведена на рис. 3.14 (по обеим осям использован логарифмический масштаб).

В формуле (3.23) и на рис. 3.14 частота $f_{h_{21\beta}}$ называется *предельной частотой коэффициента передачи тока базы биполярного транзистора*. На частоте $f_{h_{21\beta}}$ коэффициент передачи $|h_{21\beta}(f)| = 0,707h_{21\beta 0} = \frac{h_{21\beta 0}}{\sqrt{2}}$. Частотные свойства биполярных транзисторов чаще оценивают *граничной частотой* $f_{гр}$, на которой модуль $|h_{21\beta}(f)| = 1$ (рис. 3.14). В справочниках обычно приводят значение модуля $|h_{21\beta}|$ на обусловленной частоте f , тогда

$$f_{гр} = f \cdot |h_{21\beta}|. \quad (3.24)$$

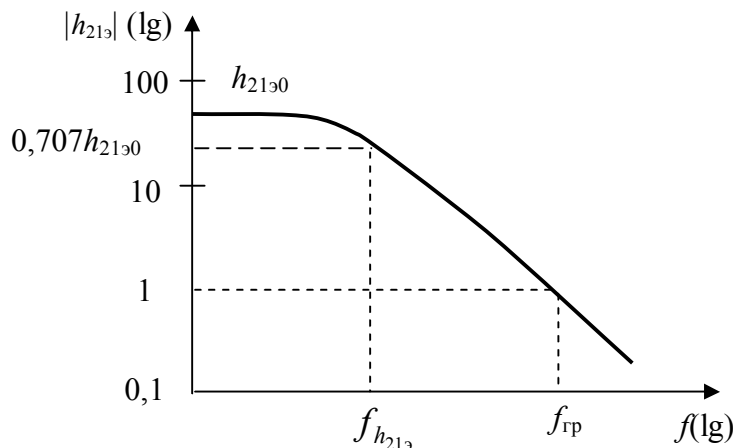


Рис. 3.14. Зависимость модуля коэффициента усиления тока от частоты

По значению граничной частоты $f_{гр}$ выполняется классификация биполярных транзисторов по частотным свойствам: низкочастотные ($f_{гр} \leq 3$ МГц), высокочастотные ($3 \text{ МГц} < f_{гр} \leq 30 \text{ МГц}$), сверхвысокочастотные ($f_{гр} > 30 \text{ МГц}$).

Например: для транзистора КТ909 Б в справочнике указывается, что на частоте $f = 100$ МГц модуль коэффициента усиления тока равен: 1) не менее 5 ($|h_{21\beta}| = 5$), тогда $f_{гр \text{ min}} = 100 \cdot 10^6 \cdot 5 = 500 \text{ МГц}$; 2) типовое значение 6,5 ($|h_{21\beta \text{ тип}}| = 6,5$), тогда $f_{гр \text{ тип}} = 100 \cdot 10^6 \cdot 6,5 = 650 \text{ МГц}$.

Причиной уменьшения коэффициента усиления $h_{21\beta}$ на высоких частотах является отставание по фазе переменного тока коллектора от переменного тока эмиттера. Оно вызвано инерционностью процесса перемещения носителей через базу от эмиттерного перехода к коллектору, а также инерционностью процессов накопления и рассасывания заряда в базе. Время пробега носителей в базе невелико, но на высоких частотах в десятки мегагерц и выше оно соизмеримо с периодом колебаний сигнала и вызывает заметный фазовый сдвиг меж-

ду токами коллектора и эмиттера. За счет сдвига фаз на высоких частотах возрастает переменный ток базы, а от этого уменьшается коэффициент усиления тока $h_{21э}$.

Соответственно, можно определить частоту $h_{21б}$ – *предельную частоту коэффициента передачи тока эмиттера* (коэффициента передачи тока схемы с общей базой), если аппроксимировать зависимость $h_{21б}$ от частоты аналогичной функцией

$$\underline{h_{21б}} = \frac{h_{21б0}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{21б}}}}. \quad (3.25)$$

Так как $h_{21б0} \approx 1$, то получим $f_{h_{21б}} \approx f_{гр}$. Если учесть, что $h_{21э} = \frac{h_{21б}}{1 - h_{21б}}$,

можно показать, что

$$f_{h_{21э}} \approx \frac{f_{гр}}{1 + h_{21э0}}. \quad (3.26)$$

Таким образом, биполярный транзистор, включенный по схеме с ОБ, обладает лучшими частотными свойствами, чем в схеме с ОЭ.

На высоких частотах необходимо учитывать также емкости переходов: коллекторного и эмиттерного. Эти емкости определяются между внутренней точкой базы Б' и соответствующими выводами коллектора К и эмиттера Э. В активном режиме транзистора коллекторный переход (Б' – К) закрыт, поэтому емкость коллекторного перехода C_k обусловлена, в основном, зарядной (барьерной) емкостью. Значение этой емкости приводится в справочниках. Емкость эмиттерного перехода представляет собой сумму зарядной и диффузионной емкостей. Так как диффузионная емкость для открытого перехода значительно превышает значение зарядной емкости, в большинстве схем можно учитывать только диффузионную емкость эмиттерного перехода, которую можно рассчитать по формуле

$$C_{б'э} \approx \frac{1}{2\pi f_{гр} r'_э}. \quad (3.27)$$

Омическое сопротивление тела базы $r'_б$ (рис. 3.10) остается неизменным как для постоянных, так и для переменных составляющих. Высокочастотные свойства биполярного транзистора можно характеризовать также параметром

$$\tau_k = r'_б \cdot C_k, \quad (3.28)$$

который называется *постоянной времени цепи обратной связи*, так как через емкость C_k и резистор $r'_б$ часть коллекторного выходного напряжения передается на вход транзистора. Эта обратная связь называется внутренней, она ухудшает высокочастотные свойства транзистора, поэтому, чем τ_k меньше, тем частотные свойства транзистора лучше. Следовательно, если не указано значение $r'_б$, его можно рассчитать по формуле:

$$r'_a = \frac{\tau_k}{C_k}, \quad (3.29)$$

так как τ_k и C_k обычно указываются в справочниках.

Таким образом, из нелинейной модели биполярного транзистора (рис. 3.10) получена физическая линейная Т-образная модель биполярного транзистора для малого сигнала, изображенная на рис. 3.15.

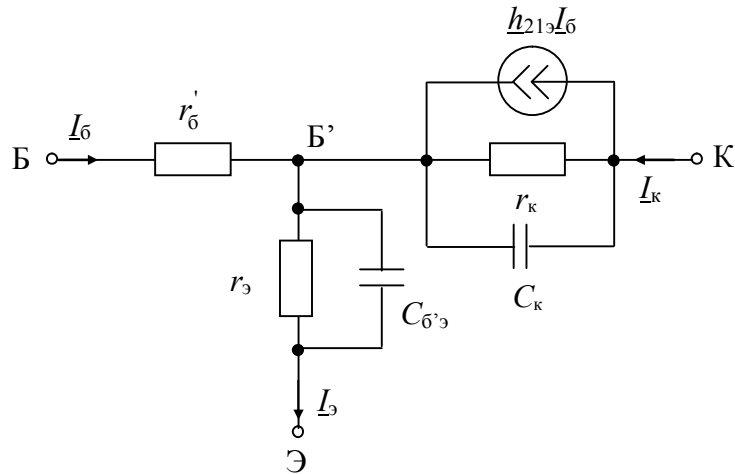


Рис. 3.15. Т-образная модель биполярного транзистора для малого сигнала

Направление стрелок зависимого генератора тока определяется направлением задающего (управляющего) тока базы $I_б$ и уравнением, связывающим токи в транзисторе $I_э = I_б + I_к$. Оно не зависит от типа транзистора: *n-p-n* или *p-n-p*. Если направление тока базы $I_б$ изменить на противоположное, что соответствует другому полупериоду входного сигнала, направление стрелок $I_к$ и $I_э$ также необходимо изменить на противоположное.

Физическая Т-образная модель наглядна и соответствует нашим представлениям о физических процессах, происходящих в биполярном транзисторе. Она может быть использована для любой схемы включения биполярного транзистора, так как представляет собой трехполюсную схему.

Т-образную модель удобно использовать на низких и средних частотах, когда можно не учитывать влияние междуэлектродных емкостей $C_к$ и $C_б'э$ и комплексность коэффициента передачи $h_{21э}$.

На высоких частотах использование этой модели при анализе работы схем приводит к громоздким выражениям из-за довольно сложной формулы (3.23). На более высоких частотах (близких к $f_{гр}$) приведенную модель (рис. 3.15) необходимо усложнять, учитывая индуктивности выводов, а также другие паразитные параметры транзистора.

Более универсальной является П-образная модель биполярного транзистора, изображенная на рис. 3.16. Эта модель получена путем эквивалентных преобразований из Т-образной модели (рис. 3.15). В П-образной модели обозначены:

$$r_{б'э} = r_э(1 + h_{21э}); \quad (3.30)$$

$$r_{кэ} = \frac{r_k}{1 + h_{21э}}; \quad (3.31)$$

$$S_{\pi} = \frac{\Delta i_k}{\Delta u_{\pi}} = \frac{h_{21б}}{r_э} = \frac{h_{21э}}{(1 + h_{21э})r_э}, \quad (3.32)$$

здесь S_{π} – крутизна транзистора, U_{π} – напряжение на переходе Б' – Э. Генератор тока $I = S_{\pi} \cdot U_{\pi}$ характеризует усилительные свойства биполярного транзистора.

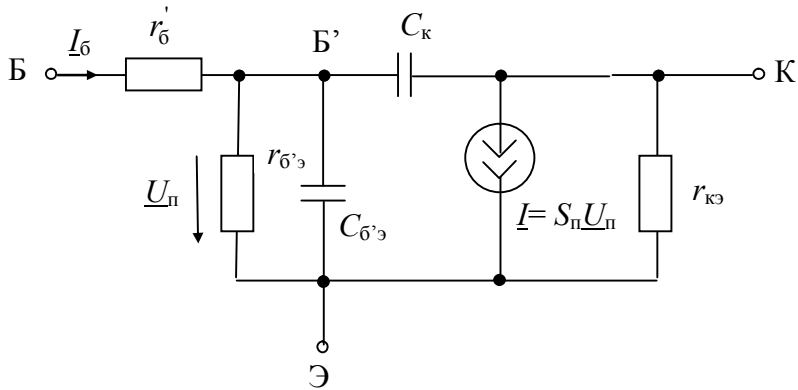


Рис. 3.16. П-образная модель биполярного транзистора

3.5. Работа биполярного транзистора в схеме

3.5.1. Схемы включения БТ по переменному току и их свойства

Как отмечалось ранее, биполярный транзистор для переменного тока в качестве четырехполюсника может быть включен по трем схемам: с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК).

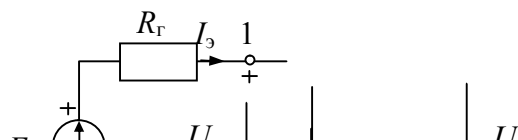
Принцип усиления во всех этих схемах одинаков, но свойства схем различны. Схемы усилителей по переменному току представлены на рис. 3.17.

Сравним основные свойства различных схем включения БТ. Сравнение выполним по основным показателям: изменению фазы выходного сигнала по отношению к фазе входного (инвертирование или неинвертирование сигнала); сквозному коэффициенту усиления; входному и выходному сопротивлениям; частотным свойствам; нелинейным искажениям.

Схема с *общим эмиттером* по переменному току (без цепей питания) представлена на рис. 3.17,а: $R_{н\sim}$ – сопротивление нагрузки переменному току; схема с *общей базой* – на рис. 3.17,б; схема с *общим коллектором* – на рис. 3.17,в.

На этих схемах указана полярность переменных напряжений и токов.

2 I_k



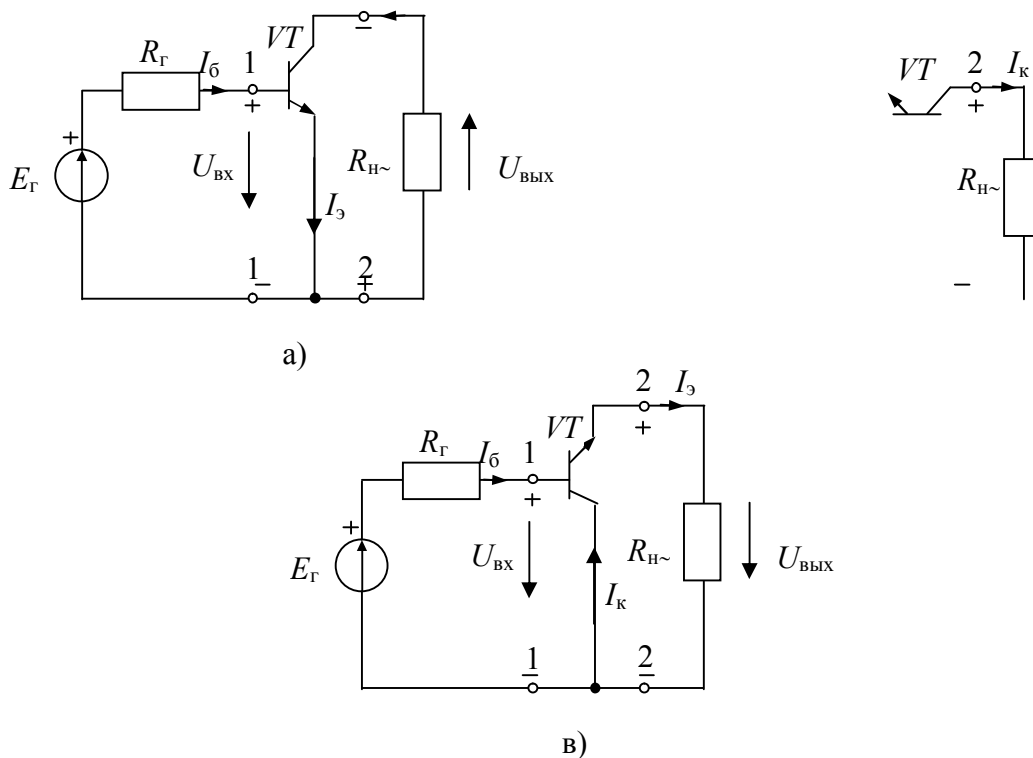


Рис. 3.17. Схемы включения БТ по переменному току:
 а) с общим эмиттером; б) с общей базой; в) с общим коллектором

Характерным для усилителя с *общим эмиттером* является изменение фазы усиливаемого сигнала на π , то есть усилитель инвертирует сигнал (*инвертирующий усилитель*). Рассматриваемый усилитель обеспечивает наибольший сквозной коэффициент усиления, так усиливает и ток, и напряжение; имеет средние значения входного и выходного сопротивлений. Однако усилитель с общим эмиттером обладает наихудшими частотными свойствами и наибольшими нелинейными искажениями.

В схеме с *общей базой* полярность усиливаемого сигнала не меняется (*неинвертирующий усилитель*). Сквозной коэффициент усиления меньше, чем в схеме с общим эмиттером, так не усиливает ток, но усиливает напряжение. Входное сопротивление минимально по сравнению с другими схемами включения, выходное сопротивление максимально. Схема обладает наилучшими частотными свойствами и малыми нелинейными искажениями.

В схеме с *общим коллектором* полярность усиливаемого сигнала не меняется (*неинвертирующий усилитель*). Коэффициент усиления напряжения немного меньше единицы, но схема усиливает ток. Схема имеет максимальное входное и минимальное выходное сопротивления, достаточно хорошие частотные свойства и малые нелинейные искажения.

Поскольку напряжение на выходе усилителя, собранного по схеме с общим коллектором, по величине и фазе близко к входному напряжению и как бы повторяет его, такой усилитель называют *эмиттерным повторителем*.

Свойства рассмотренных усилителей определили области их применения. Наиболее широко применяются усилительные каскады с общим эмиттером, так как он имеет наибольший сквозной коэффициент усиления.

Усилительные каскады с общей базой (ОБ), имеющие наилучшие частотные свойства, применяются на ВЧ и СВЧ, а также в каскодных схемах. *Каскодная схема* представляет собой соединение двух каскадов, собранных по схеме: общий эмиттер – общая база (ОЭ – ОБ). Каскодные схемы широко используются на ВЧ и СВЧ.

Усилительные каскады с общим коллектором (эмиттерные повторители) используются в качестве входных и выходных каскадов, а также в качестве согласующих каскадов (трансформаторов сопротивлений).

3.5.2. Составные транзисторы. Каскодные схемы

В качестве усилительного элемента можно использовать не только один транзистор, а и комбинацию из двух или более транзисторов. Такую комбинацию называют *составным транзистором*. Наиболее часто составной транзистор представляет собой комбинацию из двух транзисторов с непосредственной связью между ними. Составной транзистор имеет три вывода, эквивалентные по своему использованию базе, коллектору и эмиттеру, то есть он ведет себя как одиночный транзистор, но обладает своими параметрами.

Схемы наиболее часто применяемых составных транзисторов приведены на рис. 3.18 (без цепей питания).

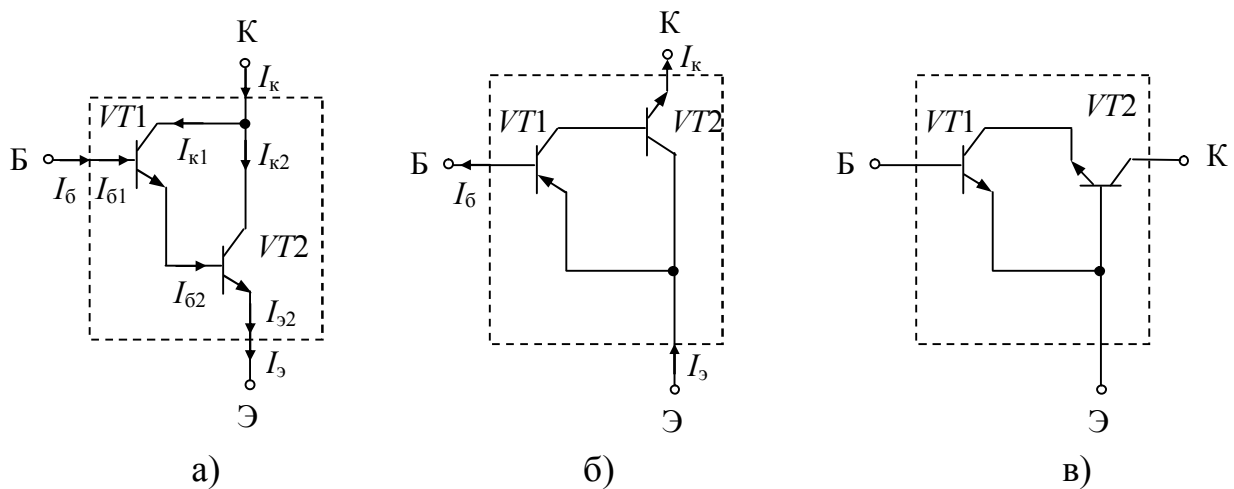


Рис. 3.18. Составные транзисторы: а) *n-p-n* – типа; б) *p-n-p* – типа; в) каскодная схема

Наибольшее распространение получила схема рис. 3.18,а, известная под названием схемы Дарлингтона.

Найдем эквивалентный коэффициент усиления тока пары Дарлингтона.

$$h_{21э} = \frac{I_{к}}{I_{б}} = \frac{I_{к1} + I_{к2}}{I_{б1}} = \frac{h_{21э1} \cdot I_{б1} + h_{21э1} \cdot I_{б2}}{I_{б1}},$$

но $I_{б2} = I_{э1} = (1 + h_{21э1})I_{б1}$, тогда

$$h_{21э} = \frac{(h_{21э1} + h_{21э1}(1 + h_{21э1})) \cdot I_{б1}}{I_{б1}} = h_{21э1} + h_{21э1} + h_{21э1} \cdot h_{21э1}.$$

Если $h_{21э1}$ и $h_{21э2}$ имеют значения (50...100), то эквивалентный коэффициент усиления тока равен

$$h_{21э} \approx h_{21э1} \cdot h_{21э2} \approx (2,5 \dots 10) \cdot 10^3,$$

то есть имеет большую величину.

Транзисторы $VT1$ и $VT2$ в паре Дарлингтона работают при разных значениях токов коллекторов: $I_{к1} = h_{21э1} \cdot I_{б1}$, $I_{к2} = h_{21э2} \cdot (1 + h_{21э1}) \cdot I_{б1}$, т.е. ток $I_{к2} \gg I_{к1}$. Для выравнивания токов $I_{э1}$ и $I_{э2}$, следовательно, выравнивания $I_{к1}$ и $I_{к2}$, параллельно эмиттерному переходу Б-Э транзистора $VT2$ ставят шунтирующий резистор.

На рис. 3.18,б приведена схема составного транзистора $p-n-p$ типа. В этой схеме использованы транзисторы разного типа проводимости: $VT1$ – $p-n-p$ типа, $VT2$ – $n-p-n$ типа. Эквивалентный коэффициент усиления тока этой схемы равен

$$\begin{aligned} h_{21э} &= \frac{I_{к}}{I_{б}} = \frac{I_{э2}}{I_{б1}} = \frac{(1 + h_{21э2})I_{к1}}{I_{б1}} = \frac{(1 + h_{21э2})h_{21э1}I_{б1}}{I_{б1}} = \\ &= h_{21э1} + h_{21э2} \cdot h_{21э1} \approx h_{21э2} \cdot h_{21э1}. \end{aligned}$$

Таким образом, обе схемы рис. 3.18,а и б имеют большой эквивалентный коэффициент усиления тока, равный

$$h_{21э} \approx h_{21э2} \cdot h_{21э1}. \quad (3.33)$$

Составные транзисторы широко применяются в современных усилителях с бестрансформаторным двухтактным выходом.

Каскодная схема образована из каскадно соединенных транзисторов, включенных по схеме с ОЭ и ОБ. Эквивалентный коэффициент усиления каскодной схемы равен

$$h_{21э} = \frac{I_{к2}}{I_{б1}} = \frac{I_{э2} h_{21б1}}{I_{б1}}, \quad \text{где} \quad h_{21б2} = \frac{h_{21э1}}{1 + h_{21э1}}, \quad \text{но} \quad I_{э2} = I_{к1} = h_{21э1} \cdot I_{б1},$$

тогда

$$h_{21э} = h_{21э1} \frac{h_{21э1}}{1 + h_{21э1}} \approx h_{21э1}, \quad (3.34)$$

если $h_{21э2} \gg 1$.

Следовательно, коэффициент усиления тока каскодной схемы практически равен коэффициенту усиления тока транзистора $VT1$. Входное сопротивление каскодного усилителя определяется входным сопротивлением транзистора $VT1$.

Однако, каскодный усилитель обладает важным достоинством: слабым влиянием емкости коллекторного перехода $C_{к1}$ транзистора $VT1$, поскольку транзистор $VT1$ нагружен на малое входное сопротивление каскада с ОБ. В этом случае отрицательная обратная связь через емкость $C_{к1}$ мала и увеличение входной динамической емкости существенно меньше, частотные свойства первого каскада улучшаются. А схема с ОБ является очень широкополосной. Поэтому каскодная схема обладает более широкой полосой пропускания, чем один каскад с ОЭ.

Хорошая развязка входа и выхода в каскодном усилителе уменьшает паразитную связь, повышает устойчивость усилителя. Так как транзистор $VT2$ включен по схеме с ОБ, то и нелинейные искажения каскодной схемы получаются меньше, чем каскада с ОЭ. Практических вариантов выполнения каскодных схем существует много. Каскодные усилители широко применяются в резонансных каскадах, широкополосных усилителях и микросхемах.

3.5.3. Режимы работы усилительного элемента в схеме

Режим работы усилительного элемента определяется положением рабочей точки O на сквозной динамической характеристике усилительного элемента. Точка покоя определяет величину токов и напряжений на выводах усилительного элемента при отсутствии входного сигнала.

Сквозной динамической характеристикой называют зависимость выходного тока $i_{\text{ВЫХ}}$ усилительного элемента (УЭ) от ЭДС источника сигнала e_{Γ} : $i_{\text{ВЫХ}}(e_{\Gamma})$, где $e_{\Gamma} = i_{\text{ВХ}}R_{\Gamma} + u_{\text{ВХ}}$. Для построения этой характеристики используют статические ВАХ усилительного элемента и нагрузочную прямую.

Сквозная динамическая характеристика позволяет учесть нелинейности как входной, так и выходной цепей УЭ.

Если усилительным элементом является биполярный транзистор, то сквозная динамическая характеристика для схемы с ОЭ представляет собой зависимость $i_{\text{к}}(e_{\Gamma})$, где $e_{\Gamma} = i_{\text{б}}R_{\Gamma} + u_{\text{бэ}}$.

Усилительные элементы могут работать в различных режимах, отличающихся друг от друга тем, что ток в выходной цепи УЭ может протекать в течение различной части периода сигнала, действующего на его входе. Различают следующие основные режимы работы усилительных элементов: A , B , C , D .

Режим A . В режиме A точка покоя $I_{\text{ВЫХ}0}$ выбирается на прямолинейном участке сквозной динамической характеристики таким образом, чтобы входной сигнал находился в пределах прямолинейного участка (рис. 3.19). Как следует из рис. 3.19, в режиме A выходной ток $i_{\text{ВЫХ}}$ существует в течение всего периода усиливаемого сигнала e_{Γ} и практически повторяет форму входного сигнала. Нелинейные искажения выходного сигнала получаются минимальными. При этом среднее значение выходного тока равно $I_{\text{ВЫХ ср}} \approx I_{\text{ВЫХ}0}$, оно больше амплитуды переменной составляющей $I_{\text{ВЫХ}0} > I_{\text{ВЫХ м}}$. Поэтому КПД каскада в режиме A получается небольшим: максимальный КПД в резисторных каскадах не превышает 25%, в трансформаторных – 50%, реальный КПД значительно меньше.

Существенным достоинством режима A являются малые нелинейные искажения сигнала. Из-за указанных свойств режим A используется в каскадах предварительного усиления, а также в выходных каскадах небольшой мощности.

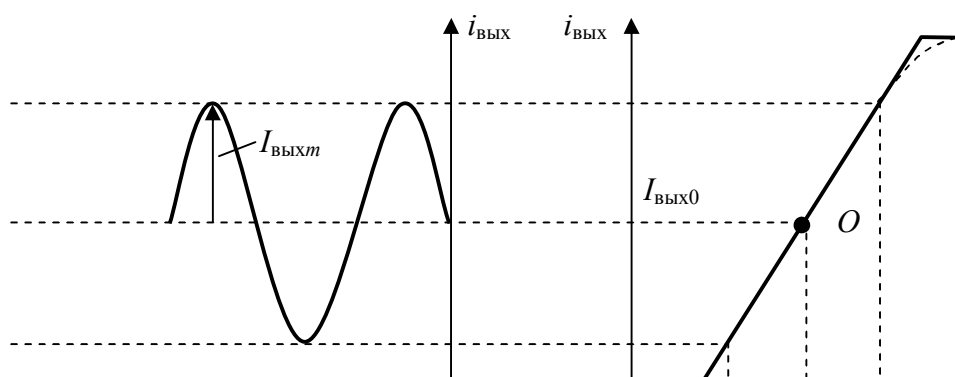


Рис. 3.19. Диаграмма работы транзистора в режиме *A*

Режим B. При работе транзистора в режиме *B* его выходной ток существует в течение половины периода усиливаемого сигнала, в течение другой половины периода ток равен нулю, то есть каскад работает с отсечкой тока. Однако такое определение режима *B* справедливо только для идеализированного случая, когда сквозную динамическую характеристику аппроксимируют линейно-ломаной прямой. При такой идеализации ток покоя $I_{\text{вых0}}$ в режиме *B* равен нулю, однако в реальном случае ток имеет малое конечное значение. На рис. 3.20, иллюстрирующем работу транзистора в режиме *B*, непрерывной линией показана идеальная сквозная характеристика, штриховой – реальная.

При работе транзистора с отсечкой выходного тока вводят понятие *угла отсечки* Θ . Углом отсечки называют половину той части периода, в течение которой существует выходной ток. Измеряется угол отсечки в радианах либо в градусах. Как следует из диаграммы рис. 3.20 в режиме *B*, в идеализированном случае $\Theta = \frac{\pi}{2}$, в реальном $\Theta > \frac{\pi}{2}$. В режиме *A* угол отсечки $\Theta = \pi$, так как ток протекает в течение всего периода входного сигнала.

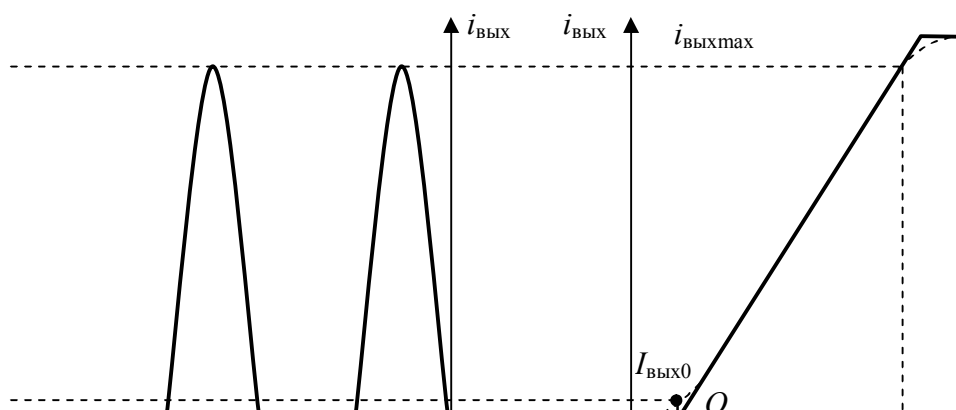


Рис. 3.20. Диаграмма работы транзистора в режиме *B*

Для определения КПД каскада в режиме *B* разложим импульсы выходного тока в ряд Фурье, полагая $\Theta = \frac{\pi}{2}$:

$$i_{\text{вых}} = i_{\text{вых max}} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots \right), \quad (3.35)$$

где $i_{\text{вых max}}$ – максимальное значение выходного тока.

Первое слагаемое выражения (3.35) представляет собой среднее значение (постоянную составляющую) выходного тока

$$I_{\text{вых ср}} = \frac{1}{\pi} i_{\text{вых max}}, \quad (3.36)$$

далее рассчитываются амплитуды гармоник.

Анализируя выражение (3.35), можно сделать ряд важных практических выводов.

1. Среднее значение выходного тока $I_{\text{вых ср}}$ зависит от уровня входного сигнала, при отсутствии сигнала в идеализированном случае ток от источника питания не потребляется ($I_{\text{вых ср}} = 0$). В реальной схеме потребляется небольшой ток $I_{\text{вых0}}$. При длительной работе усилителя в режиме *B* расход энергии источника питания оказывается значительно меньше, чем при работе в режиме *A*. Это одно из главных преимуществ режима *B*.

2. Амплитуда первой гармоники в режиме *B* в $\pi/2 = 1,57$ раз больше среднего значения $\frac{I_{\text{вых1m}}}{I_{\text{вых ср}}} = \frac{\pi}{2}$. В результате максимальное значение КПД в режиме *B* (для идеализированного случая) равно

$$\eta_B = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{\text{ВЫХ}1m} \cdot U_{\text{ВЫХ}1m}}{I_{\text{ВЫХ}cp} \cdot E_{\Pi}} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{\text{ВЫХ}1m}}{E_{\Pi}} \approx 0,785 \text{ (при } U_{\text{ВЫХ}1m} \approx E_{\Pi}\text{)}, \text{ для реаль-}$$

ных схем – $\eta_B = 0,6$.

Существенным недостатком режима *B* является высокий уровень высших гармонических составляющих. Для усиления гармонических сигналов режим *B* можно использовать только в двухтактном выходном каскаде. В двухтактном каскаде одно плечо работает в течение положительного полупериода сигнала, а другое – в течение отрицательного. В нагрузке оба сигнала складываются, образуя полный сигнал.

В идеальном двухтактном каскаде (при полной симметрии схемы) четные гармоники выходного сигнала компенсируются, что приводит к уменьшению нелинейных искажений каскада. Если в схеме существует несимметрия, нелинейные искажения возрастают. Из-за нелинейности реальной сквозной характеристики (пунктирная линия) нелинейные искажения велики при малом уровне сигнала: в выходном сигнале появляется так называемая «ступенька сопряжения» (рис. 3.21).

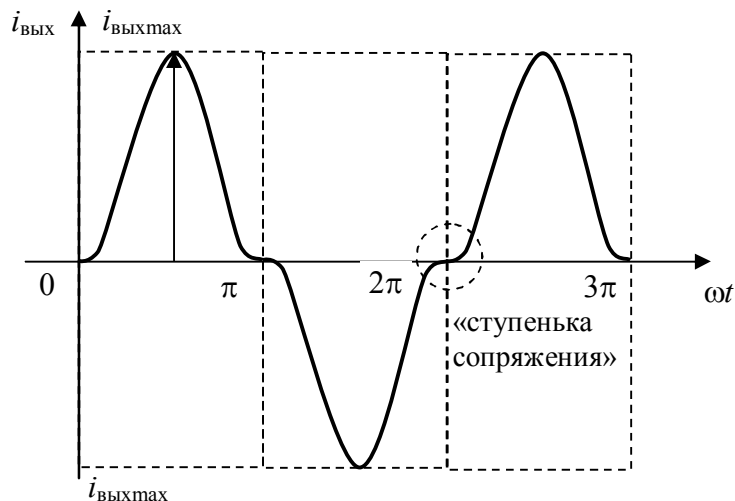


Рис. 3.21. Искаженный выходной сигнал в двухтактном каскаде в режиме *B* (при малом уровне сигнала)

Для уменьшения «ступеньки сопряжения» необходимо увеличивать значение тока $I_{\text{ВЫХ}0}$, что приводит к уменьшению КПД двухтактного каскада.

Режим C. Угол отсечки выходного тока транзистора, работающего в режиме *C*, меньше $\pi/2$, что обеспечивается выбором точки покоя на оси абсцисс левее точки пересечения с ней идеальной сквозной характеристики (рис. 3.22). Характерным для режима *C* является то, что при отсутствии сигнала, а также при малом его уровне, выходной ток равен нулю.

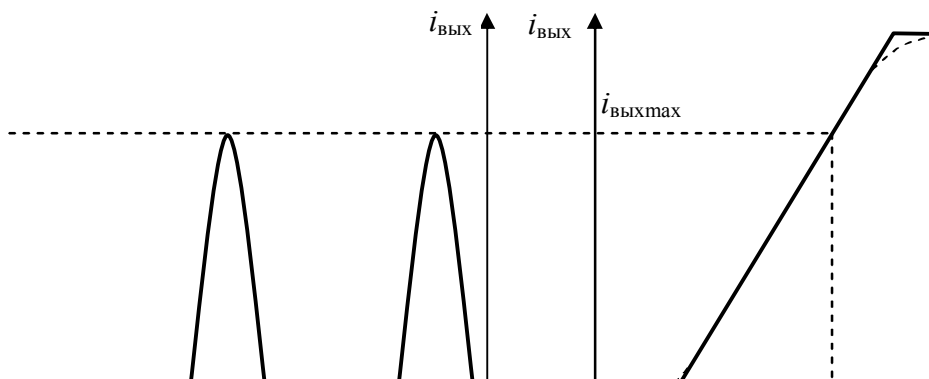


Рис. 3.22. Диаграмма работы транзистора в режиме *C*

Преимуществом режима *C* по сравнению с режимами *A* и *B* является более высокая экономичность. Но нелинейные искажения сигнала в каскадах, работающих в режиме *C*, существенно больше. Из-за высокого КПД режим *C* используется в мощных каскадах, нагрузкой которых являются избирательные цепи, осуществляющие эффективное подавление высших гармоник.

Режим D. Одним из недостатков режимов *A*, *B* и *C* является уменьшение КПД при уменьшении амплитуды усиливаемого сигнала. Поэтому изменение в широких пределах амплитуды сигнала приводит к снижению среднего КПД по сравнению с его максимально возможным значением. Этот недостаток устранен в каскадах с режимом *D*. В усилительных каскадах с режимом *D* транзистор работает в *ключевом режиме*, то есть находится либо в закрытом, либо открытом состоянии. Если усилительным элементом служит биполярный транзистор (БТ), то Закрытое состояние БТ соответствует *режиму отсечки*, а открытое – *режиму насыщения*. В *режиме отсечки* выходной ток транзистора в схеме с ОЭ $i_{\text{вых}} = i_{\text{к}} + I_{\text{кб0}}(1 + h_{21э})$ минимален, а выходное напряжение $u_{\text{вых}} = u_{\text{кэ}} \approx E_{\text{п}}$ близко к максимальному. В *режиме насыщения* выходной ток в схеме с ОЭ $i_{\text{вых}} = I_{\text{к нас}}$ максимален, выходное напряжение минимально $u_{\text{вых}} = U_{\text{кэ нас}}$. При *ключевом режиме* потери энергии внутри биполярного транзистора малы, что дает возможность реализовать КПД устройства, близкий к единице. Режим *D* широко используется в импульсных устройствах и цифровой технике.

3.5.4. Цепи питания каскадов на биполярных транзисторах

Для работы биполярного транзистора в каскадах, схемы которых приведены на рис. 3.17, необходимо ввести цепи питания. Цепи питания обеспечивают

требуемый режим работы транзистора, который определяется положением точки покоя, как показано на рис. 3.19, 3.20, 3.22. Токи и напряжения покоя БТ устанавливаются подачей соответствующих постоянных напряжений и токов от источника питания. Под каскадом понимают схему, в которой используется, как правило, один биполярный транзистор (один усилительный элемент) или его эквивалент, как, например, в случае использования составных транзисторов или каскодных схем.

Питание цепей коллекторов в усилителях на биполярных транзисторах обычно осуществляется от общего источника питания, к которому параллельно подключаются питаемые цепи (рис. 3.23).

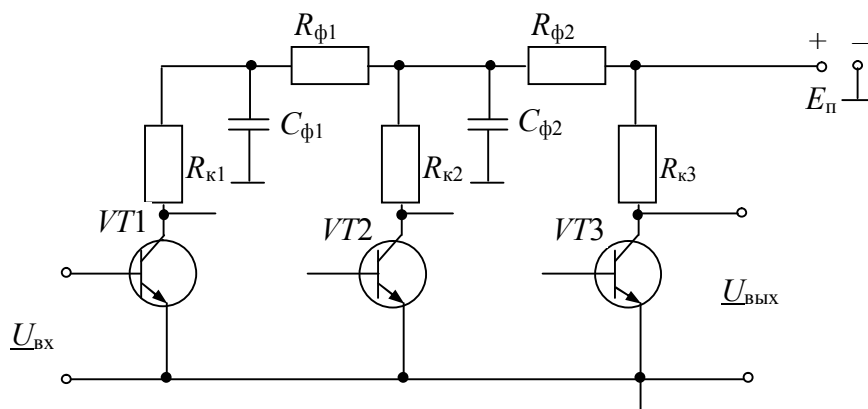


Рис. 3.23. Цепи питания коллекторов от общего источника

При подключении к одному источнику питания коллекторных цепей нескольких каскадов переменная составляющая коллекторного тока каждого из них создает переменную составляющую напряжения на зажимах источника питания. Эта переменная составляющая напряжения на зажимах $E_{п}$ затем попадает на входы каскадов. Это приводит к возникновению паразитной межкаскадной связи через источник питания $E_{п}$, искажающей характеристики усилителя, а иногда вызывающей его самовозбуждение. Для ослабления этой связи в коллекторные цепи включают развязывающие фильтры $C_{\phi 1}R_{\phi 1}$, $C_{\phi 2}R_{\phi 2}$, как показано на рис. 3.23. Фильтры ослабляют переменную составляющую напряжения при передаче ее от источника питания к коллекторным цепям каскадов. Последний каскад обычно не имеет развязывающего фильтра, так как требует наибольшего напряжения питания.

Для установления необходимого режима работы на базу транзистора подают напряжение смещения, которое задает положение точки покоя O (рис. 3.19, 3.20). Это смещение желательно получить от источника коллекторного напряжения $E_{п}$, так как при этом для питания всего усилителя потребуется только один источник.

На рис. 3.24 показаны простейшие схемы подачи смещения в цепь базы биполярного транзистора. В обоих каскадах транзистор работает в режиме A (рис. 3.19), то есть в режиме покоя (при отсутствии входного сигнала) в транзисторе протекают постоянные составляющие тока коллектора $I_{к0}$, тока базы $I_{б0}$ и тока эмиттера $I_{э0} = I_{к0} + I_{б0}$. Так как обычно $I_{к0} \gg I_{б0}$, то можно полагать, что ток

$I_{э0} \approx I_{к0}$. На выводах транзистора образуются постоянные напряжения $U_{кэ0}$ и $U_{бэ0}$ (стрелки, как принято, направлены от плюса к минусу). Разделительные конденсаторы C_{p1} и C_{p2} разделяют источник сигнала, усилительный каскад и нагрузку по постоянному току. Значения емкостей разделительных конденсаторов выбирают большими, чтобы их сопротивления для низшей частоты усиливаемого диапазона было небольшим.

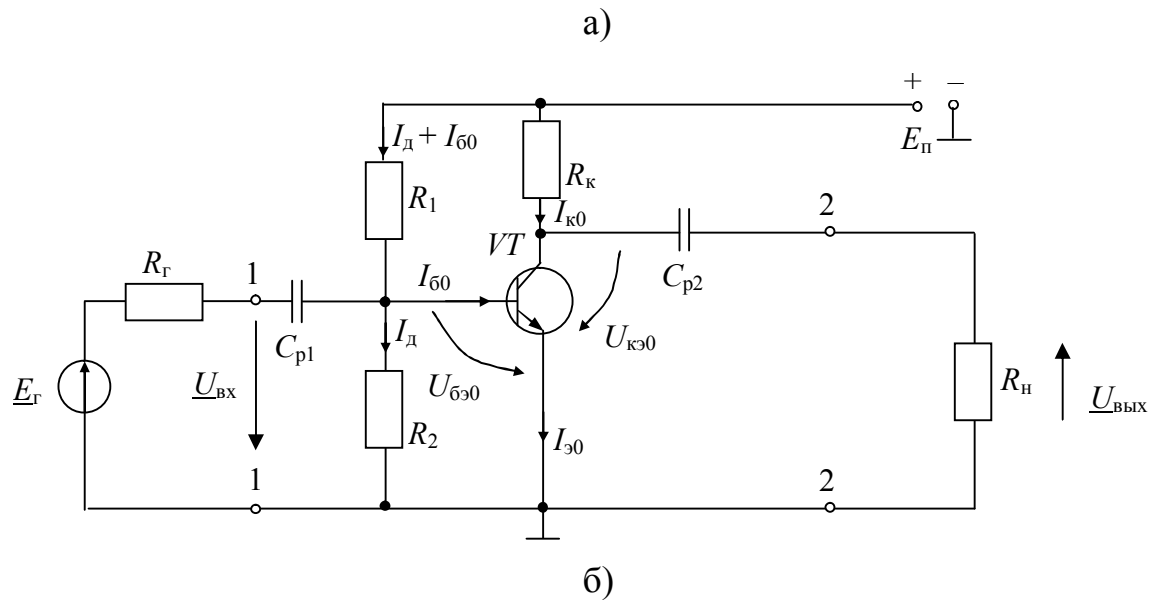


Рис. 3.24. Простейшие схемы подачи смещения в цепь базы биполярного транзистора: а) фиксированным током базы; б) фиксированным напряжением база – эмиттер

Схема подачи смещения фиксированным током базы (рис. 3.24,а).

Рассмотрим цепи протекания постоянных токов и согласно второму закону Кирхгофа составим уравнения для этих цепей.

Ток базы I_{60} протекает от плюса источника питания $E_{\text{п}}$ через сопротивление R_6 , через переход база – эмиттер и на общий провод (корпус, минус $E_{\text{п}}$). Запишем уравнение для цепи базового тока

$$E_{\text{п}} = I_{60}R_6 + U_{6\varepsilon 0}. \quad (3.37)$$

Из уравнения (3.37) найдем ток смещения I_{60}

$$I_{60} = \frac{E_{\text{п}} - U_{6\varepsilon 0}}{R_6} \approx \frac{E_{\text{п}}}{R_6}, \quad (3.38)$$

так как обычно выполняется неравенство $E_{\text{п}} \gg U_{6\varepsilon 0}$.

Из формулы (3.38) следует, что ток смещения I_{60} практически не зависит от параметров транзистора, имеет фиксированное значение, определяемое лишь напряжением источника питания $E_{\text{п}}$ и сопротивлением R_6 . Значения I_{60} и $U_{6\varepsilon 0}$ заданы режимом работы транзистора (точка покоя O), поэтому для обеспечения заданного режима необходимо определить значение сопротивления R_6

$$R_6 = \frac{E_{\text{п}}}{I_{60}}. \quad (3.39)$$

Ток коллектора протекает от плюса источника питания $E_{\text{п}}$ через сопротивление $R_{\text{к}}$, через переход коллектор – эмиттер и на корпус. Запишем уравнение для цепи коллекторного тока

$$E_{\text{п}} = I_{\text{к}0}R_{\text{к}} + U_{\text{к}\varepsilon 0}. \quad (3.40)$$

Значения $I_{\text{к}0}$ и $U_{\text{к}\varepsilon 0}$ заданы режимом работы, тогда сопротивление $R_{\text{к}}$ будет равно

$$R_{\text{к}} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{к}\varepsilon 0}}{I_{\text{к}0}}. \quad (3.41)$$

Схема подачи смещения фиксированным напряжением база – эмиттер (рис. 3.24,б).

В схеме рис. 3.24,б необходимое напряжение смещения $U_{6\varepsilon 0}$ обеспечивается с помощью делителя напряжения R_1 и R_2 в цепи базы. Рассмотрим цепи протекания постоянных токов в этой схеме. Ток делителя $I_{\text{д}}$ протекает от плюса источника питания $E_{\text{п}}$ через сопротивления R_1 и R_2 на корпус. Ток базы I_{60} протекает от плюса $E_{\text{п}}$ через сопротивление R_1 , переход база – эмиттер и на корпус. Для этих двух цепей составим уравнения:

$$E_{\text{п}} = (I_{\text{д}} + I_{60})R_1 + I_{\text{д}}R_2, \quad (3.42)$$

$$E_{\text{п}} = (I_{\text{д}} + I_{60})R_1 + U_{6\varepsilon 0}. \quad (3.43)$$

Напряжение смещения

$$U_{6\varepsilon 0} = I_{\text{д}}R_2,$$

ток делителя найдем из уравнения (3.42)

$$I_{\text{д}} = \frac{E_{\text{п}} - I_{60}R_1}{R_1 + R_2}.$$

Если выбрать $I_d \gg I_{\text{б0}}$, то согласно уравнению (3.42) $I_d \approx \frac{E_{\text{п}}}{R_1 + R_2}$, а напря-

жение смещения

$$U_{\text{бэ0}} = E_{\text{п}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (3.44)$$

то есть *напряжение смещения $U_{\text{бэ0}}$ имеет фиксированное значение*, определяемое лишь напряжением источника питания $E_{\text{п}}$ и сопротивлениями делителя R_1 и R_2 .

Для коллекторного тока $I_{\text{к0}}$ цепь протекания аналогична схеме рис. 3.24,а, уравнение коллекторной цепи – формуле (3.40).

3.5.5. Расчет усилителя с общим эмиттером

Рассмотрим работу усилительного каскада с общим эмиттером (рис. 3.24,а), когда на его вход подан гармонический сигнал. При наличии ЭДС сигнала на входе усилителя в цепях транзистора появляются переменные составляющие токов и напряжений. Расчет каскада выполним графоаналитическим методом, используя статические вольт-амперные характеристики транзистора, как показано на рис. 3.25. Каскад работает в режиме *A*. Для получения небольших нелинейных искажений сигнал должен располагаться в пределах линейных участков входной и выходной ВАХ. Для этого необходимо задать режим работы транзистора. Постоянные токи и напряжения в цепях биполярного транзистора (БТ), соответствующие состоянию покоя ($I_{\text{б0}}$, $U_{\text{бэ0}}$, $I_{\text{к0}}$, $U_{\text{кэ0}}$), определяют *точку покоя O* на статических характеристиках биполярного транзистора.

Графоаналитический анализ нагляден и позволяет лучше уяснить работу усилителя. Для проведения графического анализа на семействе выходных характеристик транзистора строится *линия нагрузки*, то есть зависимость $i_{\text{к}}(u_{\text{кэ}})$ при включенном сопротивлении нагрузки.

Так как сопротивления коллекторной цепи для постоянного и переменного токов различны: $R_{\text{н=}} = R_{\text{к}}$, $R_{\text{н~}} = \frac{R_{\text{н}} \cdot R_{\text{к}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{к}}}$ (параллельному соединению $R_{\text{к}}$ и $R_{\text{н}}$), строят две нагрузочные прямые: постоянного тока $R_{\text{н=}}$ (штриховая линия) и переменного тока $R_{\text{н~}}$ (непрерывная линия, $\text{tg } \alpha = \frac{1}{R_{\text{н~}}}$). Обе нагрузочные прямые

пересекаются в точке покоя *O*. Наибольшую информацию о работе каскада дает нагрузочная прямая переменного тока.

Для построения нагрузочной прямой постоянного тока воспользуемся уравнением (3.40). В координатах $i_{\text{к}}(u_{\text{кэ}})$ это уравнение прямой линии, которую построим как линию в отрезках:

- 1) при $i_{\text{к}} = 0$, $u_{\text{кэ}} = E_{\text{п}}$;
- 2) при $u_{\text{кэ}} = 0$, $i_{\text{к}} = E_{\text{п}}/R_{\text{к}}$ – это расчетное значение координаты.

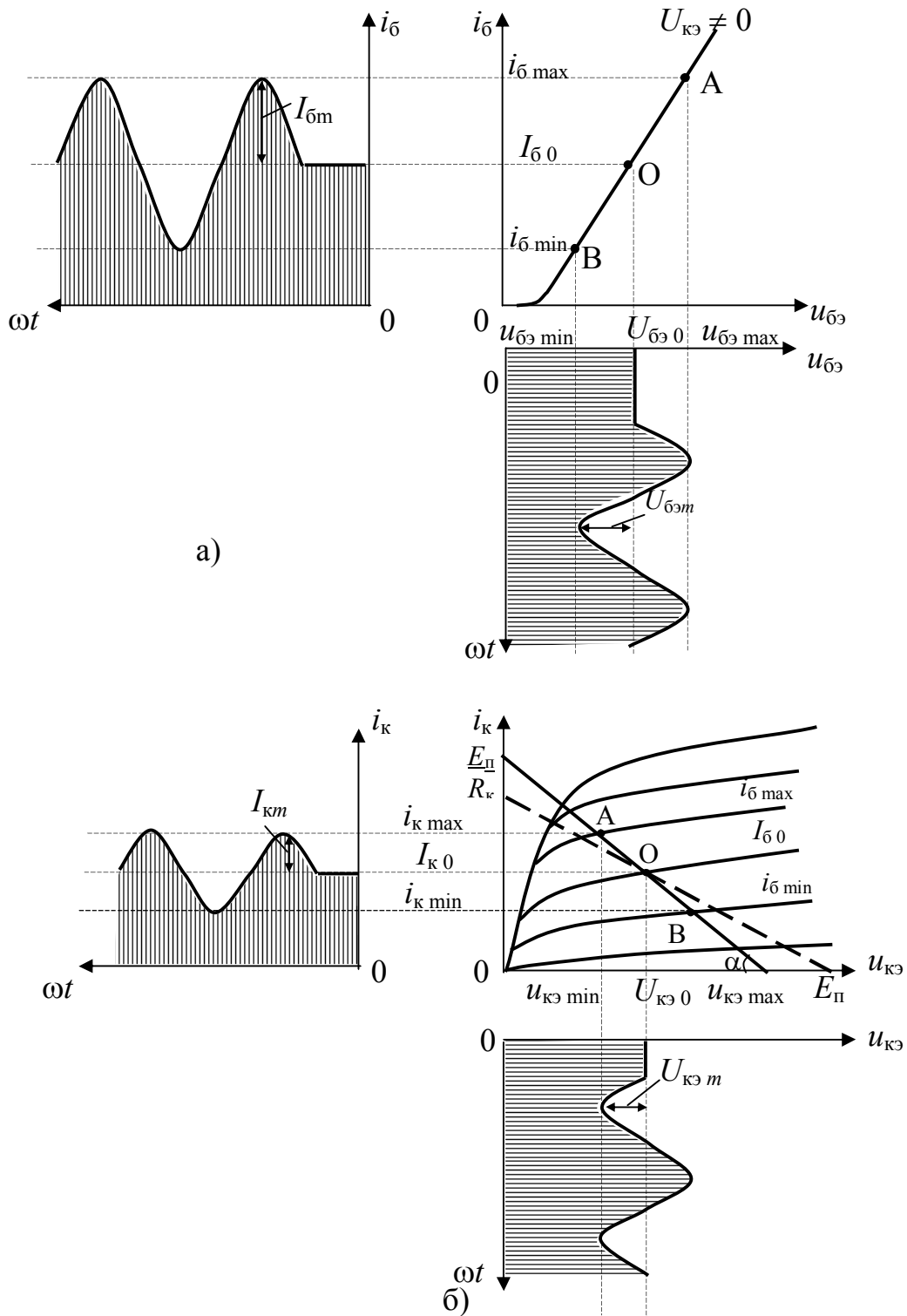


Рис. 3.25. Диаграмма работы усилителя с общим эмиттером в режиме A

Откладывая точки 1 и 2 на соответствующих осях и соединяя их прямой линией, построим нагрузочную прямую постоянного тока (пунктирная линия на рис. 3.25,б). В схеме рис 3.24,а положение точки покоя O на входной ВАХ задается фиксированным током базы (током смещения)

$$I_{\text{б0}} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{бэ0}}}{R_{\text{б}}} \approx \frac{E_{\text{п}}}{R_{\text{б}}}, \quad (3.45)$$

так как $E_{\text{п}} \gg U_{\text{бэ0}}$.

В этом случае положение точки O на выходных ВАХ задано точкой пересечения статической выходной характеристики при $i_{\text{б}} = I_{\text{б0}}$ и нагрузочной прямой постоянного тока (рис. 3.25,б). Координаты этой точки определяют ток покоя $I_{\text{к0}}$ и напряжение покоя $U_{\text{кэ0}}$. Между током $I_{\text{к0}}$ и напряжением $U_{\text{кэ0}}$ имеется однозначная связь:

$$U_{\text{кэ0}} = E_{\text{п}} - I_{\text{к0}}R_{\text{к}}. \quad (3.46)$$

Наклон нагрузочной прямой постоянного тока зависит от сопротивления $R_{\text{к}}$.

Как видно из рис. 3.25,а, при подаче на вход каскада гармонического сигнала

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вхm}} \sin \omega t,$$

мгновенное напряжение между базой и эмиттером транзистора становится равным

$$u_{\text{бэ}} = U_{\text{бэ0}} + U_{\text{бэм}} \sin \omega t, \quad (3.47)$$

где $U_{\text{бэм}} = U_{\text{вхm}}$.

При этом положение рабочей точки на входной характеристике начинает периодически изменяться от точки A до точки B , мгновенное значение тока базы изменяется с амплитудой $I_{\text{бm}}$:

$$i_{\text{б}} = I_{\text{б0}} + I_{\text{бm}} \sin \omega t.$$

Из рис. 3.25,б следует, что при изменении тока базы от величины $i_{\text{бmax}}$ до величины $i_{\text{бmin}}$ изменяется также положение рабочей точки на выходных характеристиках от точки A до точки B на нагрузочной прямой $R_{\text{н}\sim}$. При этом изменяются ток коллектора с амплитудой $I_{\text{км}}$ и напряжение коллектор – эмиттер с амплитудой $U_{\text{кэм}}$; мгновенные значения их равны:

$$i_{\text{к}} = I_{\text{к0}} + I_{\text{км}} \sin \omega t; \quad (3.48)$$

$$\begin{aligned} u_{\text{кэ}} &= E_{\text{п}} - I_{\text{к0}}R_{\text{к}} - I_{\text{км}} \sin \omega t \cdot R_{\text{н}\sim} = \\ &= U_{\text{кэ0}} - I_{\text{км}} \sin \omega t \cdot R_{\text{н}\sim} = U_{\text{кэ0}} - U_{\text{кэм}} \sin \omega t. \end{aligned} \quad (3.49)$$

Ординаты на эпюрах показывают мгновенные значения токов и напряжений (заштрихованные участки на эпюрах рис. 3.25).

По уравнению (3.49) строим нагрузочную прямую переменного тока (сплошная линия), где угол наклона этой линии равен

$$\text{tg } \alpha = \frac{1}{R_{\text{н}\sim}}. \quad (3.50)$$

Обе нагрузочные прямые пересекаются в точке покоя O . В схеме рис. 3.24, а $R_{\text{н}=\text{}} > R_{\text{н}\sim}$, поэтому нагрузочные прямые проходят под разными углами.

Изменение напряжения $u_{\text{кэ}}$ происходит в противофазе с изменением напряжения $u_{\text{бэ}}$. Выходное напряжение каскада равно переменной составляющей напряжения коллектор – эмиттер, следовательно,

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{кэм}} \sin(\omega t - \pi), \quad (3.51)$$

а

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{бэм}} \sin \omega t.$$

Таким образом, каскад с ОЭ *инвертирует* входной сигнал.

Амплитуда коллекторного тока $I_{км}$ во много раз больше амплитуды тока базы $I_{бм}$, так как коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ $h_{21э} = \frac{I_{к}}{I_{б}} \gg 1$.

Амплитуда коллекторного напряжения $U_{кэм}$ во много раз больше амплитуды входного сигнала $U_{бэм} = U_{вхм}$, так как коллекторное напряжение во много раз больше управляющего напряжения на базе. Следовательно, каскад с ОЭ усиливает и ток, и напряжение входного сигнала.

Пользуясь графиками, приведенными на рис. 3.25, можно определить основные параметры каскада:

коэффициент усиления тока

$$K_i = \frac{I_{км}}{I_{бм}}; \quad (3.52)$$

коэффициент усиления напряжения

$$K_u = \frac{U_{кэм}}{U_{бэм}}; \quad (3.53)$$

коэффициент усиления мощности

$$K_p = K_u \cdot K_i;$$

выходную мощность

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} I_{км} U_{кэм} = \frac{1}{2} I_{км}^2 R_{н} = \frac{1}{2} \frac{U_{кэм}^2}{R_{н}}; \quad (3.54)$$

входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{бэм}}{I_{бэм}}. \quad (3.55)$$

Мощность, потребляемая усилительным каскадом от источника питания, равна

$$P_{\text{пот}} = E_{п} \cdot I_{к \text{ ср}} \approx E_{п} \cdot I_{к0}, \quad (3.56)$$

так как в режиме А при малых нелинейных искажениях $I_{к \text{ ср}} = I_{к0}$.

Часть этой мощности, в виде мощности переменного тока, отдается нагрузке, часть тратится на сопротивлении $R_{к}$, а остаток рассеивается на коллекторе. При отсутствии сигнала $P_{\text{вых}} = 0$, мощность рассеяния на коллекторе максимальна и равна

$$P_{к0} = U_{кэ0} \cdot I_{к0}. \quad (3.57)$$

Потребленная коллектором энергия переходит в тепло и приводит к нагреванию коллекторного перехода. Для того, чтобы транзистор не вышел из строя, должно выполняться следующее неравенство

$$P_{к0} \leq 0,9 P_{к \text{ макс}}, \quad (3.58)$$

где $P_{к \text{ макс}}$ – максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторе. Значение мощности $P_{к \text{ макс}}$ зависит от типа транзистора, максимальной температуры окружающей среды $T_{с \text{ макс}}^{\circ}$, максимально допустимой температуры перехода $T_{п \text{ макс}}^{\circ}$ и теплового сопротивления переход – окружающая среда $R_{т(п-с)}$ град/Вт:

$$P_{к \text{ макс}} = \frac{T_{п \text{ макс}}^{\circ} - T_{с \text{ макс}}^{\circ}}{R_{т(п-с)}}. \quad (3.59)$$

Значения $P_{к макс}$, $T_{п макс}$ и $R_{т(п-с)}$ обычно указываются в справочной литературе.

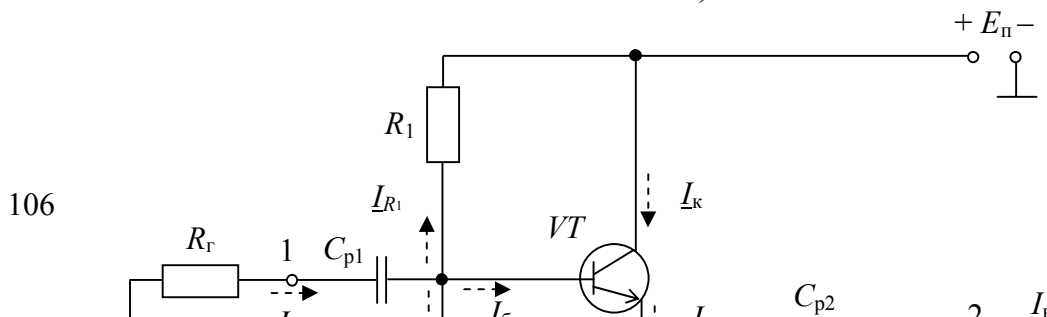
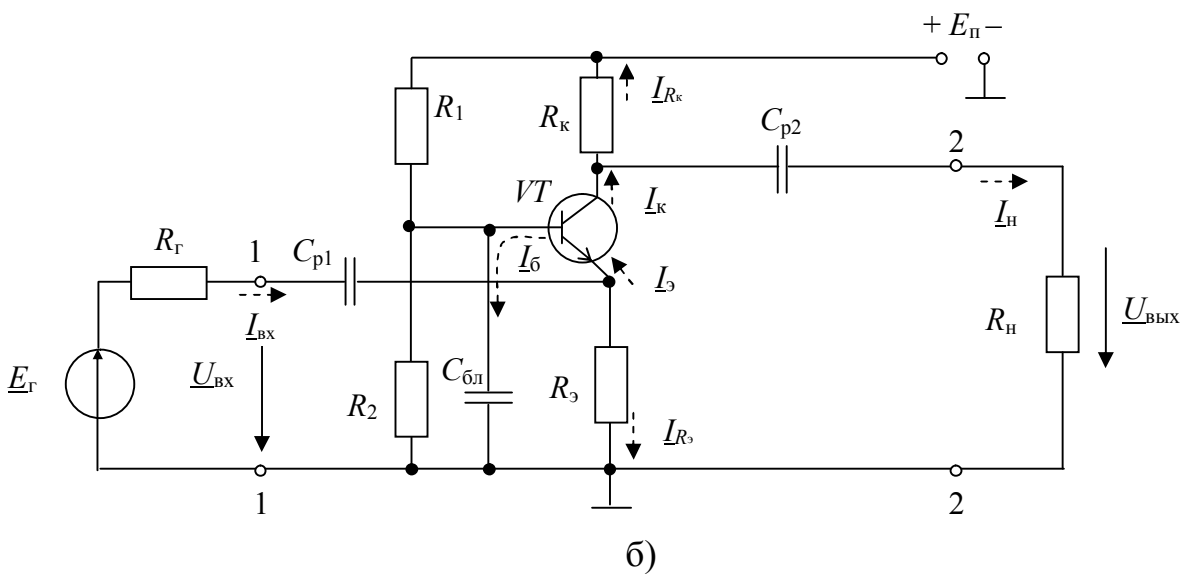
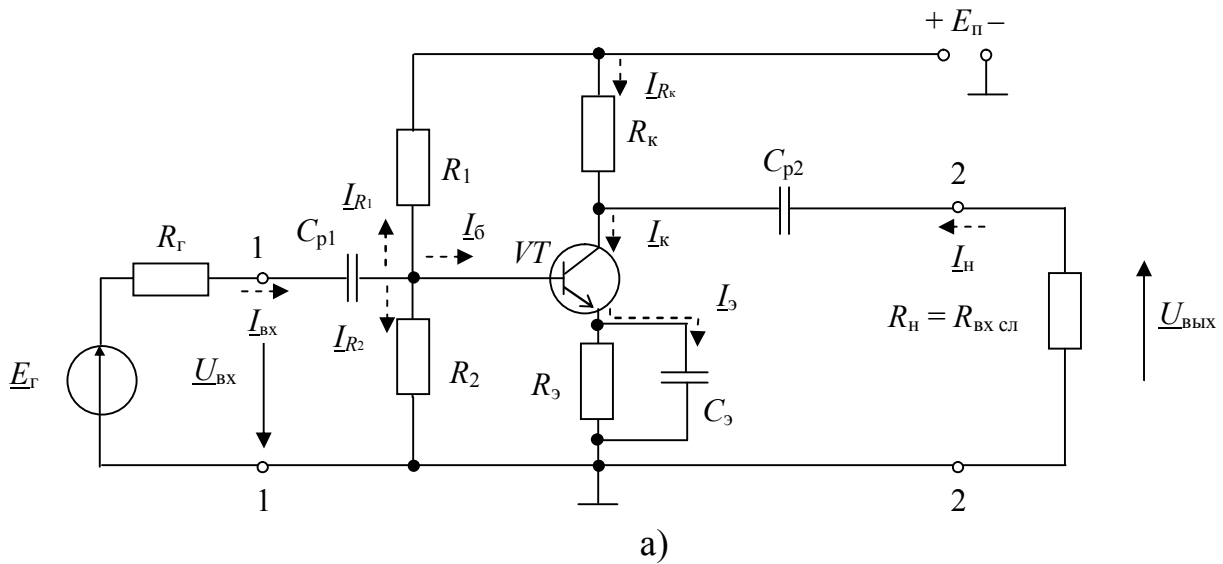
Полный коэффициент полезного действия (КПД) каскада равен отношению полезной мощности (выходной) к потребленной

$$\eta = P_{в\text{ых}}/P_{п\text{от}}.$$

Для резисторных каскадов (рис. 3.24) полный КПД $\eta < 0,25$.

3.5.6. Резисторные каскады на биполярных транзисторах и эмиттерной схемой стабилизации

На рис. 3.26 приведены принципиальные схемы резисторных каскадов на биполярных транзисторах и эмиттерной схемой стабилизации режима: на рис. 3.26,а – схема с общим эмиттером; на рис. 3.26,б – схема с общей базой; на рис. 3.26,в – схема с общим коллектором.



в)

Рис. 3.26. Резисторные каскады на биполярных транзисторах и эмиттерной схемой стабилизации режима: а) с общим эмиттером; б) с общей базой; в) с общим коллектором

Во всех схемах рис. 3.26 используются одинаковые цепи питания коллекторной цепи и подачи смещения в цепь базы от общего источника питания $E_{п}$. Каскады работают в режиме A . Для подачи смещения используется резистивный делитель R_1, R_2 . Для стабилизации режима в цепь эмиттера включен резистор R_3 , падение напряжения на котором равно

$$U_{R_3} = I_{э0} R_3 \approx I_{к0} R_3, \quad (3.60)$$

то есть прямо пропорционально постоянной составляющей тока коллектора $I_{к0}$. Напряжение смещения в этих схемах равно

$$U_{бэ0} = I_{д} R_2 - U_{R_3} = I_{д} R_2 - I_{к0} R_3, \quad (3.61)$$

где ток делителя $I_{д}$ равен $I_{д} = \frac{E_{п}}{R_1 + R_2}$

При увеличении температуры ток коллектора $I_{к0}$ увеличивается. Как следует из формулы (3.61) напряжение смещения $U_{бэ0}$ при этом уменьшается, уменьшается также ток смещения $I_{б0}$. Так как ток коллектора равен $I_{к0} = h_{21э} I_{б0}$, то есть прямо пропорционален току базы $I_{б0}$, то ток коллектора $I_{к0}$ также уменьшается. Такая отрицательная обратная связь по постоянному току приводит к стабилизации тока $I_{к0}$, при этом стабилизируется и напряжение $U_{кэ0}$. Следовательно, стабилизируется положение рабочей точки (точки покоя O) на выходных характеристиках.

Пути протекания переменных токов в схемах рис. 3.26 показаны пунктирными линиями. Направления этих токов задает полярность источника сигнала $E_{г}$ и уравнение, связывающее токи транзистора $I_э = I_к + I_б$. Переменные токи и напряжения в общем случае являются комплексными величинами.

В схемах использованы разделительные конденсаторы $C_{р1}$ и $C_{р2}$, которые разделяют каскад, источник сигнала и нагрузку по постоянному току. Эти конденсаторы должны пропустить переменные токи даже самой низкой частоты усиливаемого диапазона, поэтому значения емкостей этих конденсаторов выбирают большими.

В схеме с $OЭ$ (рис. 3.26,а) эмиттер соединен с корпусом по переменному току через блокировочный конденсатор $C_э$ большой емкости и является общей

точкой по переменному току между входом и выходом усилительного каскада. Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ подается на базу, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ снимается с коллектора, как показано на рис. 3.17,а.

В схеме с ОБ (рис. 3.26,б) база соединена с корпусом по переменному току через блокировочный конденсатор $C_{\text{бл}}$ большой емкости и является общей точкой по переменному току между входом и выходом каскада.

Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ подается на эмиттер, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ снимается с коллектора, как показано на рис. 3.17,б.

Так как в схеме с ОБ входным током является ток эмиттера $I_{\text{э}}$, а выходным – ток коллектора $I_{\text{к}}$, то коэффициент усиления тока схемы с ОБ

$K_i \approx h_{21\text{б}} = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{э}}} \approx \alpha$ меньше единицы. Значит, схема с ОБ не усиливает ток, но усиливает напряжение.

В схеме с ОК (рис. 3.26,в) коллектор соединен с корпусом по переменному току через низкоомный источник питания $E_{\text{п}}$, и является общей точкой по переменному току между входом и выходом каскада. Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ подается на базу, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ снимается с эмиттера, как показано на рис. 3.17,в. Как следует из рис. 3.26,в, в схеме с ОК входное напряжение $U_{\text{вх}}$ равно сумме напряжений

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{бэ}} + U_{\text{вых}},$$

то есть входное напряжение больше выходного. Поэтому коэффициент усиления напряжения схемы с ОК $K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$ меньше единицы. Значит, схема с ОК не

усиливает напряжение, но усиливает ток $K_i \approx \frac{I_{\text{э}}}{I_{\text{б}}} = 1 + h_{21\text{б}} = 1 + \beta$.

3.5.7. Двухтактные выходные каскады на биполярных транзисторах

Двухтактными называют каскады, содержащие два (или две группы) биполярных транзистора, работающие на общую нагрузку, выходные токи которых сдвинуты на π . Каждый БТ с соответствующими цепями образует плечо двухтактного каскада. Обычно говорят, что плечи работают в противофазе. Двухтактные каскады позволяют использовать режим В и обеспечить требуемую мощность в нагрузке при высоком КПД и допустимых нелинейных искажениях.

Трансформаторный двухтактный выходной каскад

Принципиальная схема двухтактного трансформаторного каскада с общим эмиттером приведена на рис. 3.27.

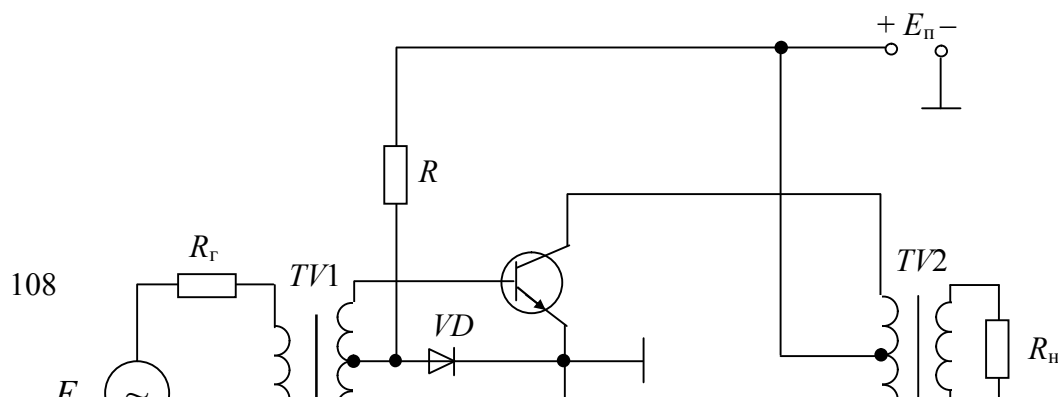


Рис. 3.27. Двухтактный трансформаторный каскад с общим эмиттером

Схема должна быть симметричной, в этом случае существенно уменьшаются нелинейные искажения каскада. В схеме использованы два трансформатора: входной $TV1$ и выходной $TV2$. Входной трансформатор позволяет получить на транзисторах $VT1$ и $VT2$ входные напряжения, сдвинутые по фазе на π , то есть предыдущий каскад должен быть *фазоинверсным*. Выходной трансформатор позволяет создать транзисторам оптимальное сопротивление нагрузки коллектора переменному току каждого плеча $R_{н-пл}$ при заданном сопротивлении нагрузки усилителя R_n . С помощью резистора R и диода VD в каскаде подается напряжение смещения, при котором отсутствует "ступенька сопряжения", как показано на рис. 3.21. Кроме того, диод VD служит элементом температурной компенсации для стабилизации точки покоя транзисторов $VT1$ и $VT2$. Следовательно, каскад работает в режиме AB , что также позволяет уменьшить нелинейные искажения каскада.

В схеме транзисторы $VT1$ и $VT2$ работают поочередно. Если на базу транзистора $VT1$ подается положительная полуволна входного синусоидального напряжения, то на базу транзистора $VT2$ в этот момент подается напряжение в противофазе – отрицательная полуволна. В результате транзистор $VT1$ открывается, транзистор $VT2$ закрывается. Работает верхнее плечо схемы. Переменный ток коллектора транзистора $VT1$ $i_{к1}$ протекает через верхнюю полуобмотку трансформатора $TV2$ и источник питания E_n , создается переменный магнитный поток, который во вторичной обмотке индуцирует ЭДС. Под действием этой ЭДС в нагрузке появляется ток и создается выходное напряжение определенного знака.

Через полпериода ситуация изменится на противоположную: $VT1$ – закроется, $VT2$ – откроется, будет работать нижнее плечо. Направление тока коллектора транзистора $VT2$ $i_{к2}$ в полуобмотке трансформатора $TV2$ противоположно направлению тока $i_{к1}$, поэтому магнитный поток изменит свое направление и напряжение на нагрузке изменит свой знак. Таким образом, на нагрузке получим полный усиленный синусоидальный сигнал.

Широкое применение двухтактных выходных каскадов обусловлено целым рядом положительных свойств этих схем.

1) Ток в нагрузке, а, значит, и *выходной сигнал не содержит четных гармоник*. Компенсация четных гармоник позволяет использовать экономичный режим B .

2) На выходе каскада компенсируются все синфазные помехи. Это снижает чувствительность двухтактного каскада к пульсациям питающего напряжения, что позволяет упростить сглаживающие фильтры выпрямителей, питающих усилительный каскад. При этом увеличивается динамический диапазон усилителя.

3) Отсутствует постоянное подмагничивание сердечника выходного трансформатора $TV2$, так как разностный ток не содержит средней составляющей I_{cp} . Это позволяет при заданной выходной мощности существенно снизить массу, габариты и стоимость трансформатора $TV2$.

4) Ток, протекающий через общий источник питания E_{Σ} , не содержит основную частоту (первую гармонику) сигнала, так как общий ток в цепях питания равен сумме токов плеч

$$i_{\Sigma} = i_{k1} + i_{k2} = 2I_{cp} + 2I_{m2}\cos 2\omega t + \dots \quad (3.62)$$

и содержит только постоянную составляющую и четные гармоники, нечетные гармоники компенсируются. Благодаря этому заметно снижается паразитная межкаскадная связь через общий источник питания, упрощаются развязывающие фильтры.

Бестрансформаторный двухтактный выходной каскад

Использование трансформаторов в усилителях мощности приводит к ряду существенных недостатков. Трансформатор вносит дополнительные частотные, фазовые, переходные и нелинейные искажения и имеет большую массу, габариты и стоимость. В трансформаторе теряется часть мощности, поэтому уменьшается КПД усилителя. Но, самое главное, трансформатор невозможно выполнить по интегральной технологии.

В настоящее время широкое применение получили бестрансформаторные транзисторные двухтактные выходные каскады, особенно в связи с возможностью использования таких каскадов в интегральных микросхемах (ИМС).

Наибольшее распространение получили двухтактные схемы, в которых используются комплементарные пары. *Комплементарную пару* образуют транзисторы с одинаковыми параметрами, но разными типами проводимости, например, биполярные транзисторы $n-p-n$ и $p-n-p$ типа. В этом случае входы обоих плечей двухтактной схемы можно объединить. Тогда сигнал, открывающий транзистор $n-p-n$ типа, будет соответственно закрывать транзистор $p-n-p$ типа, и наоборот. Таким образом, схема будет работать как двухтактная.

Для получения высокого КПД бестрансформаторные выходные каскады чаще всего работают в режиме $B(AB)$. Транзисторы в выходных каскадах включаются как повторители, то есть используются двухтактные эмиттерные повторители. Для получения большой мощности промышленность специально выпускает комплементарные пары мощных транзисторов с большими токами коллекторов и большими коэффициентами усиления тока. Эти комплементарные пары широко используются в бытовой аппаратуре. Для увеличения мощности можно использовать комплементарные пары, выполненные на составных транзисторах, как показано на рис. 3.18, а и б. Использование комплементарных пар позволило существенно упростить и удешевить схемы выходных каскадов.

Схема двухтактного бестрансформаторного каскада на биполярных транзисторах, работающего в режиме $B(AB)$, приведена на рис. 3.28. В схеме использована непосредственная связь между каскадами и с нагрузкой (отсутствуют разделительные конденсаторы), что облегчает использование интегральной технологии. В схеме транзисторы $VT1$ и $VT2$ включены как эмиттерные повторители. Поэтому схему назвали *двухтактным эмиттерным повторителем*.

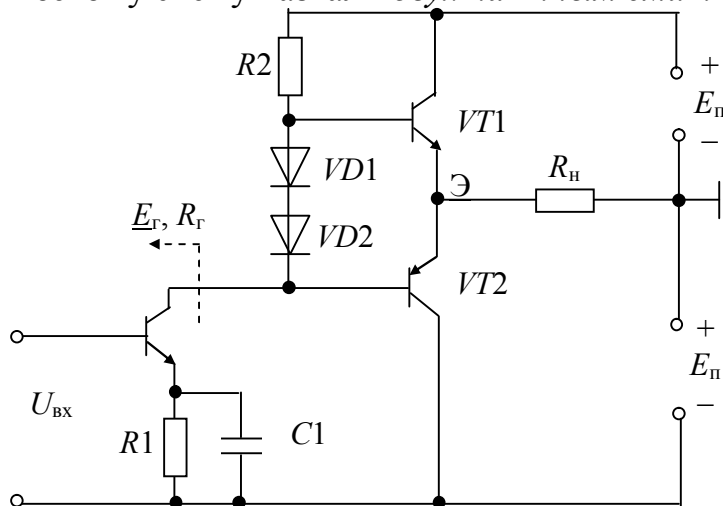


Рис. 3.28. Двухтактный бестрансформаторный выходной каскад на биполярных транзисторах

В схеме использован двухполярный источник питания. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ образуют комплементарную пару.

Остановимся более подробно на работе схемы рис. 3.28,а. В схеме использованы два диода $VD1$ и $VD2$ для получения небольшого напряжения смещения на транзисторах $VT1$ и $VT2$ и обеспечения режима работы AB . Число диодов выбрано равным числу промежутков база-эмиттер. Постоянное напряжение, существующее на диодной цепочке, поступает на базы транзисторов $VT1$ и $VT2$. Сигнал на транзисторы $VT1$ и $VT2$ поступает с коллекторной цепи транзистора $VT3$ предвыходного однотактного каскада, работающего в режиме A . Постоянный ток коллектора транзистора $VT3$ создает на диодах требуемое (удвоенное) напряжение смещения транзисторов $VT1$ и $VT2$. Резистор R_1 предназначен для стабилизации режима работы транзистора $VT3$. Сопротивления открытых диодов $VD1$ и $VD2$ для сигнала малы, поэтому можно считать, что базы транзисторов $VT1$ и $VT2$ непосредственно присоединены по сигналу к коллектору транзистора $VT3$. Диоды $VD1$ и $VD2$ обеспечивают также постоянство токов покоя выходных транзисторов (компенсацию). Транзисторы $VT1$ и $VT2$ включены по схеме с общим коллектором (эмиттерные повторители), так как коллекторы для сигнала подключены к корпусу через источники питания, а нагрузка включена в цепи эмиттеров.

Каскад работает следующим образом. В состоянии покоя (в отсутствие входного сигнала) транзисторы $VT1$ и $VT2$ почти закрыты, через них протекает небольшой ток покоя $I_{к0}$, как показано на рис. 3.20. При появлении на коллекторе транзистора $VT3$ мгновенного напряжения сигнала, например, *положи-*

тельной полярности, $n-p-n$ транзистор $VT1$ открывается и через нагрузку R_n протекает ток коллектора $i_{к1}$ транзистора $VT1$. Транзистор $VT2$ в это время практически закрыт. Импульс тока $i_{к1}$ направлен от точки Э к корпусу, на нагрузке образуется выходное напряжение *положительной полярности* относительно корпуса.

Во втором полупериоде входного сигнала полярность напряжения на коллекторе $VT3$ меняется на противоположную, становится *отрицательной полярности*. Теперь открывается $p-n-p$ транзистор $VT2$, транзистор $VT1$ практически закрыт. Импульс тока теперь направлен от корпуса к точке Э. На нагрузке образуется выходное напряжение *отрицательной полярности*. В результате на нагрузке получаем полный период выходного сигнала.

3.5.8. Ключи на биполярных транзисторах

Транзисторные ключи являются одним из основных элементов цифровых интегральных микросхем. Транзисторные ключи представляют собой усилители, работающие в *ключевом режиме* – режиме D . В цифровых устройствах входной сигнал имеет только два дискретных уровня: логический ноль – U^0 и логическую единицу – U^1 . Если уровень U^1 выше уровня U^0 , то такую логику называют *положительной*; если уровень U^1 ниже уровня U^0 , то такую логику называют *отрицательной*. Далее, по умолчанию, будем рассматривать схемы, в которых *используется положительная логика*.

Схема ключа на биполярном транзисторе с общим эмиттером приведена на рис. 3.29. В схеме рис. 3.29. сопротивление R_k – коллекторная нагрузка, сопротивление R_b ограничивает ток базы I_b , E_k – источник питания.

Транзисторный ключ может находиться в одном из двух состояний: *выключено, когда транзистор закрыт и ключ разомкнут*, и *включено, когда транзистор открыт и ключ замкнут*. Управляют ключом, подавая на его вход управляющее напряжение $u_{вх}$. Выключенному состоянию ключа соответствует низкий уровень входного сигнала $u_{вх} = U^0$, включенное состояние обеспечивается высоким уровнем входного сигнала $u_{вх} = U^1$. Ключ удерживается в одном из состояний до тех пор, пока на входе сохраняется соответствующий уровень сигнала.

Рассмотрим работу ключа с помощью ВАХ транзистора (рис. 3.30). На выходных ВАХ (рис. 3.30,б) построена линия нагрузки.

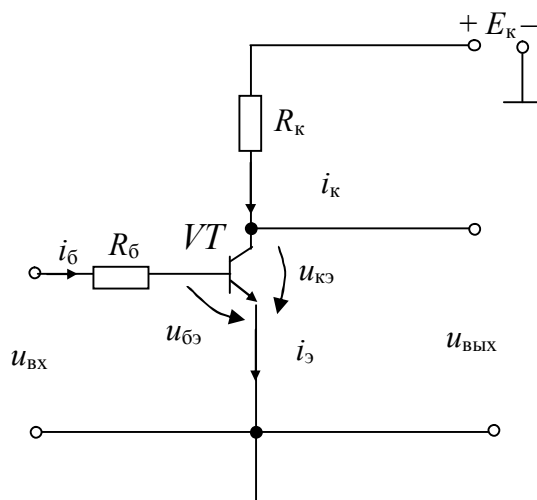
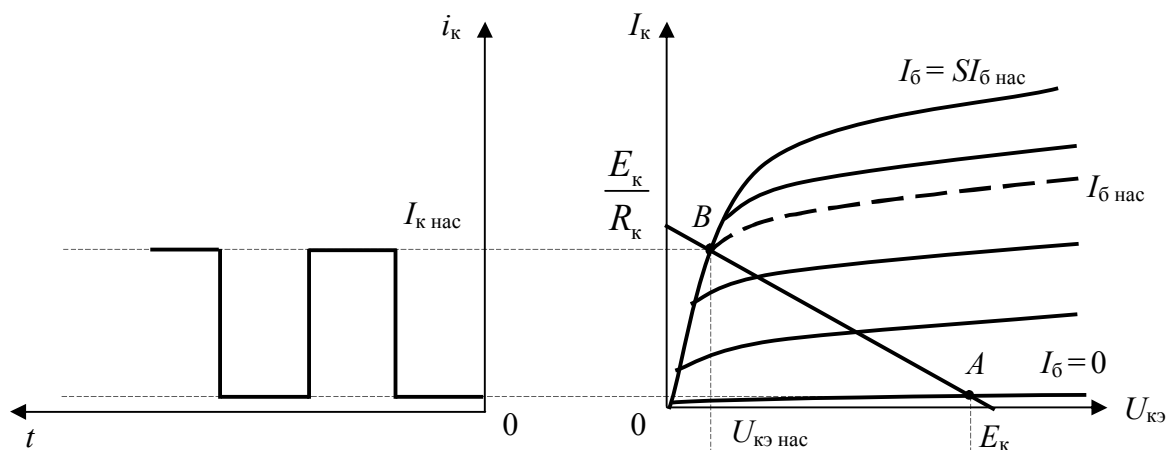
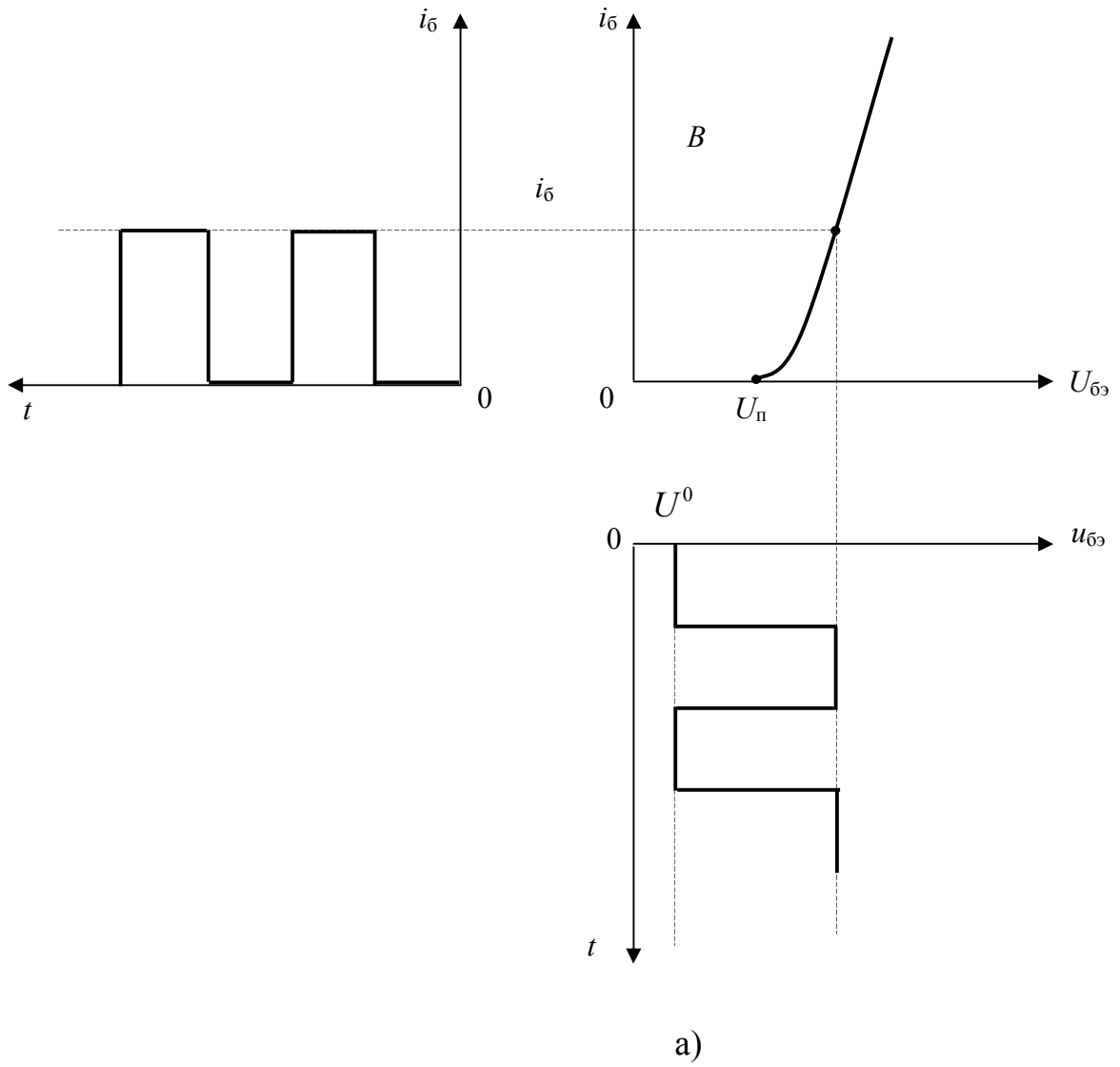


Рис. 3.29. Ключ на биполярном транзисторе с ОЭ



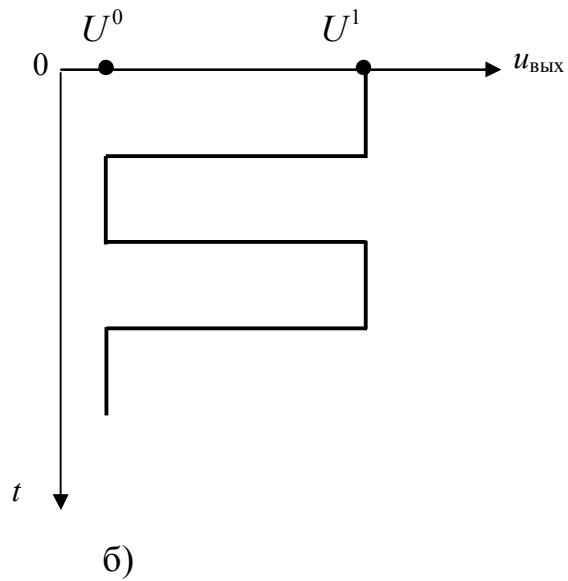


Рис. 3.30. Ключевой режим биполярного транзистора в схеме с ОЭ:
а) входная ВАХ; б) выходная ВАХ

Особенностью входных характеристик кремниевого биполярного транзистора является достаточно большое значение порога отпирания $U_{\text{п}}$ (рис. 3.30,а). Если напряжение на базе меньше порога отпирания ($u_{\text{бэ}} < U_{\text{п}}$), транзистор закрыт ($I_{\text{б}} = 0$) и находится в режиме отсечки. Рабочая точка на рис. 3.30,б находится в т. А. В режиме отсечки в коллекторной цепи протекает очень маленький ток $I_{\text{к отс}} = I_{\text{кб0}}(1 + h_{21э})$. Выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}} = U^1 \approx E_{\text{к}}$ практически равно напряжению питания, так как выходная ВАХ при токе $I_{\text{б}} = 0$ практически сливается с осью $U_{\text{кэ}}$.

При подаче на вход большого отпирющего напряжения $u_{\text{ВХ}} = U^1$ транзистор переходит в режим насыщения, рабочая т. В на рис. 3.30,б. В коллекторной цепи протекает большой ток $I_{\text{к нас}}$, значение которого определяется точкой пересечения нагрузочной прямой и значением тока базы $I_{\text{б}}$, которое указано на входной ВАХ (рис. 3.30, а). Напряжение на выходе минимально и равно $u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{кэ нас}} = U^0$.

Следовательно, на выходе транзисторного ключа с ОЭ уровень логической единицы в режиме отсечки практически равен напряжению питания $U^1 = E_{\text{к}}$, уровень логического нуля равен напряжению коллектор – эмиттер в режиме насыщения $U^0 = U_{\text{кэ нас}}$ и составляет десятые доли вольта.

Как следует из рис. 3.30, ключ на биполярном транзисторе с ОЭ (рис. 3.29) реализует логическую операцию инверсии: 1) при входном напряжении $u_{\text{ВХ}} = U^0$ выходное напряжение равно $u_{\text{ВЫХ}} = U^1$; 2) при входном напряжении $u_{\text{ВХ}} = U^1$ выходное напряжение равно $u_{\text{ВЫХ}} = U^0$. Если обозначить входное напряжение $u_{\text{ВХ}} = x$, а выходное $u_{\text{ВЫХ}} = y$, то можно записать логическую функцию инверсии, которую выполняет ключ: $y = \bar{x}$. Таким образом, ключ с ОЭ является инвертором.

При изменении базового тока i_b рабочая точка перемещается вдоль нагрузочной прямой от точки A до точки B , определяя в каждый момент времени режимы работы биполярного транзистора.

В ключе транзистор может находиться в одном из двух *статических режимов*: *режиме отсечки* (транзистор закрыт) и *режиме насыщения* (транзистор открыт и насыщен). Активный режим работы обусловлен переходом из одного статического режима в другой.

В *режиме отсечки* рабочая точка находится в т. A . Для обеспечения режима отсечки должно выполняться условие

$$U_{\Pi} > U^0 + I_{кб0} \cdot R_b, \quad (3.63)$$

у кремниевых транзисторов обратный ток коллекторного перехода $I_{кб0}$ очень мал. При выполнении условия (3.63) оба перехода (эмиттерный и коллекторный) будут закрыты, транзистор находится в режиме отсечки.

В *активном режиме* транзистор находится короткое время, равное времени переключения из одного статического состояния в другое, в это время через электроды транзистора протекают прямые токи i_e, i_k, i_b . При некотором значении тока базы $I_{б\text{нас}}$ (*ток базы насыщения*) рабочая точка попадает в т. B , которая соответствует режиму насыщения транзистора. В коллекторной цепи протекает ток коллектора $I_{к\text{нас}}$ (*ток коллектора насыщения*).

В *режиме насыщения* на входе действует напряжение $u_{вх} = U^1$, которое вызывает в базовой цепи ток $I_b > I_{б\text{нас}}$. В режиме насыщения транзистор полностью открыт и коллекторный ток ограничивается только резистором R_k , поэтому значение $I_{к\text{нас}}$ близко к значению

$$I_{к\text{нас}} \approx \frac{E_k}{R_k}.$$

Для количественной оценки глубины насыщения используют *коэффициент насыщения*

$$S = \frac{I_b}{I_{б\text{нас}}}, \quad (3.64)$$

который показывает, во сколько раз ток I_b , втекающий в базу транзистора, превосходит ток базы, при котором транзистор оказывается на границе насыщения $I_{б\text{нас}}$.

Переходные процессы в ключе на биполярном транзисторе

При подаче на вход ключа прямоугольного импульса выходное напряжение будет изменяться не мгновенно, а за конечные промежутки времени, определяемые длительностью *переходных процессов*. Возникновение переходных процессов связано с наличием в транзисторе емкостей эмиттерного C_e и коллекторного C_k переходов, которые при переключении ключа заряжаются и разряжаются за конечное время, а также инерционностью процессов накопления и рекомбинации заряда в базе при коммутации ключа.

Рассмотрим переходные процессы, происходящие в ключе при подаче на его вход прямоугольного импульса. Временные диаграммы, иллюстрирующие изменения тока базы $i_b(t)$, тока коллектора $i_k(t)$ и $u_{\text{вых}}(t)$ изображены на рис. 3.31.

1) *Задержка фронта.* При подаче импульса входного напряжения U^1 в момент времени t_1 происходит задержка фронта. Этот первый этап переходного процесса обусловлен зарядом входной емкости запертого транзистора, который происходит по экспоненциальному закону. Входную емкость обычно принимают равной сумме барьерных емкостей эмиттерного и коллекторного переходов: $C_{\text{вх}} = C_{\text{э}} + C_{\text{к}}$.

Когда напряжение $u_{\text{бэ}}$ станет равным пороговому напряжению $U_{\text{п}}$, отпирается эмиттерный переход транзистора, появляется ток базы $I_{\text{б1}}$.

Время задержки фронта на рис. 3.31 равно

$$t_3 = t_2 - t_1.$$

2) *Формирование фронта.* Нарастание коллекторного тока i_k и спад выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ (коллекторного напряжения $u_{\text{вых}} = u_{\text{кэ}}$) происходит при заданном токе базы $I_{\text{б1}}$ за время

$$t_{\text{ф}} = t_3 - t_2,$$

которое называют *длительностью фронта*. Переходный процесс формирования фронта заканчивается, когда ток коллектора достигает значения тока насыщения $I_{\text{к нас}}$.

3) *Накопление заряда.* После того, как транзистор начал работать в режиме насыщения, ток коллектора $I_{\text{к нас}}$ практически не меняется, но продолжается накопление заряда и в базовом, и в коллекторном слоях.

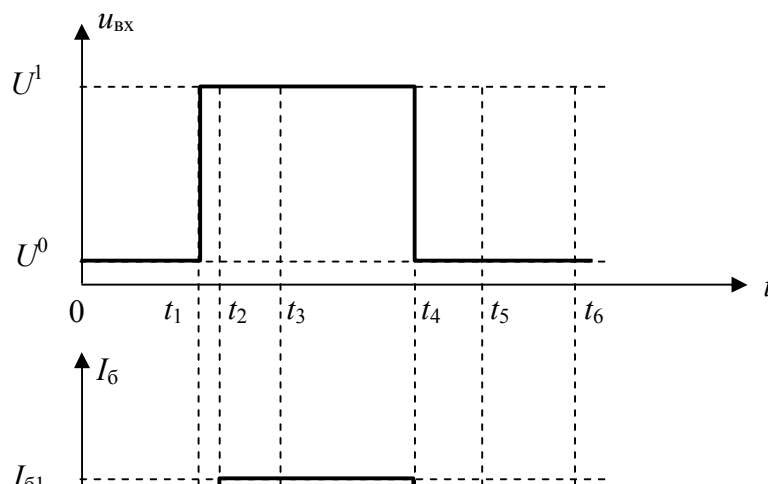
4) *Задержка среза.* Заряд, накопленный в слоях и переходах транзистора, не может измениться мгновенно. Соответственно не могут мгновенно изменяться и напряжения на эмиттерном и коллекторном переходах. Значит в момент переключения t_4 входного напряжения от U^1 до U^0 сохраняются прямые напряжения на обоих переходах. При этом коллекторный ток не меняется и остается равным $I_{\text{к нас}}$, а базовый ток скачком принимает значение запирающего тока $I_{\text{б2}}$.

Скачок базового тока от $I_{\text{б1}}$ до $I_{\text{б2}}$ влечет за собой рассасывание (уменьшение) заряда.

Время рассасывания равно

$$t_{\text{р}} = t_5 - t_4.$$

В конце процесса рассасывания на коллекторном переходе восстанавливается обратное напряжение. После этого коллекторный ток начинает уменьшаться, и формируется срез импульса.



$$U^0 \approx E_{кЭ} \text{ нас}$$

Рис. 3.31. Временные диаграммы переходных процессов в ключе на биполярном транзисторе с ОЭ

Длительность формирования среза

$$t_c = t_6 - t_5.$$

В динамическом режиме ключ характеризуется следующими временными параметрами.

1) *Время включения* $t_{\text{вкл}}$ – промежуток времени от момента подачи на вход ключа напряжения высокого уровня $u_{\text{вх}} = U^1$ до момента понижения выходного напряжения до нулевого уровня $u_{\text{вых}} = U^0$. На рис. 3.31

$$t_{\text{вкл}} = t_3 - t_1 = t_3 + t_{\text{ф}}.$$

2) *Время выключения* $t_{\text{выкл}}$ – промежуток времени от момента подачи на вход ключа напряжения нулевого уровня $u_{\text{вх}} = U^0$ (скачок входного напряжения от высокого уровня U^1 до нулевого U^0) до момента увеличения выходного напряжения до высокого уровня $u_{\text{вых}} = U^1$. На рис. 3.31

$$t_{\text{выкл}} = t_5 - t_4 = t_p + t_c.$$

3) *Быстродействие* – максимально допустимая частота следования входных сигналов, которые чередуются (U^0 и U^1), каждый из которых приводит к коммутации ключа. Для характеристики быстродействия ключа используют среднее время задержки сигнала

$$t_{3 \text{ ср}} = 0,5(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}).$$

Увеличение $t_{3 \text{ ср}}$ приводит к уменьшению быстродействия ключа – уменьшению максимальной частоты следования входного сигнала.

Ключ с нелинейной обратной связью

Одной из главных проблем при повышении быстродействия ключей является уменьшение времени рассасывания t_p . Для этого надо уменьшать коэффициент насыщения S , но при этом увеличивается длительность фронта t_f . Для уменьшения времени рассасывания в ключ вводят нелинейную обратную связь, выполненную с помощью *диода Шоттки*, как показано на рис. 3.32.

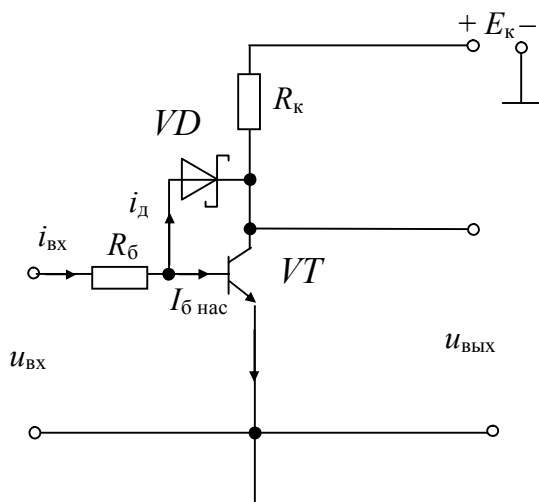


Рис. 3.32. Ключ на биполярном транзисторе с нелинейной обратной связью

При работе в активном режиме напряжение $U_{кэ} > U_{бэ}$, диод VD закрыт. На границе области насыщения изменяется полярность напряжения $U_{кб}$, появляется ток диода $i_д$, который ответвляет часть входного тока в цепь коллектора, так как $i_{\text{вх}} = i_д + I_{\text{б нас}}$. Ток базы в схеме рис. 3.32 уменьшается по сравнению с током $i_б$ в схеме рис. 3.20, следовательно, при переходе транзистора в режим отсечки время рассасывания заряда t_p уменьшается. Сопротивление резистора $R_б$ выбирают таким, чтобы при открытом диоде VD ток базы транзистора был строго равен току базы насыщения $I_{\text{б нас}} = i_{\text{вх}} - i_д$. В этом случае транзистор VT удерживается на границе области насыщения автоматически.

Для нормальной работы ключа с нелинейной обратной связью необходимо, чтобы диод VD, включенный параллельно коллекторному переходу транзистора VT, открывался при сравнительно малом напряжении, когда коллекторный переход еще закрыт. С этой целью в схеме рис. 3.32 использован диод с *барьером Шоттки*, у которого прямое открывающее напряжение меньше, чем у обычного кремниевого диода, как это видно из табл. 2.2.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите определение биполярного транзистора.
2. Приведите классификацию биполярных транзисторов.
3. Назовите схемы включения БТ.
4. Назовите режимы работы БТ.
5. Расскажите принцип действия БТ.
6. Нарисуйте статические характеристики БТ в схеме с ОЭ и поясните их ход.
7. Нарисуйте статические характеристики БТ в схеме с ОБ и поясните их ход.
8. Назовите h - параметры транзистора и расскажите, как их определить по характеристикам.
9. Какие параметры характеризуют частотные свойства транзисторов?
10. Назовите причины ухудшения усилительных свойств транзистора с ростом частоты усиливаемого сигнала.
11. Какая из двух схем включения транзистора с ОЭ или с ОБ является более высокочастотной?
12. Что такое составной транзистор?
13. Назовите режимы работы усилительного элемента в схеме.
14. Нарисуйте модель Эберса-Молла БТ и поясните ее.
15. Нарисуйте модель БТ в схеме с ОЭ для h – параметров и поясните ее.
16. Нарисуйте схему резисторного каскада на БТ с общим эмиттером и поясните как она работает.
17. Нарисуйте схему ключа на БТ с общим эмиттером и поясните как она работает.
18. Как можно увеличить быстродействие транзисторного ключа на БТ?

Глава 4 ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевым называется транзистор, управляемый электрическим полем, то есть практически без затрат мощности управляющего сигнала. Поэтому входное сопротивление полевого транзистора очень велико, полагают его равным бесконечности. Работа полевого транзистора (ПТ) обусловлена носителями одной полярности, поэтому их называют также *униполярными*. Различают шесть основных типов полевых транзисторов, их условные обозначения и вид передаточных статических характеристик приведены в табл. 4.1.

Управляющим электродом ПТ является *затвор* (З). Он позволяет управлять величиной сопротивления между *стоком* (С) и *истоком* (И). Управляющим является напряжение $U_{зи}$. У полевых транзисторов с изолированным затвором затвор отделен от канала сток-исток тонким слоем диэлектрика. Поэтому их называют МДП-транзисторами: металл-диэлектрик-полупроводник, или МОП-транзисторами: металл-окисел-полупроводник, так как затвор отделен от канала диэлектриком – слоем окисла SiO_2 . В МОП-транзисторах часто делают четвертый вывод от *подложки* (П). Если необходимы два управляющие электрода, используют двухзатворные МОП-транзисторы (МОП-тетроды), имеющие два равноценных затвора.

Рассмотрим принцип действия и ВАХ полевых транзисторов.

4.1. Полевые транзисторы с управляющим *p-n*-переходом

Устройство ПТ с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа показано на рис. 4.1.

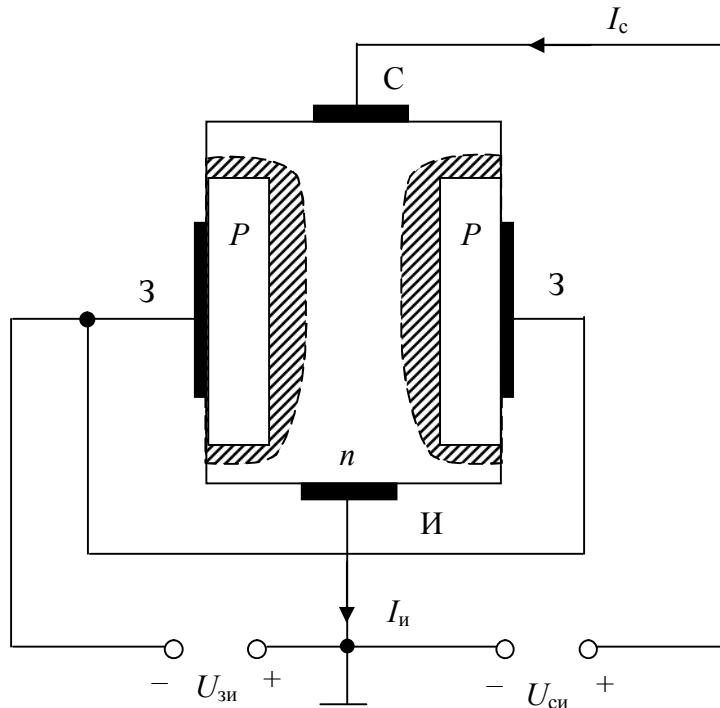
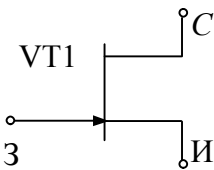
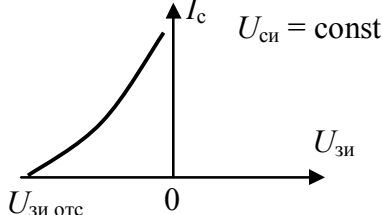
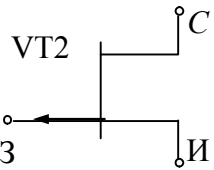
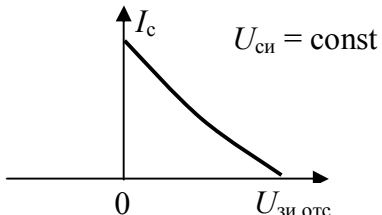
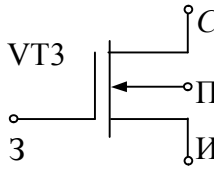

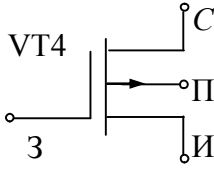
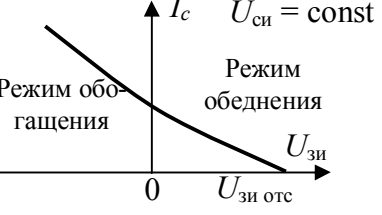
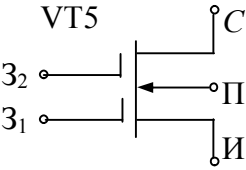
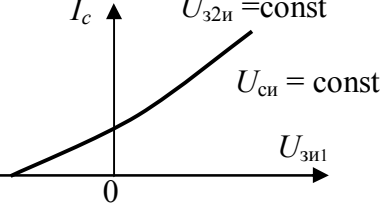
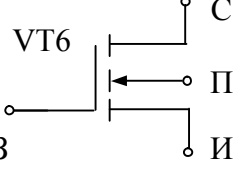
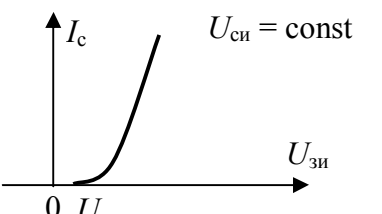
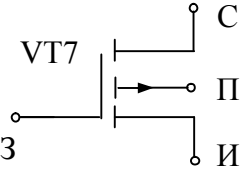
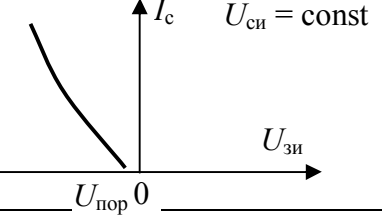


Рис. 4.1. Устройство ПТ с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа

Таблица 4.1

Условные обозначения и вольт-амперные характеристики ПТ

№ п/п	Наименование	Условное обозначение	Вольт-амперные характеристики
1	ПТ с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа		
2	ПТ с управляющим p - n -переходом и каналом p -типа		
3	МОП ПТ с изолированным затвором и встроенным каналом n -типа		
4	МОП ПТ с изолированным затвором и встроенным каналом p -типа		
5	МОП тетрод с изолированным затвором и встроенным каналом n -типа (двухзатворный ПТ)		
6	МОП ПТ с изолированным затвором и индуцированным каналом n -типа		
7	МОП ПТ с изолированным затвором и индуцированным каналом p -типа		

Пластина из полупроводника n -типа представляет собой канал. К торцам пластины присоединены два металлических контакта, которые называют *истоком* (И) и *стоком* (С). Между стоком и истоком включен источник питания $U_{си}$. Напряжение $U_{си}$ имеет такую полярность, чтобы ток основных носителей (в канале n -типа – электроны) протекал от И к С. Направление тока стока I_c на рис. 4.1 показано, как принято, от плюса источника питания $U_{си}$ к минусу. В схеме рис. 4.1 токи $I_c = I_n$ равны, полагаем $I_3 \approx 0$.

Около канала расположены области полупроводника с проводимостью p -типа. Эти области соединены вместе и образуют единый электрод, называемый *затвором* (З). Между каналом и затвором образуются два p - n -перехода. Ширина p - n -переходов на рис. 4.1 показана штриховкой.

На затвор относительно истока подается обратное (запирающее) напряжение $U_{зи}$ (при n -канале – отрицательное). При $U_{зи} = 0$ ширина p - n -перехода минимальна, поэтому n -канал имеет максимальную ширину, его электрическое сопротивление минимально, а ток стока I_c максимален. При увеличении отрицательного напряжения $U_{зи}$ ширина запирающих слоев увеличивается, ширина n -канала уменьшается, сопротивление канала увеличивается, ток стока I_c уменьшается. Ток затвора при этом равен нулю ($I_3 = 0$). Таким образом, изменяя управляющее напряжение $U_{зи}$, можно изменять ток в канале I_c .

Канал может быть образован полупроводником p -типа, а область затвора – полупроводником n -типа. В этом случае основными носителями в канале будут дырки. Тогда для протекания тока стока I_c и управления им полярности питающих напряжений $U_{си}$ и $U_{зи}$ необходимо изменить на противоположные.

Условные обозначения ПТ с управляющим p - n -переходом приведены в табл. 4.1: VT1 – с каналом n -типа; VT2 – с каналом p -типа.

Управляющее действие затвора наглядно иллюстрирует статическая передаточная (стоко-затворная) ВАХ $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$, которая приведена на рис. 4.2.

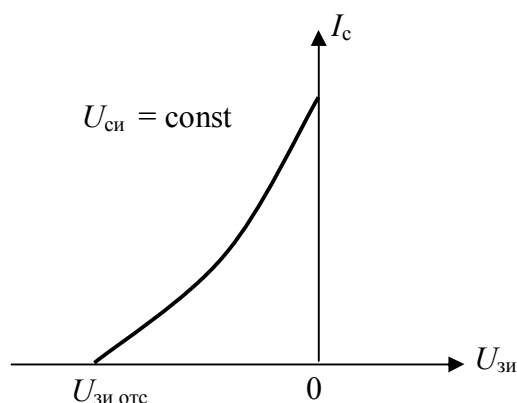


Рис. 4.2. Передаточная ВАХ полевого транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа

Как следует из рис. 4.2, при значении напряжения $U_{зи} = U_{зи\text{отс}}$ канал полностью перекрывается и ток стока равен нулю ($I_c = 0$).

На рис. 4.3 приведены статические выходные (стоковые) ВАХ $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$.

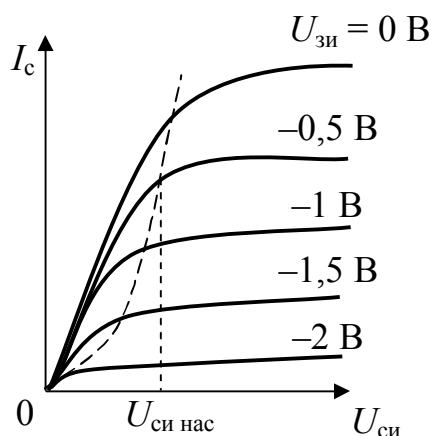


Рис. 4.3. Выходные ВАХ полевого транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа

Работа ПТ обычно происходит на пологих участках выходных характеристик. Область пологих участков выходных ВАХ называют *областью насыщения*. Напряжение, при котором начинается эта область, называется *напряжением насыщения*. На рис. 4.3 напряжения насыщения $U_{си\text{ нас}}$ показаны пунктирной линией, откуда следует, что значение $U_{си\text{ нас}}$ зависит от значения напряжения $U_{зи}$.

Недостатком ПТ с управляющим p - n -переходом является большое, но конечное значение входного сопротивления $R_{зи}$. Этот недостаток устранен в полевых транзисторах с изолированным затвором.

4.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором

В ПТ с изолированным затвором металлический затвор отделен от полупроводникового канала тонким слоем диэлектрика. Эти приборы называют *полевыми МОП-транзисторами* (от слов металл – окисел – полупроводник).

Полевые транзисторы с изолированным затвором выполняют двух типов: со встроенным каналом и с индуцированным каналом. Каналы также выполняют n -типа или p -типа.

Устройство МОП ПТ с изолированным затвором и встроенным каналом n -типа показано на рис. 4.4.

Подложкой (основанием) (П) транзистора служит кремниевая пластина с электропроводностью p -типа. В ней созданы две области с повышенной проводимостью n^+ -типа. Эти области являются истоком (И) и стоком (С). От них сделаны металлические выводы. Между стоком и истоком имеется тонкий приповерхностный встроенный канал с электропроводностью n -типа. Штриховкой показан слой диэлектрика SiO_2 . Сверху диэлектрического слоя расположен затвор (З) в виде тонкого металлического слоя. От подложки также сделан вывод (П). На исток подается нулевой потенциал относительно стока. Подложка, как правило, соединяется с истоком, то есть также имеет нулевой потенциал.

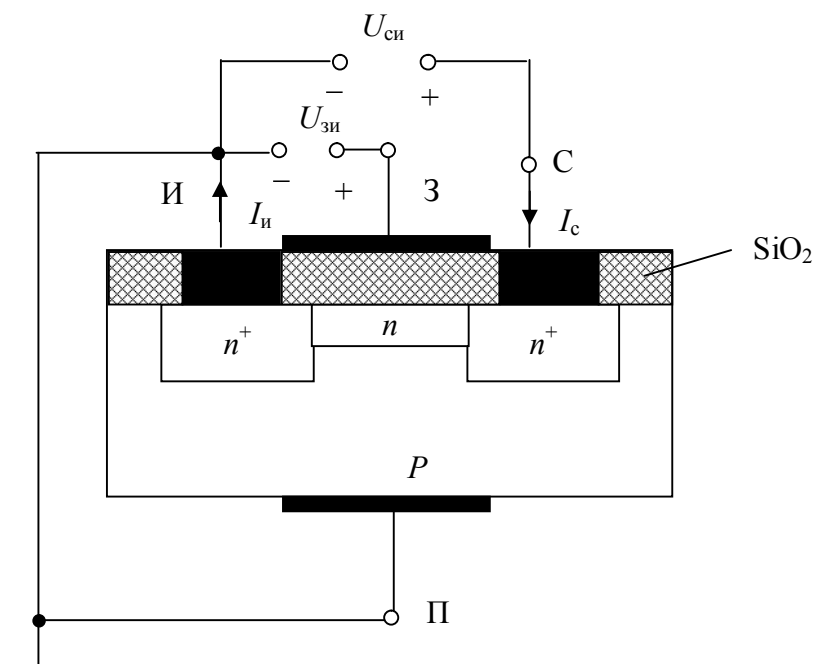


Рис. 4.4. Устройство МОП ПТ с изолированным затвором и встроенным каналом n -типа

Если при $U_{зи} = 0$ приложить напряжение $U_{си}$ положительной полярности, указанной на рис. 4.4, то через канал потечет ток, представляющий собой поток электронов. Направление токов I_c и $I_{и}$ показано на рис. 4.4. Через подложку ток не течет, так как p - n -переход подложка – сток находится под обратным напряжением.

Если на затвор подать *отрицательное напряжение* $U_{зи}$, в канале создается электрическое поле, которое выталкивает электроны из канала в подложку. Канал обедняется электронами, сопротивление его увеличивается, а ток стока I_c уменьшается. Чем больше отрицательное напряжение $U_{зи}$, тем меньше ток стока I_c . Такой режим транзистора называется *режимом обеднения*.

Если на затвор подать *положительное напряжение* $U_{зи}$, то под действием поля, созданного этим напряжением, из областей истока и стока, а также из подложки в канал будут приходить электроны, проводимость канала при этом увеличивается, и ток стока I_c возрастает. Этот режим называется *режимом обогащения*. Во всех случаях ток затвора равен нулю $I_з = 0$. МОП полевой транзистор со встроенным каналом может работать как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения.

Работу МОП ПТ со встроенным каналом n -типа наглядно иллюстрируют его статические вольт-амперные характеристики. На рис. 4.5 представлена передаточная (стоко-затворная) ВАХ $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$; на рис. 4.6 – выходные (стоковые) ВАХ – $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$.

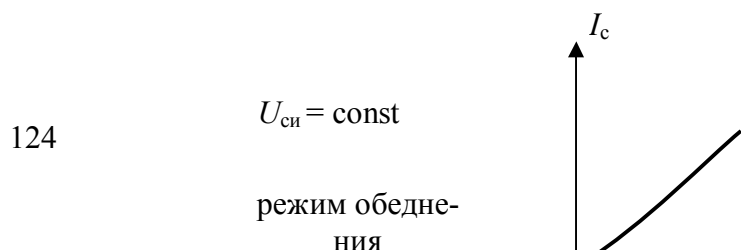


Рис. 4.5. Передаточная ВАХ МОП ПТ с изолированным затвором и встроенным n -каналом

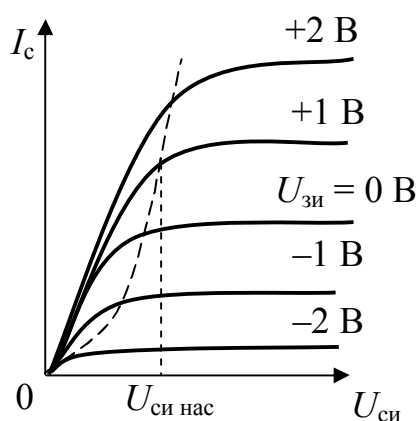


Рис. 4.6. Выходные ВАХ МОП ПТ с изолированным затвором и встроенным n -каналом

В МОП ПТ с изолированным затвором и встроенным каналом p -типа полярность питающих напряжений $U_{си}$ и $U_{зи}$ необходимо изменить на противоположную.

Условные обозначение МОП ПТ с изолированным затвором приведены в табл. 4.1: $VT3$ – со встроенным каналом n -типа; $VT4$ – со встроенным каналом p -типа.

В табл. 4.1 приведено условное обозначение ($VT5$) МОП ПТ с двумя изолированными затворами и встроенным каналом n -типа (МОП тетрод). В МОП тетроде ток стока I_c изменяется под действием обоих напряжений на затворе $U_{зи1}$ и $U_{зи2}$. МОП тетроды используются в схемах автоматической регулировки усиления (АРУ), а также в схемах автоматики.

Устройство МОП ПТ с изолированным затвором и индуцированным каналом n - приведено на рис. 4.7.

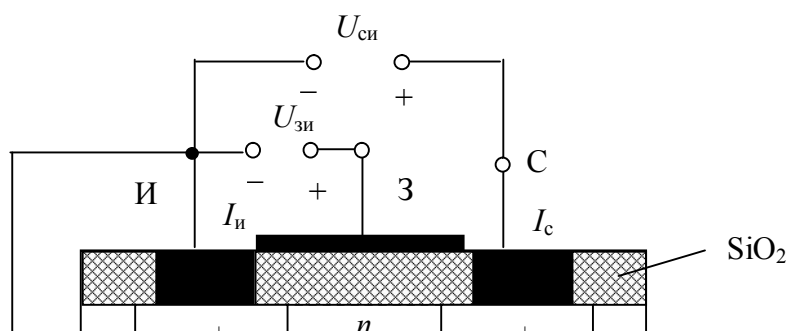




Рис. 4.7. Устройство МОП ПТ с изолированным затвором и индуцированным каналом n -типа

От МОП ПТ со встроенным каналом МОП ПТ с индуцированным каналом отличается тем, что канал возникает только при подаче на затвор напряжения определенной полярности. Для транзистора с n -каналом напряжение затвор–исток $U_{зи}$ должно быть положительным (как показано на рис. 4.7), для транзистора с p -каналом – отрицательным.

Рассмотрим принцип работы МОП ПТ с *индуцированным n -каналом* (рис. 4.7). При напряжении $U_{зи} = 0$ канала нет, между стоком и истоком n^+ -типа расположена только подложка p -типа и на переходе сток–подложка получается обратное напряжение. В этом состоянии сопротивление между стоком и истоком очень велико, то есть транзистор заперт, ток стока равен нулю $I_c = 0$.

Если подать на затвор положительное напряжение $U_{зи}$, то под влиянием поля затвора электроны будут перемещаться из областей стока, истока и подложки по направлению к затвору. Когда напряжение $U_{зи}$ превысит некоторое отпирающее, или *пороговое* $U_{зи\text{ пор}}$, значение, то в приповерхностном слое концентрация электронов настолько увеличится, что образуется тонкий n -канал, и транзистор начнет проводить ток. Появится ток стока I_c . Чем больше положительное напряжение $U_{зи}$, тем больше проводимость канала и больше ток стока I_c . Статическая передаточная ВАХ МОП ПТ с изолированным затвором и индуцированным n -каналом приведена на рис. 4.8: $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$; статические выходные ВАХ приведены на рис. 4.9: $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$.

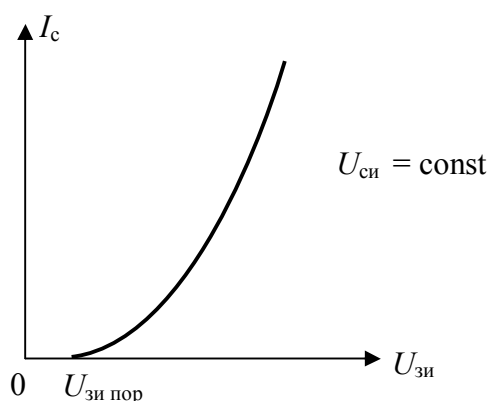


Рис. 4.8. Передаточная ВАХ МОП полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным n -каналом

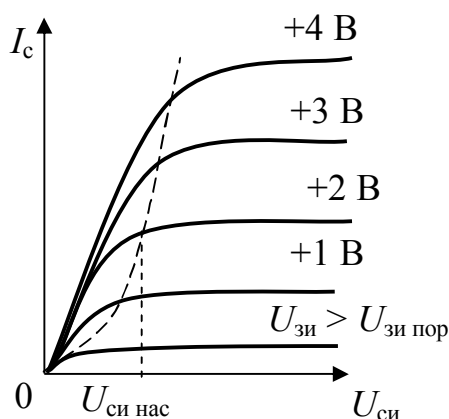


Рис. 4.9. Выходные ВАХ МОП полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом n -типа

Во всех случаях ток затвора равен нулю $I_3 = 0$. Условные обозначения МОП ПТ с изолированным затвором приведены в табл. 4.1: VT6 – с индуцированным каналом n -типа; VT7 – с индуцированным каналом p -типа.

Полевые транзисторы с изолированным затвором имеют преимущества в отношении температурных, шумовых, радиационных и других свойств по сравнению с полевыми транзисторами с управляющим p - n -переходом. Кроме того, они обладают еще рядом достоинств. Входное сопротивление этих транзисторов на низких частотах равно сопротивлению изоляции затвора и достигает больших значений $10^{12} \dots 10^{15}$ Ом. Важно, что входное сопротивление остается большим при любой полярности напряжения $U_{зи}$. У полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом при прямом напряжении на затворе входное сопротивление становится очень маленьким. У МОП транзисторов лучше также высокочастотные свойства.

4.3. Предельные эксплуатационные параметры полевых транзисторов

В справочной литературе приводятся следующие основные предельные эксплуатационные параметры полевых транзисторов:

$U_{\text{си макс}}$ – максимально допустимое напряжение сток–исток;

$U_{\text{зи макс}}$ – максимально допустимое напряжение затвор–исток

$U_{\text{зс макс}}$ – максимально допустимое напряжение затвор–сток

$I_{\text{с макс}}$ – максимально допустимый постоянный ток стока;

$P_{\text{с макс}}$ – максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность;

$T_{\text{с мин}}^{\circ} \dots T_{\text{с макс}}^{\circ}$ – температура окружающей сред.

Для разного типа полевых транзисторов приводят также дополнительные эксплуатационные параметры.

4.4. Малосигнальные модели полевого транзистора

Для полевых транзисторов в качестве *формализованной модели* используется система Y -параметров, связывающая малые приращения токов транзистора и напряжений на его электродах. Полевой транзистор имеет три вывода: исток, сток, затвор. При включении полевого транзистора по переменному току (для сигнала) в качестве четырехполюсника один из его электродов является общим между входной цепью и выходной. Поэтому различают три схемы включения полевого транзистора по переменному току: с общим истоком (ОИ), с общим затвором (ОЗ), с общим стоком (ОС). Чаще всего используется схема включения с общим истоком.

Поэтому рассмотрим формализованную модель полевого транзистора для схемы с ОИ, которая представлена системой уравнений (4.1), связывающей приращения токов и напряжений в схеме

$$\begin{cases} dI_3 = \frac{\partial I_3}{\partial U_{\text{зи}}} \cdot dU_{\text{зи}} + \frac{\partial I_3}{\partial U_{\text{си}}} \cdot dU_{\text{си}}, \\ dI_c = \frac{\partial I_c}{\partial U_{\text{зи}}} \cdot dU_{\text{зи}} + \frac{\partial I_c}{\partial U_{\text{си}}} \cdot dU_{\text{си}}. \end{cases} \quad (4.1)$$

Приращения независимых переменных $dU_{\text{зи}}$ и $dU_{\text{си}}$ рассматривают как малые переменные напряжения сигнала с комплексными амплитудами $\underline{U}_{\text{зи}}$ и $\underline{U}_{\text{си}}$. В этом случае приращения токов dI_3 и dI_c будут представлять собой также гармонические колебания с комплексными амплитудами \underline{I}_3 и \underline{I}_c , а частные производные – комплексные проводимости. Обозначим проводимости соответственно: $Y_{11и}$, $Y_{12и}$, $Y_{21и}$, $Y_{22и}$; индекс «и» указывает на то, что это параметры для схемы с общим истоком (ОИ).

Тогда систему уравнений (4.1) для *малых сигналов* можно записать в следующем виде:

$$\begin{cases} \underline{I}_3 = Y_{11и} \underline{U}_{\text{зи}} + Y_{12и} \underline{U}_{\text{си}}, \\ \underline{I}_c = Y_{21и} \underline{U}_{\text{зи}} + Y_{22и} \underline{U}_{\text{си}}. \end{cases} \quad (4.2)$$

В системе (4.2) обозначены следующие *дифференциальные параметры* полевого транзистора:

$$Y_{11и} = \left. \frac{I_3}{U_{-зи}} \right|_{U_{си}=0} \quad \text{– входная проводимость транзистора;}$$

$$Y_{12и} = \left. \frac{I_3}{U_{-си}} \right|_{U_{зи}=0} \quad \text{– проводимость обратной передачи транзистора;}$$

$$Y_{21и} = \left. \frac{I_c}{U_{-зи}} \right|_{U_{си}=0} \quad \text{– проводимость прямой передачи транзистора (крутизна}$$

транзистора;

$$Y_{22и} = \left. \frac{I_c}{U_{-си}} \right|_{U_{зи}=0} \quad \text{– выходная проводимость транзистора.}$$

Все Y -параметры определяются в режиме короткого замыкания для *переменной составляющей* на противоположной стороне четырехполюсника: на входе ($U_{-зи} = 0$) для $Y_{22и}$ и $Y_{12и}$, на выходе ($U_{-си} = 0$) для $Y_{11и}$ и $Y_{21и}$. В общем случае все Y -параметры, как и токи, и напряжения, являются комплексными величинами. Система Y -параметров широко используется для описания высокочастотных свойств транзистора, поскольку режим измерения данных параметров на высокой частоте реализуется достаточно просто.

Рассмотрим параметры полевого транзистора на низких частотах. В этом случае система уравнений (4.2) упрощается. Так как на низких частотах можно полагать, что ток затвора близок к нулю ($I_3 \approx 0$), то входная проводимость тран-

зистора равна нулю: $Y_{11и} = \left. \frac{I_3}{U_{-зи}} \right|_{U_{си}=0} \approx 0$, а входное сопротивление полевого тран-

зистора $R_{вх} = \frac{1}{Y_{11и}} \rightarrow \infty$, очень велико. Проводимость обратной связи также рав-

на нулю, так как при $I_3 = 0$ $Y_{12и} = \left. \frac{I_3}{U_{-си}} \right|_{U_{зи}=0} \approx 0$.

Обозначим проводимость прямой передачи $Y_{21и} = S$ – крутизна транзи-

стора, выходную проводимость $Y_{22и} = G_{\text{вых}}$. Иногда вместо выходной проводимости берут обратную ей величину $R_i = \frac{1}{G_{\text{вых}}}$, которую называют внутренним

сопротивлением транзистора.

Используя эти обозначения, система уравнений (4.2) будет иметь только одно уравнение (4.3)

$$I_c = S U_{-зи} + G_{\text{вых}} U_{-си} \quad (4.3)$$

Рассмотрим дифференциальные параметры полевого транзистора.

Крутизна S характеризует управляющее действие напряжения затвор–исток $U_{зи}$ на ток стока I_c . Обычно крутизну выражают в следующих единицах:

для маломощных транзисторов – в миллиамперах на вольт (мА/В), для мощных транзисторов – в амперах на вольт (А/В), либо в милисименсах или сименсах.

Выходная проводимость $G_{\text{вых}}$ характеризует влияние напряжения сток–исток $U_{\text{си}}$ на ток стока $I_{\text{с}}$. На пологих участках выходных ВАХ полевого транзистора влияние напряжения $U_{\text{си}}$ на $I_{\text{с}}$ мало, поэтому значение выходной проводимости $G_{\text{вых}}$ также мало, а значение внутреннего сопротивления R_i велико.

Физическая модель полевого транзистора приведена на рис. 4.10.

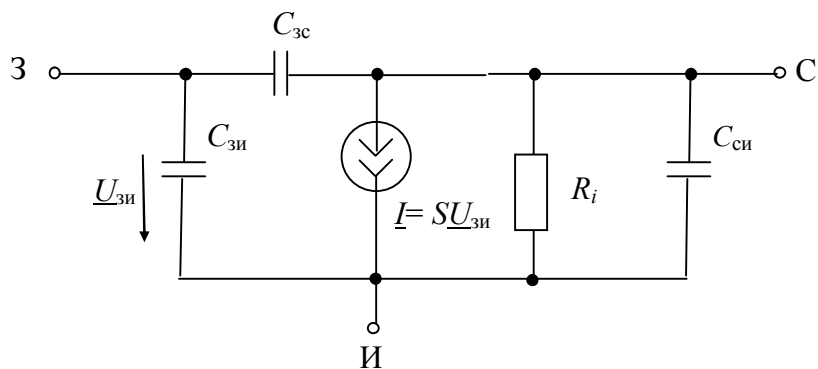


Рис. 4.10. П-образная модель полевого транзистора

В модели рис. 4.10 обозначены следующие параметры: $C_{\text{зи}}$ – емкость между затвором и истоком (входная емкость ПТ); $C_{\text{зс}}$ – емкость между затвором и стоком (проходная емкость ПТ); $C_{\text{си}}$ – емкость между стоком и истоком (выходная емкость ПТ); $S = \frac{\Delta i_{\text{с}}}{\Delta u_{\text{зи}}}$ – крутизна статической сквозной ВАХ полевого

транзистора в точке покоя; $R_i = \frac{\Delta u_{\text{си}}}{\Delta i_{\text{с}}}$ – внутреннее сопротивление полевого транзистора, определяемое по статической выходной характеристике в точке покоя.

В модели указаны основные выводы полевого транзистора: И – сток, З – затвор, С – сток. Это трехполюсник можно использовать для моделирования любой схемы включения ПТ, если сигнал мал по сравнению с постоянной составляющей соответствующего тока или напряжения.

Частотные свойства полевого транзистора обусловлены главным образом влиянием междуэлектродных емкостей $C_{\text{зи}}$, $C_{\text{зс}}$, $C_{\text{си}}$. На сверхвысоких частотах модель ПТ рис. 4.10 усложняют, так как необходимо учитывать влияние распределенных сопротивлений канала, стока и истока, зависимость крутизны от частоты, а также влияние индуктивностей вводов и других паразитных параметров полевого транзистора.

Зависимость модуля крутизны S от частоты можно аппроксимировать следующей функцией

$$|S| = \frac{S_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}}, \quad (4.4)$$

где S_0 – значение крутизны транзистора на низкой частоте;

f_S – предельная частота проводимости прямой передачи, на которой $|S| = \frac{S_0}{\sqrt{2}}$.

4.5. Работа полевого транзистора в схеме

4.5.1. Схемы включения полевого транзистора по переменному току и их свойства

Подобно биполярному транзистору полевой транзистор для переменного тока (для сигнала) можно включить по одной из схем: с общим истоком (ОИ), с общим затвором (ОЗ) или с общим стоком (ОС). Три схемы включения полевого транзистора по переменному току без цепей питания приведены на рис. 4.11. Эти схемы по своим свойствам аналогичны схемам на биполярном транзисторе.

Схема с общим истоком (ОИ) аналогична схеме с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 4.11,а). Так как у полевых транзисторов ток затвора практически равен нулю, то $I_{B\sim} = I_3 = 0$. Поэтому в схеме с ОИ определяется только коэффициент усиления напряжения $K = K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = SR_{H\sim}$, где $R_{H\sim}$ – сопротивление нагрузки переменному току, S – крутизна транзистора. Значение коэффициента усиления K в схемах на маломощных полевых транзисторах обычно равно нескольким десяткам единиц.

Значение коэффициента усиления K в схемах на маломощных полевых транзисторах обычно равно нескольким десяткам единиц.

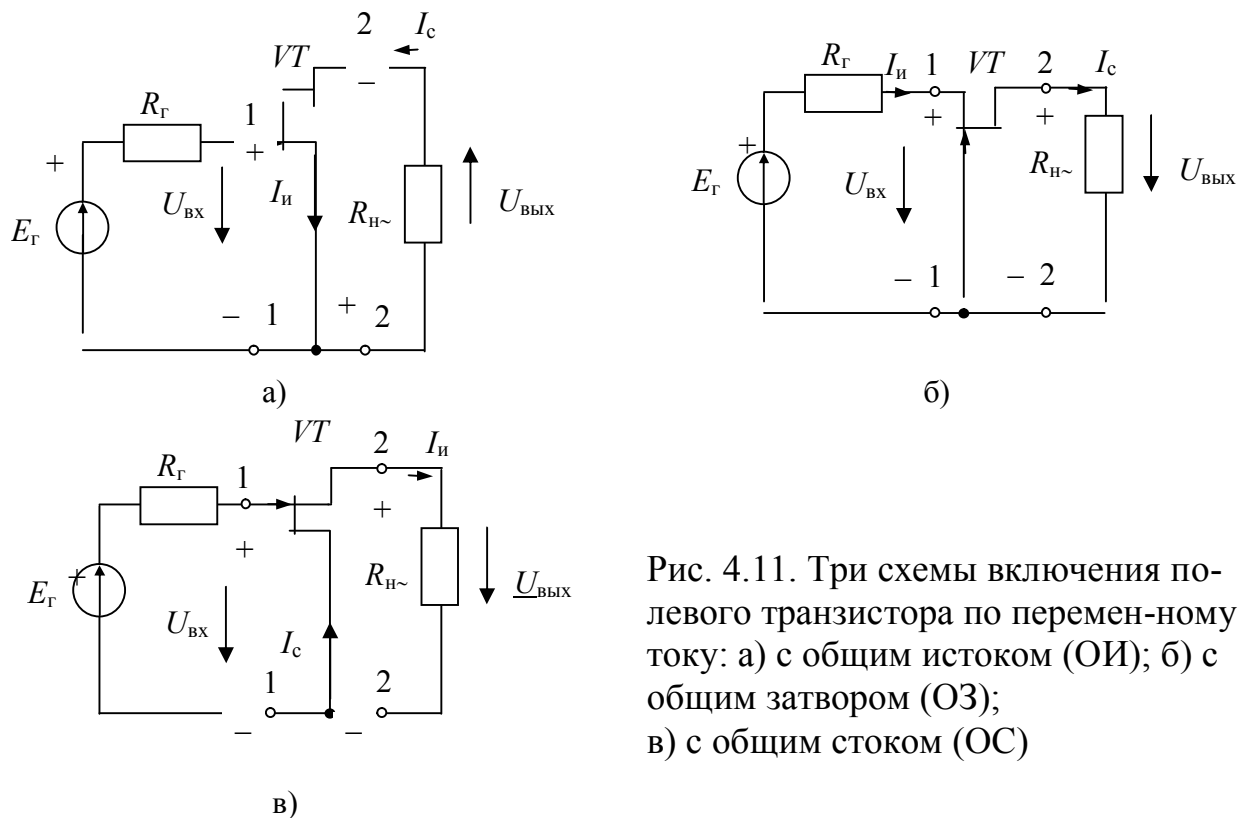


Рис. 4.11. Три схемы включения полевого транзистора по переменному току: а) с общим истоком (ОИ); б) с общим затвором (ОЗ); в) с общим стоком (ОС)

Так как входное сопротивление полевого транзистора очень велико (полагают, что $R_{\text{ВХ ПТ}} \rightarrow \infty$), то входное сопротивление каскада с ОИ определяется цепями питания и обычно равно (1...5) МОм. Выходное сопротивление каскада с

ОИ имеет порядок нескольких десятков кОм. Как следует из рис. 4.11,а, схема с ОИ инвертирует сигнал: фаза выходного напряжения сдвинута на π (противофаза) по отношению ко входному напряжению. Из всех схем включения полевого транзистора схема с ОИ имеет наихудшие частотные свойства.

Схема с общим затвором (ОЗ) аналогична схеме с общей базой (ОБ) (рис. 4.11,б). В этой схеме входным током является ток истока $I_{и}$, а выходным – ток стока I_c . Но так как эти токи равны $I_c = I_{и}$, то схема с ОЗ не усиливает ток $K_i = 1$, но усиливает напряжение $K_u = SR_{н\sim}$. Так как входной ток схемы с ОЗ большой ($I_{вх} = I_{и}$), то входное сопротивление каскада с ОЗ мало: $R_{вх} \approx \frac{1}{S}$, и имеет

порядок десятков-сотен Ом для маломощных ПТ. Как следует из рис. 4.11,б схема с ОЗ не инвертирует сигнал: фазы входного и выходного напряжений совпадают. Из всех схем включения полевого транзистора схема с ОЗ имеет наилучшие частотные свойства.

Схема с общим стоком (ОС) аналогична схеме с общим коллектором (ОК) (рис. 4.11,в), и поэтому ее чаще называют *истоковым повторителем*. Схема с ОС не усиливает напряжение ($K_u = \frac{SR_{н\sim}}{1 + SR_{н\sim}}$), K_u меньше единицы, но близок к единице. Как следует из рис. 4.11,в, схема с ОС не инвертирует сигнал, обладает хорошими частотными свойствами, имеет большое входное сопротивление и малое выходное сопротивление $R_{вых} \approx \frac{1}{S}$. Потому каскады с ОС (истоковые повторители) используют в качестве входных, выходных или согласующих каскадов.

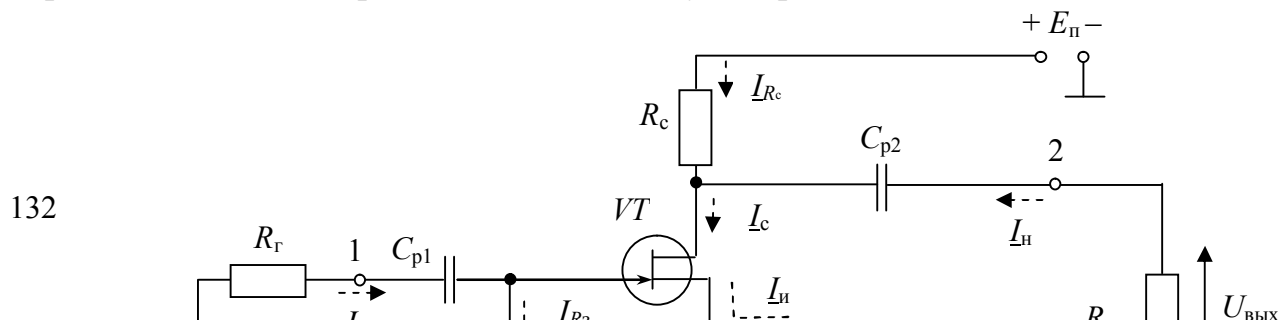
4.5.2. Усилительные каскады на полевых транзисторах

Схемы питания каскадов на полевых транзисторах отличаются в зависимости от режима работы полевого транзистора (*A, B, C, D*), его типа, полярности напряжения смещения, схемы включения разделительных или блокировочных конденсаторов. В усилителях с непосредственной связью между каскадами цепи питания выполняются с учетом напряжений в различных цепях.

В качестве примеров рассмотрим усилительные каскады на полевых транзисторах.

Усилители с общим истоком

Принципиальные схемы резисторных усилительных каскадов с общим истоком (ОИ) приведены: на рис. 4.12,а – при отрицательном смещении на затворе; на рис. 4.12,б – при положительном смещении на затворе. Пути протекания переменных токов на рис. 4.12 показаны пунктирными линиями.



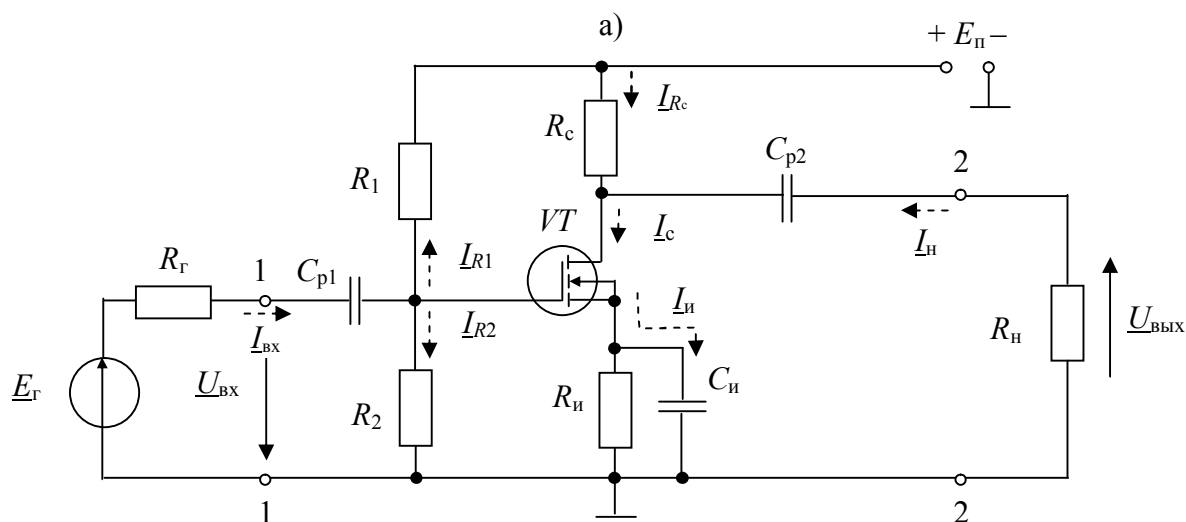


Рис. 4.12. Усилители с общим истоком: а) – при отрицательном смещении на затворе; б) – при положительном смещении на затворе

Однотактные усилители (рис. 4.12) работают в режиме *A*, поэтому рабочую точку каскада необходимо выбрать в пределах линейного участка передаточной ВАХ полевого транзистора.

В схеме усилителя рис. 4.12,а использован ПТ с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа. Как следует из табл. 4.1, у транзистора типа VT1 для выбора рабочей точки на затвор необходимо подать отрицательное напряжение $U_{зи0}$. Отрицательное напряжение смещения в схеме рис. 4.12,а образуется на резисторе $R_{и}$ в цепи истока и равно по модулю $|U_{зи0}| = I_{и0}R_{и}$, где $I_{и0}$ – постоянная составляющая тока стока в рабочей точке. Резистор в цепи затвора R_3 соединяет затвор с корпусом. Так как $I_3 = 0$, то корпус и затвор по постоянному току эквипотенциальны. Напряжение смещения $U_{зи0}$ в схеме рис. 4.12,а прямо пропорционально току $I_{с0}$. Такое смещение называют *автоматическим*, оно позволяет стабилизировать режим работы схемы.

В схеме усилителя рис. 4.12,б использован МОП ПТ с индуцированным каналом *n*-типа. Как следует из табл. 4.1, у транзистора типа VT6 для выбора рабочей точки на затвор необходимо подать положительное напряжение $U_{зи0}$.

Положительное напряжение на затвор в схеме рис. 4.12,б подается с помощью резистивного делителя R_1, R_2 . В цепь истока включен резистор $R_{и}$ для стабилизации режима работы схемы. В результате напряжение смещения равно

$$U_{зи0} = I_{д}R_2 - I_{с0}R_{и},$$

где ток делителя равен

$$I_{д} = \frac{E_{п}}{R_1 + R_2}.$$

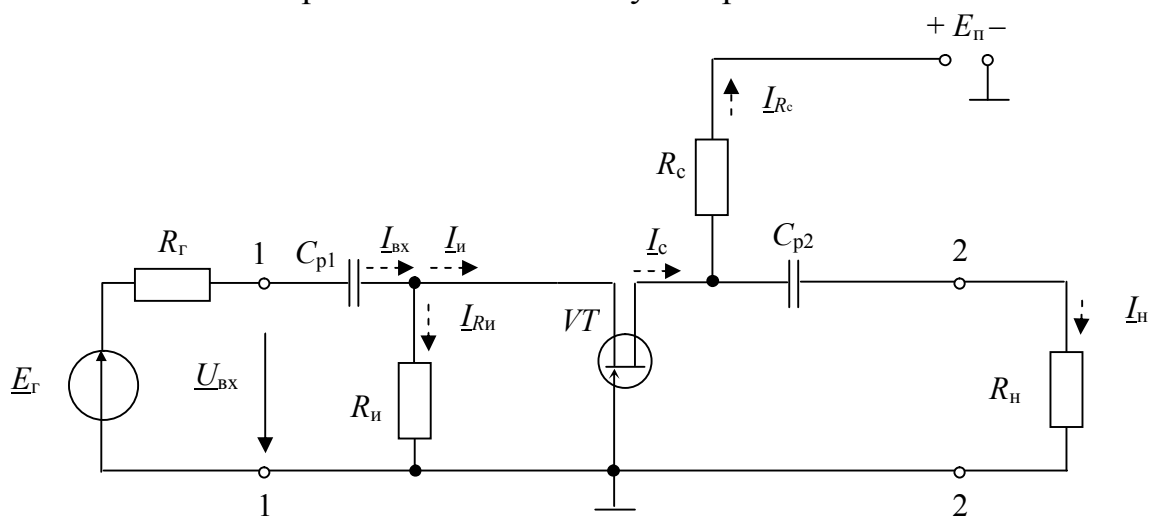
Чтобы сопротивление R_3 в схеме рис. 4.12,а и делитель напряжения $R_{д} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ в схеме рис. 4.12,б не шунтировали входы усилителей по переменному току (по сигналу), их выбирают больших значений: $R_3, R_1, R_2 - (1...2)$ МОм. В цепях стока резистор R_c служит для подачи питающего напряжения на сток транзистора VT и совместно с сопротивлением нагрузки $R_{н}$ создает сопротивление нагрузки для переменного тока

$$R_{н\sim} = \frac{R_c \cdot R_{н}}{R_c + R_{н}}.$$

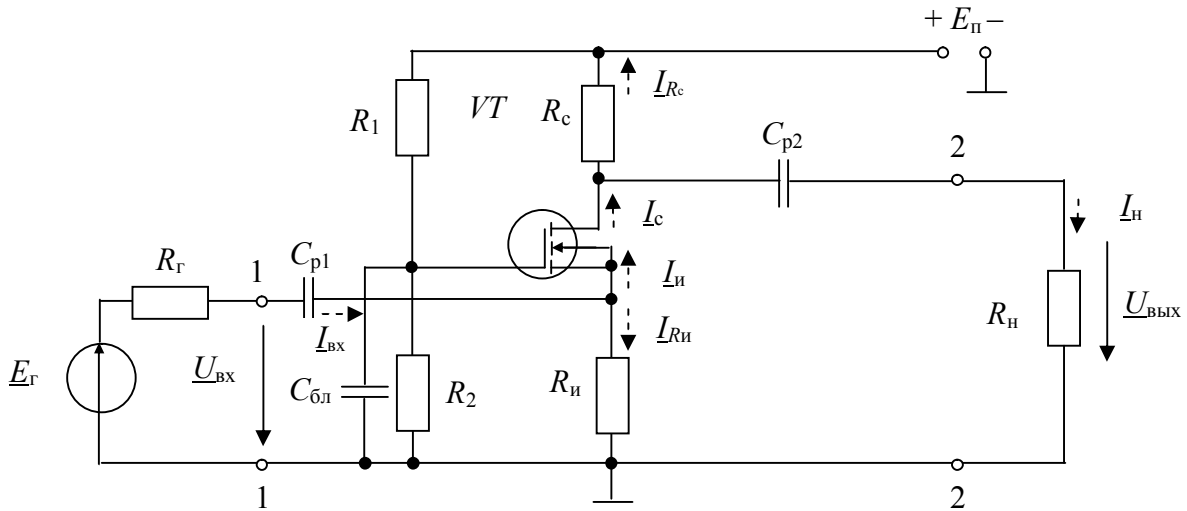
C_{p1} и C_{p2} – разделительные конденсаторы, $C_{и}$ – шунтирующий конденсатор, который соединяет исток с корпусом по переменному току. Поэтому усилители рис. 4.12 имеют исток общий между входом и выходом, то есть являются усилителями с общим истоком.

Усилители с общим затвором

Принципиальные схемы резисторных усилительных каскадов с общим затвором (ОЗ) приведены на рис. 4.13,а – при отрицательном смещении на затворе, на рис. 4.13,б – при положительном смещении на затворе. Пути протекания переменных токов на рис. 4.13 показаны пунктирными линиями.



а)



б)

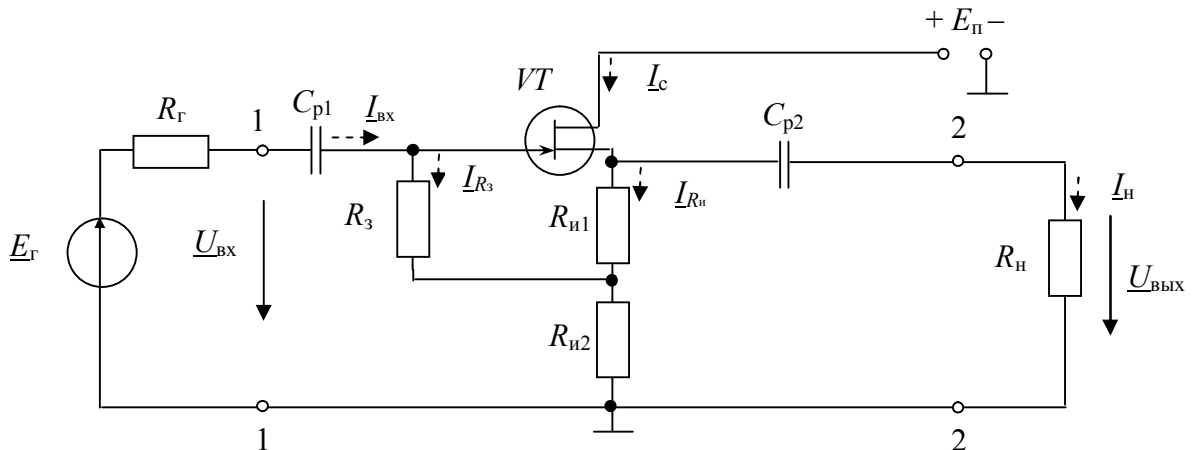
Рис. 4.13. Резисторные каскады с общим затвором:

а) – при отрицательном смещении на затворе; б) – при положительном смещении на затворе

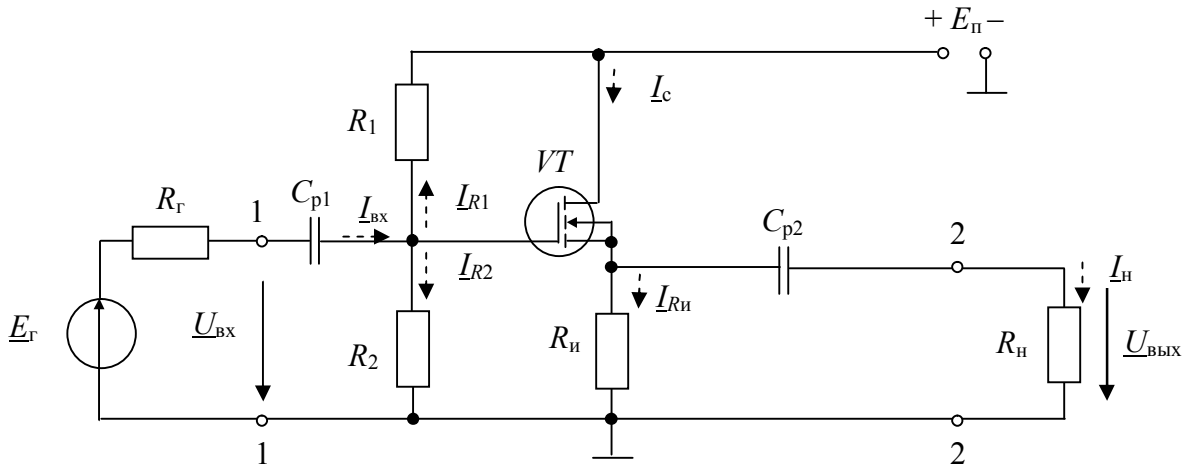
Расчет элементов по постоянному току аналогичен расчету элементов схемы с общим истоком (рис. 4.12). Блокировочный конденсатор $C_{бл}$ большой емкости соединяет затвор с корпусом по переменному току. Поэтому усилители рис. 4.13 имеют затвор общим между входом и выходом, то есть являются усилителями с общим затвором.

Усилители с общим стоком

Принципиальные схемы резисторных усилительных каскадов с общим стоком (ОС) приведены: на рис. 4.14,а – при отрицательном смещении на затворе, на рис. 4.14,б – при положительном смещении на затворе. Пути протекания токов на рис. 4.14 показаны пунктирными линиями.



а)



б)

Рис. 4.14. Усилители с общим стоком: а) – при отрицательном смещении на затворе; б) – при положительном смещении на затворе

В схеме рис. 4.14,а сопротивление в цепи истока задано в виде двух резисторов $R_{и1}$ и $R_{и2}$ ($R_{и} = R_{и1} + R_{и2}$). Такое включение сопротивления $R_{и}$ позволяет подать необходимое напряжение смещения на затвор

$$|U_{зи0}| = I_{c0} \cdot R_{и1},$$

а также увеличить сопротивление нагрузки для переменного тока

$$R_{н\sim} = \frac{R_{и} R_{н}}{R_{и} + R_{н}}.$$

При этом также уменьшается шунтирующее действие резистора R_3 во входной цепи каскада.

В обеих схемах рис. 4.14 стоки соединены по переменному току с корпусом через низкоомные источники питания $E_{п}$. Поэтому усилители рис. 4.14 имеют сток общим между входом и выходом, то есть являются усилителями с общим стоком.

Двухтактный усилитель с общим стоком

Принципиальная схема двухтактного бестрансформаторного усилительного каскада с общим стоком приведена на рис. 4.15.

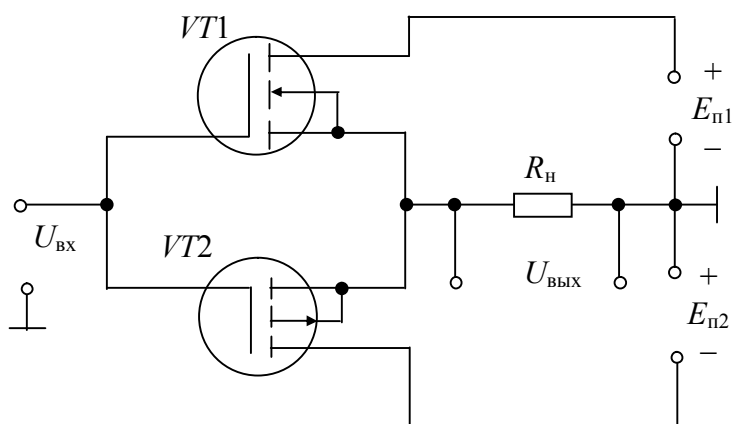


Рис. 4.15 – Двухтактный бестрансформаторный усилитель с общим стоком

В схеме рис. 4.15 использована комплементарная пара МОП полевых транзисторов с изолированным затвором и индуцированным каналом: VT1 – с n -каналом, VT2 – с p -каналом.

Сопротивление нагрузки R_n включено в цепи истоков обоих транзисторов, а стоки по переменному току соединены с корпусом через низкоомные источники питания $E_{п1}$ и $E_{п2}$. Полагаем, что источники питания $E_{п1}$ и $E_{п2}$ являются практически идеальными генераторами ЭДС, поэтому их внутренние сопротивления равны нулю ($r_i \approx 0$). Поэтому усилитель (рис. 4.15) называют *двухтактным истоковым повторителем*.

Каскад работает в режиме B . В состоянии покоя (при отсутствии входного сигнала $U_{вх} = 0$) оба транзистора VT1 и VT2 закрыты, поэтому выходное напряжение равно нулю $U_{вых} = 0$.

При подаче входного напряжения $U_{вх}$ положительной полярности открывается транзистор VT1 (с n -каналом), транзистор VT2 (с p -каналом) в это время закрыт. Через транзистор VT1 протекает ток стока $I_{с1} = I_{и1}$ от плюса источника питания $E_{п1}$ через транзистор VT1, через сопротивление нагрузки R_n к минусу источника питания $E_{п1}$, то есть на корпус. На нагрузке образуется *выходное напряжение $U_{вых} = I_{и1}R_n$ положительной полярности относительно корпуса*.

При подаче входного напряжения $U_{вх}$ отрицательной полярности открывается транзистор VT2 (с p -каналом), транзистор VT1 (с n -каналом) в это время закрыт. Через транзистор VT2 протекает ток стока $I_{с2} = I_{и2}$ от плюса источника питания $E_{п2}$ (то есть от корпуса) через сопротивление нагрузки R_n , через транзистор VT2 к минусу источника питания $E_{п2}$. На нагрузке образуется *выходное напряжение $U_{вых} = I_{и2}R_n$ отрицательной полярности относительно корпуса*.

Если схема симметрична, то на нагрузке получаем полный период выходного сигнала. Выходное напряжение и по фазе, и по значению повторяет входной сигнал ($K_u \approx 1$). Двухтактный истоковый повторитель имеет большое входное сопротивление ($R_{вх} \rightarrow \infty$) и малое выходное сопротивление.

4.5.3. Ключи на полевых транзисторах

Транзисторные ключи на ПТ широко используются в цифровой технике. Их существенными преимуществами перед ключами на биполярных транзисторах являются:

- 1) малое остаточное напряжение на открытом ключе;
- 2) малая мощность, потребляемая от источника управляющего напряжения;
- 3) высокий КПД при использовании в одном ключе комплементарной пары;
- 4) хорошая электрическая развязка между входными и выходными цепями,
- 5) высокая технологичность при выполнении микросхем.

В ключах используют МОП ПТ с индуцированным каналом: транзисторы VT6 и VT7 в табл. 4.1. Известны три разновидности МОП-транзисторных ключей, схемы которых приведены на рис. 4.16: а) с резистивной нагрузкой; б) с динамической нагрузкой; в) ключ на комплементарной паре (КМОП-ключ). В интегральном исполнении используют ключи на МОП-транзисторах, схемы которых приведены на рис. 4.16,б и 4.16,в.

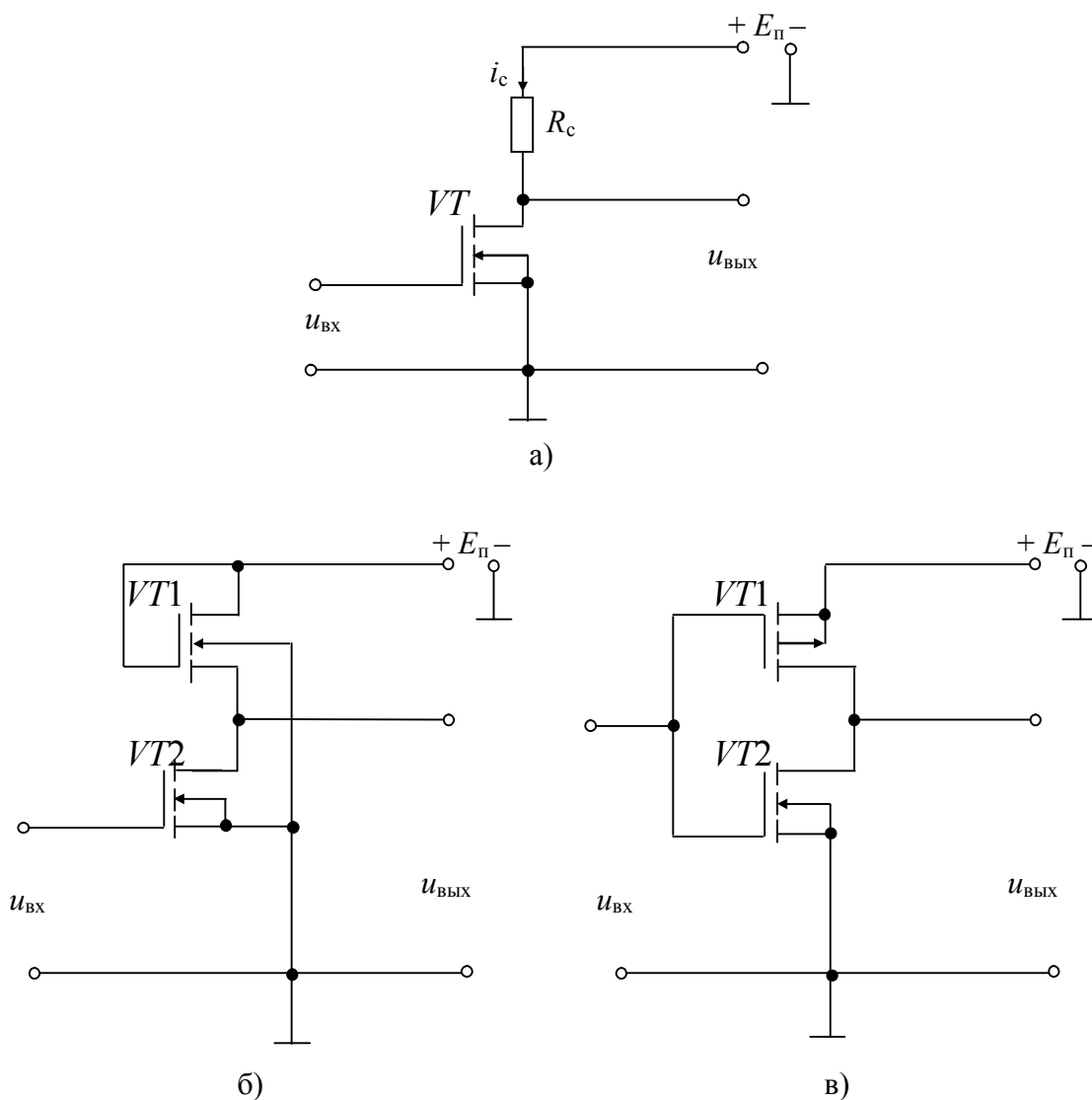


Рис. 4.16. Ключи на МОП полевых транзисторах: а) с резистивной нагрузкой; б) с динамической нагрузкой; в) на комплементарной паре (КМОП-ключ)

Схема МОП-ключа с резистивной нагрузкой приведена на рис. 4.16,а, резистор R_c служит сопротивлением нагрузки. Рассмотрим работу ключа с помощью выходных ВАХ МОП-транзистора (рис. 4.17).

При низком входном напряжении, соответствующем уровню логического нуля $u_{вх} = U^0 = U_{зи} < U_{пор}$, которое меньше порогового напряжения МОП-транзистора, транзистор закрыт, ток стока равен нулю $I_c = 0$. Рабочая точка находится в т. А на выходных ВАХ транзистора (рис. 4.17). На выходе устанавливается высокое напряжение $u_{вых} = U_{си} = E_{п} = U^1$, соответствующее логической единице.

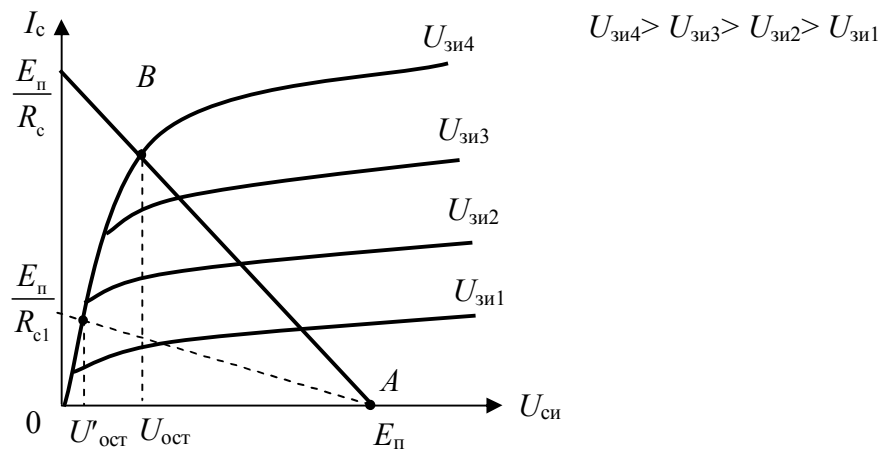


Рис. 4.17. Ключевой режим МОП транзистора

При высоком входном напряжении, соответствующем уровню логической единицы $u_{вх} = U^1$, транзистор открыт. Рабочая точка на ВАХ транзистора (рис. 4.17) находится в т. В. На выходе устанавливается низкое напряжение $u_{вых} = U_{ост} = U^0$, соответствующее логическому нулю.

Таким образом, значение выходной логической величины есть инверсия входной логической величины, ключ реализует операцию инверсии, то есть является инвертором.

В МОП-ключах нет принципиального ограничения на значение остаточного напряжения $U_{ост} = U^0$, равного уровню логического нуля: остаточное напряжение можно сделать сколь угодно малым, увеличивая сопротивление R_c и напряжение питания $E_{п}$. Пример увеличения сопротивления нагрузки показан на рис. 4.17: значение $R_{c1} > R_c$, нагрузочная прямая прошла ниже, остаточное напряжение уменьшилось $U'_{ост} < U_{ост}$. Это одно из важнейших преимуществ МОП-ключей перед биполярными, у которых значение U^0 ограничено напряжением $U_{кэ\text{ нас}}$.

Схема МОП-ключа с динамической нагрузкой приведена на рис. 4.16,б. Транзистор VT2 служит основным (активным) транзистором. Роль динамической нагрузки выполняет транзистор VT1, у которого затвор соединен со стоком, тем самым, является двухполюсником — резистором. Динамическая нагрузка активного транзистора VT2 равна дифференциальному сопротивлению

(выходному сопротивлению $R_d = \frac{\Delta U_{сн}}{\Delta I_c}$) транзистора VT1, значение которого на

прямолинейном участке выходных ВАХ равно десяткам килом. Ключ с динамической нагрузкой позволяет получить более низкий уровень логического нуля U^0 , чем схема рис. 4.16,а. Схема также реализует *операцию инверсии*.

Схема КМОП-ключа приведена на рис. 4.16,в. В этой схеме используется *комплементарная пара транзисторов* (КМОП-транзисторы): *основной (активный)* транзистор VT2 с индуцированным каналом *n*-типа, транзистор VT1 с индуцированным каналом *p*-типа.

При подаче на вход ключа низкого положительного уровня логического нуля ($u_{вх} = U^0 = U_{зи2}$) *основной транзистор VT2 закрыт*, так как $U_{зи2} = U^0 < U_{пор}$. В это время между затвором и истоком транзистора VT1 действует большое отрицательное напряжение, равное $U_{зи1} = u_{вх} - E_{п} = U^0 - E_{п}$. Поскольку напряжение $E_{п} \gg U^0$, напряжение $U_{зи2}$ имеет отрицательный знак, поэтому транзистор *VT1 с каналом p-типа открыт*.

Так как *основной транзистор VT2 закрыт*, то выходное напряжение равно высокому уровню логической единицы $u_{вых} = E_{п} = U^1$, при этом ток стока в общей цепи равен нулю $I_c = 0$. При подаче на вход ключа высокого положительного уровня логической единицы ($u_{вх} = U^1 = U_{зи2}$) *основной транзистор VT2 открыт*. При этом напряжение затвор–исток транзистора VT1, равное $U_{зи1} = U^1 - E_{п}$, близко к нулю ($U_{зи1} < U_{пор}$), так как $U^1 \approx E_{п}$. Поэтому *транзистор VT1 закрыт*.

Поскольку *основной транзистор VT2 открыт*, то выходное напряжение равно низкому уровню логического нуля $u_{вых} = U_{ост} = U^0$. Так как транзистор VT1 закрыт, то ток стока в общей цепи равен нулю $I_c = 0$.

КМОП-ключ является инвертором, реализует операцию инверсии.

Таким образом, в каждом из установившихся состояний один из транзисторов открыт, другой – закрыт, и ключ в стационарных состояниях практически не потребляет тока. Токи в цепях транзисторов возникают лишь в короткие интервалы времени, в которые ключ переключается из одного состояния в другое. *КМОП-ключ потребляет малую мощность, имеет высокий КПД*.

Переходные процессы в МОП-ключах обусловлены главным образом перезарядом емкостей транзисторов и паразитных емкостей. Эквивалентную суммарную емкость можно приближенно определить как сумму емкостей

$$C_{э\text{кв}} = C_{\text{пар}} + C_{\text{сп}} + C_{\text{зи}} + KC_{\text{зс}},$$

где $C_{\text{пар}}$ – паразитная емкость монтажа относительно подложки;

$C_{\text{сп}}$ – емкость сток–подложка;

$C_{\text{зи}}$ – емкость затвор–исток;

$C_{\text{зс}}$ – емкость затвор–сток;

K – коэффициент, учитывающий влияние внутренней отрицательной обратной связи через емкость $C_{\text{зс}}$.

Значение $K \approx 10 \dots 30$ и равно коэффициенту усиления ключа. При этом влияние емкости $C_{\text{зс}}$ является доминирующим. Для увеличения быстродействия всех МОП-ключей необходимо уменьшать суммарную емкость $C_{\text{э\text{кв}}}$.

Наряду с потреблением малой мощности КМОП-ключ обладает также и высоким быстродействием, так как ёмкости схемы быстро перезаряжаются через малое сопротивление того из транзисторов, который в данный момент времени открыт.

Указанные достоинства КМОП-схем определили их широкое использование в цифровых интегральных микросхемах.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите определение полевого транзистора.
2. Приведите классификацию полевых транзисторов.
3. Расскажите принцип действия полевого транзистора с управляющим $p-n$ переходом.
4. Расскажите принцип действия полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом.
5. Расскажите принцип действия полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом.
6. Нарисуйте П-образную эквивалентную схему ПТ и поясните ее.
7. Назовите схемы включения ПТ.
8. Нарисуйте схему усилителя на ПТ с управляющим $p-n$ переходом и расскажите, как она работает.
9. Нарисуйте схему ключа на ПТ с резистивной нагрузкой и расскажите, как она работает.
10. Нарисуйте схему ключа на ПТ с динамической нагрузкой и расскажите, как она работает.
11. Нарисуйте схему КМОП ключа на ПТ и расскажите, как она работает.
12. Каковы преимущества ключей на ПТ перед ключами на БТ?

Глава 5 ТИРИСТОРЫ

5.1. Принцип действия тиристора

Тиристор – это полупроводниковый прибор с тремя и более взаимодействующими $p-n$ -переходами, вольт-амперная характеристика которого имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

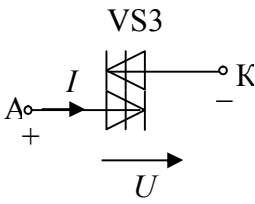
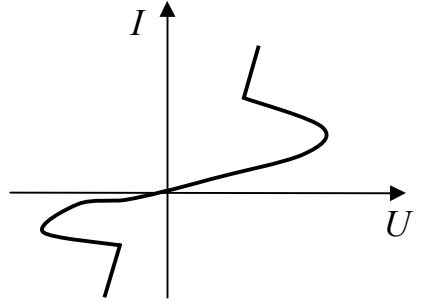
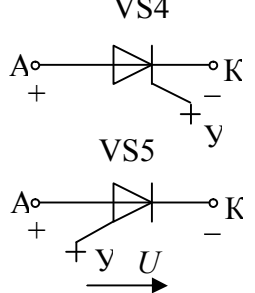
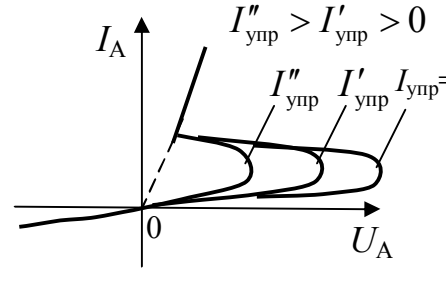
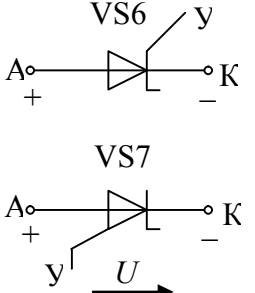
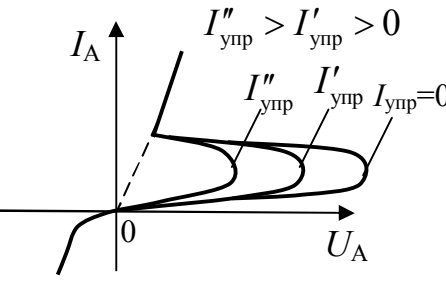
На основе $p-n-p-n$ -структуры создан ряд тиристорных приборов, условные обозначения и вольт-амперные характеристики которых приведены в табл. 5.1. Тиристор, имеющий два вывода, называется *диодным тиристором (динистором)*. Тиристор, имеющий два основных и один управляющий выводы, называется *триодным тиристором (тринистором)*. Тиристор, имеющий симметричную относительно начала координат вольт-амперную характеристику, называется *симметричным тиристором (симистором)*.

Тиристоры имеют широкий диапазон применения: в качестве коммутаторов тока, в инверторах, в выпрямительных схемах с регулируемой выходной мощностью, в генераторах импульсов и других схемах. Маломощные быстродействующие тиристоры используются в различных схемах автоматики.

Таблица 5.1

Разновидности тиристоров

№ п/п	Наименование	Условное обозначение	Вольт-амперная характеристика
1	Тиристор диодный, запираемый в обратном направлении		
2	Тиристор диодный, проводящий в обратном направлении		

3	Тиристор диодный симметричный		
4	Тиристор триодный, запираемый в обратном направлении, с управлением: по катоду VS4, по аноду VS5		
5	Тиристор триодный, проводящий в обратном направлении, с управлением: по катоду VS6, по аноду VS7		

Диодные и триодные тиристоры пропускают рабочий ток только в одном направлении, что ограничивает возможность их применения для регулирования переменного тока. Для этого разработаны двухсторонние полупроводниковые структуры *n-p-n-p-n*-типа – *симисторы*. Промышленность выпускает тиристоры с рабочими токами от долей ампера до 1000 А и с напряжениями включения от единиц до 1000 В. Структура и схема включения тристора приведены на рис. 5.1,а.

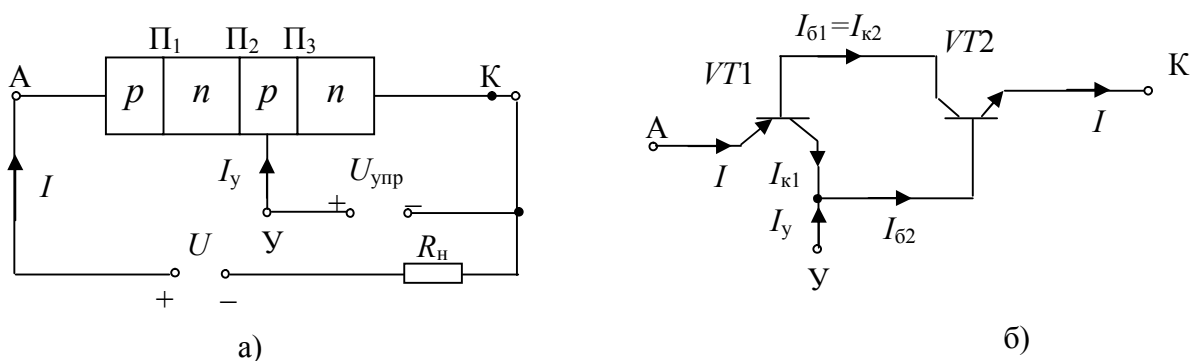


Рис. 5.1. Тристор: а) структура и схема включения; б) модель тристора

На рис. 5.1,а обозначены: А – анод, К – катод, У – управляющий электрод. Тиристор имеет три *p-n*-перехода, причем переходы П₁ и П₂ работают при прямом напряжении, а средний переход П₂ – при обратном напряжении. Тири-

стор можно представить в виде модели, состоящей из двух биполярных транзисторов VT1 и VT2 типа $p-n-p$ и $n-p-n$, соединенных так, как показано на рис. 5.1,б. Из модели следует, что переходы П₁ и П₃ являются эмиттерными переходами транзисторов VT1 и VT2, а переход П₂ в обоих транзисторах работает в качестве коллекторного перехода. Поэтому переходы П₁ и П₃ называют эмиттерными, а переход П₂ – коллекторным. Вольт-амперная характеристика тристора приведена на рис. 5.2.

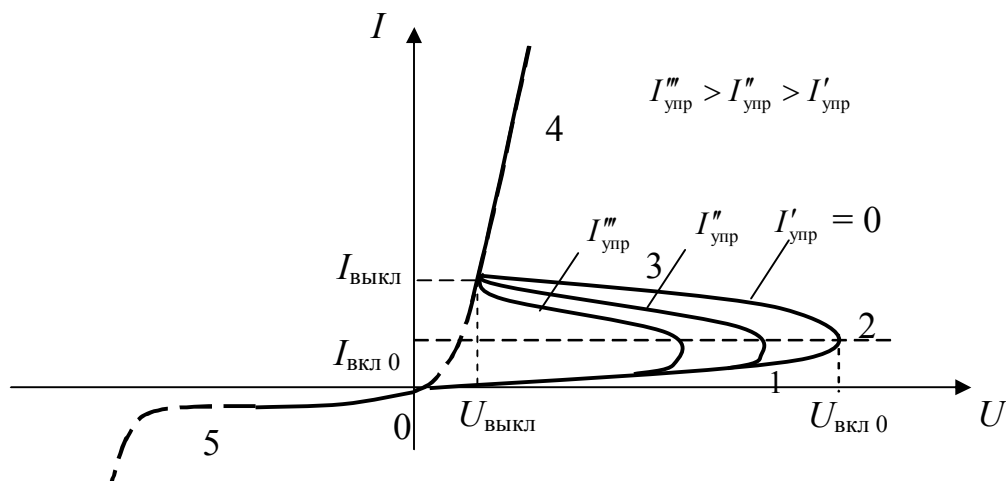


Рис. 5.2. Вольт-амперная характеристика тристора

На ВАХ можно выделить пять основных участков: 1 – закрытого состояния, когда ток через тиристор определяется током обратного смещенного коллекторного перехода П₂; 2 – обратимый электрический пробой; 3 – отрицательного сопротивления; 4 – включенного состояния, когда ток через тиристор определяется величиной сопротивления внешней нагрузки; 5 – обратного напряжения.

Если увеличивать напряжение источника питания U при токе управляющего электрода $I_{упр} = 0$, ток тиристора увеличивается незначительно (участок 1), пока напряжение не станет равным напряжению $U_{вкл}$. На участке 2 происходит обратимый электрический пробой коллекторного перехода П₂. Увеличение тока через прибор сопровождается уменьшением напряжения между анодом и катодом, дифференциальное сопротивление прибора носит отрицательный характер (участок 3). Напряжение на резисторе нагрузки возрастает и происходит переключение тиристора. Коллекторный переход П₂ переходит в открытое состояние. ВАХ имеет вид, соответствующий прямой ветви диода (участок 4). Далее при увеличении напряжения U тиристор ведет себя как обычный диод. Если ток I через тиристор уменьшать (уменьшать напряжение U), то при некотором значении тока $I_{выкл}$ (напряжение $U_{выкл}$) ток I резко уменьшается, тиристор переходит скачком обратно в закрытое состояние.

Если приложить к тиристорному напряжению обратной полярности, то эмиттерные переходы окажутся закрытыми. В этом случае ВАХ тиристора напоминает обратную ветвь обычного диода (участок 5). При очень больших обратных напряжениях наблюдается необратимый пробой тиристора. Напряжение $U_{вкл}$ зависит от тока управляющего электрода $I_{упр}$: с увеличением тока $I_{упр}$ напряжение $U_{вкл}$ уменьшается.

Основным отличием и достоинством тиристорной структуры по сравнению с транзисторной является то, что тиристор обладает свойством памяти. Достаточно кратковременным сигналом переключить его в проводящее состояние, как он останется в этом состоянии до тех пор, пока ток через него не станет меньше тока выключения – $I_{\text{выкл}}$. Для управления транзистором на его входе непрерывно надо поддерживать сигнал. В тиристорных схемах из-за лавинообразного переключения форма выходного сигнала практически не зависит от величины и формы входного. Это позволяет получить в тиристорных схемах очень большие коэффициенты усиления мощности, большой КПД и крутые фронты импульсных сигналов.

Электрические параметры тиристоров

К основным электрическим параметрам тиристоров относятся:

$U_{\text{вкл}}$ – максимальное прямое напряжение, называемое *напряжением включения*;

$I_{\text{вкл}}$ – анодный ток включения;

$U_{\text{выкл}}$ – анодное напряжение выключения;

$I_{\text{выкл}}$ – анодный ток выключения;

$I_{\text{доп}}$ – максимально допустимый анодный ток в открытом состоянии;

$U_{\text{ост}}$ – остаточное напряжение, то есть падение напряжения на тиристоре в открытом состоянии при максимально допустимом анодном токе;

$I_{\text{увкл}}$ – ток включения управляющего электрода

$U_{\text{проб}}$ – напряжение пробоя;

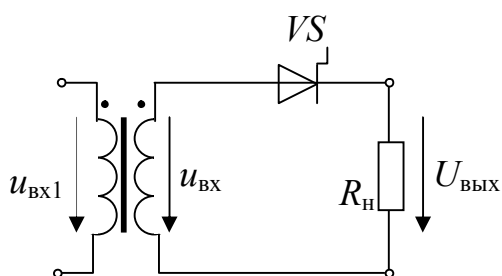
$U_{\text{обр макс}}$ – максимально допустимое обратное напряжение, при котором обеспечивается заданная надежность прибора.

Параметрами тиристоров являются также время включения $t_{\text{вкл}}$, время выключения $t_{\text{выкл}}$ и общая емкость C_0 .

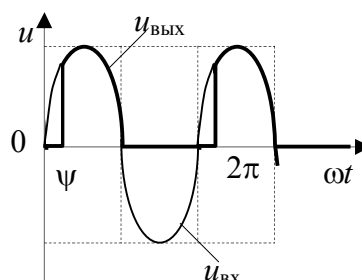
5.2. Работа тиристора в схеме

Управляемый выпрямитель

Управляемые выпрямители позволяют одновременно с выпрямлением переменного напряжения осуществить плавное регулирование среднего значения выпрямленного напряжения в широких пределах. Обычно управляемые выпрямители строят по тем же схемам, что и неуправляемые, однако используют кремниевые управляемые диоды – *тиристоры*. Включение тиристоров осуществляется подачей импульса от схемы управления на управляющий электрод тиристора. Схема управляемого однофазного однополупериодного выпрямителя приведена на рис. 5.3,а. Временные диаграммы входного $u_{\text{вх}}$ и выходного $u_{\text{вых}}$ напряжений приведены на рис. 5.3,б.



а)



б)

Рис. 5.3. Управляемый однополупериодный выпрямитель:
а) схема; б) временные диаграммы входного и выходного напряжений

Автогенератор на динисторе

Генераторы и формирователи на диодных тиристорах (динисторах) применяются для формирования импульсных сигналов в устройствах вычислительной техники и маломощных релейных и коммутационных устройствах средств автоматики. Простейшая схема автогенератора мощных импульсов тока на динисторе приведена на рис. 5.4.

Чтобы схема работала в автоколебательном режиме, необходимо выполнение условий

$$E_{\text{п}} > U_{\text{вкл}} \quad \text{и} \quad R_1 \gg R_2.$$

При закрытом диодном тиристоре VS конденсатор C заряжается через резистор R_1 . Когда напряжение на конденсаторе достигнет величины $U_{\text{вкл}}$, тиристор включается, и конденсатор быстро разряжается через малое сопротивление тиристора VS и резистор R_2 . При разряде конденсатора ток через тиристор падает. Когда он достигнет величины $I_{\text{выкл}}$, тиристор скачком возвращается в исходное состояние (выключается), и цикл повторяется. При этом формируются короткие мощные импульсы тока, период следования которых равен

$$T = t_{\text{и}} + t_{\text{п}},$$

где $t_{\text{и}}$ – длительность импульса

$$t_{\text{и}} = CR_2 \ln \frac{U_{\text{вкл}}}{I_{\text{выкл}} \cdot R_2},$$

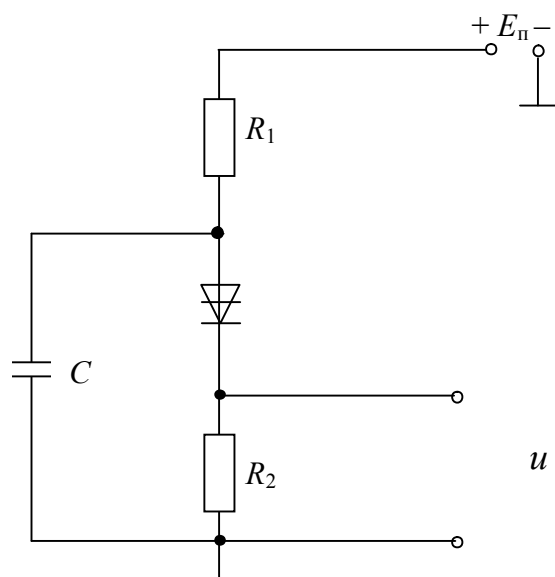


Рис. 5.4. Автогенератор на динисторе

$t_{\text{п}}$ – длительность паузы

$$t_{\text{п}} = CR_1 \ln \frac{E_{\text{п}}}{E_{\text{п}} - U_{\text{вкл}}}.$$

Такая схема генератора импульсов тока при малых сопротивлениях нагрузки (до 100 Ом) позволяет получить импульсы тока до нескольких ампер и длительностью фронта менее 0,1 мкс.

Принципы построения импульсных схем на триодных тиристорах во многом сходны со схемами на диодных тиристорах. Отличие заключается в схемах цепей управления. Как и на диодных, на триодных тиристорах можно построить схемы мультивибраторов, одновибраторов, триггеров, однако наиболее широкое применение триодные тиристоры находят в схемах формирования мощных импульсов. Выходные импульсы формирователей используются для запуска модуляторов радиолокационных станций, поджига импульсных ламп и игнитронов, управления силовыми тиристорами, возбуждения полупроводниковых оптических квантовых генераторов, импульсного питания магнитных элементов и в других устройствах.

Тиристорные ключи

Тиристоры составляют наиболее широкий класс полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением. Они предназначены, в основном, для коммутации токов и напряжений в схемах с большими токами. Для обеспечения работы тиристорного ключа в двух устойчивых режимах его нагрузочная прямая должна пересекать вольт-

амперную характеристику в трех точках (1, 2, 3) (рис. 5.5), из которых положения 1 и 3 являются устойчивыми.

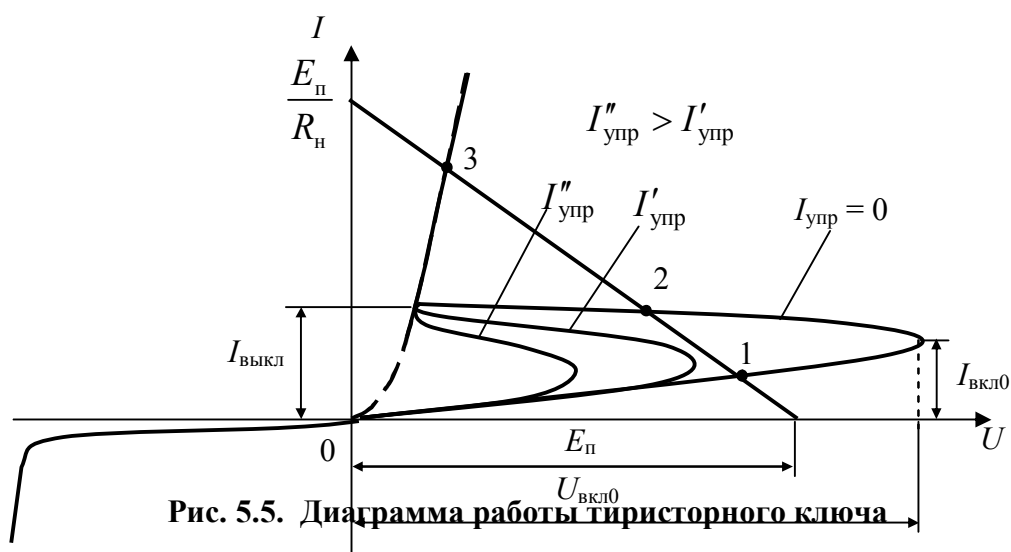


Рис. 5.5. Диаграмма работы тиристорного ключа

Если при отсутствии входного сигнала приложенное к тиристорному прямое напряжение не превышает $U_{вкл}$, то ключ находится в закрытом состоянии. Переключение тиристора из закрытого состояния в открытое должно осуществляться подачей отрицающего импульса в цепь управления триодных и запираемых тиристоров или в цепь анод–катод для диодных тиристоров. Построение и расчет цепей отпирания, выключения и запираания тиристорных ключей являются главными задачами, которые приходится решать при проектировании тиристорных устройств. При этом под выключением тиристоров понимается их выключение по анодной цепи, а под запираением – выключение по цепи управляющего электрода.

Цепь отпирания должна обеспечить включение тиристора от импульса сигнала управления и защиту тиристора от отпирющего импульса помехи. Некоторые схемы цепей отпирания тиристорных ключей приведены на рис. 5.6.

При подаче короткого импульса $U_{упр} \geq U_{вкл}$ диодный тиристор VS в схеме рис. 5.6,а включается, и через него протекает ток, определяемый сопротивлением нагрузки R_n (точка 3 на рис. 5.5), на рис. 5.6,б показан ключ на триодном тиристоре VS . Включение диода в управляющую цепь тиристора исключает протекание обратного тока через управляющий электрод, а включение шунта $R_{ш}$ повышает устойчивость тиристора против самопроизвольного включения.

Для выключения тиристора необходимо уменьшить протекающий через тиристор ток до величины меньшей $I_{выкл}$. На рис. 5.7 приведены схемы

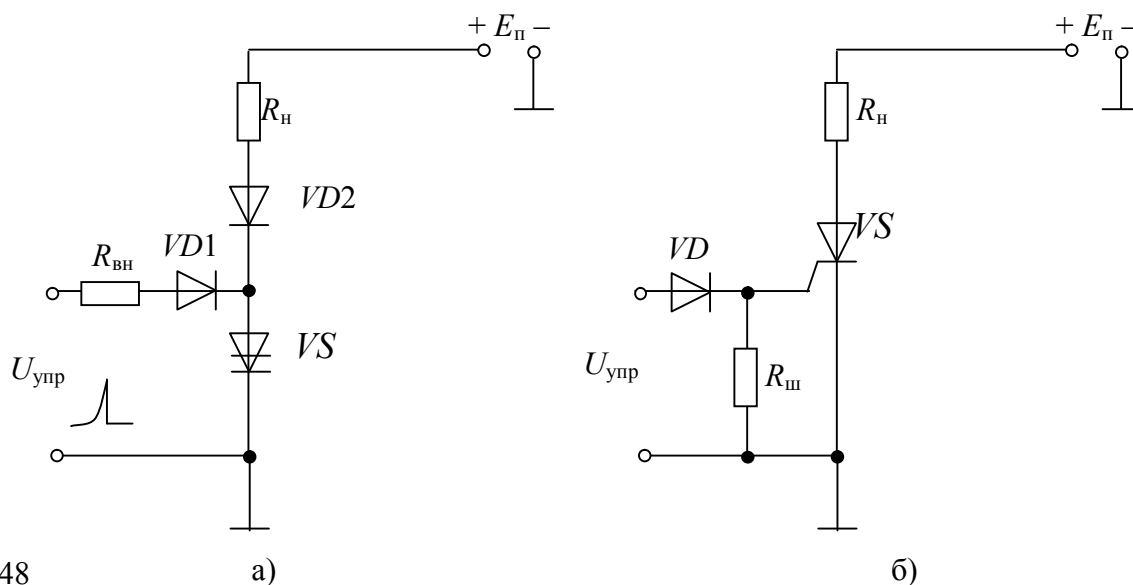


Рис. 5.6. Схемы отпирания тиристорных ключей:
 а) ключ на динисторе; б) ключ на тринисторе

выключения тиристорных ключей с помощью заряженного конденсатора и вспомогательного тиристора. Суть работы этих схем включения заключается в том, что предварительно заряженный конденсатор с помощью вспомогательного тиристора подключается к основному тиристорному ключу таким образом, что ток его разряда направлен навстречу прямому току основного тиристора $VS1$, что обеспечивает его запирающее действие.

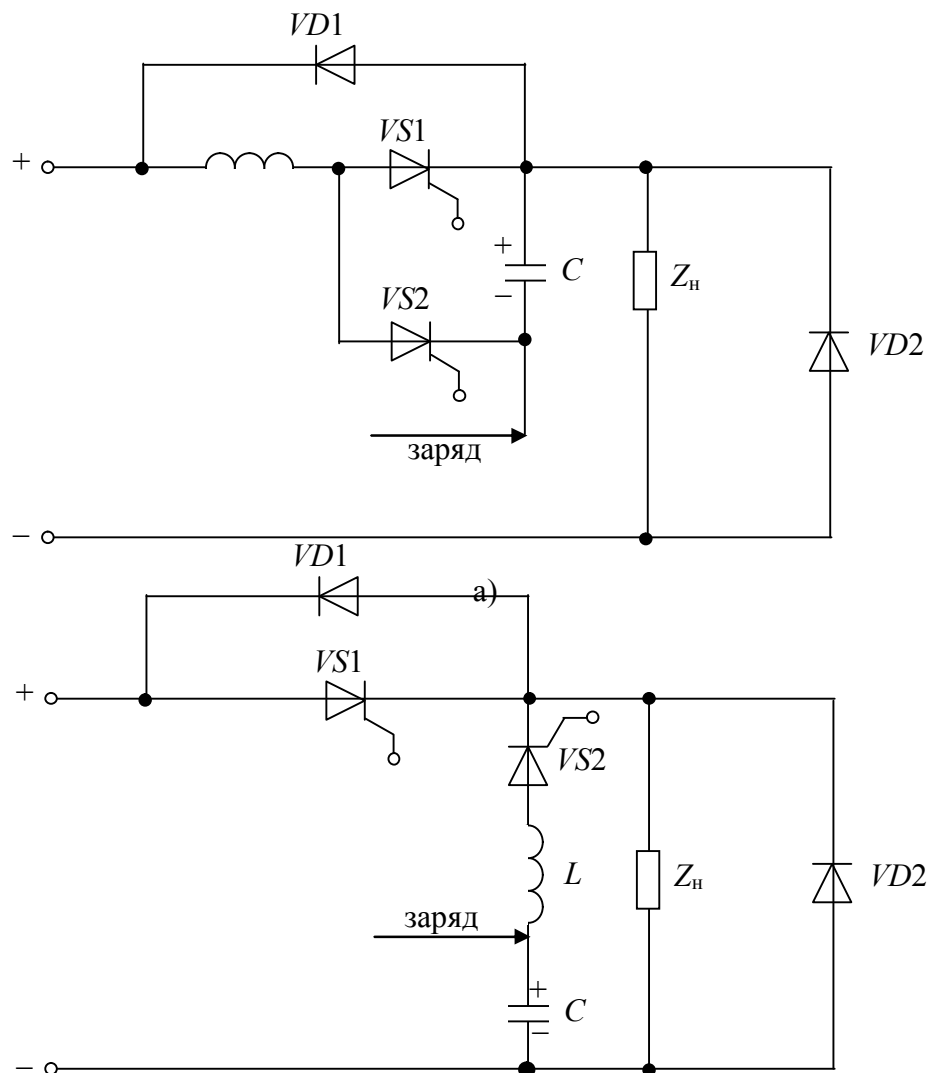


Рис. 5.7. Схемы выключения тиристорных ключей с помощью конденсатора C :
 а) параллельно $VS1$; б) параллельно Z_n

Коммутирующий конденсатор C может быть подключен с помощью вспомогательного тиристора $VS2$ параллельно основному тиристорному ключу $VS1$ (рис. 5.7,а) или параллельно нагрузке Z_n (рис. 5.7,б). Заряд конденсатора C обеспечивается специальной зарядной цепью, которая на рис. 5.7 не показана. Схемы включения тиристора $VS1$ для

простоты не показаны.

На запираемых тиристорах легко выполнить цепи запираения. Схема такого ключа приведена на рис. 5.8.

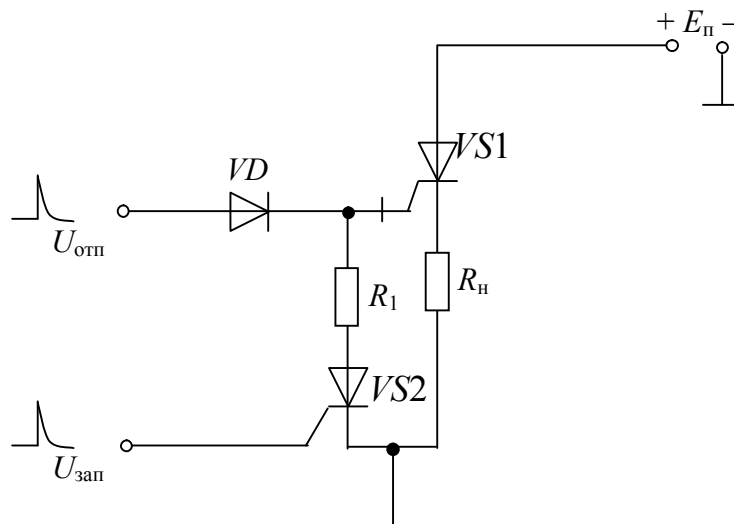


Рис. 5.8. Схема ключа на запираемом тиристоре

В отсутствии запирающего сигнала $U_{\text{зап}}$ тиристор $VS2$ заперт, а тиристор $VS1$ может быть включен сигналом $U_{\text{отп}}$. При поступлении сигнала $U_{\text{зап}}$ ключ запирающей цепи открывается, пропуская через себя ток запираения тиристора $VS1$.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите определение тиристора.
2. Приведите классификацию тиристорov.
3. Расскажите принцип действия тринистора.
4. Назовите электрические параметры тиристорov.
5. Назовите способы выключения тринистора.
6. Нарисуйте схему однополупериодного выпрямителя на тринисторе и поясните как она работает.
7. Нарисуйте схему ключа на тринисторе и поясните как она работает.

Глава 6
ОДНОПЕРЕХОДНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Однопереходные транзисторы, как и тиристоры, имеют ВАХ с участком отрицательного дифференциального сопротивления, но конструктивно они существенно отличаются от тиристоров.

Однопереходный транзистор, иначе называемый *двухбазовым диодом*, имеет только один *p-n*-переход и три вывода. На рис. 6.1, а и б показана структура, схема включения и условное обозначение однопереходного транзистора *n-p-n* типа, на рис. 6.1, в – условное обозначение однопереходного транзистора *p-n-p* типа.

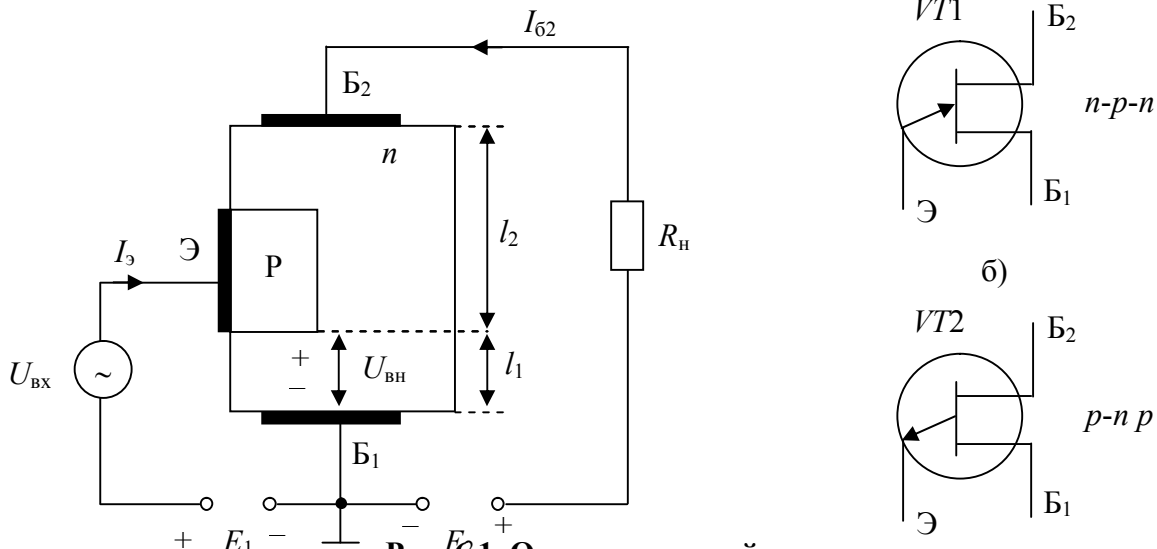


Рис. 6.1. Однопереходный транзистор:

- а) структура и схема включения однопереходного транзистора *n-p-n* типа;
- б) условное обозначение однопереходного транзистора *n-p-n* типа;
- в) условное обозначение однопереходного транзистора *p-n-p* типа

База однопереходного транзистора выполнена из полупроводника *n*-типа, область эмиттера – из полупроводника *p*-типа. База имеет два вывода B_1 и B_2 , эмиттер имеет вывод Э. Эмиттер и база образуют *p-n*-переход, на который подается прямое внешнее напряжение E_1 , на базовую область B_1 – B_2 подается внешнее напряжение E_2 .

Входная вольт-амперная характеристика однопереходного транзистора приведена на рис. 6.2.

Рассмотрим физические процессы в однопереходном транзисторе.

1) Пусть внешнее напряжение, приложенное между эмиттером и корпусом, равно нулю $U_3 = 0$, где $U_3 = U_{вх} + E_1$. При подаче напряжения E_2 вдоль базы будет протекать ток I_{62} , который создает падение напряжения между базовыми выводами B_2 – B_1 . Следовательно, на участке базы l_1 (внутри базовой области от эмиттера Э до вывода B_1) будет существовать падение напряжения $U_{вн}$, которое является обратным для эмиттерного перехода и запирает его.

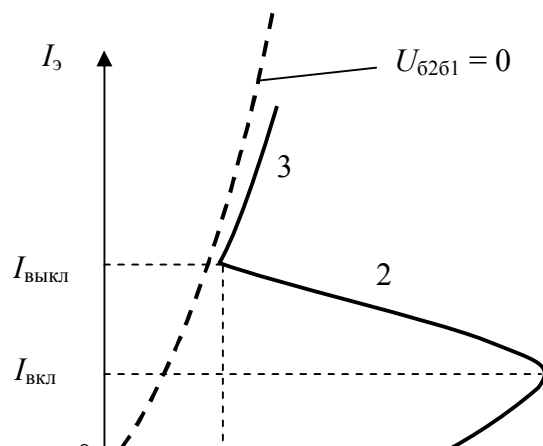


Рис. 6.2. Входная ВАХ однопереходного транзистора

Поэтому, если внешнее прямое напряжение U_3 меньше $U_{вн}$, ($U_3 < U_{вн}$), результирующее напряжение, приложенное к эмиттерному переходу $U_{эб1} = U_3 + U_{вн}$ будет *запирающим*, *p-n*-переход будет закрыт. Во входной цепи будет протекать небольшой обратный ток $I_{эб0}$. Этот процесс соответствует участку 1 на рис. 6.2.

2) Если внешнее прямое напряжение U_3 *больше* $U_{вн}$ ($U_3 > U_{вн}$), то результирующее напряжение на переходе $U_{эб1}$ становится прямым, эмиттерный переход *отпирается*, и в нем начинается инжекция дырок из эмиттера в базу. В результате сопротивление части базы l_1 уменьшается, а это приводит к еще большему смещению *p-n*-перехода в прямом направлении. При определенном значении $U_{эб1} = U_{вкл}$ такой процесс развивается лавинообразно, на входной ВАХ появляется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением: участок 2 на рис. 6.2.

3) Когда слой базы l_1 насыщается зарядами и его сопротивление перестает уменьшаться, рост тока эмиттера I_3 связан с повышением напряжения $U_{эб1}$: участок 3 на рис. 6.2.

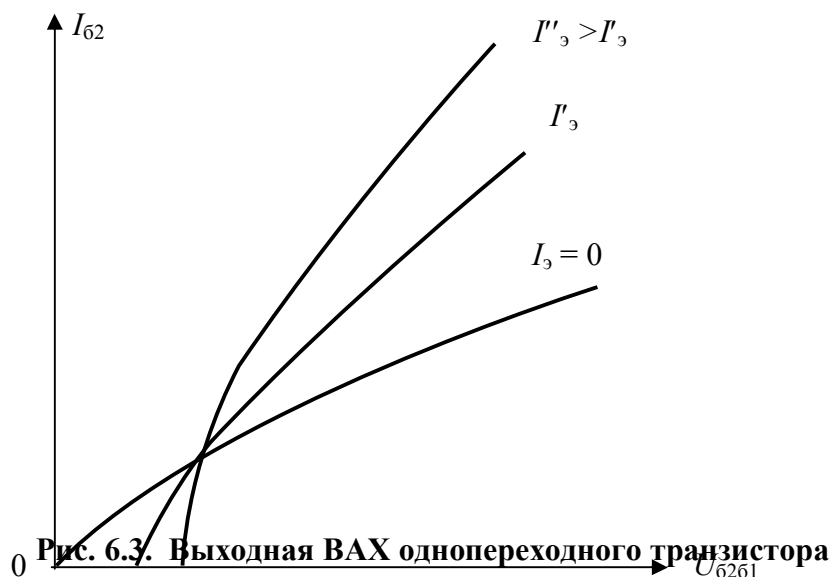
4) При увеличении напряжения $U_{эб1}$ ВАХ смещается параллельно себе вправо без изменения формы, а при уменьшении $U_{эб1}$ – влево. При значении $U_{эб1} = 0$ ВАХ приобретает вид характеристики обычного диода (пунктирная линия на рис. 6.2).

Следовательно, однопереходный транзистор может находиться в двух устойчивых состояниях:

- 1) в закрытом состоянии, которое характеризуется большими сопротивлениями между различными выводами однопереходного транзистора;
- 2) в открытом состоянии (состоянии насыщения), которое характеризуется малыми сопротивлениями между выводами транзистора.

В открытом состоянии однопереходный транзистор будет находиться до тех пор, пока ток эмиттера I_3 будет превышать ток выключения $I_{выкл}$.

Выходные ВАХ однопереходного транзистора приведены на рис. 6.3. Они представляют зависимость тока $I_{б2}$ от напряжения $U_{б2б1}$, приложенного к выводам баз B_2 и B_1 .



Основные параметры однопереходного транзистора

- $I_{\text{вкл}}$ – ток включения;
- $I_{\text{выкл}}$ – ток выключения;
- $U_{\text{вкл}}$ – напряжение включения;
- $R_{\text{б2б1}}$ – межбазовое сопротивление;
- коэффициент внутреннего отношения напряжений (коэффициент передачи) η ;
- ток утечки $I_{\text{эб0}}$;
- остаточное напряжение во включенном состоянии $U_{\text{ост}}$;
- рассеиваемая мощность P ;
- время включения $t_{\text{вкл}}$.

Однопереходные транзисторы применяются как ключевые элементы в генераторах релаксационных колебаний, делителях частоты, в различных переключающих устройствах, для управления тиристорами, пороговых устройствах и других.

В качестве примера на рис. 6.4,а приведена схема генератора релаксационных колебаний, выполненного на однопереходном транзисторе VT .

Принцип действия генератора основан на периодических процессах заряда и разряда конденсатора C_1 . Пока однопереходный транзистор VT закрыт, конденсатор C_1 заряжается через сопротивление R_1 . Включение транзистора VT происходит при достижении напряжения $U_{\text{эб1}} = U_{\text{вкл}}$. Сопротивление между эмиттером и базой B_1 уменьшается до сопротивления насыщения $R_{\text{нас}}$, и конденсатор C_1 разряжается через сопротивление $(R_{\text{нас}} + R_3)$. С этого момента ток в эмиттерной цепи и в нагрузке R_3 поддерживается за счет разряда конденсатора C_1 до тех пор, пока он не станет равным току выключения $I_{\text{выкл}}$. В этой точке сопротивление базы B_1 резко увеличивается, и ток в эмиттерной цепи и в нагрузке R_3 резко уменьшается. Конденсатор C_1 вновь начинает заряжаться. Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ прямо пропорционально току в нагрузке, эпюра выходного напряжения генератора приведена на рис. 6.4,б. Длительность импульса выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ определяется постоянной времени разряда емкости C_1 : $\tau_{\text{разр}} = C_1(R_{\text{нас}} + R_3)$, длительность паузы – постоянной времени заряда емкости C_1 : $\tau_{\text{зар}} = C_1 R_1$.

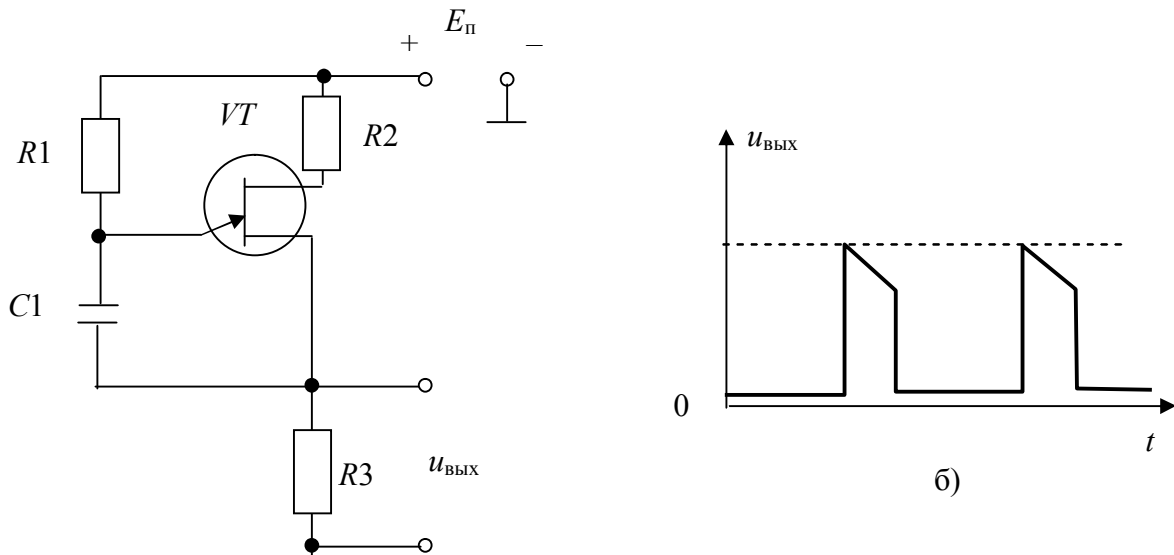


Рис. 6.4. Генератор релаксационных колебаний:
а) схема генератора; б) эпюра выходного напряжения

Чтобы однопереходный транзистор VT работал в релаксационном режиме, нагрузочная прямая должна пересекать его входную ВАХ на участке отрицательного дифференциального сопротивления (участок 2 на рис. 6.2).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите определение однопереходного транзистора.
2. Расскажите принцип действия однопереходного транзистора.
3. Нарисуйте входную характеристику однопереходного транзистора и поясните ее ход.
4. Нарисуйте выходную характеристику однопереходного транзистора и поясните ее ход.
5. Нарисуйте схему генератора на однопереходном транзисторе и поясните как она работает.

Глава 7 ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Оптоэлектроника – это область электроники, в которой в качестве носителя информации используются электромагнитные волны оптического диапазона: инфракрасного – $\lambda = (0,7 \cdot 10^{-6} \dots 10^{-3})$ м;

видимого – $\lambda = (0,4 \cdot 10^{-6} \dots 0,7 \cdot 10^{-6})$ м;

ультрафиолетового – $\lambda = (0,4 \cdot 10^{-6} \dots 0,7 \cdot 10^{-6})$ м.

Частоты этих излучений лежат в диапазоне $f = (3 \cdot 10^{11} \dots 3 \cdot 10^{16})$ Гц, но длина волны более полно характеризует свойства этого излучения.

В оптоэлектронике световой луч выполняет те же функции управления, преобразования и связи, что и электрический сигнал в электрических цепях.

Фотоэлектрическими называют приборы, которые осуществляют преобразование энергии оптического сигнала в электрический. Обратное преобразование осуществляют *светоизлучающие* приборы.

Приемники оптического излучения

Все приемники оптического излучения по принципу действия можно разделить на два больших класса: тепловые и фотонные. Фотонные приемники в свою очередь можно разделить на приемники с внешним и внутренним фотоэффектом. Рассмотрим фотонные приемники.

Внешний фотоэффект основан на явлении фотоэлектронной эмиссии. Под действием излучения с поверхности фоточувствительного элемента эмитируются электроны. Фоточувствительный элемент называется фотокатодом. Поток электронов улавливается анодом, во внешней цепи образуется ток.

На внешнем фотоэффекте основаны фотоэмиссионные приемники излучения: фотоэлементы, фотоэлектронные умножители, электронно-оптические преобразователи. *Фотоэлектронные умножители* – это электровакуумные приборы, в которых поток электронов, испускаемых фотокатодом под действием оптического излучения, усиливается в умножительной системе за счет вторичной электронной эмиссии.

Фотоэлементы и фотоэлектронные умножители используются в схемах автоматики и контрольно-измерительных устройствах, источниками света в них служат лампы накаливания или другие осветители.

Внутренний фотоэффект возникает в полупроводниках, когда при облучении электроны получают дополнительную энергию, достаточную для преодоления запрещенной зоны и перехода в зону проводимости. В результате количество свободных носителей заряда увеличивается, повышается проводимость вещества или возникает внутренняя ЭДС. Внутренний фотоэффект используется в работе приемников оптического излучения: фоторезисторов, фотодиодов, фототранзисторов, фототиристоров и других приборов.

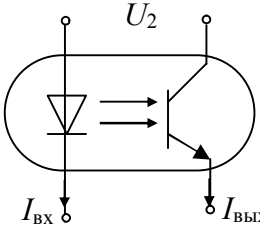
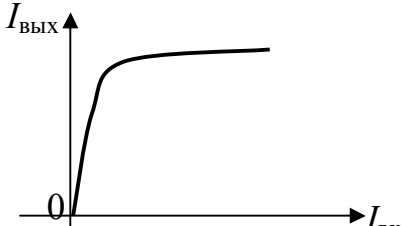
Фоторезистором называют полупроводниковый прибор, сопротивление которого зависит от освещенности. Условное обозначение фоторезистора и его характеристики показаны в табл. 7.1. Фоторезистор ведет себя как омическое сопротивление, но величина его зависит от величины светового потока Φ : при

увеличении освещенности сопротивление уменьшается. Фоторезисторы используются для измерения малых величин освещенности, а также в качестве управляемых сопротивлений. К недостаткам фоторезисторов следует отнести инерционность, значительную температурную зависимость и влияние влажности.

Таблица 7.1

Оптоэлектронные приборы

№ п/п	Наименование	Условное обозначение	Характеристики
1	Фоторезистор		
2	Фотодиод		
3	Фототранзистор		
4	Фототиристор		
5	Светодиод		
6	Оптрон диодный		

7	Оптрон с фототранзистором		
---	---------------------------	---	--

Фотодиод. Устройство фотодиода аналогично устройству обычного плоскостного полупроводникового диода. Отличие состоит в том, что его $p-n$ -переход одной стороной обращен к стеклянному окну, через которое поступает свет, с другой стороны он защищен от воздействия света. При освещении фотодиода появляется дополнительное число электронов и дырок, вследствие чего увеличивается число переходов неосновных носителей зарядов. Это приводит к увеличению тока в цепи. В табл. 7.1 показано условное обозначение фотодиода и представлено семейство характеристик. Фотодиоды используются в фотометрических измерениях. Фотодиоды также пригодны для получения электрической энергии. Для этих целей изготавливают специальные фотодиоды с большой площадью $p-n$ -перехода, которые называются *солнечными элементами*.

Фототранзисторы. Их можно рассматривать как комбинацию фотодиода и транзистора. Это позволяет одновременно с преобразованием световой энергии в электрическую осуществить усиление фототока. Как и обычные транзисторы, фототранзисторы могут быть $p-n-p$ и $n-p-n$ -типа. На вход фототранзистора можно подавать оптический и электрический сигнал. Напряжение питания на фототранзистор подают как и на обычный транзистор, однако он может работать и с отключенным выводом базы. В табл. 7.1 показано условное обозначение фототранзистора и представлено семейство характеристик.

При $\Phi = 0$ ток коллектора мал. При освещении прибора под воздействием света в базовой области образуются свободные носители заряда, которые приводят к увеличению тока коллектора. При расчетах схем с фототранзисторами их можно рассматривать как обычные транзисторы, на вход которых подается электрический сигнал, эквивалентный оптическому.

Фототиристоры. Это полупроводниковые приборы, представляющие собой многослойную полупроводниковую структуру, включаемую светом. Принцип действия фототиристора аналогичен принципу действия обычного тиристора. В табл. 7.1 показано условное обозначение фототиристора и представлено семейство характеристик. Фототиристоры применяются в фотореле, в оптоэлектронных логических схемах промышленной автоматики, в импульсной технике в качестве генераторов мощных импульсов, в устройствах считывания, в качестве запоминающих устройств.

В качестве фотопреобразователей в оптоэлектронике используются вакуумные телевизионные трубки как с внешним, так и с внутренним фотоэффектом. Наиболее широко распространены среди них видиконы, плюмбиконы, кремниконы, диссекторы. В последние годы получили применение *интегральные фотоприемные устройства*. Их чувствительная поверхность может вы-

полняться как непрерывной, так и дискретной. Более широко используются дискретные поверхности.

В фотоприемниках с дискретными поверхностями световоспринимающая поверхность выполняется в виде упорядоченно расположенных в виде линеек, матриц или специальных наборов отдельных элементов, называемых *пикселями*, которые созданы на основе фотоэлементов, фотодиодов, фототранзисторов, МДП-конденсаторов, имеющих общие шины питания, управления и съема информации. На основе МДП – конденсаторов созданы приборы с зарядовой связью (ПЗС), из которых собираются матрицы. Количество элементов в матрице ПЗС может превышать несколько миллионов пикселей – элементарных элементов, на которые разбивается изображение. Управляющие устройства для этих приборов выполняются на основе сдвиговых регистров или кольцевых счетчиков.

Для формирования двумерного изображения применяют различные оптико-механические и оптоэлектронные устройства. Прогресс в области КМОП-технологий позволил создать ПЗС-матрицу, позволяющую регистрировать цветные составляющие изображения одновременно в одном пикселе. Ранее цветные составляющие изображения регистрировались тремя ПЗС-датчиками, каждый из которых был снабжен своим светофильтром. Так, сенсор (англ. – чувствительный элемент, датчик) X3 имеет размер изображения $2268 \times 1512 \times 3$ пикселей, размер сенсора 20.7×13.8 мм. Интегральные фотоприемные устройства имеют ряд преимуществ перед обычными телекамерами: отсутствие искажений изображения, высокая чувствительность, большой срок службы, отсутствие высоких питающих напряжений, нечувствительность к механическим нагрузкам, малые габаритные размеры и масса, низкие эксплуатационные расходы.

Источники оптического излучения

Принцип действия излучающих полупроводниковых приборов основан на излучении квантов электромагнитной энергии при переходе частиц из высокого энергетического состояния в более низкое. Переходы, при которых излучаются кванты лучистой энергии, называются излучательными. Они обуславливают явления люминесценции и индуцированного излучения.

Люминесцентные полупроводниковые излучатели построены на основе возбуждения электронов в материале в результате внешнего воздействия. Вещества, которые обладают люминесцирующими свойствами, называются *люминофорами*. Явление люминесценции широко используется в некогерентных излучающих полупроводниковых приборах, например, светодиодах.

Светодиоды изготавливаются на основе арсенидов и фосфидов галлия, индия и алюминия с электронной и дырочной проводимостями. Эти диоды излучают свет при протекании через них прямого тока. Область спектрального излучения диодов имеет довольно узкие границы. В табл. 7.1 показано условное обозначение и характеристика светодиода. Яркость свечения в широком диапазоне пропорциональна прямому току диода. Ток в несколько миллиампер уже достаточно для отчетливой индикации, поэтому светодиоды удобно

использовать в качестве элементов индикации в полупроводниковых схемах. Светодиоды используют как излучающий элемент оптрона, в фотосчитывателях, в системах оптической передачи информации по световодам. Светодиоды изготавливаются также в виде матриц.

Явление *индуцированного излучения* лежит в основе работы *квантовых* приборов. Длительность индуцированного излучения близка к периоду световых колебаний. Индуцированное излучение отличается когерентностью и узким спектром. В зависимости от частоты генерируемых колебаний квантово-оптические приборы подразделяются на мазеры, излучающие сантиметровые и миллиметровые волны, и *лазеры* – приборы оптического диапазона. В настоящее время получили более широкое применение твердотельные, газовые и полупроводниковые лазеры. Полупроводниковые лазеры используются в световодных линиях связи и передачи информации, а также в системах автоматики и управления.

В средах под высоким напряжением появляется свечение. Приборы, использующие кванты лучистой энергии, получили название *плазменных*. На их основе созданы плазменные панели.

Оптроны

Если в одном корпусе объединить светодиод и фоточувствительный элемент, то получим полупроводниковый прибор – *оптрон*. В качестве фотоприемников можно использовать фоторезистор, фотодиод, фототранзистор, фототиристор. В табл. 7.1 показаны два типа оптронов: диодный и транзисторный, их условные обозначения и характеристики. Оптрон позволяет осуществить преобразование входного тока в выходной с полным гальваническим разделением цепей. Оптроны применяются для передачи как цифровых, так и аналоговых сигналов. Электрическая изоляция входа от выхода позволяет с помощью низких напряжений управлять высокими, осуществлять развязку низкочастотных и высокочастотных цепей, выполнять высококачественные электронные реле и коммутаторы.

По степени сложности структурной схемы изделия оптронной техники классифицируются следующим образом:

- 1) оптроны (элементарные оптроны): диодные, транзисторные (биполярные и полевые), тиристорные, резисторные;
- 2) оптоэлектронные интегральные микросхемы: переключательные, коммутационные, релейные, функциональные, индикаторные;
- 3) специальные виды оптронов: с открытым оптическим каналом, с гибким световодом, с управляемым оптическим каналом.

Особую группу индикаторных приборов составляют *жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ)*. В этих приборах используются вещества, имеющие свойства, промежуточные между свойствами твердого кристалла и жидкости. Особенность жидкокристаллических веществ заключается в наличии стержневых молекул, способных располагаться параллельными цепочками, образуя упорядоченную кристаллическую решетку. Под действием электрического поля в жидких кристаллах нарушается ориентация молекул. При этом в ве-

ществе возникает эффект динамического рассеяния, сопровождающийся изменением прозрачности жидкости. Этот эффект используют для создания индикаторов. В отличие от других типов индикаторов жидкокристаллические индикаторы не испускают свет, для их работы необходим источник проходящего либо отраженного света.

Перспективной разновидностью жидкокристаллических индикаторов являются индикаторы, использующие эффект вращения плоскости поляризации света под действием электрического поля. Приложенное электрическое поле вызывает поворот осей молекул вокруг их центров параллельно вектору электрического поля. При этом участок, находящийся в скрещенных поляризаторах, становится темным, непрозрачным, а в параллельных поляризаторах – светлым, прозрачным. Жидкокристаллические индикаторы, использующие эффект вращения плоскости поляризации обладают малым потреблением энергии, что обеспечивает хорошую согласованность с интегральными схемами, и имеют высокие значения контраста при меньших напряжениях по сравнению с индикаторами с динамическим рассеянием.

Жидкокристаллические индикаторы находят широкое применение в электронных часах, микрокалькуляторах, компьютерах, системах контроля и управления. Вследствие малого энергопотребления использование их особенно перспективно в устройствах с ограниченным запасом питания.

Продолжающееся развитие ЖК – и плазменных дисплеев позволит постепенно полностью вытеснить мониторы и телевизоры на электронно-лучевых трубках. По основным качественным показателям (яркости изображения, разрешению, цветовой гамме, контрастности, сроку службы) они соответствуют требованиям телевизионного восприятия. Их плоские конструкции и хорошее восприятие отображаемой картинки зрением человека обеспечат ЖК – и плазменным панелям широкое использование в профессиональной и бытовой аппаратуре.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите определение фотоэлектронного прибора.
2. Приведите определение светоизлучающего прибора.
3. Что такое внутренний фотоэффект?
4. Что такое внешний фотоэффект?
5. Приведите классификацию фотоприборов.
6. Приведите классификацию источников излучения.
7. Какой полупроводниковый прибор называется оптроном?
8. Приведите классификацию оптронов.

Глава 8 ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

Электривакуумными называют приборы, принцип действия которых основан на использовании электрических явлений в вакууме или газе. Электривакуумные приборы подразделяются на электронные и ионные.

В *электронных* электривакуумных приборах прохождение электрического тока осуществляется свободными электронами. Рабочей средой этих приборов является вакуум, обеспечиваемый газонепроницаемой оболочкой. Семейство электривакуумных приборов объединяет несколько групп приборов: электронные лампы, электронно-лучевые приборы, электривакуумные фотоэлектронные приборы и другие.

В электронных электривакуумных приборах управление свободными электронами осуществляется с помощью электрических или магнитных полей. Для получения потока свободных электронов в приборах используется специальный электрод – *катод*. Процесс выхода электронов из катода называется *электронной эмиссией*. Чаще всего используется термоэлектронная эмиссия, при которой дополнительная энергия электронам для выхода из катода сообщается при нагреве. Используются катоды прямого и косвенного канала, более распространенными являются катоды косвенного накала, хотя они обладают значительной тепловой инерцией.

В *ионных* электривакуумных приборах используется электрический разряд в газе, поэтому их часто называют *газоразрядными*. В зависимости от вида электрического разряда различают приборы тлеющего разряда, дугового разряда и др. Ионный прибор обычно представляет собой стеклянный баллон, заполненный инертным газом, водородом или парами ртути, внутри которого помещают электроды. Ионные приборы отличаются от электронных тем, что в их работе используются как свободные электроны, так и ионы газа.

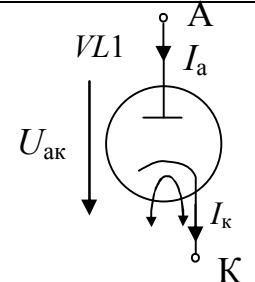
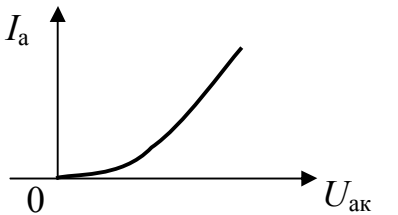
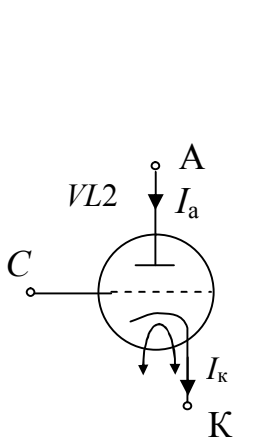
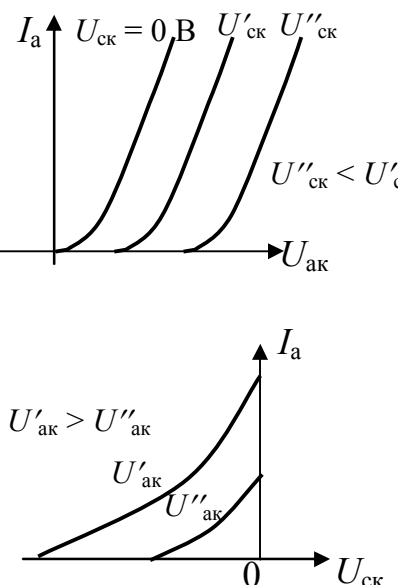
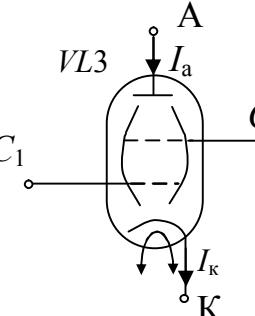
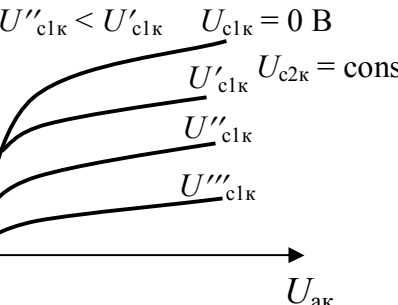
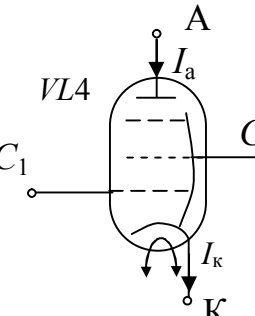
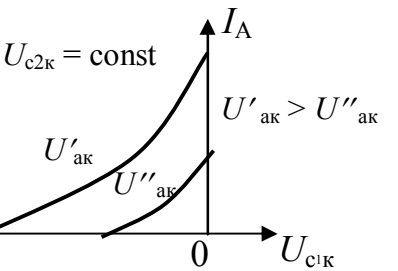
8.1. Электронные лампы

В электронных лампах управление движением электронов, эмиттированных катодом, осуществляется с помощью электрических полей. Для создания электрических полей к электродам подключаются внешние источники напряжения. Значения напряжений на электродах и токи в их цепях определяют электрический режим работы лампы. В технических условиях указываются номинальный и предельный режимы работы лампы. *Номинальный режим* характеризует условия работы, на которые рассчитан данный прибор. *Предельный режим* определяет максимально или минимально допустимые значения параметров режима.

В зависимости от числа электродов различают двухэлектродные лампы – *диоды*, трехэлектродные лампы – *триоды*, четырехэлектродные лампы – *тетроды*, пятиэлектродные лампы – *пентоды* и другие многосеточные лампы. Для эффективной эмиссии электронов катодом электронная лампа каждого типа имеет также цепь накала для подогрева катода. Принцип действия, особенности характеристик и некоторые применения электронных ламп рассмотрены далее. В табл. 8.1 приведены условные обозначения и ВАХ электронных ламп.

Таблица 8.1

Электронные лампы

№ п/п	Наименование	Условное обозначение	Вольт-амперные характеристики
1	Диод		
2	Триод		
3	Лучевой тетрод		<p>Характеристики одинаковы у лучевого тетрода и пентода</p> 
4	Пентод		

8.1.1. Диод

Простейшей электронной лампой является *диод*. Вакуумный диод состоит из катода К, который является источником электронов, и анода А. Электроды диода расположены в стеклянном или металлическом баллоне, в котором создан высокий вакуум. Условное обозначение диода и его статическая вольт-амперная характеристика приведены в табл. 8.1.

При нагревании катода возникает термоэлектронная эмиссия, при подаче между анодом и катодом положительного напряжения $U_{ак}$ в промежутке анод-катод создается ускоряющее поле и возникает электрический ток. Во внешней цепи протекает анодный ток $I_a = I_k$, направление которого противоположно направлению движения электронов, то есть ток протекает от анода к катоду. При подаче отрицательного напряжения $U_{ак}$ электрическое поле становится тормозящим для электронов, при этом анодный ток практически отсутствует ($I_a = 0$).

Основное свойство диода – способность проводить ток только в одном направлении, то есть диод обладает *односторонней проводимостью* и подобно полупроводниковому диоду может выпрямлять переменный ток. Все сказанное о работе выпрямительных схем с полупроводниковыми диодами справедливо для схем выпрямления с помощью вакуумных диодов. Особенность вакуумных диодов – отсутствие обратного тока.

Вакуумные диоды, применяемые для выпрямления переменного тока электросети, то есть для преобразования его в постоянный ток, называют *кенотронами*. Они используются в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры. Кенотроны могут работать при высоких обратных напряжениях – сотни и тысячи вольт.

Диоды используются также для преобразования высокочастотных колебаний: детектирования, модуляции, преобразования частоты. Такие диоды принято называть *высокочастотными диодами*. Эти лампы имеют небольшие размеры, емкость $C_{ак}$ должна быть небольшой.

Предельные эксплуатационные данные электровакуумного диода:

- 1) максимально допустимая мощность рассеяния на аноде – $P_{а макс}$;
- 2) максимально допустимое обратное напряжение диода – $U_{ак обр макс}$.

8.1.2. Триод

Триодом называется электронная лампа, у которой между анодом и катодом расположен управляющий электрод – *сетка С*. При наличии сетки число электронов, попадающих на анод, и, следовательно, анодный ток зависят не только от величины анодного напряжения, но и от величины и полярности напряжения между сеткой и катодом. Изменяя потенциал сетки, можно управлять анодным током. Поэтому сетка в триоде называется *управляющей*. Условное обозначение триода и его ВАХ приведены в табл. 8.1.

Сетку располагают вблизи катода, благодаря этому напряжение $U_{ск}$ оказывает большее влияние на анодный ток, чем напряжение $U_{ак}$. Это видно из статических характеристик триода: выходных (анодных) $I_a = f(U_{ак})$ при

$U_{\text{ск}} = \text{const}$ и передаточных (анодно-сеточных) $I_a = f(U_{\text{ск}})$ при $U_{\text{ак}} = \text{const}$. При положительном напряжении на управляющей сетке электронные лампы используются редко, так как при этом возникает сеточный ток и входное сопротивление лампы резко уменьшается.

Таким образом, с помощью изменения небольшого напряжения $U_{\text{ск}}$ можно управлять большими изменениями анодного тока I_a . Это свойство триода позволяет его использовать в качестве усилительного элемента.

Катод, сетка и анод аналогичны соответственно эмиттеру, базе и коллектору биполярного транзистора или истоку, затвору и стоку полевого транзистора.

Основной и полезный ток в триоде – анодный ток I_a . При отрицательном напряжении сетка–катод ток сетки равен нулю ($I_c = 0$), входное сопротивление триода получается очень большим, можно полагать $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$. В этом случае $I_a = I_{\text{к}}$. С положительным напряжением сетка–катод $U_{\text{ск}}$ работают только *генераторные* и *импульсные триоды*.

Предельные эксплуатационные параметры триода:

- 1) максимально допустимая постоянная мощность рассеяния на аноде – $P_{\text{а макс}}$;
- 2) максимально допустимое анодное напряжение – $U_{\text{ак макс}}$;
- 3) максимально допустимый анодный ток – $I_{\text{а макс}}$.

Кроме того указывается напряжение накала $U_{\text{н}}$ и ток накала $I_{\text{н}}$.

Малосигнальная модель триода

Для малого сигнала (для переменного тока) используется П-образная модель триода, представленная на рис. 8.1. Модель аналогична П-образной модели полевого транзистора (рис. 4.10).

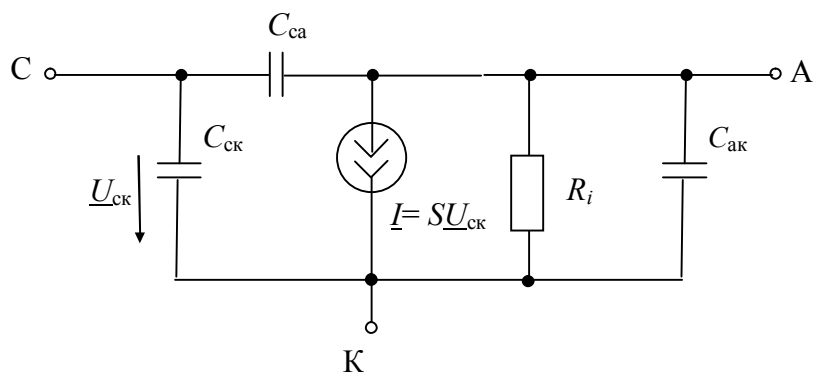


Рис. 8.1. П-образная модель триода

В этой модели приведены:

$$S = \left. \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{\text{ск}}} \right|_{U_{\text{ак}} = \text{const}} \quad - \text{крутизна анодно-сеточной характеристики в рабочей}$$

точке;

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_{\text{ак}}}{\Delta I_{\text{а}}} \right|_{U_{\text{ск}}=\text{const}} \quad - \text{внутреннее сопротивление, которое определяется по}$$

анодной характеристике триода в рабочей точке;

$C_{\text{ск}}, C_{\text{са}}, C_{\text{ак}}$ – междуэлектродные емкости триода.

Для триода часто используется параметр

$$\mu = \left. \frac{\Delta U_{\text{ак}}}{\Delta U_{\text{ск}}} \right|_{I_{\text{а}}=\text{const}} = SR_i, \text{ который называется статическим коэффициентом}$$

усиления триода.

Влияние междуэлектродных емкостей лампы существенно сказывается в работе РЭА на высоких частотах, так как с увеличением частоты сопротивления емкостей уменьшаются. Входная емкость $C_{\text{ск}}$ шунтирует вход лампы, появляется паразитный ток этой емкости, а напряжение на входе триода уменьшается при неизменной ЭДС источника сигнала. Это приводит к уменьшению усиления каскада. Выходная емкость $C_{\text{ак}}$ шунтирует нагрузку, полное сопротивление нагрузки уменьшается, что также приводит к уменьшению усиления на высоких частотах.

Наиболее вредное влияние оказывает проходная емкость $C_{\text{са}}$, так как из-за нее существует обратная связь между анодной и сеточной цепями. С повышением частоты сопротивление емкости $C_{\text{са}}$ уменьшается и напряжение обратной связи на участке сетка–катод увеличивается. Обратная связь изменяет параметры и характеристики усилителя.

Аналогично каскадам на биполярных и полевых транзисторах используются три схемы включения триода по переменному току (по сигналу): с общим катодом – рис. 8.2,а; с общей сеткой – рис. 8.2,б; с общим анодом – рис. 8.2,в.

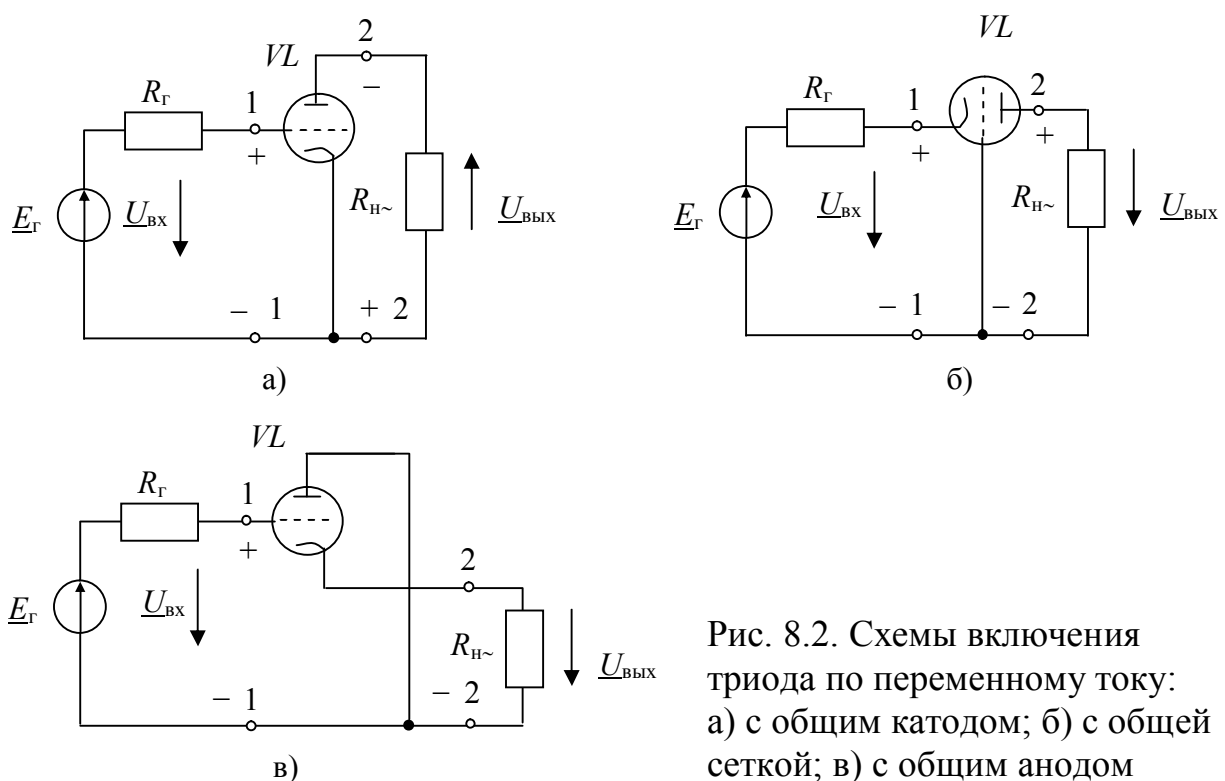


Рис. 8.2. Схемы включения триода по переменному току: а) с общим катодом; б) с общей сеткой; в) с общим анодом

Самое широкое применение имеет каскад с общим катодом, который имеет максимальный коэффициент усиления напряжения, имеет большое входное сопротивление: $R_{вх} \rightarrow \infty$, если нет сеточных токов. Схема с общей сеткой усиливает напряжение, но не усиливает ток. Входным током в этой схеме является катодный ток, поэтому схема с общей сеткой имеет малое входное сопротивление $R_{вх} \approx \frac{1}{S}$ и малую входную емкость. Каскад с общим анодом не усиливает напряжение ($K_u \approx 1$), имеет малую входную емкость и большое входное сопротивление ($R_{вх} \rightarrow \infty$).

По аналогии с эмиттерным повторителем каскад с общим анодом называют *катодным повторителем*.

Триоды имеют *существенные недостатки*:

1) При отрицательных значениях напряжения $U_{ск}$ статический коэффициент усиления напряжения μ получается небольшой величины.

2) Триод имеет сравнительно небольшое внутреннее сопротивление R_i , что приводит к шунтированию сопротивления нагрузки, так как R_i подключено параллельно нагрузке каскада.

3) Триод имеет большую проходную емкость $C_{са}$, из-за которой возникает в каскаде внутренняя обратная связь и ухудшаются частотные свойства усилителя.

8.1.3. Тетрод

Четырехэлектродные лампы, или *тетроды*, имеют вторую сетку C_2 (рис. 8.3), называемую *экранирующей* или *экранной* и расположенную между управляющей сеткой C_1 и анодом А.

Назначение экранирующей сетки C_2 – повышение коэффициента усиления μ и внутреннего сопротивления R_i , а также уменьшение проходной емкости $C_{са}$.

На экранирующую сетку подается положительное напряжение, равное примерно

$$U_{c2к} \approx (0,3 \dots 0,6) U_{ак}.$$

При отрицательном напряжении управляющей сетки $U_{c1к}$, катодный ток равен сумме анодного тока I_a и тока экранирующей сетки I_{c2} :

$$I_k = I_a + I_{c2}.$$

Ток экранирующей сетки создается электронами, которые попадают на эту сетку. Если напряжение анода больше напряжения экранирующей сетки ($U_{ак} > U_{c2к}$), то ток I_{c2} значительно меньше анодного I_a , так как основная масса электронов с большой скоростью пролетает сквозь экранирующую сетку.

Рассмотрим на упрощенной эквивалентной схеме (рис. 8.4) уменьшение проходной емкости $U_{c1а}$ за счет экранирующей сетки. Схема рассматривается только для переменного тока.

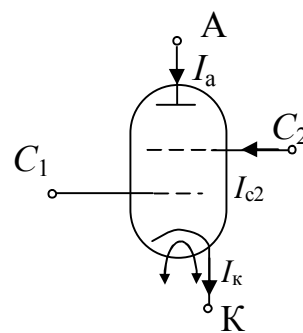


Рис. 8.3. Условное обозначение тетрода

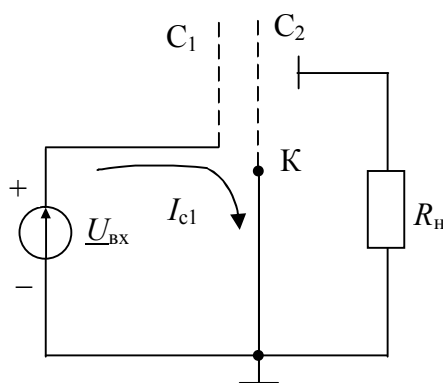


Рис. 8.4. Эквивалентная схема, показывающая уменьшение проходной емкости с помощью экранирующей сетки C_2

Так как экранирующая сетка C_2 для переменного тока соединена с корпусом, то почти весь емкостный ток первой сетки I_{c1} пройдет по пути $C_1 - C_2$, а емкостная связь между управляющей сеткой C_1 и анодом А будет сильно ослаблена, поэтому проходная емкость C_{c1a} в тетроре существенно уменьшается.

Недостаток тетрода – *динатронный эффект*: переход электронов вторичной эмиссии из анода А на экранирующую сетку C_2 , который возникает при $U_{ак} < U_{c2к}$. Динатронный эффект приводит к появлению падающего участка на анодной ВАХ тетрода. Динатронный эффект в тетроре вреден, так как из-за него создаются большие нелинейные искажения при усилении сигнала.

8.1.4. Лучевой тетрод

Условное обозначение и вольт-амперные характеристики *лучевого тетрода* приведены в табл. 8.1. В лучевом тетроре динатронный эффект устранен путем специальной конструкции, при которой электроны летят от катода к аноду более плотными пучками – «лучами». Для этого в лампе имеются экраны, соединенные с катодом. При такой конструкции в промежутке экранирующая сетка – анод образуется потенциальный барьер для вторичных электронов.

Лучевые тетроды применяются главным образом как мощные выходные лампы.

8.1.5. Пентод

Широкое применение получили пятиэлектродные лампы, называемые *пентодами* (табл. 8.1), в которых устранен динатронный эффект.

В пентоде имеется еще одна сетка C_3 , расположенная между анодом А и экранирующей сеткой C_2 . Сетку C_3 называют *защитной*, так как она защищает лампу от динатронного эффекта. Защитная сетка обычно соединяется с катодом, то есть имеет нулевой потенциал относительно катода и отрицательный относительно анода. Во многих пентодах соединение защитной сетки с катодом

делают внутри лампы. Действие защитной сетки состоит в том, что между ней и анодом создается тормозящее электрическое поле, которое тормозит, останавливает и возвращает на анод вторичные электроны, выбитые из анода. Динатронный эффект полностью исключается.

Пентоды отличаются от тетродов более высоким коэффициентом усиления μ , более высоким внутренним сопротивлением R_i и меньшим значением проходной емкости C_{cla} , так как защитная сетка выполняет роль дополнительного экрана.

Вольт-амперные характеристики лучевого тетрода и пентода имеют одинаковый вид и приведены в табл. 8.1. Лампы работают при отрицательных напряжениях на управляющей сетке, поэтому $I_k = I_a + I_{c2}$.

Для тетродов и пентодов используется та же малосигнальная модель, приведенная на рис. 8.1, где C – управляющая сетка C_1 , на которую подается напряжение сигнала. Значение параметров S и R_i определяются по тем же формулам, что и для триода. Значения крутизны S для большинства пентодов обычно приводятся в справочниках, значения междуэлектродных емкостей также приводятся в справочниках.

Пентоды являются наиболее распространенными лампами. Основными типами пентодов, получившими практическое применение, являются:

- 1) маломощные узкополосные и широкополосные высокочастотные пентоды, в том числе переменной крутизны;
- 2) выходные пентоды для видеочастот;
- 3) выходные пентоды для звуковых частот;
- 4) мощные (генераторные) высокочастотные пентоды.

Защитная сетка может быть использована для управления анодным током. Для этого разработаны *пентоды с двойным управлением*. Для этого защитная сетка C_3 имеет отдельный вывод, в таком пентоде анодный ток управляется двумя независимыми источниками сигналов.

8.2. Резисторные каскады усиления на электронных лампах

Как отмечалось в разделе 8.1.2, электронная лампа для сигнала может быть включена по трем схемам: с общим катодом (ОК) (рис. 8.2,а), с общей сеткой (ОС) (рис. 8.2,б) или с общим анодом (ОА) (рис. 8.2,в). Схемы питания на электронных лампах, выполненных по схеме с общим катодом, приведены на рис. 8.5. В каскадах предварительного усиления чаще всего используют маломощные пентоды, работающие без токов управляющей сетки. Поэтому на управляющую сетку подается отрицательное напряжение относительно катода. Маломощные триоды обычно используют во входных малошумящих каскадах. Мощные триоды и лучевые тетроды используют в мощных выходных каскадах.

В усилителях на электронных лампах необходимо обеспечить цепи питания накала, анода, смещения и дополнительных сеток. Схема питания триода при схеме включения с общим катодом (ОК) приведена на рис. 8.5,а, пентода – на рис. 8.5,б.

На управляющую сетку относительно катода подается отрицательное смещение, которое образуется на резисторе R_k

$$|U_{cк0}| = I_{к0} \cdot R_k, \quad (8.1)$$

где $I_{к0} \approx I_{a0}$ – ток анода в рабочей точке.

Такое смещение называется автоматическим, оно стабилизирует режим работы лампы.

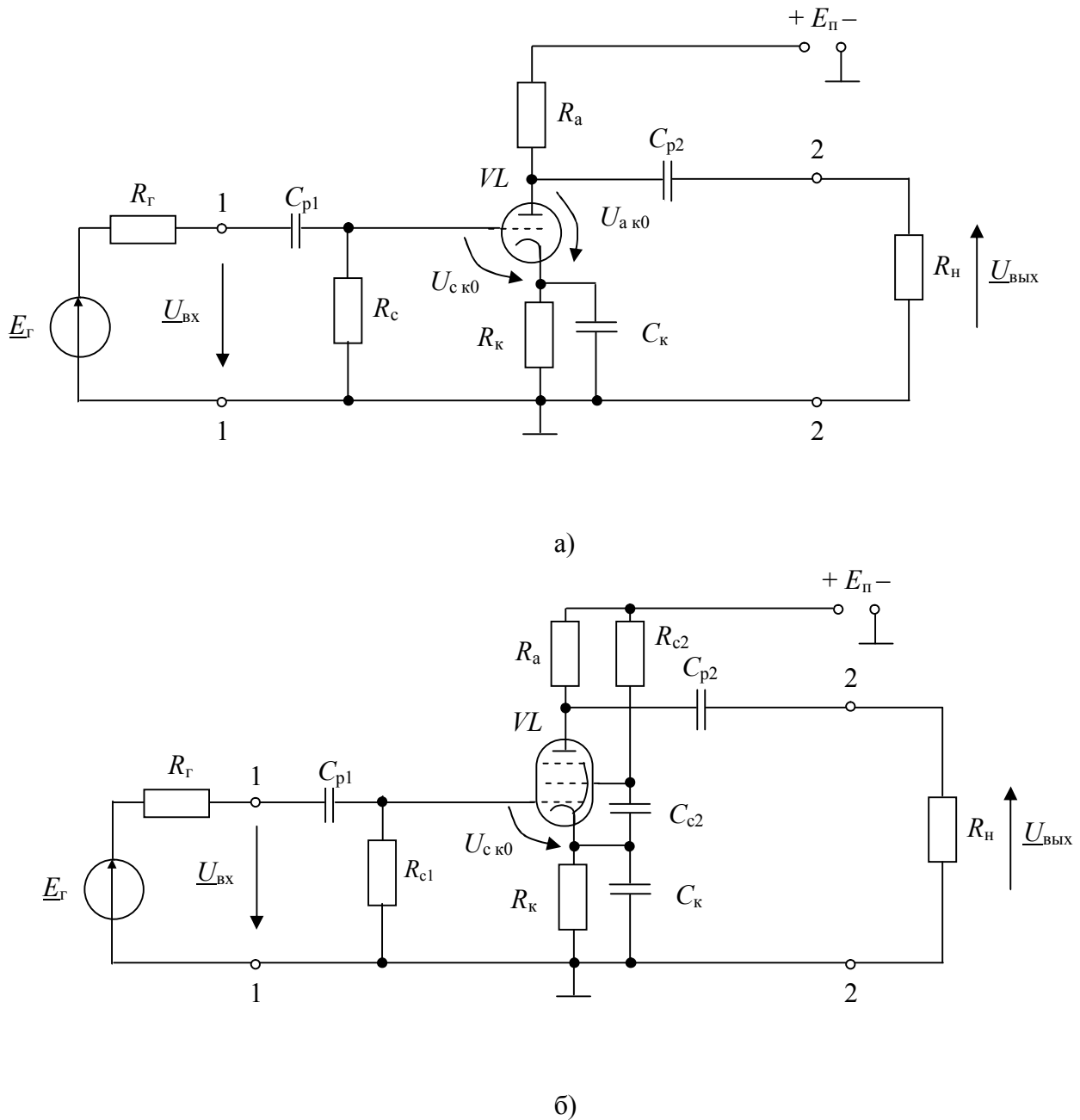


Рис. 8.5. Схемы питания усилителей на электронных лампах:
а) на триоде; б) на пентоде

Резистор R_c (сопротивление утечки) обеспечивает подачу смещения на управляющую сетку лампы и стекание зарядов, возникающих из-за попадания на сетку электронов и ионов. Напряжение питания на экранирующую сетку подается от источника питания E_n через гасящий резистор R_{c2}

$$U_{c2\ k0} = E_{\text{п}} - |U_{c\ k0}| - I_{c20} \cdot R_{c2}, \quad (8.2)$$

где $U_{c2\ k0}$ – напряжение экран-катод, I_{c20} – ток экранирующей сетки в рабочей точке. Для устранения отрицательной обратной связи (ООС) по сигналу, резисторы R_k и R_{c2} шунтированы конденсаторами C_k и C_{c2} . Напряжение питания на анод подается через резистор R_a , напряжение анод-катод в рабочей точке равно

$$U_{a\ k0} = E_{\text{п}} - I_{a0} \cdot R_a - (I_{a0} + I_{c2}) R_k. \quad (8.3)$$

Так как ток управляющей сетки равен нулю ($I_{c1} = 0$), то входное сопротивление лампы велико (полагаем $R_{\text{вх л}} \rightarrow \infty$), аналогично входному сопротивлению полевого транзистора. Расчет каскадов (рис. 8.5) по постоянному току можно выполнить по формулам (8.1), (8.2) и (8.3). Сопротивление утечки R_{c1} шунтирует вход каскада по сигналу, поэтому его выбирают в пределах $R_{c1} = (0,5 \dots 2)$ МОм. В справочной литературе обычно приводят максимально допустимое значение этого сопротивления $R_{c1\ \text{max}}$, поэтому необходимо выбирать $R_{c1} < R_{c1\ \text{max}}$.

В схеме рис. 8.5,б переменный ток экранирующей сетки замыкается через конденсатор C_{c2} , поэтому влияние этого тока на параметры каскада можно не учитывать. Так как модель электронной лампы (рис. 8.1) аналогична модели полевого транзистора, то и эквивалентные схемы каскадов с общим катодом (ОК), с общей управляющей сеткой (ОС) и с общим анодом (ОА) будут аналогичны эквивалентным схемам каскадов на полевых транзисторах: общий исток (ОИ), общий затвор (ОЗ) и общий сток (ОС). Следовательно, параметры и характеристики каскадов на электронных лампах будут аналогичны параметрам и характеристикам каскадов на полевых транзисторах.

Как и в каскадах на биполярных и полевых транзисторах, в предварительных усилителях чаще всего используют каскад с общим эмиттирующим электродом – с общим катодом, который имеет большое усиление напряжения, большое входное сопротивление, входное напряжение инвертирует (сдвиг фаз между входным и выходным напряжением $\varphi = 0$).

Коэффициент усиления напряжения каскада с общим катодом на средней частоте равен

$$K_{u0} = S R_{\text{н}\sim}, \quad (8.4)$$

где $R_{\text{н}\sim}$ – сопротивление нагрузки лампы для переменного тока, равное

$$R_{\text{н}\sim} = \frac{R_a R_{\text{н}}}{R_a + R_{\text{н}}}. \quad (8.5)$$

Входное сопротивление каскада равно сопротивлению утечки

$$R_{\text{вх}} = R_{c1}. \quad (8.6)$$

Двухтактный трансформаторный каскад на пентодах

Методика анализа ламповых двухтактных каскадов в основном аналогична изложенной для транзисторных усилителей. Схема двухтактного трансформаторного каскада на пентодах приведена на рис. 8.6.

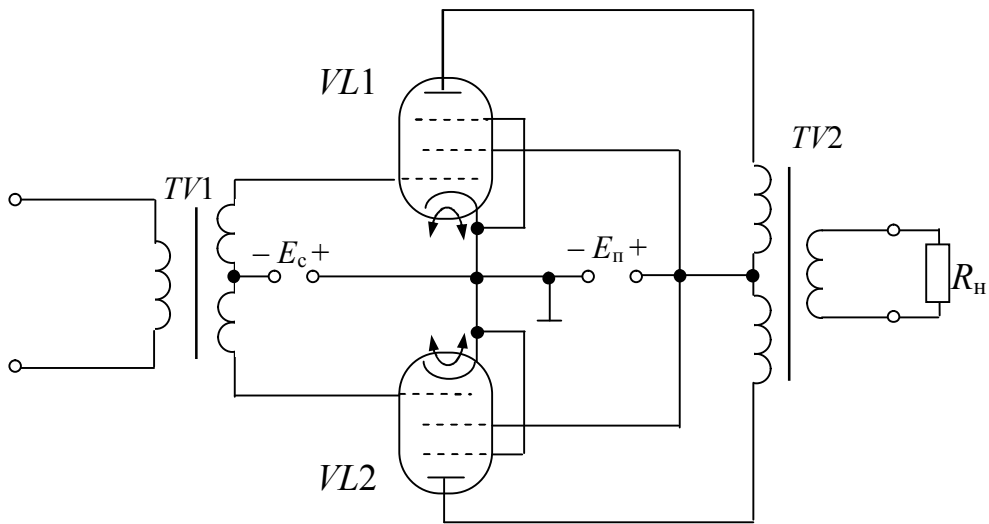


Рис. 8.6. Двухтактный трансформаторный каскад на пентодах

8.3. Электривакуумные электронно-лучевые приборы

К электронно-лучевым приборам относятся осциллографические трубки, передающие и приемные телевизионные трубки (кинескопы) и другие приборы. В этих приборах используется поток электронов, сконцентрированный в форме луча или пучка лучей и бомбардирующий в приемных трубках люминесцирующий экран для получения оптического (светового) изображения.

Управление пространственным положением электронного луча осуществляется с помощью электрических или магнитных полей, а управление плотностью тока – с помощью электрических полей. Поэтому различают приборы с *электростатическим* и *магнитным управлением*. Упрощенное устройство электронно-лучевой приемной трубки показано на рис. 8.7.

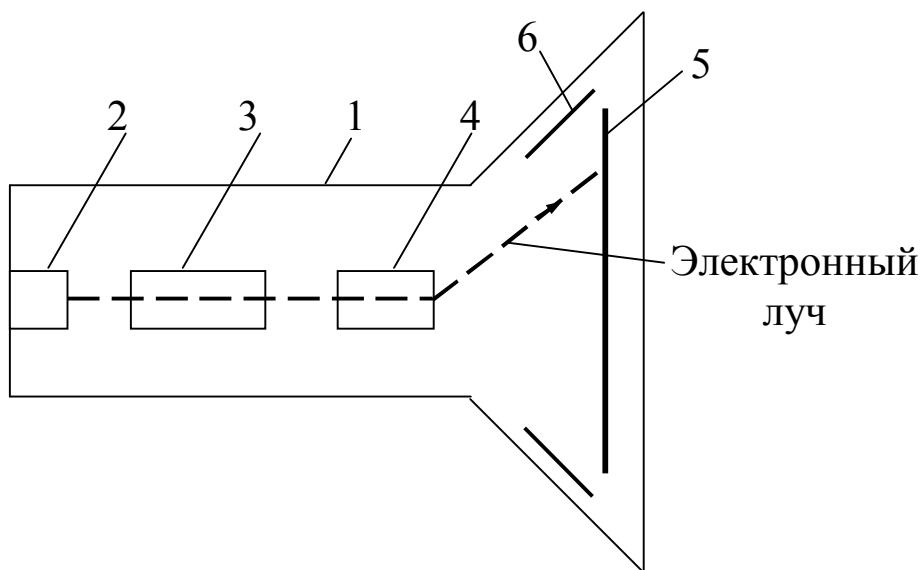


Рис. 8.7. Электронно-лучевая приемная трубка

Основными узлами прибора являются: 1 – баллон, внутри которого создается вакуум; 2 – катод, эмиттирующий электроны; 3 – электронный прожектор, используемый для формирования электронных пучков требуемой конфигурации и интенсивности; 4 – отклоняющая система, используемая для изменения направления электронных пучков внутри баллона; 5 – приемник электронов (экран или мишень), 6 – анод. В качестве приемника электронов в приемных трубках широко используются специальные экраны, на которых под воздействием электронной бомбардировки создается световое изображение. Преобразование кинетической энергии электронов в световое излучение осуществляется с помощью *люминофора*, наносимого на экран прибора. В приемниках цветного изображения используют специальные типы кинескопов – *трехлучевые трубки* с мозаичным экраном из люминофора красного, зеленого и синего свечения. В цветных кинескопах используются три луча. При одновременном включении трех лучей в зависимости от соотношения их интенсивности получается свечение того или иного цвета.

При использовании в качестве мишеней фотоэлектронных катодов передающие электронно-лучевые приборы позволяют осуществить преобразование оптического изображения в последовательность электрических сигналов определенной формы. Такое преобразование используется в передающих телевизионных трубках различного типа.

Передающая телевизионная трубка типа видикон (рис. 8.8) работает на основе внутреннего фотоэлектронного эффекта. Она проста и удобна в эксплуатации.

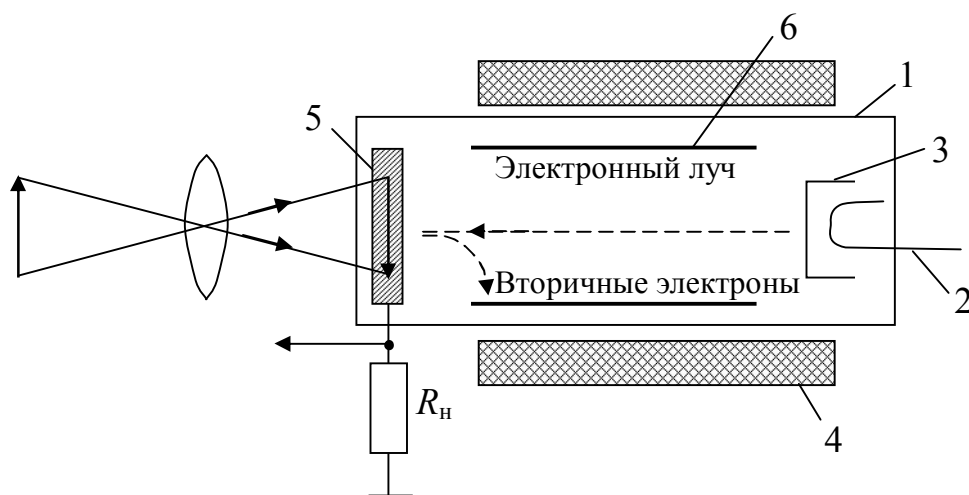


Рис. 8.8. Передающая телевизионная трубка видикон

Сигнальная пластина (5) выполнена из фотоэлектронного сопротивления, нанесенного на проводящий слой. При освещении пластины на ее поверхности образуется потенциальный рельеф, пропорциональный яркости изображения. Вторичные электроны, которые образуются при этом, удаляются анодом. Счи-

тывание потенциальной картины производится электронным лучом, сигнал изображения снимается с резистора нагрузки R_n . На рис. 8.8 цифрами (1...6) обозначены аналогичные узлы передающей трубки.

В заключении отметим, что все электронные приборы являются нелинейными элементами, так как их характеристики нелинейны.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите определение электронной лампы.
2. Приведите классификацию электронных ламп.
3. Назовите схемы включения триода.
4. Расскажите принцип действия триода.
5. Нарисуйте ВАХ триода и поясните их ход.
6. Расскажите принцип действия лучевого тетрода.
7. Нарисуйте ВАХ лучевого тетрода и поясните их ход.
8. Расскажите принцип действия пентода.
9. Нарисуйте ВАХ пентода и поясните их ход.
10. Нарисуйте П - образную модель триода и поясните ее.
11. Нарисуйте схему резисторного усилительного каскада на триоде и поясните как она работает.
12. Нарисуйте схему резисторного усилительного каскада на пентоде и поясните как она работает.
13. Нарисуйте устройство приемной электронно-лучевой трубки и поясните как она работает.
14. Нарисуйте устройство передающей трубки и поясните как она работает.

Глава 9

СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ КОМПОНЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Токи и напряжения в электрических цепях всегда совершают небольшие хаотические колебания, называемые *электрическими флуктуациями*. Флуктуации настолько малы, что могут быть обнаружены лишь при большом усилении. После усиления эти флуктуации при слуховом приеме сигналов проявляются в виде шума. Название «*собственные шумы*» применяют и тогда, когда сигналы не преобразуются в звуковые колебания.

Собственные шумы определяют минимальную (пороговую) величину колебания, которое еще может быть усилено без искажений и обнаружено на фоне шума. Если полезные сигналы слабее собственных шумов, то прием таких сигналов затруднен или даже практически невозможен.

Тепловые шумы обусловлены тепловым беспорядочным (случайным) движением в объеме проводника (или полупроводника) свободных носителей зарядов (например, электронов). С движением зарядов связан случайный ток в проводнике. В результате на концах проводника, обладающего некоторым сопротивлением, действует случайная флуктуационная ЭДС, называемая *шумовой ЭДС* $E_{ш}$. Поскольку $E_{ш}$ – непериодическая функция времени, то ее спектр является сплошным и практически равномерным от нуля до сотен гигагерц. Шум с подобным равномерным спектром называют *белым*. Действующее значение (среднее квадратичное) шумовой ЭДС, возникающей в *резисторе или в любой цепи с сопротивлением R* , определяется формулой Найквиста

$$E_{ш} = \sqrt{4kTR\Delta f}, \quad (9.1)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана;

T – абсолютная температура;

Δf – шумовая полоса частот, в пределах которой необходимо учитывать спектральные составляющие шумов.

Собственные шумы биполярных транзисторов

Полный шум, возникающий в биполярном транзисторе, имеет несколько составляющих.

Дробовые шумы. Одной из причин возникновения собственных шумов являются флуктуации тока, возникающие при прохождении носителей заряда через *p-n*-переход вследствие хаотичности их теплового движения (*дробовый эффект*). Действующее значение шумового тока эмиттерного перехода в полосе частот Δf равно

$$I_{шэ} = \sqrt{2eI_э\Delta f}, \quad (9.2)$$

где $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона;

$I_э$ – ток эмиттера.

Дробовый шум имеет место и в коллекторном переходе, но влияние его значительно меньше, так как он определяется лишь обратным током коллекторного перехода $I_{к60}$.

Шумы токораспределения. Шумы в транзисторе возникают также в процессе распределения тока инжекции между коллектором и базой. Значение шумового тока распределения равно

$$I_{\text{шр}} = \sqrt{2e(1-\alpha)\alpha I_0 \Delta f} . \quad (9.3)$$

Тепловые шумы обусловлены тепловыми флуктуациями носителей заряда, характерными для любого резистора. Поскольку все области транзистора обладают некоторым сопротивлением, то в них возникают шумовые напряжения. Так как сопротивления эмиттерной и коллекторной областей малы, то главную роль в создании тепловых шумов играет распределенное сопротивление базы r'_6 . Значение этого напряжения можно найти по формуле Найквиста (9.1)

$$E_{\text{ш}} = \sqrt{4kTr'_6 \Delta f} . \quad (9.4)$$

Энергия тепловых шумов, дробовых шумов и шумов токораспределения равномерно распределена по частотному диапазону.

Шумы мерцания или избыточные шумы. В диапазоне низких частот в полупроводнике наблюдаются значительные шумы, обусловленные флуктуациями поверхностной проводимости. Спектральные составляющие этих шумов пропорциональны величине $\frac{1}{f}$, то есть увеличиваются с уменьшением частоты

f . Поэтому на средних частотах порядка нескольких килогерц их влияние по сравнению с дробовыми и тепловыми шумами становится несущественным.

Собственные шумы полевых транзисторов

Основным источником шумов полевого транзистора являются *тепловые шумы*, обусловленные сопротивлением токопроводящего канала. На низких частотах, как и у биполярных транзисторов, существуют *шумы мерцания*, обусловленные нестабильностью свойств поверхности проводимости.

Уровень шумов у полевых транзисторов значительно ниже, чем у биполярных транзисторов.

Собственные шумы создаются и в полупроводниковых диодах, что приходится учитывать при использовании диодов в первых каскадах приемников СВЧ.

Собственные шумы электронных ламп

Собственные шумы электронных ламп имеет несколько составляющих.

1) *Дробовый шум* вызван флуктуациями тока эмиссии катода

$$I_{\text{ша}} = \sqrt{2eI_k \Delta f} ,$$

где I_k – среднее значение тока эмиссии катода.

2) *Шумы токораспределения* существуют в лампах с двумя и более электродами с положительным потенциалом (тетроде, пентоде), так как за счет теплового хаотического движения число электронов, попадающих на эти электроды, непрерывно меняется.

3) *Мерцание катода* или *поверхностный флуктуационный эффект* наблюдается в области низких частот вследствие хаотического изменения эмиссионных свойств микроскопических участков поверхности катода.

4) *Флуктуации ионных токов* наблюдаются при недостаточном вакууме. Чем хуже вакуум, тем больше ионов, и тем сильнее сказывается этот вид флуктуаций.

Таким образом, наибольшими собственными шумами обладают электронные лампы, наименьшими – полевые транзисторы. Промышленность выпускает специальные мал шумящие биполярные и полевые транзисторы, полупроводниковые диоды и электронные лампы. Для таких компонентов в технических данных указываются их шумовые параметры.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. **Что такое собственный шум компонентов РЕА?**
2. **Напишите формулу Найквиста для шумовой ЭДС и поясните ее.**
3. **Назовите составляющие шума в БТ.**
4. **Назовите источники шумов в ПТ.**
5. **На что влияет уровень шумов компонентов РЕА?**
6. **В каких транзисторах БТ или ПТ уровень шумов меньше?**
7. **Назовите составляющие шума в электронных лампах.**

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Батушев В. А. Электронные приборы. – М.: Высшая школа, 1980. – 383 с.
2. Волгов В. А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Энергия, 1967. – 543 с.
3. Воробйова О.М., Иванченко В.Д. Основы схемотехніки. – Одеса: Фенікс, 2009. – 388 с.
4. Горячева Г. А. Детали и узлы аппаратуры связи. – М.: Связь, 1973. – 152 с.
5. Горячева Г. А. Добромыслов Е. Р. Конденсаторы. - М: Радио и связь, 1984. - 88 с.
6. Дулин В. Н. Электронные приборы. – М.: Энергия, 1977. – 424 с.
7. Кушманов И. В., Васильев Н. Н., Леонтьев А. Г. Электронные приборы. – М.: Связь, 1973. – 360с.
8. Морозова И. Г. Физика электронных приборов. – М.: Атомиздат 1980. – 392 с.
9. Панфилов И.П., Флейта Ю.В. Техническая электроника: Учебное пособие. – Одесса, ОЭИС им.А.С. Попова, 1990. – 78 с.
10. Пасынков В. В., Чиркин Л, К. Полупроводниковые приборы. – М.: Высшая школа, 1987. – 479 с.
11. Полупроводниковые приборы /Н.М. Тугов, Б.А. Глебов, Н.А. Чарыков. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.
12. Резисторы: Ю.Н. Андреев, А.И. Аитонян, Д.М. Иванов и др. Под ред. И.И. Чертворткова. – М.: Энергоиздат, 1981. – 352 с.
13. Савицкая М.П., Ботнар Л.Б. Аналоговые электронные устройства: Учебное пособие. Модуль 1. – Одесса, ОНАС им. А.С. Попова, 2009. – 107 с.
14. Савицкая М.П., Ботнар Л.Б. Аналоговые электронные устройства: Учебное пособие. Модуль 2. – Одесса, ОНАС им. А.С. Попова, 2009. – 142 с.
15. Рычина Т. А. Электрорадиоэлементы. – М.: Советское радио, 1976. – 336 с.
16. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М; Энергия, 1977. – 672 с.
17. Фролов А. Д. Радиодетали и узлы. – М.: Высшая школа, 1975. – 439 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
Глава 1. Пассивные компоненты радиоэлектронной аппаратуры.....	8
1.1. Резисторы.....	8
1.1.1. Определение и классификация	8
1.1.2. Физические явления, определяющие электрическое сопротивление резисторов	9
1.1.3. Основные электрические параметры.....	10
1.1.4. Паразитные параметры. Эквивалентная схема	14
1.1.5. Система условных обозначений и маркировка.....	15
1.1.6. Влияние внешних факторов на параметры резисторов.....	17
1.1.7. Перспективы развития дискретных резисторов.....	18
1.2. Конденсаторы	19
1.2.1. Определение и классификация	19
1.2.2. Физические явления, определяющие емкостные свойства конденсаторов	20
1.2.3. Основные электрические параметры.....	20
1.2.4. Паразитные параметры. Эквивалентная схема	22
1.2.5. Система условных обозначений и маркировка.....	24
1.2.6. Влияние внешних факторов на параметры конденсаторов.....	25
1.2.7. Перспективы развития дискретных конденсаторов	26
1.3. Катушки индуктивности	26
1.3.1. Определение и классификация	26
1.3.2. Физическая природа индуктивности	27
1.3.3. Основные электрические параметры.....	28
1.3.4. Паразитные параметры. Эквивалентная схема	28
1.3.5. Влияние внешних факторов на параметры катушек	28
1.3.6. Перспективы развития катушек индуктивности.....	29
1.4. Трансформаторы	29
1.4.1. Определение и классификация	29
1.4.2. Физические основы функционирования	30
1.4.3. Основные и паразитные параметры. Эквивалентная схема.....	31
1.4.4. Влияние внешних факторов на параметры трансформаторов	32
1.4.5. Перспективы развития трансформаторов	33
1.5. Делители напряжения	33
Глава 2. Полупроводниковые диоды	39
2.1. Принцип действия полупроводниковых диодов	39
2.2. Полупроводниковые диоды	43
2.3. Основные типы полупроводниковых диодов	48
2.4. Выпрямители	51
2.5. Параметрический стабилизатор постоянного напряжения.....	58
2.6. Амплитудные ограничители напряжения.....	63
2.7. Туннельный диод	66
2.8. Варикапы	67
Глава 3. Биполярные транзисторы	69
3.1. Общие сведения.....	69
3.2. Принцип действия биполярного транзистора.....	70

3.3. Статические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора	73
3.3.1. Вольт-амперные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером	73
3.3.2. Вольт-амперные характеристики транзистора в схеме с общей базой.....	76
3.3.3. Предельные эксплуатационные параметры биполярного транзистора. Зависимость параметров транзистора от температуры.....	77
3.4. Модели биполярного транзистора.....	78
3.4.1. Нелинейные модели биполярного транзистора	81
3.4.2. Линейные модели биполярного транзистора для малого сигнала	81
3.5. Работа биполярного транзистора в схеме	90
3.5.1. Схемы включения биполярного транзистора по переменному току и их свойства	90
3.5.2. Составные транзисторы. Каскодные схемы.....	92
3.5.3. Режимы работы усилительного элемента в схеме	94
3.5.4. Цепи питания каскадов на биполярных транзисторах	99
3.5.5. Расчет усилителя с общим эмиттером.....	102
3.5.6. Резисторные каскады на биполярных транзисторах и эмиттерной схемой стабилизации	106
3.5.7. Двухтактный выходной каскад на биполярных транзисторах..	108
3.5.8. Ключи на биполярных транзисторах.....	112
Глава 4. Полевые транзисторы	120
4.1. Полевой транзистор с управляющим р-п переходом	120
4.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором.....	123
4.3. Предельные эксплуатационные параметры полевых транзисторов ...	128
4.4. Малосигнальные модели полевых транзисторов	128
4.5. Работа полевого транзистора в схеме	131
4.5.1. Схемы включения полевого транзистора по переменному току и их свойства.....	131
4.5.2. Усилительные каскады на полевых транзисторах.....	132
4.5.3. Ключи на полевых транзисторах	137
Глава 5. Тиристоры	142
5.1. Принцип действия тиристора	142
5.2. Работа тиристора в схеме.....	145
Глава 6. Однопереходные транзисторы	151
Глава 7. Оптоэлектронные приборы	155
Глава 8. Электровакуумные приборы	161
8.1. Электронные лампы	161
8.1.1. Диод.....	163
8.1.2. Триод.....	163
8.1.3. Тетрод.....	166
8.1.4. Лучевой тетрод	167
8.1.5. Пентод	167
8.2. Резисторные каскады усиления на электронных лампах	168
8.3. Электровакуумные электронно-лучевые приборы.....	171
Глава 9. Собственные шумы компонентов радиоэлектронной аппаратуры ...	174
Список литературы	177

Учебное издание

Панфилов Иван Павлович
Савицкая Маргарита Павловна
Флейта Юрий Викторович

**КОМПОНЕНТНАЯ БАЗА
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ**

Учебное пособие

Модуль 1

Сдано в набор 12.05.2012.

Подписано в печать 6.07.2012

Формат 60/90/16. Гарнитура Таймс.

Усл. печ. л. 11,25.

Тираж 200 экз. Зак. №

*Отпечатано с готового оригинал-макета
в РИЦ ОНАС им. А.С. Попова*

г. Одесса, ул. Ковалевского, 5, тел. 7050-494