

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова»

В. А. Куликов

ЭЛЕКТРОНИКА ДЛЯ БАКАЛАВРОВ

Рекомендовано ученым советом ФГБОУ ВПО «ИжГТУ имени М. Т. Калашникова» в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по программам высшего профессионального образования по направлению подготовки 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника», профиль «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети»



Издательство ИжГТУ
имени М. Т. Калашникова
Ижевск 2016

УДК 519.2
К90

Рецензенты:

В. Б. Гитлин, доктор технических наук,
профессор, кафедра «Вычислительная техника»
ИжГТУ имени М. Т. Калашникова;

С. И. Юран, доктор технических наук,
профессор, кафедра «Автоматизированный электропривод»
ИжГСХА

Куликов, В. А.

К90 Электроника для бакалавров : учеб. пособие. – Ижевск :
Изд-во ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, 2016. – 272 с.

ISBN 978-5-7526-0733-2

В учебном пособии рассмотрены физические основы электроники, электронные полупроводниковые компоненты, базовые электронные схемы, методы компьютерного моделирования и основы расчета схем, вопросы курсового проектирования.

Издание рассчитано на студентов-бакалавров, изучающих курс «Электроника» в объеме программ направлений «Информатика и вычислительная техника» технического университета.

Пособие может служить основой для изучения схемотехники ЭВМ и аналого-цифровых устройств, микропроцессорной техники и других схемотехнических дисциплин.

УДК 519.2

ISBN 978-5-7526-0733-2

© Куликов В. А., 2016
© Издательство ИжГТУ
имени М. Т. Калашникова, 2016

Оглавление

Список сокращений.....	8
Введение	10
 Часть I. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ, ЭЛЕКТРОН- НЫЕ КОМПОНЕНТЫ И СХЕМЫ	
<i>Глава 1. Физические основы электроники</i>	11
1.1. Основы зонной теории твердого тела	11
1.2. Классификация твердых тел по электропроводности	12
1.3. Собственная и примесная электропроводность полупровод- ников	14
1.4. Эффект компенсации примесей.....	18
1.5. Диапазон температур эксплуатации полупроводниковых приборов.....	19
1.6. Законы электричества в полупроводниках	20
Вопросы для контроля знаний	21
<i>Глава 2. Полупроводниковые диоды</i>	23
2.1. Основы функционирования p - n -перехода в равновесном и неравновесном состояниях	23
2.2. Контакты металл-полупроводник.....	26
2.3. Вольт-амперная характеристика диода.....	27
2.4. Параметры диодов	29
Вопросы для контроля знаний	30
<i>Глава 3. Биполярные транзисторы и приборы на основе бипо- лярной технологии</i>	32
3.1. Общие сведения о биполярных транзисторах	32
3.2. Режимы работы и схемы включения	35
3.3. Физические процессы в биполярном транзисторе, принцип работы.....	38
3.4. Нелинейная модель биполярного транзистора.....	44
3.5. Статические вольт-амперные характеристики, методика из- мерений.....	45
3.6. Линейные модели биполярного транзистора	49
3.7. Предельные параметры биполярного транзистора	54
3.8. Биполярный транзистор с инжекционным питанием, прин- цип работы и применение.....	55
3.9. Полупроводниковые биполярные приборы с положительной обратной связью	58
Вопросы для контроля знаний	61

Глава 4. Полевые транзисторы	63
4.1. Полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом. Принцип функционирования	63
4.2. Характеристики, модели и применение полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом	66
4.3. Транзисторы со структурой «металл – диэлектрик – полупроводник». Принцип функционирования	68
4.4. Характеристики, модели и основы применения МДПТ	70
4.5. Особенности реализации электронных компонентов в интегральных схемах	73
Вопросы для контроля знаний	76
Глава 5. Ключи на биполярных транзисторах	77
5.1. Общие сведения о ключах	77
5.2. Способы обеспечения закрытого состояния ключа	78
5.3. Открытое состояние ключа	80
5.4. Процесс открывания (включения) ключа	81
5.5. Процесс закрывания (выключения) ключа	84
5.6. Способы повышения быстродействия ключа. Ключ с форсирующим конденсатором в цепи базы	85
5.7. Ключ с нелинейной обратной связью. Транзистор Шоттки	88
5.8. Работа ключа на емкостную нагрузку	90
Вопросы для контроля знаний	93
Глава 6. Общие сведения об усилителях	94
6.1. Параметры и характеристики усилителей	94
6.2. Нагрузочные характеристики, классы усиления	99
6.3. Условия согласования усилителя с источником сигнала и нагрузкой	103
Вопросы для контроля знаний	105
Глава 7. Цепи смещения	106
7.1. Цепи смещения БТ в схемах ОЭ, ОБ, ОК	106
7.2. Термостабилизация рабочей точки БТ	109
Вопросы для контроля знаний	111
Глава 8. Усилители на биполярных транзисторах	112
8.1. Усилитель по схеме ОЭ	112
8.2. Усилитель по схеме ОБ	119
8.3. Усилитель по схеме ОК	123
8.4. Сравнительная оценка свойств усилителей по схемам ОЭ, ОБ, ОК	126
Вопросы для контроля знаний	128

Глава 9. Обратные связи в усилителях	129
9.1. Определение и классификация обратных связей	129
9.2. Примеры схем с отрицательной обратной связью	133
9.3. Влияние ООС на коэффициент усиления по напряжению	135
9.4. Влияние ООС на входное сопротивление усилителя	136
9.5. Влияние ООС на выходное сопротивление усилителя.....	137
9.6. Влияние ООС на диапазон усиливаемых частот, частотные и нелинейные искажения	139
Вопросы для контроля знаний	140
Глава 10. Усилители мощности	141
10.1. Структурная схема усилителя мощности	141
10.2. Выходной каскад на БТ в классе В.....	142
10.3. Выходной каскад на БТ в классе АВ	143
10.4. Составные транзисторы.....	145
10.5. Усилитель мощности на операционном усилителе и со- ставных БТ	147
Вопросы для контроля знаний	148
Глава 11. Источники вторичного электропитания	149
11.1. Структурная схема источника питания.....	149
11.2. Выпрямители и фильтры	151
11.3. Классификация и система параметров стабилизаторов напряжения.....	153
11.4. Параметрический стабилизатор напряжения	154
11.5. Компенсационный стабилизатор напряжения	157
11.6. Защита компенсационного стабилизатора от короткого за- мыкания	162
11.7. Импульсный стабилизатор напряжения	163
Вопросы для контроля знаний	169
Глава 12. Мультивибраторы	170
12.1. Мультивибратор на биполярных транзисторах.....	170
12.2. Мультивибратор на основе операционного усилителя	172
Вопросы для контроля знаний	175
Глава 13. Логические электронные схемы	176
13.1. Диодная логическая схема	176
13.2. Диодно-транзисторная логическая схема	177
13.3. Транзисторно-транзисторная логическая схема	177
Вопросы для контроля знаний	178

Часть II. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ В СРЕДЕ MICRO-CAP

Глава 1. Порядок компьютерного моделирования полупроводниковых приборов и схем	179
Глава 2. Диод и схемы с диодом	187
2.1. Моделирование вольт-амперной характеристики диода.....	187
2.2. Моделирование диода в динамическом режиме	190
2.3. Моделирование однополупериодного выпрямителя с фильтром	192
2.4. Задание на моделирование	193
Глава 3. Биполярный транзистор.....	194
3.1. Моделирование входных характеристик в схеме с общим эмиттером	194
3.2. Моделирование выходных характеристик в схеме с общим эмиттером	196
3.3. Задание на моделирование	197
Глава 4. Ключи на биполярном транзисторе	198
4.1. Моделирование амплитудной передаточной характеристики простейшего ключа.....	198
4.2. Моделирование динамического режима простейшего ключа	199
4.3. Моделирование динамического режима ключа с форсирующим конденсатором.....	201
4.4. Задание на моделирование	203
Глава 5. Усилитель на биполярном транзисторе.....	204
5.1. Настройка начальной рабочей точки.....	204
5.2. Определение параметров усилителя по переменному току	205
5.3. Моделирование амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик	210
5.4. Задание на моделирование	211
Глава 6. Компенсационный стабилизатор напряжения	212
6.1. Моделирование амплитудной передаточной характеристики стабилизатора.....	212
6.2. Определение параметров стабилизатора	213
6.3. Задание на моделирование	217
Глава 7. Схемы на операционных усилителях.....	218
7.1. Моделирование инвертирующего усилителя	218
7.2. Моделирование неинвертирующего усилителя	220

7.3. Моделирование мультивибратора (релаксационного генератора)	222
7.4. Задание на моделирование	224

Часть III. ОСНОВЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Глава 1. Расчет схем с применением метода эквивалентных источников	225
1.1. Краткая теория метода	225
1.2. Примеры применения метода эквивалентных источников	228
1.3. Варианты заданий на расчет	232

Глава 2. Расчет схем с нелинейными элементами методом линеаризации вольтамперной характеристики	234
2.1. Краткая теория метода	234
2.2. Примеры расчета схем с диодами	235
2.3. Варианты заданий на расчет	239

Глава 3. Расчет переходных процессов в цепях первого порядка	241
3.1. Краткая теория метода	241
3.2. Примеры анализа переходных процессов	243
3.3. Варианты заданий на расчет	250

Часть IV. КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ

Введение	253
1. Исходные задания	254
2. Базовые схемы для расчета	257
3. Особенности расчета электронных схем	258
4. Общая методика расчета схем	259
5. Практические рекомендации по расчету	261
6. Содержание и требования к оформлению пояснительной записки и графической части	262

Заключение	266
-------------------------	------------

Учебная, методическая и справочная литература	267
---	-----

Список сокращений

АПХ – амплитудная передаточная характеристика
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
БК – переход «база – коллектор»
БТ – биполярный транзистор
БЭ – переход «база – эмиттер»
ВАХ – вольт-амперная характеристика
ВхК – входной каскад
ВыхК – выходной каскад
Г – генерация
ГИ – генератор импульсов
ГР – гальваническая развязка
Д – диэлектрик
ДТЛ – диодно-транзисторная логическая схема
З – затвор
И – исток
ИИЛ – интегральная инжекционная логика
ИНУН – источники напряжения, управляемые напряжением
ИНУТ – источники напряжения, управляемые током
ИП – источник питания
ИС – интегральная схема
КН – компаратор напряжения
МДПТ – металл – диэлектрик – полупроводник (транзистор со структурой «металл – диэлектрик – полупроводник»)
М – металлический электрод
НЭ – накопительный элемент
ОБ – общая база
ОИ – общий исток
ОК – общий коллектор
ООС – отрицательная обратная связь
ОС – общий сток, обратная связь
ОУ – операционный усилитель
ОЭ – общий эмиттер
ПОС – положительная обратная связь
ПТ – полевой транзистор
Р – рекомбинация
РМ – релейный модулятор
РЭ – регулирующий элемент
С – сток

СБТ – составной БТ

СК – силовой ключ

СН – стабилизатор напряжения

ТКС – температурный коэффициент удельного электрического сопротивления

ТТЛ – транзисторно-транзисторная логическая схема

У – усилитель

УН – усилитель напряжения

УМ – усилитель мощности

УС – усилитель сравнения

ЧИМ – частотно-импульсный модулятор

ШИМ – широтно-импульсный модулятор

ЭИН – эквивалентный источник напряжения

ЭИТ – эквивалентный источник тока

Введение

Учебное пособие состоит из четырех частей.

В **первой** части представлен теоретический материал.

Рассмотрены основные понятия физики твердого тела и основы полупроводниковой электроники, представлены полупроводниковые компоненты, изготавливаемые по биполярной и полевой технологии.

Рассматривается работа простейшего ключа и его модификации.

Приведены основные сведения об усилителях и усилительных каскадах. Рассмотрены принципы реализации обратных связей и их влияние на свойства усилителей.

Представлен материал по источникам вторичного электропитания, мультивибраторам и логическим элементам.

Во **второй** части пособия рассматриваются вопросы моделирования электронных компонентов и схем в среде *Micro-Cap*. Приведены основные сведения о работе с моделирующей программой и примеры моделирования компонентов и схем.

В **третьей** части изложены основные наиболее часто применяемые методы расчета электронных схем – методы эквивалентных источников, линеаризации вольтамперных характеристик и расчета переходных процессов в схемах первого порядка. Рассмотрены примеры расчета схем, представлены задания для самостоятельной работы.

Четвертая часть пособия посвящена курсовому проектированию в области электроники. В качестве объектов проектирования (расчета) рассматриваются базовые электронные схемы усилителей, стабилизаторов напряжения, мультивибратора и логического элемента. Даны рекомендации по расчету схем, указаны требования к содержанию и оформлению отчетных документов.

Пособие содержит обширный список литературы по разделам электроники, что может быть полезным при освоении курса.

Часть I

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ, ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И СХЕМЫ

Глава 1. Физические основы электроники

1.1. Основы зонной теории твердого тела

В твердом теле вместо системы отдельных, разрешенных для электронов уровней энергии (рис. 1.1, *а*), как у одиночного атома, существует система разрешенных энергетических зон (рис. 1.1, *б*). Это обусловлено взаимодействием близко расположенных атомов. Разрешенные зоны (РЗ) разделены запрещенными зонами (ЗЗ).

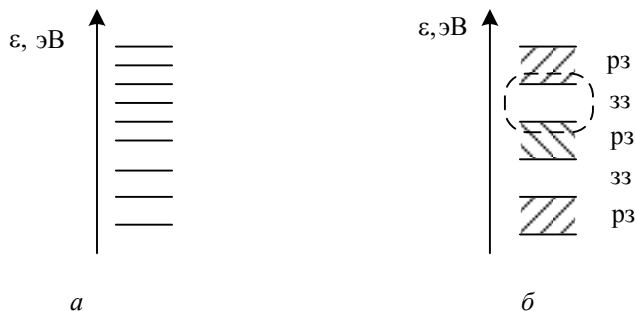


Рис. 1.1

На электропроводящие свойства твердого тела влияют степень заполнения электронами двух верхних РЗ и межзонные переходы электронов.

На рис. 1.2 показана выделенная на рис. 1.1, *б* часть зонной диаграммы, отвечающая за электропроводность.

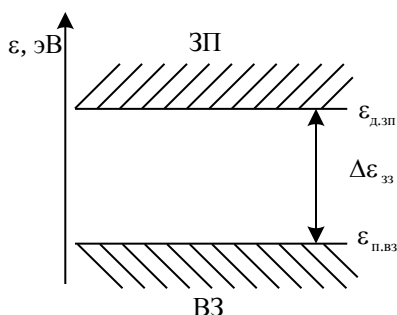


Рис. 1.2

На этой диаграмме верхняя РЗ носит название зоны проводимости (ЗП). Ей соответствуют свободные электроны, находящиеся в межатомном пространстве и способные создавать электрический ток (электроны проводимости). Нижняя РЗ называется валентной зоной (ВЗ), ей соответствуют электроны, образующие ковалентные связи

между атомами (валентные), жестко связанные с атомами и неспособные создавать ток.

Важным с точки зрения электропроводности параметром твердого тела является ширина запрещенной зоны (ЗЗ) $\Delta\epsilon_{зз}$ между ЗП и ВЗ. На рис. 1.2 также показаны $\epsilon_{д.зп}$ – энергия дна ЗП и $\epsilon_{п.вз}$ – энергия потолка ВЗ. Считается, что при переходе электрона из одной разрешенной зоны в другую его энергия изменяется на $\Delta\epsilon_{зз}$, т. е. от $\epsilon_{д.зп}$ до $\epsilon_{п.вз}$ или наоборот.

1.2. Классификация твердых тел по электропроводности

По электропроводности твердые тела делятся на три группы: металлы, диэлектрики и полупроводники.

В металлах ЗП и ВЗ перекрываются (рис. 1.3), поэтому валентные электроны без значительных энергетических воздействий легко переходят в ЗП и становятся электронами проводимости. Концентрация электронов проводимости в металлах достаточно большая, что обеспечивает их высокую электропроводность.

При увеличении температуры концентрация растет, однако электропроводность металлов падает, так как значительно снижается подвижность электронов. Степень зависимости электропроводности от температуры выражается температурным коэффициентом удельного электрического сопротивления (ТКС)

$$\text{ТКС} = \frac{\Delta \rho}{\Delta T} \frac{1}{\rho}. \quad (1.1)$$

Здесь $\Delta \rho$ – изменение удельного сопротивления при изменении температуры на ΔT ; ρ – значение удельного сопротивления, относительно которого происходят малые изменения $\Delta \rho$. Таким образом, при повышении температуры сопротивление металлов увеличивается, т. е. ТКС металлов имеет положительный знак.

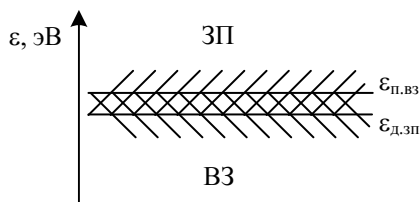


Рис. 1.3

Диэлектрики имеют зонную диаграмму, как показано на рис. 1.2. При температуре абсолютного нуля ($T = 0 \text{ К}$) все валентные электроны связаны с атомами и находятся в ВЗ. Электронов проводимости нет, ЗП пуста. При повышении температуры за счет колебаний атомов часть связей разрывается, электроны переходят в межатомное пространство и становятся электронами проводимости. Появляется электропроводность. В рабочем диапазоне температур ($-60 \dots +125 \text{ }^\circ\text{C}$) электропроводность проявляется слабо, так как концентрация свободных электронов мала. Однако электропроводность растет с температурой в связи с повышением концентрации электронов проводимости. При этом в отличие от металлов, фактор снижения подвижности электронов с температурой влияет слабо. Таким образом, диэлектрики имеют отрицательный ТКС.

Полупроводники имеют такое же, как у диэлектриков, строение и заполнение зонной энергетической диаграммы. При этом ширина запрещенной зоны меньше, чем у диэлектриков. (Граничным между диэлектриками и полупроводниками является значение $\Delta \epsilon_{зз} = 3 \text{ эВ}$.) Поэтому электропроводность полупроводников выше, чем у диэлектриков и также растет с температурой.

В табл. 1.1 представлены основные свойства твердых тел, определяющие их принадлежность к группам по электропроводности.

Таблица 1.1

Твердое тело	Значение электропроводности	Знак ТКС	Ширина запрещенной зоны, эВ
Металлы	Высокое	Положительный	—
Диэлектрики	Низкое	Отрицательный	>3
Полупроводники	Среднее	Отрицательный	≤ 3

1.3. Собственная и примесная электропроводность полупроводников

Собственная электропроводность

Рассмотрим плоскую развёртку кристаллической решетки кремния (рис. 1.4, а).

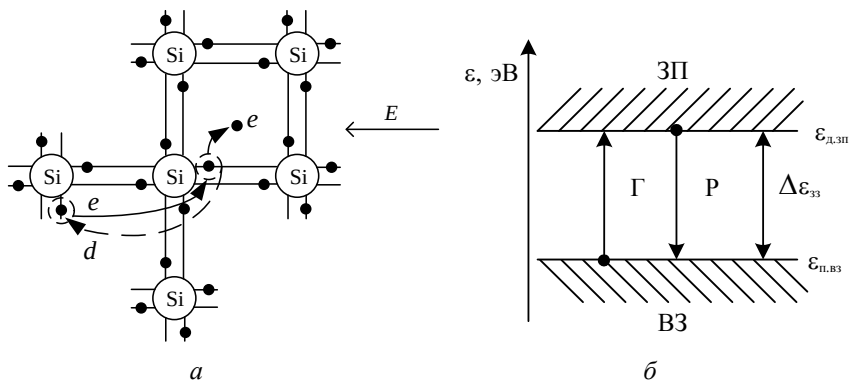


Рис. 1.4

При температуре абсолютного нуля все валентные электроны кремния образуют ковалентные связи. Свободных электронов нет. Полупроводник является изолятором. При повышении температуры за счет колебаний атомов часть связей разрывается. Электроны переходят в межатомное пространство и становятся электронами проводимости.

На месте ушедших электронов образуются вакансии – дырки, при этом атомы кремния приобретают положительный заряд, равный заряду электрона.

Если на кристалл воздействует электрическое поле E , то электроны проводимости направленно перемещаются против поля, создавая электронный ток.

Происходит также движение электронов по ковалентным связям от дырки к дырке.

Для того чтобы различать два указанных вида движения электронов, считают, что во втором случае ток создается не электронами, а положительно заряженными дырками, которые двигаются в направлении электрического поля и образуют дырочный ток.

Разрыв ковалентных связей с образованием пар «электрон проводимости – дырка» называют *генерацией*; обратный процесс называется *рекомбинацией*.

На рис. 1.4, б представлена зонная энергетическая диаграмма чистого полупроводника, которая отражает уровень энергии электронов в электронвольтах (эВ). $1 \text{ эВ} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Дж}$. Здесь ЗП – зона проводимости – зона энергий электронов проводимости; ВЗ – валентная зона – зона энергий валентных электронов; $\Delta\epsilon_{33}$ – ширина запрещенной зоны, разделяющей ЗП и ВЗ. Также показаны энергетические межзонные переходы электронов при генерации Г и рекомбинации Р. Ширина запрещенной зоны является параметром полупроводникового материала; для кремния $\Delta\epsilon_{33} = 1,12 \text{ эВ}$.

В чистом полупроводнике концентрация электронов проводимости n_i и дырок p_i одинакова и сильно зависит от температуры:

$$n_i = p_i = AT^{3/2} e^{-\frac{\Delta\epsilon_{33}}{2kT}}, \quad (1.2)$$

где A – постоянный коэффициент; T – абсолютная температура; k – постоянная Больцмана.

Полупроводник, электропроводность которого обеспечивается только электронами проводимости и дырками, образованными в результате генерации, называется *собственным*, носители в нем – собственные (имеется в виду кремния), и электропроводность также называется *собственной*.

Примесная электропроводность

Для изготовления полупроводниковых приборов чистые полупроводники не применяются. В качестве примесей используют элементы III и V групп таблицы Менделеева. В кремний, в частности, вводят примеси бора В (III группа) и фосфора Р (V группа). Примесь вводится в малых дозах: примерно один атом на тысячу атомов кремния.

Заменим атом кремния в кристаллической решетке атомом бора (рис. 1.5, а).

Три валентных электрона бора образуют с тремя соседними атомами кремния ковалентные связи. Для образования четвертой связи у бора не хватает электрона. Этот электрон захватывается у одного из атомов кремния. При этом на месте захваченного электрона образуется дырка, а атом бора приобретает отрицательный заряд – ионизируется. Ионизация происходит при температуре до 70–100 К.

В полупроводнике с примесью бора концентрация дырок больше концентрации электронов; дырки являются основными носителями, а электроны неосновными; полупроводник называется *дырочным* или *p-типа*. Примесь бора называют *акцепторной*.

В примесном полупроводнике преобладают примесные носители, поэтому концентрация основных носителей равна концентрации атомов примеси: $p_p = N_a$.

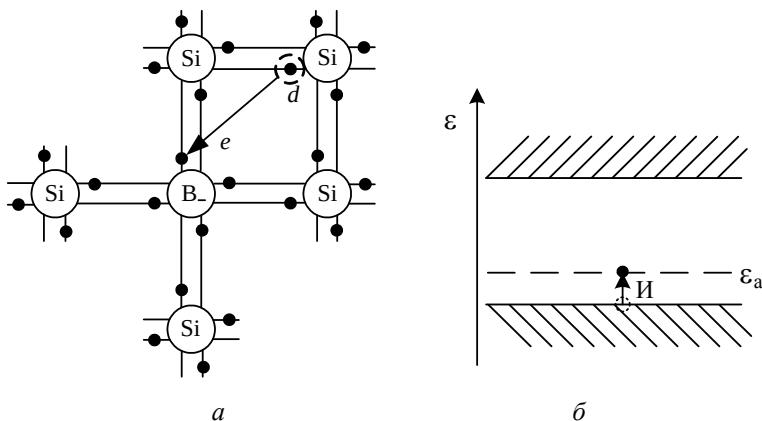


Рис. 1.5

На рис. 1.5, б показана зонная диаграмма полупроводника *p*-типа. В запрещенной зоне вблизи потолка валентной зоны присутствует дополнительный акцепторный энергетический уровень ε_a , который занимает четвертый электрон бора при ионизации (И).

Введем в чистый полупроводник атом фосфора (рис. 1.6, а).

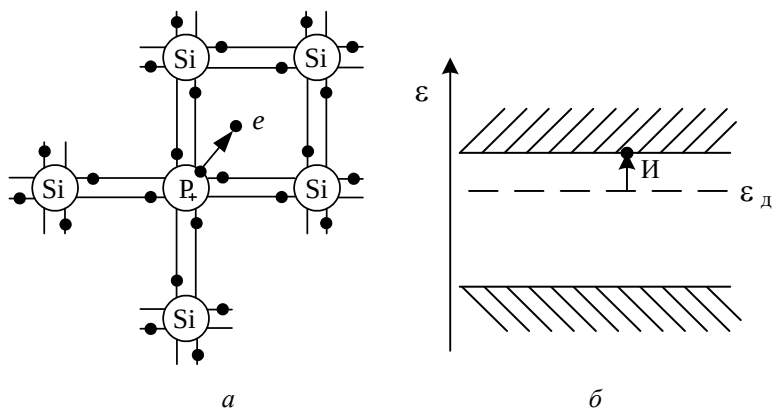


Рис. 1.6

Четыре из пяти валентных электронов фосфора образуют ковалентные связи с атомами кремния. Пятый электрон связь не образует, так как не достает близлежащего атома кремния. Этот электрон легко отрывается и становится электроном проводимости, а фосфор приобретает положительный заряд, т. е. ионизируется.

При введении примеси фосфора в запрещенной зоне вблизи дна зоны проводимости образуется дополнительный донорный энергетический уровень ε_d (рис. 1.6, б), который соответствует энергии пятого электрона фосфора. При ионизации И фосфора этот электрон переходит в зону проводимости.

Концентрация электронов в данном полупроводнике больше, чем дырок. Электроны являются основными, а дырки неосновными носителями. Полупроводник называется *электронным* или *n-типа*, а атомы примеси – *донорами*.

1.4. Эффект компенсации примесей

Если в полупроводнике одновременно присутствуют атомы акцепторов (бора) и доноров (фосфора), то атомы акцепторов захватывают лишние электроны доноров, при этом не образуется дополнительных (примесных) электронов проводимости и дырок (рис. 1.7, а). Данный эффект называется *компенсацией примесей*.

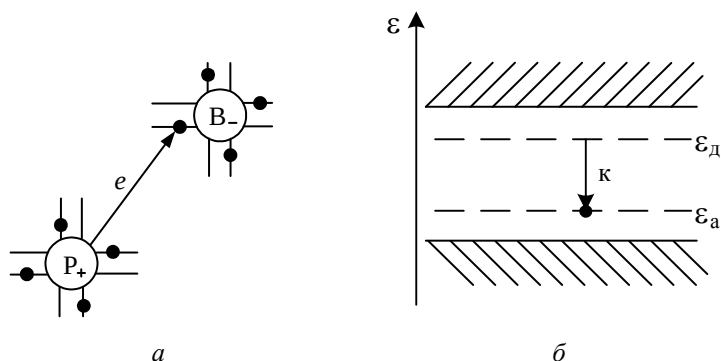


Рис. 1.7

Если акцепторные и донорные примеси введены в равных концентрациях $N_a = N_d$, то происходит полная их компенсация. Полупроводник называется *скомпенсированным* и ведет себя как собственный. Если концентрация акцепторов превышает концентрацию доноров $N_a > N_d$, то полупроводник ведет себя как дырочный, если $N_a < N_d$ – как электронный.

Компенсация примесей является энергетически выгодной, так как приводит к понижению уровня энергии электронов (рис. 1.7, б).

Эффект компенсации примесей имеет важное значение для технологии изготовления интегральных микросхем, так как позволяет путем поочередного локального введения акцепторных и донорных примесей формировать в теле полупроводника области с чередующимися типами проводимости, которые в совокупности образуют отдельные полупроводниковые приборы, такие как диоды и транзисторы.

1.5. Диапазон температур эксплуатации полупроводниковых приборов

Принцип работы полупроводниковых приборов основан на управлении электрическим током в теле полупроводника с помощью внешнего электрического воздействия. Электрический ток также определяется концентрацией подвижных носителей в полупроводнике – электронов проводимости и дырок. Чтобы ток не зависел от других, кроме управляющего, внешних воздействий, например, температуры, необходимо, чтобы концентрация носителей в диапазоне температур эксплуатации прибора оставалась неизменной.

Концентрация носителей в примесном полупроводнике равна сумме концентраций собственных и примесных носителей. Выше показано, что концентрация собственных носителей нарастает экспоненциально с температурой, при этом до температуры примерно 400 К она остается существенно ниже примесной. Примесная концентрация по мере ионизации примесей увеличивается с температурой и при температуре примерно 100 К стабилизируется на уровне концентрации атомов примеси. Таким образом, как показано на рис. 1.8, на графике суммарной (общей) концентрации носителей в полупроводнике существует интервал температур от $T_{\text{мин}} = 100$ К до $T_{\text{макс}} = 400$ К, на котором концентрация свободных носителей остается неизменной. Этот интервал определяет теоретический диапазон температур эксплуатации полупроводниковых приборов, изготавливаемых из кремния. Поскольку в приборах, кроме полупроводников применяются и другие материалы, то обычно диапазон уже, чем теоретический.

Используют три диапазона температур:

0...+50 °С – приборы коммерческого назначения, рассчитанные на индивидуального пользователя и выпускаемые большим тиражом;

–40...+85 °С – приборы промышленного назначения, предназначенные для использования в цехах предприятий, в производственных условиях и т. д.;

–60...+125 °С – приборы специального, например, военного назначения, рассчитанные на эксплуатацию в особо жестких условиях.

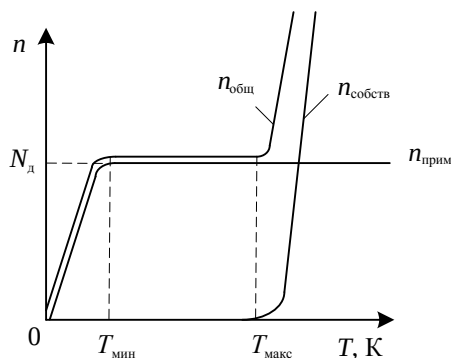


Рис. 1.8

Использование трех диапазонов обусловлено соображениями экономической целесообразности: переход к более широкому диапазону сопровождается повышением стоимости аппаратуры примерно на порядок.

1.6. Законы электричества в полупроводниках

В полупроводниках существуют два типа свободных носителей – электроны проводимости и дырки, которые могут направленно перемещаться под действием двух типов сил – электрического поля и градиента концентрации, поэтому в уравнении для плотности тока присутствуют четыре компонента:

– плотности дрейфового тока электронов и дырок

$$j_n(E) = qn\mu_n E, \quad (1.3)$$

$$j_p(E) = qp\mu_p E, \quad (1.4)$$

где q – заряд электрона или дырки; n, p – концентрации электронов и дырок; μ_n, μ_p – подвижность электронов и дырок – коэффициенты пропорциональности, которые характеризует количество носителей, проходящих через единицу площади полупроводника при единичной

концентрации и единичной напряженности электрического поля; E – напряженность электрического поля;

– плотности диффузионного тока электронов и дырок

$$j_n(D) = qD_n \frac{dn}{dx}, \quad (1.5)$$

$$j_p(D) = -qD_p \frac{dp}{dx}, \quad (1.6)$$

где D_n , D_p – коэффициенты диффузии электронов и дырок – количество носителей, проходящих через единицу площади полупроводника при единичном градиенте их концентрации; $\frac{dn}{dx}$, $\frac{dp}{dx}$ – градиенты концентрации электронов и дырок.

Таким образом, полное уравнение для плотности тока в полупроводнике имеет вид

$$j = j_n(E) + j_p(E) + j_n(D) + j_p(D). \quad (1.7)$$

Принцип действия полупроводниковых приборов обычно основан на использовании не более чем двух компонентов уравнения (1.7). Если используют дрейфовые компоненты, то прибор называют *дрейфовым*, если диффузионные – *диффузионным*.

Вопросы для контроля знаний

1. Нарисуйте и поясните зонную диаграмму твердого тела.
2. По каким признакам классифицируются твердые тела с точки зрения электропроводности?
3. Чем отличаются полупроводники от диэлектриков?
4. Что такое электрон проводимости и дырка?
5. Поясните термины «генерация» и «рекомбинация».
6. Что такое примесный носитель? Сколько примесных носителей образуется в полупроводнике при введении одного атома примеси?
7. Что такое донор и акцептор?
8. Что такое основные и неосновные носители в полупроводнике?
9. Нарисуйте и поясните зонные диаграммы собственного и примесного полупроводников.

10. Поясните сущность эффекта компенсации примесей и его значение для технологии интегральных схем.

11. Какие полупроводники используются для изготовления интегральных схем?

12. Какие физические процессы определяют теоретический диапазон температур эксплуатации полупроводниковых приборов?

13. На какие диапазоны температур рассчитаны выпускаемые промышленностью полупроводниковые приборы? Что определяет наличие нескольких диапазонов температур эксплуатации полупроводниковых приборов?

14. Запишите и поясните законы электричества в полупроводниках.

Глава 2. Полупроводниковые диоды

2.1. Основы функционирования p - n -перехода в равновесном и неравновесном состояниях

P - n -переход в равновесном состоянии

P - n -переход образуется в зоне контакта двух полупроводниковых областей с проводимостью n - и p -типа. Различаются симметричные и несимметричные переходы.

В несимметричных переходах концентрации атомов примесей – доноров в n -области и акцепторов в p -области – отличаются. Соответственно в областях отличаются концентрации основных носителей.

Чаще используются несимметричные переходы.

Рассмотрим срез кристаллической решетки несимметричного p - n -перехода, в котором укажем только атомы примесей и соответствующие им примесные носители (рис. 2.1).

$\oplus$, $\ominus$ – ионизированные атомы примесей доноров и акцепторов;
 $-$, $+$ – электроны проводимости и дырки

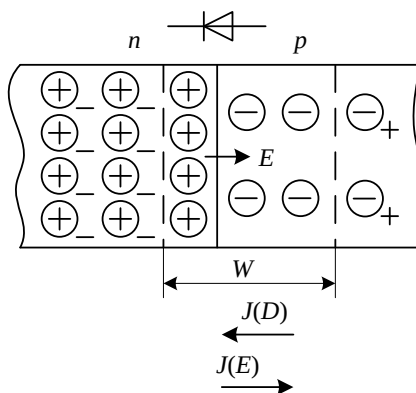


Рис. 2.1

В теле полупроводниковых областей каждому атому примеси соответствует один подвижный носитель. В зоне перехода за счет градиента концентрации электроны из n -области, а дырки из p -области диффундируют в другую область и, встречаясь, рекомбинируют.

В результате в зоне контакта образуется обедненный носителями слой толщиной W с повышенным сопротивлением, который и образует p - n -переход.

За счет объемных зарядов ионов примесей в зоне перехода возникает внутреннее электрическое поле E . Это поле препятствует бесконечной диффузии основных носителей через переход. Устанавливается баланс (равновесие) сил, обусловленных градиентом концентрации и внутренним электрическим полем, действующих на электроны проводимости и дырки. В результате ток через переход не течет.

Можно рассуждать по-другому. Диффузия основных носителей через переход создает диффузионный ток плотностью

$$j(D) = j_n(D) + j_p(D). \quad (2.1)$$

Под действием внутреннего электрического поля через переход создается дрейфовый ток электронов и дырок в направлении, противоположном диффузионному току, с плотностью

$$j(E) = j_n(E) + j_p(E). \quad (2.2)$$

В равновесном состоянии перехода диффузионный и дрейфовый токи компенсируют друг друга, поэтому общий ток перехода равен нулю.

Как видно из рис. 2.1, несимметричный переход геометрически смещен в область с меньшей концентрацией атомов примесей (здесь, в область p -типа). Эта область называется *базой перехода*, другая область – *эмиттером*.

P-n-переход в неравновесном состоянии

Неравновесное состояние возникает при подключении к переходу внешнего источника электрической энергии.

Возможны два варианта подключения источника – прямое и обратное.

Прямое подключение (смещение) перехода показано на рис. 2.2.

Поскольку переход обладает повышенным сопротивлением, то все напряжение U внешнего источника прикладывается к нему. Внутри перехода создается дополнительное (внешнее) электрическое поле $E_{\text{вн}}$, направленное противоположно внутреннему полю E

объемного заряда и частично компенсирующее его. В результате снимается препятствие для диффузии основных носителей через переход. Так как концентрация основных носителей достаточно большая, возникает большой диффузионный ток через переход, который называется *прямым током* $I_{пр}$.

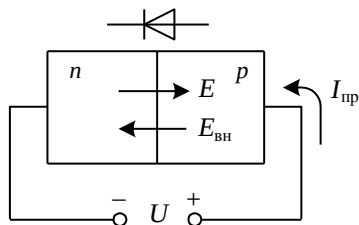


Рис. 2.2

В несимметричном переходе прямой ток обеспечивается преимущественно носителями одного типа. В нашем случае — электронами, которые перемещаются из эмиттера в базу. Эмиттер выступает источником носителей (создает эмиссию носителей), отсюда его название.

Обратное смещение перехода показано на рис. 2.3.

Поле $E_{вн}$, создаваемое внешним напряжением U , совпадает по направлению с внутренним E и усиливает его действие. Диффузия основных носителей через переход становится невозможной. Протекает небольшой обратный ток $I_{обр}$, обусловленный дрейфом неосновных носителей через переход — электронов из p - и дырок из n -области. Поскольку их концентрация существенно меньше концентрации основных носителей, то обратный ток перехода много меньше прямого тока. Отношение прямого и обратного токов может достигать шести порядков.

При прямом смещении толщина перехода W уменьшается за счет движения основных носителей из глубины полупроводника к переходу. При обратном смещении толщина увеличивается за счет оттока основных носителей вглубь полупроводника. Таким образом, существует зависимость толщины перехода от внешнего напряжения: $W = f(U)$.

P - n -переход обладает односторонней проводимостью. Это свойство называется *вентильным* (выпрямительным) эффектом.

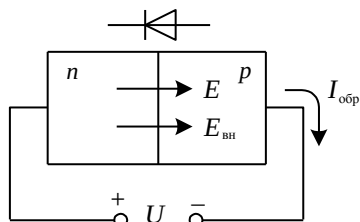


Рис. 2.3

2.2. Контакты металл-полупроводник

При анализе электрических свойств контактов используют понятие работы выхода электрона из твердого тела, под которой понимают разность энергий свободного электрона в вакууме и в теле. Поскольку энергия электрона в теле зависит от положения в зонной диаграмме, то при расчете работы выхода считают, что энергия равна уровню Ферми. Это максимальное значение энергии при температуре абсолютного нуля.

Электрические свойства контактов металл-полупроводник зависят от типа полупроводника и соотношения значений работы выхода электрона из металла и полупроводника.

Контакты металл-полупроводник n-типа

Пусть работа выхода электрона из металла меньше, чем из полупроводника. Электроны из металла переходят в полупроводник, где их концентрация в приконтактной зоне возрастает. В полупроводнике появляется слой с повышенной электропроводностью, и сам контакт имеет малое омическое сопротивление, поэтому называется *омическим*.

Если работа выхода электрона из металла выше, чем из полупроводника, то электроны из полупроводника переходят в металл. В результате в приконтактной зоне полупроводника создается слой с пониженной концентрацией основных носителей – электронов, имеющий повышенное сопротивление. Такой контакт обладает вентильным (выпрямительным) эффектом.

Если к контакту приложить напряжение плюсом к металлу, а минусом к полупроводнику, то электроны из глубины полупроводника переходят в зону контакта. Толщина обедненного слоя уменьшается, проводимость контакта растет. Это прямое смещение контакта, сопровождающееся большим прямым током.

Если полярность внешнего напряжения изменить, то наоборот, толщина обедненного слоя в полупроводнике увеличивается за счет оттока электронов из зоны контакта вглубь полупроводника. Сопротивление контакта увеличивается, ток через контакт будет небольшим и создается за счет неосновных носителей – дырок полупроводника. Это обратное смещение контакта.

Контакты металл-полупроводник p -типа

Если в таком контакте работа выхода электрона из металла меньше, чем из полупроводника, то электроны из металла переходят в полупроводник и рекомбинируют с дырками. Концентрация дырок – основных носителей – в приконтактной зоне полупроводника уменьшается. Образуется обедненный носителями слой с повышенным сопротивлением. Контакт выпрямительный.

Прямое смещение соответствует подключению внешнего напряжения минусом к металлу, а плюсом к полупроводнику. В этом случае дырки из глубины полупроводника двигаются в зону контакта, что повышает его проводимость. В результате создается достаточно большой прямой ток.

При другом (обратном) смещении контакта дырки наоборот уходят вглубь полупроводника. Толщина обедненного слоя увеличивается, сопротивление контакта растет, а его ток оказывается небольшим и обусловлен движением неосновных носителей полупроводника – электронов – через контакт.

Если работа выхода электронов из полупроводника меньше, чем из металла, то электроны переходят в металл. При этом баланс генераций и рекомбинаций в полупроводнике нарушается в сторону уменьшения количества рекомбинаций из-за недостатка электронов. В результате концентрация дырок – основных носителей – в полупроводнике вблизи контакта растет. Такой контакт обладает высокой электропроводностью и является омическим.

2.3. Вольт-амперная характеристика диода

Полупроводниковый диод кроме p - n -перехода содержит два контакта металл-полупроводник.

В диодах на p - n -переходах используют омические контакты с малым электрическим сопротивлением, поэтому электрические свойства таких диодов полностью определяются свойствами p - n -перехода.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода устанавливает зависимость тока от напряжения. Теоретическое выражение для ВАХ имеет вид

$$I_d = I_0 \left(e^{\frac{U_d}{m\phi_T}} - 1 \right), \quad (2.3)$$

где I_0 – тепловой ток диода (ток насыщения); $m = 1-3$ – поправочный коэффициент (для современных полупроводниковых приборов $m \approx 1,3$); $\phi_T = \frac{kT}{q}$ – температурный потенциал. При $T = 300$ К $\phi_T = 26$ мВ.

График ВАХ показан на рис. 2.4, а.

При прямом смещении диода, если выполняется условие $U_d \gg m\phi_T$, например, $U_d \geq 100$ мВ, то единицей в выражении (2.3) можно пренебречь. При обратном смещении, если $|-U_d| \gg m\phi_T$, то ток диода принимает постоянное значение $I_d = -I_0$, т. е. насыщается.

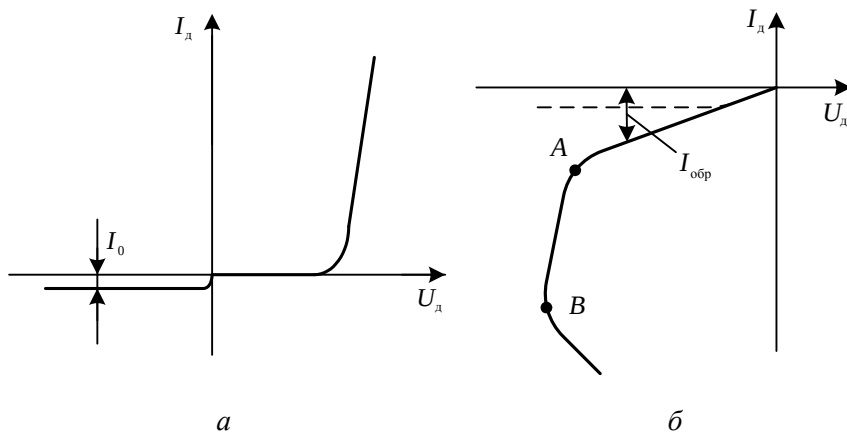


Рис. 2.4

Теоретическая ВАХ хорошо совпадает с экспериментальной при прямом смещении диода. При обратном смещении не совпадает, так как не учитывает два эффекта.

Первый эффект называется *туннельным*. При малой толщине p - n -перехода и высокой степени легирования областей примесями

при обратном смещении возникает «просачивание» электронов через переход непосредственно из валентной зоны p -области в зону проводимости n -области, что ведет к увеличению обратного тока.

Второй эффект связан с размножением носителей в области перехода при обратном смещении. Электроны, разгоняясь под действием электрического поля, сталкиваются с атомами кремния и выбивают дополнительные электроны, которые действуют также. В результате с увеличением обратного напряжения ток диода возрастает, а не остается постоянным. На рис. 2.4, б показан вид экспериментальной ВАХ диода при обратном смещении.

В точке A увеличение обратного тока приобретает лавинообразный характер. Наступает обратимый пробой вследствие проявлений одного из описанных выше эффектов. В точке B за счет разогрева перехода обратимый пробой переходит в необратимый тепловой, и наступает катастрофический отказ диода.

2.4. Параметры диодов

Различают рабочие и предельные параметры.

Рабочие параметры характеризуют свойства диода в рабочих режимах. К ним относятся:

$U_{пр}$ – прямое падение напряжения при заданном прямом токе (при отсутствии данных используют значение $U_{д.от}$;

$I_{обр}$ – обратный ток при заданном обратном напряжении;

$r_{диф} = \frac{dU_{д}}{dI_{д}} = \frac{\varphi_T}{I_{д}}$ – дифференциальное сопротивление в прямом

смещении при заданном прямом токе;

$C_{д}$ – емкость диода, складывается из трех компонентов – емкости выводов $C_{выв}$ (1–5 пФ) диода, барьерной $C_{б}$ и диффузионной $C_{диф}$ емкостей перехода;

барьерная емкость проявляется при нулевом и обратном смещении перехода и представляет собой емкость между n - и p -областями, разделенными обедненным слоем, который играет роль диэлектрика.

Поскольку толщина обедненного слоя зависит от прикладываемого к переходу (диоду) обратного напряжения, то барьерная емкость также зависит от этого напряжения. Зависимость является обратно пропорциональной и используется в приборах, называемых *варикапами*;

диффузионная емкость проявляется при прямом смещении диода. При протекании прямого тока в базе перехода накапливается заряд носителей, инжектированных из эмиттера, которые не успевают мгновенно рекомбинировать. Если резко изменить полярность напряжения на диоде, то эти носители могут пройти через переход обратно в эмиттер. Образующийся при этом ток аналогичен емкостному току;

$t_{\text{восст}}$ – время восстановления обратного сопротивления – время, в течение которого при изменении полярности напряжения на диоде с прямой на обратную рассасывается заряд носителей, накопленный в базе при протекании прямого тока;

$f_{\text{макс}}$ – максимальная рабочая частота.

Предельные параметры характеризуют границы области работоспособности диода, выход за пределы которых выводит диод из строя:

$I_{\text{пр.макс}}$ – максимальный прямой ток;

$U_{\text{обр.макс}}$ – максимальное обратное напряжение;

$P_{\text{макс}}$ – максимальная рассеивающая мощность;

$T_{\text{мин}}$, $T_{\text{макс}}$ – минимальная и максимальная температуры эксплуатации.

В процессе проектирования схемы при выборе диода предельные параметры всегда учитываются в первую очередь.

Вопросы для контроля знаний

1. Поясните физические процессы в *p-n*-переходе в равновесном состоянии. О каком равновесии идет речь?
2. При каком условии возникает неравновесное состояние перехода?
3. Поясните процессы в *p-n*-переходе при прямом и обратном смещениях.
4. Что такое вентильный эффект перехода?

5. Что такое работа выхода электрона и как она влияет на процессы в контактах металл-полупроводник?
6. Какие бывают контакты? Какие контакты используются в диодах на основе p - n -перехода?
7. Запишите теоретическое выражение для ВАХ диода и поясните физические величины, входящие в это выражение.
8. Насколько точно теоретическая ВАХ диода совпадает с экспериментальной? Поясните причины несовпадений.

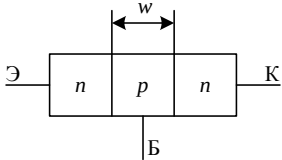
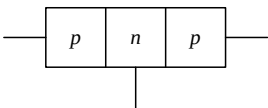
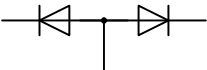
Глава 3. Биполярные транзисторы и приборы на основе биполярной технологии

3.1. Общие сведения о биполярных транзисторах

Биполярный транзистор (БТ) – это полупроводниковый прибор с двумя встречно включенными и взаимодействующими p - n -переходами, предназначенный для усиления мощности электрических сигналов.

Существуют две структуры БТ – n - p - n и p - n - p . Соответствующие им последовательности расположения областей кристалла, электрические эквивалентные схемы и обозначения БТ на электрических принципиальных схемах показаны в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Структуры БТ	n - p - n	p - n - p
Расположение областей кристалла		
Электрические эквивалентные схемы		
Обозначения БТ на схемах		

Биполярный транзистор имеет три электрических вывода – эмиттер Э, база Б и коллектор К. Главное требование к геометрии состоит в обеспечении малой толщины базовой области w – меньше 10 мкм. В противном случае взаимодействие переходов на уровне электронного облака не происходит, и усилительные свойства не проявляются.

Различают две базовые конструкции и соответствующие им технологии изготовления БТ.

Сплавной БТ показан на рис. 3.1, а. В толще кристалла германия с двух сторон путем сплавления индия сформированы две области

p -типа – эмиттера и коллектора. Между ними располагается база, проводимость n -типа которой определяется исходной проводимостью кристалла германия. К зонам сплавления индия припаяны металлические проводники, которые образуют выводы эмиттера и коллектора. Электрическим выводом базы является нижняя (торцевая) поверхность кристалла.

Вариант корпусирования БТ показан на рис. 3.1, б. Торцевой поверхностью кристалл устанавливается на основание из сплава меди и припаяется к нему. Через отверстия в основании введены изолированные от него два вывода – эмиттера и коллектора. Соответствующие выводы кристалла припаиваются к ним тонкими проводниками. Конструкция защищается крышкой, которая крепится к основанию сваркой по контуру. Как видно из рисунка, база транзистора электрически соединена с корпусом. Это является характерной особенностью сплавного БТ.

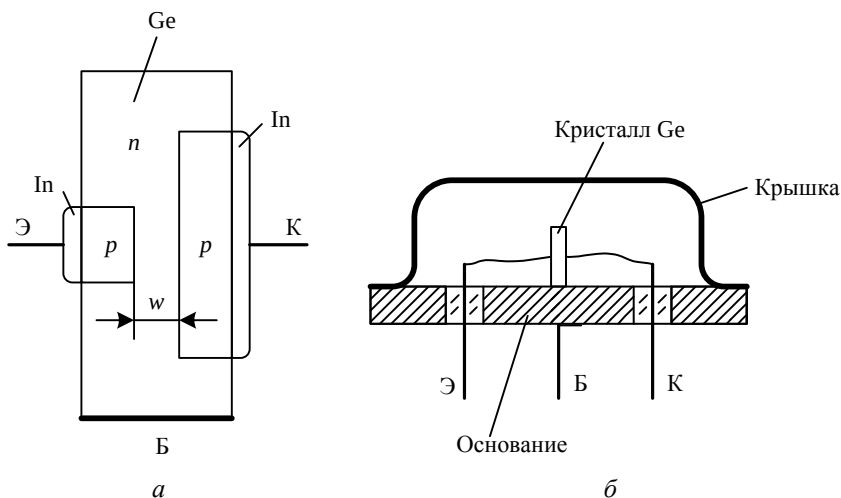


Рис. 3.1

Планарный БТ принципиально отличается способом формирования областей с разным типом проводимости. Используется локальная ионная имплантация донорных и акцепторных примесей в кристалл. Процесс осуществляется последовательно во времени. В ре-

зультате в кристалле формируются вложенные друг в друга «карманы» с разным типом проводимости.

На рис. 3.2, *а* показан вариант БТ, используемый как одиночный прибор.

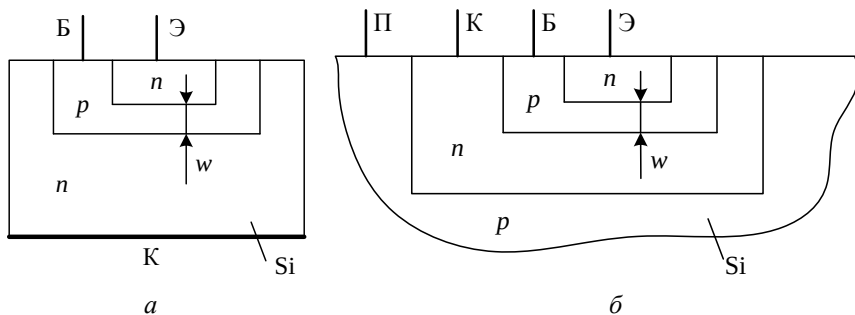


Рис. 3.2

В кристалл кремния *n*-типа последовательно введены акцепторная и донорная примеси. Выводы базы и эмиттера расположены с одной стороны, выводом коллектора является нижняя плоскость базового кристалла. Корпусирование кристалла осуществляется таким же образом, как у сплавного БТ. При этом кристалл устанавливается на плоскость, что обеспечивает лучший теплоотвод к корпусу и позволяет изготавливать более мощные БТ. Коллектор планарного БТ электрически соединен с корпусом.

На рис. 3.2, *б* показан вариант БТ, используемого в интегральных схемах (микросхемах). Отличительная особенность состоит в том, что коллекторная область в нем сформирована в виде кармана *n*-типа в теле базового кристалла кремния с проводимостью *p*-типа. За счет этого весь БТ располагается в приповерхностном слое кристалла на глубине не более 50 мкм, и все его выводы расположены с одной стороны. По этой причине БТ называют *планарным (плоским)*.

В кристалле микросхемы обычно присутствует несколько БТ, поэтому возникает задача электрической изоляции их друг от друга и от других компонентов схемы. Изоляция осуществляется с помощью закрытых (обратно смещенных) переходов «коллектор – базовый кристалл». Для этого базовый кристалл, который называют *под-*

ложкой, выводом П подключают к самому отрицательному потенциалу в схеме, как правило, к общему проводу.

Достоинствами планарных БТ в сравнении со сплавными являются:

- более высокая точность воспроизведения толщины базы w и возможность изготовления транзисторов с базой супермалых толщин, что обеспечивает меньший разброс усилительных свойств и лучшее их проявление;
- за счет лучшего отвода тепла от кристалла обеспечивается возможность рассеяния большей электрической мощности;
- конструкция планарных БТ адаптирована для использования в интегральных схемах.

Биполярные транзисторы n - p - n -типа работают на электронах, а p - n - p -типа – на дырках. При этом n - p - n -транзисторы применяются значительно чаще, так как подвижность электронов выше, что обеспечивает потенциально более высокое их быстродействие.

3.2. Режимы работы и схемы включения

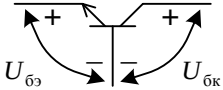
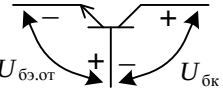
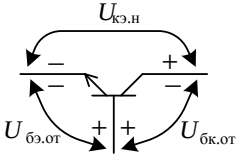
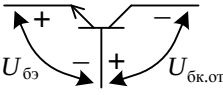
Режим работы БТ определяют по состоянию эмиттерного (БЭ) и коллекторного (БК) переходов (открыты или закрыты). Поскольку переходов два и состояний тоже два, то различают четыре режима работы, которые представлены в табл. 3.2.

Схемы включения БТ. Для того чтобы осуществить с помощью БТ усиление сигнала, необходимы два источника электрической энергии – источник входного усиливаемого сигнала и источник питания, от которого отбирается мощность в нагрузку. Каждый источник имеет два вывода, в сумме – четыре, а выводов у БТ три, поэтому один из выводов БТ является общим для источников. Этот вывод определяет схему включения.

Таким образом, различают схемы с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК).

На практике не всегда источники сигнала и питания подключаются непосредственно к выводам БТ. Обычно присутствуют другие промежуточные элементы, например, резисторы, поэтому рассмотренным выше способом определения схемы включения пользоваться неудобно.

Таблица 3.2

Режим	Состояние переходов		Применение
	БЭ	БК	
1. Отсечка 	Закрит	Закрит	Используется как один из режимов в цифровых схемах, например, логических элементах
2. Активный  $U_{\text{бэ.от}} = 0,7 \text{ В}$	Открыт	Закрит	Главный режим использования БТ, в котором проявляется его основное свойство – способность усиливать мощность электрического сигнала; применяется в аналоговых и цифровых схемах
3. Насыщения  $U_{\text{бэ.от}} = 0,7 \text{ В}$ $U_{\text{бк.от}} = 0,5 \text{ В}$ $U_{\text{кэ.н}} = U_{\text{бэ.от}} - U_{\text{бк.от}} = 0,2 \text{ В}$	Открыт	Открыт	Используется как один из режимов в цифровых схемах
4. Инверсный  $U_{\text{бк.от}} = 0,5 \text{ В}$	Закрит	Открыт	Как основной режим не используется, встречается как паразитный

Примечание. В зарубежной литературе активный и инверсный режимы называют соответственно как *активный нормальный* и *активный инверсный* в силу того, что физические процессы в БТ в этих режимах совпадают на качественном уровне.

Имеется другой способ: вывод БТ, на который не подается усиливаемый и с которого не снимается усиленный сигналы, определяет схему включения. Оба способа при правильном применении дают одинаковый результат.

Для иллюстрации второго способа на рис. 3.3, а, б, в приведены все три схемы включения БТ, где указаны входное усиливаемое $U_{\text{вх}}$ и выходное усиленное $U_{\text{вых}}$ напряжения.

В схеме на рис. 3.3, а с ОБ входной сигнал подается на эмиттер, выходной снимается с коллектора. (Отметим, что в схемах все напряжения подаются, снимаются и указываются относительно общего провода, который обозначается как одна обкладка конденсатора.) В схеме ОЭ (рис. 3.3, б) входной сигнал подается на базу, а выходной снимается с коллектора; в схеме ОК (рис. 3.3, в) входной сигнал также подается на базу, а выходной снимается с эмиттера.

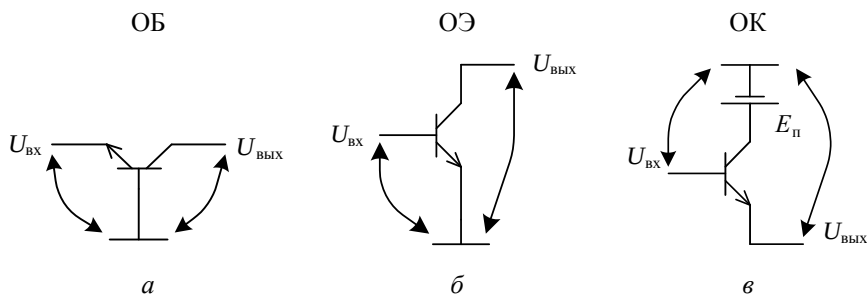


Рис. 3.3

Таким образом, транзистором можно управлять со стороны эмиттера или базы и, соответственно, эти электроды могут являться входными, а выходной сигнал можно снимать с коллектора или эмиттера, эти электроды могут использоваться как выходные. Со стороны коллектора транзистором управлять нельзя, и выходным его электродом не может быть база.

Наличие нескольких режимов работы и схем включения БТ обуславливает большое разнообразие вариантов его применения в электронных схемах. Учитывая, что при этом свойства БТ и схем значительно отличаются, все это в итоге определило возможность созда-

ния схем, выполняющих самые разные функции, и широкое применение БТ и электроники на БТ в целом в различных областях деятельности человека.

3.3. Физические процессы в биполярном транзисторе, принцип работы

Принцип работы биполярного транзистора в отсечке

Рассмотрим работу БТ *n-p-n*-типа в схеме ОБ на рис. 3.4.

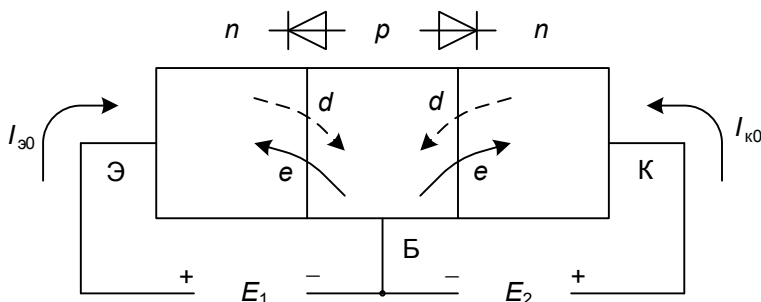


Рис. 3.4

Под действием источников E_1 и E_2 эмиттерный и коллекторный переходы БТ смещены в обратном направлении. Диффузия основных носителей через переходы невозможна. Существуют небольшие обратные токи $I_{э0}$ и $I_{к0}$ переходов, обусловленные дрейфом неосновных носителей — дырок d из эмиттера и коллектора и электронов e из базы. Вклад электронов больше, что обусловлено несимметричностью переходов. База слабо легирована примесью по сравнению с эмиттером и коллектором, поэтому концентрация основных носителей в ней меньше, а неосновных больше, чем в других областях, так как произведение концентраций основных и неосновных носителей во всех областях одинаково.

Обратные токи эмиттера и коллектора являются параметрами БТ и указываются в справочной литературе.

Принцип работы биполярного транзистора в активном режиме

Изменим в предыдущей схеме полярность включения источника E_1 на противоположную. Тогда переход база-эмиттер смещается в прямом направлении и открывается, а переход база-коллектор по-прежнему остается в закрытом состоянии; БТ – в активном режиме (рис. 3.5).

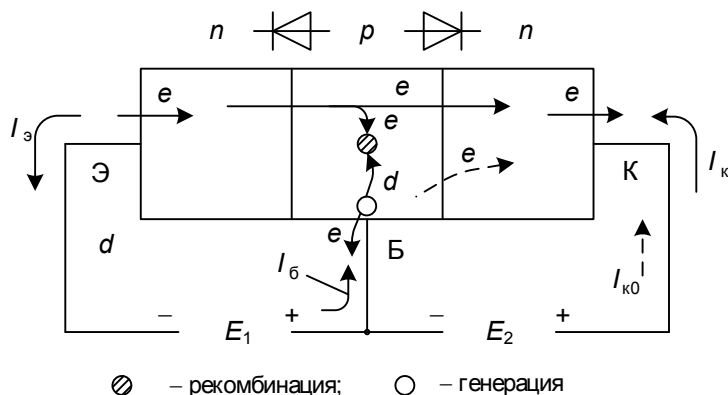


Рис. 3.5

Основные носители – электроны – из эмиттера диффундируют в базу, где небольшая их часть рекомбинирует с дырками. Другая (большая) часть достигает коллектора и полем источника E_2 увлекается в коллектор.

Избыток электронов в коллекторе отводится по выводу коллектора на $+E_2$. При этом создается ток коллектора I_k .

Убыль дырок в базе вследствие рекомбинации восполняется за счет генерации пар «электрон – дырка» в зоне контакта вывода базы с полупроводником. При этом электроны уходят по выводу базы на $+E_1$, создавая ток базы $I_б$. Убыль электронов в эмиттере восполняется за счет притока по выводу эмиттера от $-E_1$, при этом создается ток эмиттера $I_э$.

Поскольку коллекторный переход остается в закрытом состоянии, то, как в отсечке, также существует обратный ток $I_{к0}$, обусловлен-

ный движением неосновных носителей – электронов – из базы в коллектор (пунктирная стрелка). Обычно этот ток существенно меньше основного тока I_k , создаваемого за счет диффузии электронов из эмиттера в базу, и не учитывается.

Таким образом, между токами БТ существуют соотношения:

$I_3 = I_6 + I_k$ – ток эмиттера равен сумме токов базы и коллектора.

Это означает, что токи базы и коллектора, втекая в БТ, далее уходят в эмиттер;

$I_3 > I_6$, I_k – ток эмиттера больше тока базы и тока коллектора, взятых в отдельности;

$I_3, I_k \gg I_6$ – токи эмиттера и коллектора существенно превышают ток базы. Это обстоятельство позволяет в некоторых случаях пренебрегать током базы и принимать $I_3 \approx I_k$.

Эффект усиления мощности в активном режиме

Из принципа работы, представленного в предыдущем параграфе, не следует, что БТ является усилительным прибором: ток коллектора – выходной ток – меньше тока эмиттера – входного тока. Однако надо иметь в виду, что ранее, когда мы определяли БТ как усилительный прибор, то говорили об усилении мощности, а не тока.

Рассмотрим возможность усиления мощности электрического сигнала в схеме для активного режима на рис. 3.5. Для этого мысленно дополним схему нагрузкой – резистором, включенным в цепь коллектора, обозначив его как R_k .

Поскольку нагрузка включается последовательно с закрытым коллекторным переходом, имеющим сопротивление 1–3 МОм, то она может быть достаточно высокоомной (например, десятки кОм) и не влиять при этом на ток коллектора.

При протекании тока коллектора в нагрузке выделяется мощность $P_n = I_k^2 R_k$. Ток коллектора создается током эмиттера и примерно равен ему. В свою очередь, ток эмиттера создается за счет мощности, отбираемой от источника E_1 , которую можно считать входной мощностью БТ и найти в виде $P_{вх} = I_3^2 r_3$, где r_3 – сопротивление открытого эмиттерного перехода.

Если далее записать выражение для коэффициента усиления мощности – отношения мощности в нагрузке к входной мощности, то можно получить

$$K_p = \frac{P_n}{P_{вх}} = \frac{I_k^2 R_k}{I_3^2 r_3} \approx \frac{R_k}{r_3}. \quad (3.1)$$

Сопротивление эмиттера r_3 для маломощных БТ составляет единицы-десятки Ом и много меньше сопротивления нагрузки R_k , следовательно, $K_p \gg 1$. Это означает, что БТ усиливает мощность электрического сигнала.

Из логики рассуждений следует, что при примерном равенстве входного и выходного токов в итоге большое выходное и малое входное сопротивление БТ обеспечивает возможность усиления мощности электрического сигнала. Эти свойства БТ следует рассматривать как одни из самых важных в активном режиме. Также необходимо помнить, что мощность в нагрузке – это часть мощности, отбираемой от источника E_2 . Этот источник является источником питания коллекторной цепи или просто источником питания БТ.

Коэффициенты усиления тока

Из формулы (3.1) следует, что для получения наибольшего усиления мощности необходимо, чтобы отношение токов коллектора и эмиттера было как можно большим. Это отношение может быть использовано как критерий (параметр), характеризующий усиительные свойства БТ.

Отношение $\alpha = I_k / I_3$ называется статическим коэффициентом усиления тока в схеме ОБ. Поскольку ток коллектора меньше тока эмиттера, то α меньше единицы и находится в диапазоне 0,9–0,999. Причем меньшие значения относятся к БТ первых конструкций, изготавливаемых по сплавной технологии. Для БТ, изготавливаемых по планарной технологии, коэффициент α составляет 0,99 и более единиц.

В схеме ОЭ входным (управляющим) током является ток базы, а выходным (управляемым) – ток коллектора, поэтому для этой схемы используется другой параметр, характеризующий усиительные

свойства, $B = I_k / I_б$, который называется статическим коэффициентом усиления тока в схеме ОЭ. Параметры α и B взаимосвязаны: $\alpha = \frac{B}{1+B}$, $B = \frac{\alpha}{1-\alpha}$. Из последнего выражения по диапазону значений α можно найти диапазон для B : 9–999 единиц.

Коэффициенты усиления тока являются основными усилительными параметрами БТ и приводятся в справочной литературе. Поскольку схемы ОЭ применяются значительно чаще, то предпочтение отдается параметру B .

Способами повышения коэффициента B являются: уменьшение степени легирования примесью области базы БТ и уменьшение толщины базовой области, что снижает вероятность рекомбинаций носителей в базе и ведет к уменьшению тока базы и увеличению тока коллектора.

Отметим, что выражения для коэффициентов усиления тока справедливы только для активного режима работы БТ.

Принцип работы биполярного транзистора в режиме насыщения

По аналогии с активным режимом, рассматривая режим насыщения, следовало бы в схеме для режима отсечки поменять полярность источников E_1 и E_2 . Однако на практике режим насыщения возникает в схеме для активного режима (рис. 3.5) при выполнении двух условий:

1) в цепи коллектора установлено токоограничивающее сопротивление;

2) управляющий ток эмиттера превышает некоторое расчетное значение $I_{э,н}$, называемое током эмиттера насыщения.

Рассмотрим схему на рис. 3.6.

Пусть в исходном состоянии БТ находится в активном режиме. Протекают токи эмиттера $I_э$ и коллектора $I_k = \alpha I_э$. За счет тока коллектора на сопротивлении R_k происходит падение напряжения $U_{Rk} = I_k R_k$. Для цепи источника E_2 выполняется равенство

$$E_2 = U_{кб} + I_k R_k. \quad (3.2)$$

При увеличении тока эмиттера увеличивается ток коллектора, падение напряжения U_{Rk} и уменьшается напряжение на коллекторном

переходе $U_{кб}$. В некоторый момент это напряжение становится равным нулю и далее меняет свой знак на противоположный. Переход база-коллектор смещается в прямом направлении и, как только напряжение на нем достигает значения $U_{кб.от} = 0,5 \text{ В}$, переход открывается. Биполярный транзистор входит в насыщение. Ток коллектора достигает своего максимального значения $I_{к.н}$ – тока коллектора насыщения. Его значение можно найти, переписав выражение (3.2) для новых условий:

$$E_2 = -U_{кб.от} + I_{к.н} R_k. \quad (3.3)$$

Отсюда

$$I_{к.н} = \frac{E_2 + U_{кб.от}}{R_k} \approx \frac{E_2}{R_k}.$$

Таким образом, максимальное значение тока коллектора в схеме определяется внешней по отношению к БТ коллекторной цепью.

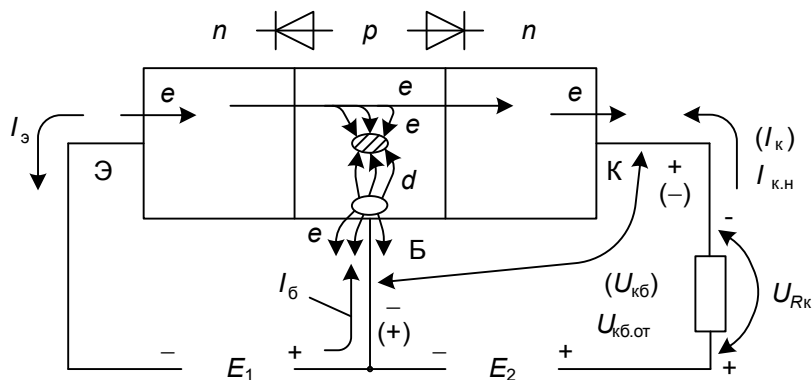


Рис. 3.6

Определим значение тока эмиттера насыщения $I_{э.н}$, при котором БТ переходит из активного режима в насыщение. Поскольку на границе между режимами выражение, связывающее токи коллектора и эмиттера через коэффициент альфа, еще остается справедливым, то ток можно найти из выражения $I_{э.н} = I_{к.н} / \alpha$.

Увеличение тока эмиттера сверх $I_{э.н}$ ведет к увеличению степени насыщения БТ. Коллекторная цепь не успевает отводить все электроны из коллектора, поэтому в области коллектора появляется избыточный отрицательный заряд электронов, который препятствует их движению из базовой области. В результате в базе возрастает число рекомбинаций, и, следовательно, увеличивается ток базы. Все приращение тока эмиттера сверх тока насыщения сопровождается таким же приращением тока базы.

Степень насыщения БТ характеризуется коэффициентом насыщения $S = I_{э}/I_{э.н}$. Возможны варианты: $S < 1$ – БТ в активном режиме; $S = 1$ – БТ на границе между активным режимом и насыщением; $S > 1$ – БТ в насыщении.

3.4. Нелинейная модель биполярного транзистора

Нелинейная модель БТ (рис. 3.7) включает два p - n -перехода, изображенных в виде диодов, и два зависимых (управляемых) идеальных источника тока. При этом источник αI_1 моделирует усиительные свойства БТ в активном, а источник αI_2 – в инверсном режиме.

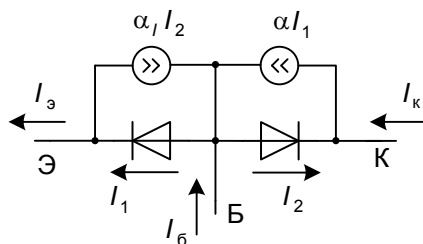


Рис. 3.7

Для описания нелинейных свойств переходов БТ используем теоретическую ВАХ p - n -перехода, представленную ранее:

$$I_1 = I'_{э0} \left(e^{\frac{U_э}{\varphi_T}} - 1 \right); \quad I_2 = I'_{к0} \left(e^{\frac{U_к}{\varphi_T}} - 1 \right). \quad (3.4)$$

Здесь $I'_{э0}$ и $I'_{к0}$ – тепловые токи эмиттерного и коллекторного переходов; $U_э$ и $U_к$ – напряжения на эмиттерном и коллекторном переходах.

Для узлов со стороны эмиттерного и коллекторного выводов могут быть составлены уравнения Кирхгофа:

$$I_э = I_1 - \alpha_I I_2; \quad (3.5)$$

$$I_к = \alpha_I I_1 - I_2, \quad (3.6)$$

которые после подстановки выражений (3.4) приводятся к виду:

$$I_э = I'_{э0} \left(e^{\frac{U_э}{\Phi_T}} - 1 \right) - \alpha_I I'_{к0} \left(e^{\frac{U_к}{\Phi_T}} - 1 \right); \quad (3.7)$$

$$I_к = \alpha_I I'_{э0} \left(e^{\frac{U_э}{\Phi_T}} - 1 \right) - I'_{к0} \left(e^{\frac{U_к}{\Phi_T}} - 1 \right). \quad (3.8)$$

Последние выражения представляют собой нелинейную модель БТ Эберса – Молла.

Из выражений (3.7) и (3.8) можно найти условия измерений тепловых токов переходов. Так, если в выражении (3.7) положить $U_к = 0$ и $|-U_э| \ll \Phi_T$, то ток эмиттера будет равен тепловому току эмиттерного перехода БТ: $I_э = -I'_{э0}$. Измеряя этот ток при указанных условиях, можно получить параметр модели конкретного БТ. Таким же образом можно измерить значение теплового тока коллекторного перехода.

3.5. Статические вольт-амперные характеристики, методика измерений

В отличие от диода, БТ имеет три вывода, которые при включении в схему вместе с другими элементами образуют входную и выходную цепи. Поэтому для БТ снимают входные и выходные ВАХ.

ВАХ БТ в схеме с общей базой

В схеме ОБ входными величинами БТ являются ток эмиттера $I_э$ и напряжение на эмиттерном переходе $U_э$. Поэтому входные ВАХ

устанавливают зависимости вида $I_3 = f(U_3; U_k = \text{const})$. Обычно представляют две характеристики для двух значений напряжения $U_k = 0$ и $U_k < 0$.

Как следует из модели Эберса – Молла, выражение (3.7) представляет собой входные ВАХ БТ в схеме ОБ. График ВАХ представлен на рис. 3.8.

Обе характеристики расположены близко друг к другу, так как БТ в обоих случаях находится в одном (активном) режиме. На практике используют одну характеристику для всех значений напряжения $U_k \leq 0$.

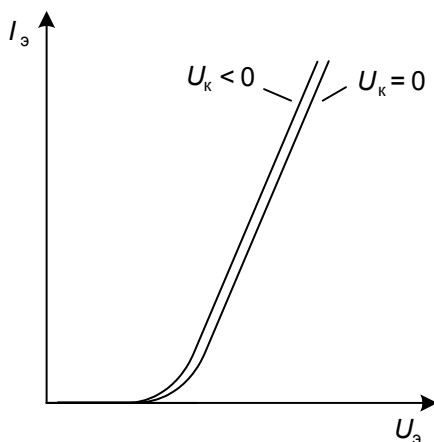


Рис. 3.8

Выходные характеристики в схеме ОБ устанавливают связь между выходными величинами I_k и U_k в виде $I_k = f(U_k; I_3 = \text{const})$. Из модели Эберса – Молла также можно получить выражение для выходных ВАХ. Для этого необходимо разрешить выражение (3.7) относительно первого слагаемого правой части и подставить в выражение (3.8):

$$I_k = \alpha I_3 - (1 - \alpha \alpha_I) I'_{k0} \left(e^{\frac{U_k}{\varphi_T}} - 1 \right). \quad (3.9)$$

Графики выходных ВАХ в схеме ОБ представлены на рис. 3.9. Характеристики расположены в первом и втором квадрантах. В первом квадранте при $I_3 > 0$ они соответствуют активному режиму работы, при $I_3 \leq 0$ – отсечке. Во втором квадранте характеристики отражают режим насыщения.

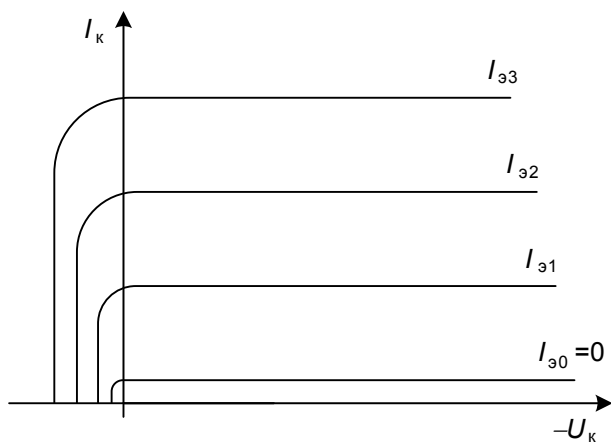


Рис. 3.9

ВАХ БТ в схеме с общим эмиттером

В схеме ОЭ входными величинами БТ являются ток базы I_6 и напряжение база-эмиттер U_{63} , выходными величинами – ток коллектора $I_к$ и напряжение коллектор-эмиттер $U_{к3}$.

Входные ВАХ устанавливают взаимосвязь между входными величинами в виде $I_6 = f(U_{63}; U_{к3} = \text{const})$. Для измерения характеристик используется схема на рис. 3.10.

С помощью источников ИП1 и ИП2 устанавливают ток базы I_6 и напряжение $U_{к3}$. Вольтметр PV служит для измерения напряжений в точках схемы. Значение тока базы рассчитывается по формуле

$$I_6 = \frac{U_{\text{ИП1}} - U_{63}}{R_6}.$$

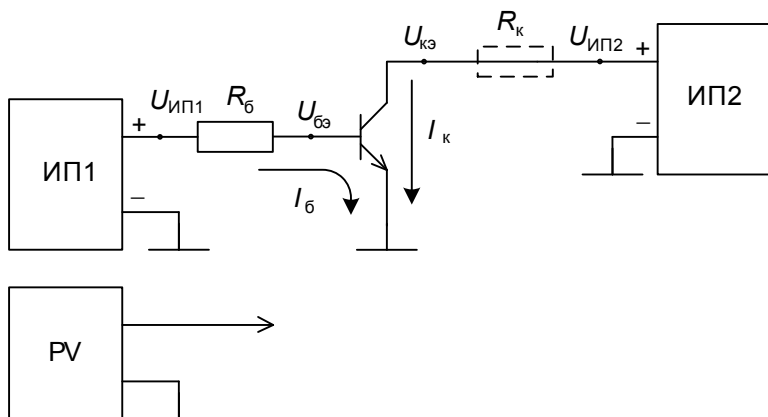


Рис. 3.10

Снимают две характеристики при $U_{кэ} = 0$ и $U_{кэ} > 0$. Первая соответствует режиму насыщения, вторая – активному режиму БТ. Характеристики представлены на рис. 3.11, а.

Входная ВАХ для режима насыщения идет круче, так как проводимость базовой области за счет высокой концентрации электронов, инжектированных из эмиттера, существенно выше, чем в активном режиме.

Выходные характеристики устанавливают взаимосвязь между выходными величинами БТ в виде $I_к = f(U_{кэ}; I_б = \text{const})$. Для измерения тока коллектора дополнительно используют резистор $R_к$. Ток коллектора рассчитывается по результатам измерения напряжений: $I_к = \frac{U_{ИП2} - U_{кэ}}{R_к}$. Измерения ВАХ проводят последова-

тельно для нескольких значений тока базы. Вольт-амперные характеристики представлены на рис. 3.11, б.

Выходные характеристики имеют крутой и пологий участки. Крутой участок соответствует режиму насыщения, пологий – активному режиму. Наклон характеристик на пологом участке определяется двумя эффектами.

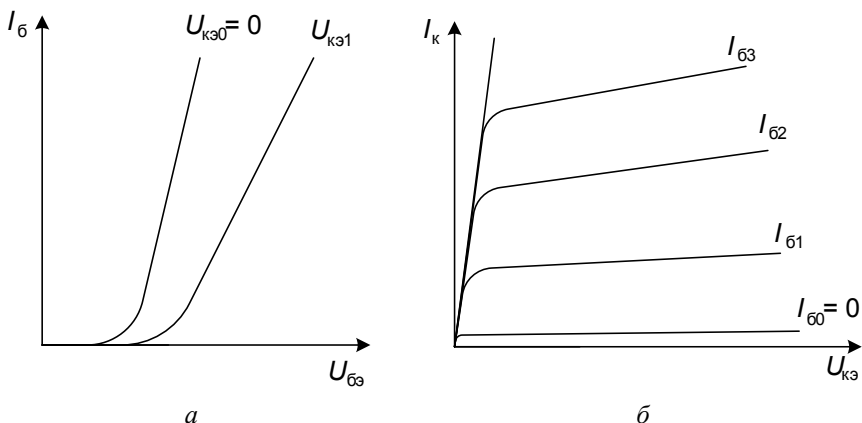


Рис. 3.11

Первый эффект: часть напряжения $U_кз$ прикладывается к переходу база-эмиттер в прямом направлении. При увеличении этого напряжения переход дополнительно приоткрывается, что ведет к увеличению тока базы и тока коллектора.

Второй эффект носит название эффекта модуляции толщины базы. Переход база-коллектор смещен в обратном направлении. Его обедненный слой частично сосредоточен в базовой области БТ. Это ведет к уменьшению эффективной толщины базы БТ. При увеличении напряжения $U_кз$ толщина обедненного слоя возрастает, что ведет к еще большему уменьшению эффективной толщины базы, увеличению коэффициента усиления B и увеличению тока коллектора.

3.6. Линейные модели биполярного транзистора

Малосигнальная физическая модель в схеме с общим эмиттером

Модель БТ представляет собой электрическую схему, составленную из простых линейных компонентов, которая может быть использована взамен БТ при выполнении расчетов или анализа схем.

Для активного режима, как главного с точки зрения применения, разработаны малосигнальные модели, рассчитанные на применение в случаях, когда изменения напряжений и токов в БТ представляют

собой малые приращения на фоне постоянных значений, определяющих так называемую рабочую точку. На практике малосигнальные модели применяют для переменных сигналов во всем динамическом диапазоне их значений. В физических моделях каждый компонент отражает определенный физический процесс в БТ.

Малосигнальная физическая модель БТ для схемы ОЭ представлена на рис. 3.12, *а*.

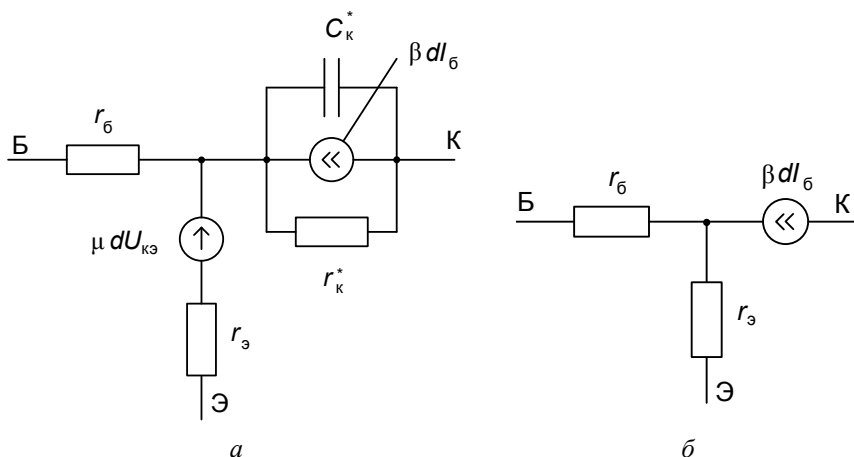


Рис. 3.12

Модель содержит три типа компонентов, параметры которых являются малосигнальными физическими параметрами БТ и определяются следующим образом.

1. Параметры зависимых источников напряжения $\mu dU_{кэ}$ (моделирует влияние изменения напряжения $dU_{кэ}$ на изменение напряжения $dU_{бэ}$) и тока $\beta dI_б$ (моделирует усилительные свойства БТ):

$$\mu = \frac{dU_{бэ}}{dU_{кэ}} = 10^{-3} \dots 10^{-2} \text{ — коэффициент внутренней обратной связи}$$

по напряжению;

$$\beta = \frac{dI_к}{dI_б} \text{ — малосигнальный коэффициент усиления тока в схеме}$$

ОЭ.

2. Резистивные:

$r_6 = 50...300 \text{ Ом}$ – объемное сопротивление базовой области;

$r_3 = \frac{dU_3}{dI_3} = \frac{\varphi_T}{I_3}$ – дифференциальное сопротивление открытого

эмиттерного перехода;

$r_k^* = \frac{dU_{кэ}}{dI_k}$ – дифференциальное сопротивление закрытого коллек-

торного перехода в схеме ОЭ.

3. Емкостные:

$C_k^* = (1 + \beta)C_k$ – эквивалентная емкость коллекторного перехода в схеме ОЭ. $C_k = 1...30 \text{ пФ}$ – барьерная емкость закрытого коллекторного перехода.

В некоторых случаях, например, когда анализ схемы с БТ производится в области низких частот или сопротивления резисторов в схеме имеют относительно небольшие значения, влиянием части компонентов в полной модели БТ на рис. 3.12, *а* пренебрегают. Применяют упрощенную малосигнальную модель на рис. 3.12, *б*.

Модель биполярного транзистора как линейного четырехполюсника

Модель БТ как линейного четырехполюсника также относится к активному режиму и является малосигнальной. Биполярные транзисторы представляют в виде четырехполюсника, например, как показано на рис. 3.13, *а*. Здесь и далее при описании малых приращений токов и напряжений для простоты будем опускать знак дифференциала.

Свойства БТ определяются системой линейных алгебраических уравнений, связывающих между собой величины I_1 , U_1 , I_2 , U_2 . Исходя из принципа работы БТ в качестве независимых выбирают величины I_1 , U_2 . Тогда система уравнений записывается в виде

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2, \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2, \end{aligned} \quad (3.10)$$

где $h_{11}...h_{22}$ – постоянные коэффициенты, называемые h -параметрами БТ.

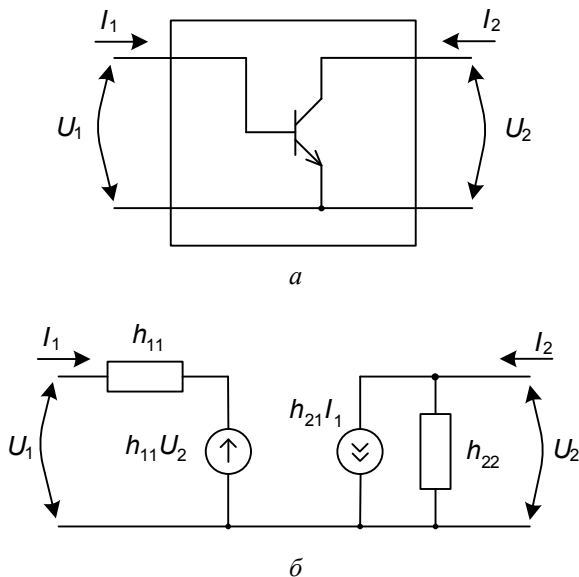


Рис. 3.13

Найдем h -параметры из уравнений (3.10):

$$h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad \text{— входное сопротивление БТ, измеренное при корот-$$

ком замыкании на выходе;

$$h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{— коэффициент внутренней обратной связи по напря-$$

жению, измеренный в режиме холостого хода на входе;

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad \text{— коэффициент усиления тока, измеренный при ко-$$

ротком замыкании на выходе;

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{— выходная проводимость, измеренная в режиме хо-$$

лостого хода на входе.

Определив h -параметры и их физический смысл, можно конкретизировать внутреннюю структуру четырехполюсника в виде схемы на рис. 3.13, б, которая в дальнейшем может быть использована вместо реального БТ при выполнении расчетов схем.

При отсутствии значений h -параметров в справочной литературе они могут быть определены графически по входным и выходным характеристикам БТ. Рассмотрим этот процесс для схемы ОЭ.

Перейдем от входных и выходных величин четырехполюсника на рис. 3.13, а к конечным приращения входных и выходных величин БТ, используя соответствия, представленные в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Величины четырехполюсника	Приращения величин БТ
I_1	ΔI_6
U_1	ΔU_{63}
I_2	ΔI_k
U_2	$\Delta U_{к3}$

Тогда h -параметры определяются в виде:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_{63}}{\Delta I_6} \right|_{\substack{\Delta U_{к3}=0 \\ (U_{к3}=\text{const})}} ; h_{12} = \left. \frac{\Delta U_{63}}{\Delta U_{к3}} \right|_{\substack{\Delta I_6=0 \\ (I_6=\text{const})}} ; h_{21} = \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \right|_{\substack{\Delta U_{к3}=0 \\ (U_{к3}=\text{const})}} ; h_{22} = \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{к3}} \right|_{\substack{\Delta I_6=0 \\ (I_6=\text{const})}} .$$

В соответствии с представленными выражениями параметр h_{11} может быть найден по входной ВАХ, соответствующей активному режиму работы БТ, как показано на рис. 3.14, а.

Параметр h_{12} определяется по двум входным характеристикам (рис. 3.14, б).

Параметры h_{21} и h_{22} находят по выходным характеристикам, используя графические построения, представленные на рис. 3.15, а и б соответственно.

Как видно, h -параметры зависят от значений токов базы и коллектора, поэтому целесообразно определять их вблизи рабочей точки БТ. Если рабочая точка неизвестна, графические построения производят в средней части входных и выходных характеристик.

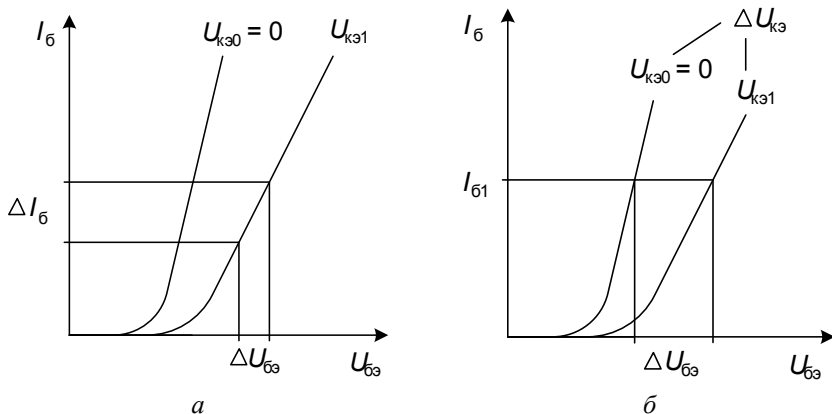


Рис. 3.14

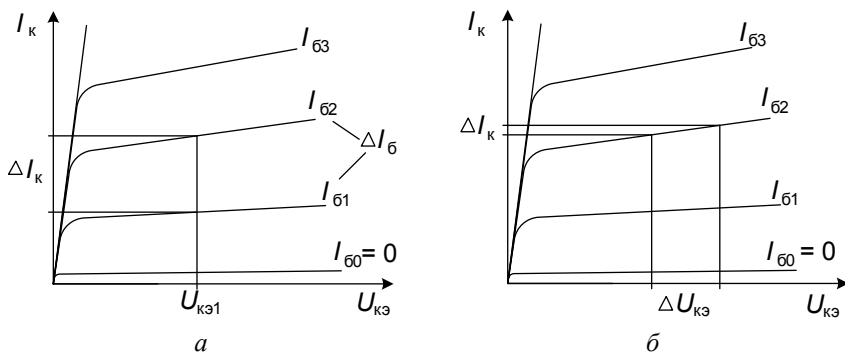


Рис. 3.15

3.7. Предельные параметры биполярного транзистора

Рассмотренные выше параметры БТ (физические и четырехплюсника) относятся к рабочим и характеризуют свойства БТ в рабочих режимах. Предельные параметры определяют граничные режимы БТ, превышение которых приводит к катастрофическому отказу. К ним относятся:

$U_{бк.обр.макс}$ – обратное максимальное напряжение на переходе база-коллектор;

$U_{\text{бэ.обр.макс}}$ – обратное максимальное напряжение на переходе база-эмиттер;

$U_{\text{кэ.макс}}$ – максимальное напряжение коллектор-эмиттер в полярности, соответствующей активному режиму, при заданном значении сопротивления резистора, включенного параллельно переходу база-эмиттер;

$I_{\text{к.макс}}$ – максимальный ток коллектора в режиме насыщения;

$P_{\text{макс}}$ – максимальная постоянная рассеиваемая мощность;

$T_{\text{мин}}, T_{\text{макс}}$ – диапазон температур эксплуатации.

Предельные параметры учитываются, в первую очередь, при выборе БТ в процессе проектирования схемы. Только после этого осуществляется подбор БТ по рабочим параметрам.

3.8. Биполярный транзистор с инжекционным питанием, принцип работы и применение

Структура транзистора с инжекционным питанием представлена на рис. 3.16, *а*, а его электрическая схема показана на рис. 3.16, *б*. В состав транзистора входит основной БТ n - p - n -типа VT_1 и дополнительный (инжекционный) БТ p - n - p -типа $VT_{\text{и}}$. При этом область B_1 базы основного БТ VT_1 одновременно является коллектором $K_{\text{и}}$ инжекционного БТ $VT_{\text{и}}$.

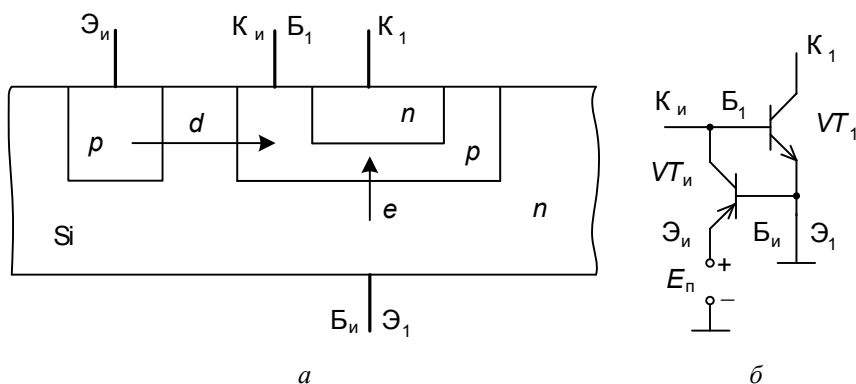


Рис. 3.16

Ток коллектора инжекционного транзистора $VT_{и3}$ втекает в базу VT_3 и поддерживает его в насыщении. Напряжение на базе VT_3 равно $U_{б3.от} = 0,7$ В, оно же является выходным напряжением второго инвертора на транзисторе VT_2 . (Токи в схеме показаны сплошными линиями.)

Если ключ S_1 замкнуть, то ток коллектора $VT_{и1}$ через замкнутый ключ переключается на общий провод, и $VT_{и1}$ переходит в активный режим. Транзистор VT_1 переходит в отсечку, а ток коллектора $VT_{и2}$ переключается в базу VT_2 и вводит его в насыщение. Благодаря этому на входе второго инвертора устанавливается напряжение $U_{б3.от}$, а на выходе – $U_{к3.н}$. Ток коллектора $VT_{и3}$ протекает через коллектор VT_2 , а транзистор VT_3 переходит в отсечку. (Токи в схеме показаны пунктирными линиями.)

Таким образом, в зависимости от состояния ключа S_1 (управляющего воздействия) основные транзисторы инверторов VT_1 – VT_3 пребывают в насыщении или отсечке, и их режимы в цепочке чередуются. При этом, как это видно по второму инвертору, входные и выходные напряжения инверторов изменяются от низкого уровня $U_{к3.н}$ до высокого $U_{б3.от}$. Логика И²Л работает при небольших перепадах напряжений, кодирующих логические значения 0 и 1.

В функциональных схемах логических элементов И²Л инжекционный БТ принято изображать в виде источника тока, как показано на рис. 3.18, а. На рис. 3.18, б с использованием данного обозначения БТ с инжекционным питанием показан логический элемент, выполняющий функцию ИЛИ-НЕ.

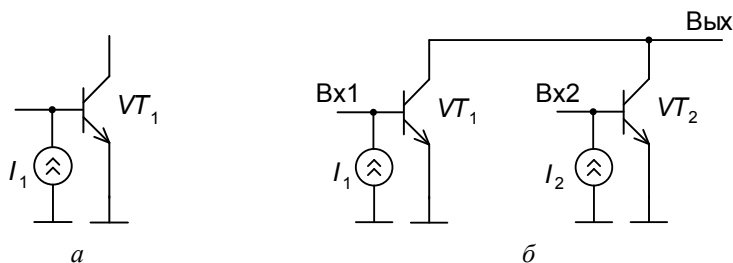


Рис. 3.18

Если хотя бы на одном входе элемента присутствует высокий уровень напряжения $U_{\text{бэ.от}}$, то соответствующий транзистор находится в насыщении, и на выходе присутствует низкий уровень напряжения $U_{\text{кэ.н}}$; если на всех входах – низкие уровни $U_{\text{кэ.н}}$, то все транзисторы находятся в отсечке, и на выходе за счет транзистора нагрузки (на схеме не показан) устанавливается высокий уровень $U_{\text{бэ.от}}$.

3.9. Полупроводниковые биполярные приборы с положительной обратной связью

К приборам с положительной обратной связью относятся тиристоры. Самым простым из них является двухэлектродный прибор – *динистор* – с тремя встречно включенными p - n -переходами. Структура динистора, обозначение на схемах и его ВАХ приведены на рис. 3.19, *а*, *б*.

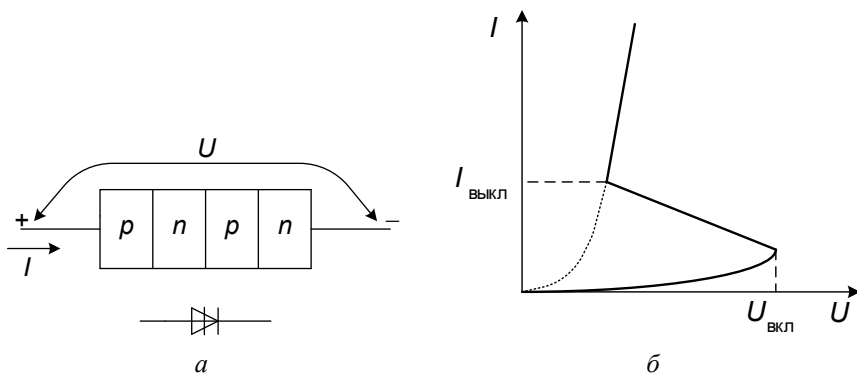


Рис. 3.19

Принцип работы динистора удобно рассматривать, используя эквивалентную схему, составленную из двух транзисторов. Порядок построения схемы показан на рис. 3.20, *а*, *б*. Здесь средние области в структуре динистора n - и p -типов разделены на две части; в ре-

зультате получаются два соединенных между собой p - n - p и n - p - n БТ. Видно, что крайние переходы динистора рассматриваются как эмиттерные, а средний переход как коллекторный.

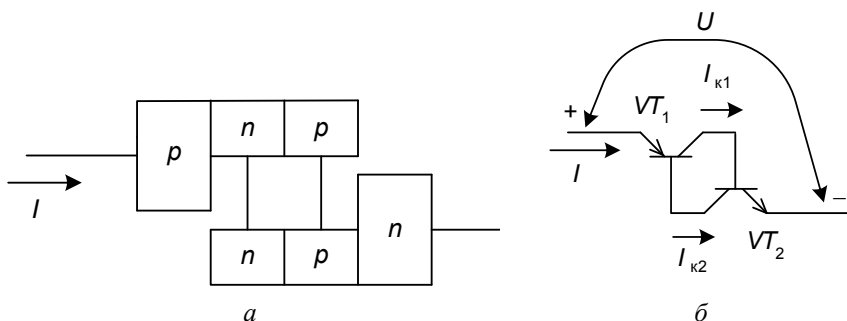


Рис. 3.20

Пусть в схеме на рис. 3.20, б приложено напряжение U . Биполярные транзисторы VT_1 и VT_2 находятся в активном режиме; протекают управляемые компоненты токов коллектора $I_{k1} = \alpha_1 I_{a1} = \alpha_1 I$ и $I_{k2} = \alpha_2 I_{a2} = \alpha_2 I$. Общий ток I динистора равен сумме токов коллекторов плюс общий обратный ток коллекторных переходов:

$$I = I_{k1} + I_{k2} + I_{k0} = (\alpha_1 + \alpha_2)I + I_{k0}. \quad (3.11)$$

Разрешив выражение (3.11) относительно тока I , получаем

$$I = \frac{I_{k0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (3.12)$$

Из последней формулы вытекает, что ток динистора зависит от коэффициентов усиления α_1 и α_2 БТ VT_1 и VT_2 , которые, в свою очередь, зависят от токов эмиттера, т. е. тока I . На рис. 3.21 показан характер этих зависимостей.

Таким образом, пока напряжение U мало, мал ток I_{k0} и мал ток I , значения коэффициентов усиления α_1 и α_2 остаются небольшими. По мере увеличения напряжения обратный ток коллектора увеличивается, и возрастают коэффициенты α_1 , α_2 . Когда их суммарное значение приближается к единице, то в соответствии с выражением (3.12)

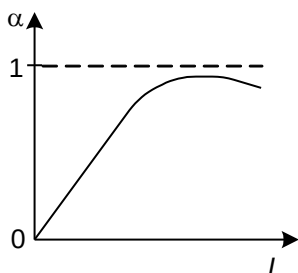


Рис. 3.21

ток динистора резко возрастает, что ведет к еще большему увеличению коэффициентов усиления БТ и лавинообразному нарастанию тока I . В этом проявляется действие внутренней положительной обратной связи в динисторе. Динистор открывается. На ВАХ это происходит при напряжении включения $U_{\text{вкл}}$. Если в цепи динистора отсутствует токоограничивающее сопротивление, то лавинообразное нарастание

тока приводит к выходу его из строя. Если сопротивление присутствует, то оба БТ в схеме входят в насыщение (коллекторный переход динистора открывается), и ток ограничивается внешним сопротивлением на безопасном для динистора уровне. Таким образом, динистор можно использовать как ключ с фиксированным напряжением открывания.

На рис. 3.22, а показана схема его включения, а на рис. 3.22, б – его нагрузочные характеристики в выключенном 1 и включенном 2 состояниях. В выключенном состоянии большая часть напряжения E_1 внешнего источника падает на динисторе, при этом ток I_1 составляет малую величину; во включенном состоянии большая часть напряжения E_2 источника падает на сопротивлении нагрузки R_H , а меньшая часть $U_{\text{д.от}} = 0,6 \dots 0,8$ В – на открытом динисторе. Ток составляет I_2 и фактически полностью определяется сопротивлением нагрузки.

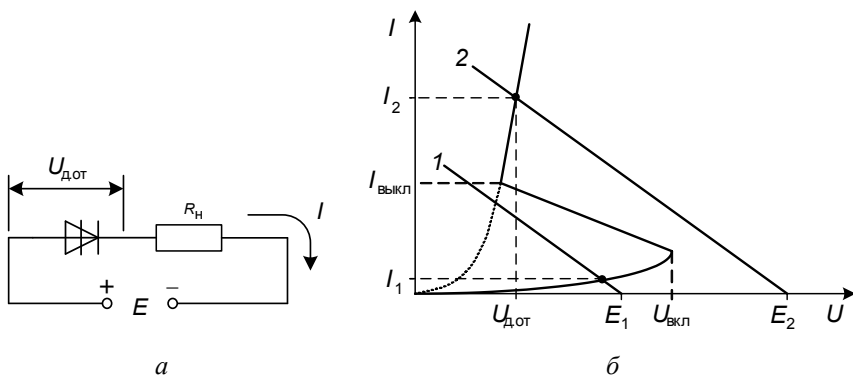


Рис. 3.22

Как видно, динистор открывается и подключает нагрузку R_n к источнику, когда напряжение E источника достигает напряжения включения динистора $U_{\text{вкл}}$; выключается и отключает нагрузку от источника, когда ток в цепи становится меньше тока его выключения $I_{\text{выкл}}$.

Управление напряжением включения осуществляется в трехэлектродном тиристоре, который называется *тринистором*. Его структура, обозначение на схемах и ВАХ приведены на рис. 3.23, а и б.

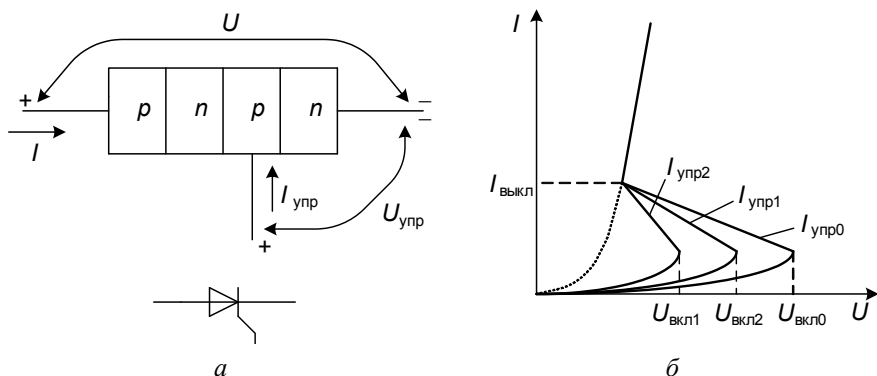


Рис. 3.23

Для управления используется дополнительный управляющий электрод, через который в один из транзисторов эквивалентной схемы вводится дополнительный ток эмиттера – ток управления $I_{\text{упр}}$. В результате коэффициент усиления α транзистора возрастает, и открывание тиристора происходит при меньшем напряжении на его основных электродах. Чем больше управляющий ток, тем меньше напряжение включения тринистора.

Вопросы для контроля знаний

1. Какие структуры БТ существуют? Какое главное требование предъявляется к геометрии БТ?
2. Нарисуйте конструкции БТ и поясните способы их изготовления.
3. Какой критерий определяет режим работы БТ? Какие режимы работы используются на практике и в каких устройствах?

4. Чем определяется схема включения БТ? Какие схемы существуют?
5. Какие электроды БТ могут использоваться в качестве входных и выходных?
6. Поясните физические процессы в БТ в отсечке и активном режиме.
7. Поясните эффект усиления мощности в БТ.
8. Какие показатели используются для представления усилительных свойств БТ?
9. Поясните физические процессы в БТ в насыщении.
10. При каких условиях БТ входит в насыщение?
11. Какие значения напряжений между электродами БТ соответствуют режимам отсечки, активному и насыщенному?
12. Поясните схему (назначение элементов) нелинейной модели БТ.
13. Выведите выражения для модели Эберса – Молла.
14. Какие ВАХ используются для БТ?
15. Выведите выражения для входных и выходных ВАХ БТ в схеме с общей базой на основе модели Эберса – Молла.
16. Нарисуйте и поясните схему для измерения ВАХ БТ в схеме с общим эмиттером.
17. Нарисуйте и поясните ВАХ БТ в схеме с общим эмиттером.
18. Нарисуйте и поясните малосигнальную физическую модель БТ в схеме с общим эмиттером.
19. При каких условиях возможно использование упрощенной малосигнальной физической модели БТ?
20. Что представляет собой модель БТ как линейного четырехполюсника? Как определяются h -параметры БТ?
21. Какому режиму работы БТ соответствуют малосигнальные модели?
22. Нарисуйте структуру и электрическую схему транзистора с инжекционным питанием и покажите их соответствие друг другу.
23. Нарисуйте цепочку инверторов И²Л и поясните работу.
24. Какие уровни напряжений используются в логике И²Л?
25. Нарисуйте схему и поясните работу логического элемента И²Л.
26. Нарисуйте структуру и ВАХ диностора. Поясните параметры диностора «напряжение включения» и «ток выключения».
27. Нарисуйте эквивалентную схему диностора и объясните эффект лавинообразного включения.
28. Что такое тринистор? Поясните принцип работы.

Глава 4. Полевые транзисторы

4.1. Полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом. Принцип функционирования

Полевые транзисторы (ПТ) относятся к униполярным и в отличие от биполярных работают на одном типе носителей. В них также отсутствуют процессы инжекции и диффузии носителей. Ток обеспечивается только за счет дрейфа электронов или дырок.

На рис. 4.1, *а, б* представлены структуры и обозначения на схемах полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом и каналами n - и p -типа. В кристалле полупроводника n - или p -типа с двух сторон сформированы области с противоположным кристаллу типом проводимости. Области соединены электрически с управляющим электродом ПТ, который называется *затвором* (З). Другие два электрода с разных сторон подключены к торцам кристалла и образуют исток (И) и сток (С). Как видно из рисунка, между истоком и стоком существует канал. При протекании тока по каналу носители дрейфуют от истока к стоку.

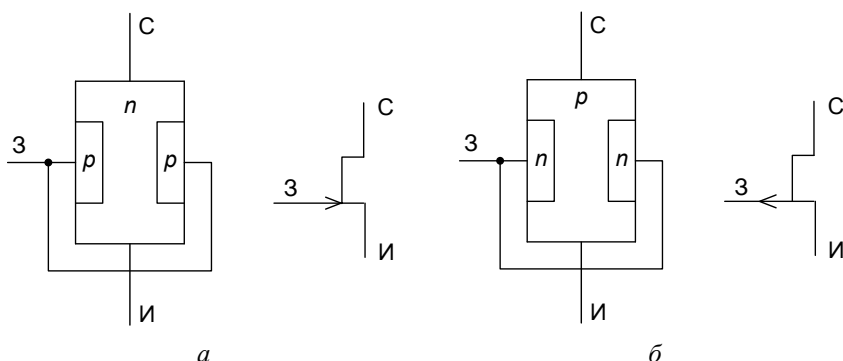


Рис. 4.1

Принцип работы рассмотрим на примере ПТ с каналом n -типа при подключении двух источников напряжения по схеме с общим истоком (рис. 4.2, *а*) – управляющего отрицательного напряжения

затвор-исток $U_{зи}$ и положительного напряжения питания сток-исток $U_{си}$. Принцип работы зависит от соотношения этих напряжений.

1. Пусть $U_{си} \square U_{зи}$ (рис. 4.2, а). В этом случае под действием напряжения затвор-исток p - n -переходы ПТ смещены в обратном направлении, и в зоне канала образуются обедненные слои высокого сопротивления. Собственно электропроводящий канал n -типа в ПТ образуется (и зажат) между этими слоями. При увеличении $|U_{зи}|$ толщина обедненных слоев увеличивается, а сечение электропроводящего канала уменьшается, и растет его сопротивление. Ток стока I_c уменьшается.

Вольт-амперные характеристики в цепи питания ПТ для этого случая показаны на рис. 4.2, б. Здесь $|U_{зи1}| < |U_{зи2}| < |U_{зи3}|$. Полевой транзистор может быть использован как управляемое сопротивление.

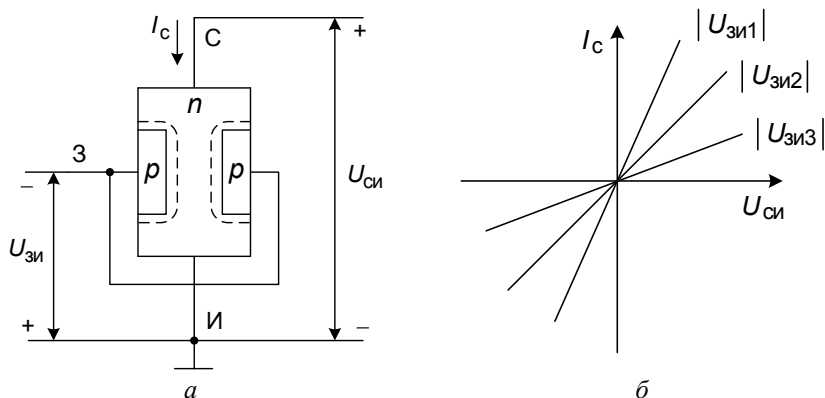


Рис. 4.2

При напряжении затвор-исток, называемом напряжением отсечки $U_{отс}$, обедненные слои в канале ПТ полностью смыкаются, и электропроводящий канал между истоком и стоком исчезает (закрывается). Сопротивление между истоком и стоком принимает самое большое значение и может достигать 10^9 Ом. При нулевом напряжении затвор-исток, когда канал полностью открыт, это сопротивление составляет единицы-десятки Ом.

2. Пусть напряжение питания ПТ сток-исток соизмеримо и даже превышает напряжение затвор-исток: $U_{си} \geq |U_{зи}|$. В этом случае на толщину обедненного слоя переходов начинает влиять $U_{си}$. Поскольку это напряжение имеет другой знак по отношению к $U_{зи}$, то в зоне стока обратное смещение переходов оказывается большим, и толщина обедненного слоя возрастает. В зоне стока наблюдается сужение электропроводящего канала, как показано на рис. 4.3, а.

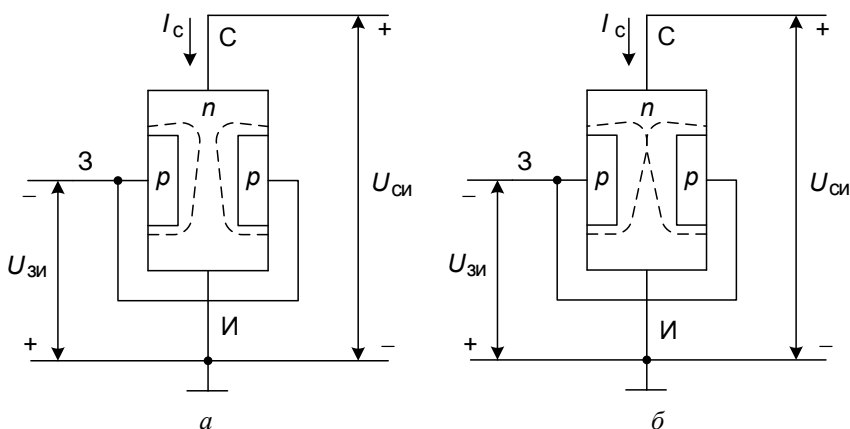


Рис. 4.3

Увеличение напряжения $U_{си}$ при постоянном напряжении $U_{зи}$ приводит к увеличению обратного смещения переходов в зоне стока и дальнейшему расширению обедненных слоев в область канала. При общем напряжении затвор-сток, равном напряжению отсечки ($|U_{зи}| + U_{отс} = U_{отс}$), обедненные слои переходов сначала смыкаются в точке, возникает перемычка между обедненными слоями, а затем длина перемычки увеличивается вдоль канала с ростом напряжения на стоке (рис. 4.3, б). При этом несмотря на увеличение напряжения $U_{си}$ вместе с ним происходит увеличение сопротивления канала, и ток стока перестает расти. Полевой транзистор входит в насыщение.

4.2. Характеристики, модели и применение полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом

Как для биполярного транзистора, для полевого транзистора различают входные и выходные характеристики. При этом входные с учетом специфики ПТ строят в координатах «напряжение затвор-исток», «ток стока». Характеристики называются сток-затворными. На рис. 4.4, *а* изображен общий вид таких характеристик для ПТ с каналом n -типа. Характеристики зависят от напряжения сток-исток. В справочной литературе характеристики обычно приводят для напряжения $U_{си} = 10$ В.

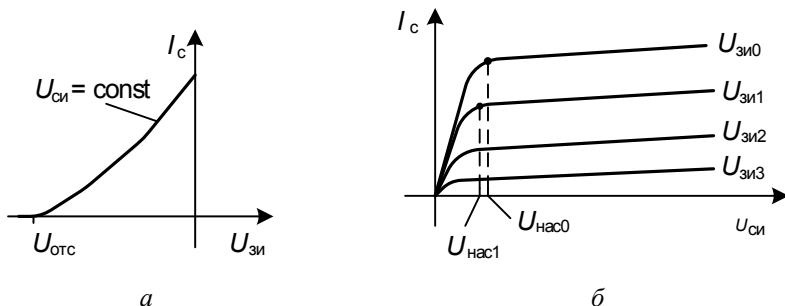


Рис. 4.4

Выходные характеристики для ПТ представляют собой зависимость тока стока от напряжения сток-исток при фиксированном напряжении затвор-исток (рис. 4.4, *б*). Характеристики содержат крутую и пологую части. При этом пологая часть соответствует режиму насыщения ПТ.

Переход из крутой области характеристик в пологую происходит при напряжении, называемым *напряжением насыщения* и определяемым в соответствии с формулой $U_{нас} = |U_{отс}| - |U_{зи}|$.

Исходя из принципа работы ПТ выходная характеристика при напряжении $U_{зи0} = 0$ В является максимальной, т. е. ток стока не может быть больше тока, определяемого этой характеристикой. Также можно отметить, что в отличие от БТ в ПТ увеличение

управляющего напряжения ведет не к росту, а к уменьшению выходного тока транзистора.

Для ПТ при моделировании используется малосигнальная эквивалентная схема – модель, представленная на рис. 4.5 и соответствующая пологой части выходных характеристик.

Модель содержит элементы:

$SdU_{зи}$ – управляемый идеальный источник тока, моделирующий усилительные свойства. Параметр источника $S = \frac{dI_c}{dU_{зи}}$ называется *крутизной характеристики ПТ*;

$r_c = \frac{dU_{сн}}{dU_{зи}}$ – сопротивление стока (канала) ПТ;

$C_{зс}$, $C_{зи}$ – барьерные емкости затвор-сток и затвор-исток.

Параметры элементов модели являются малосигнальными параметрами ПТ и приводятся в справочной литературе.

Основное применение ПТ получили в усилителях, где их используют во входных каскадах для обеспечения большого входного сопротивления устройства.

На рис. 4.6, а приведен усилительный каскад, в котором для выхода 1 ПТ включен по схеме с общим истоком (ОИ), а для выхода 2 – по схеме с общим стоком (ОС).

Смещение ПТ осуществляется с помощью резистора в цепи истока $R_{и}$, на котором при протекании начального тока стока $I_{с0}$ происходит падение напряжения. Это напряжение через резистор $R_{з}$ минусом прикладывается к затвору ($U_{зи0}$) и обеспечивает заданное положение рабочей точки на входной характеристике ПТ (рис. 4.6, б). Поскольку со стороны затвора транзистор практически не потребляет тока, то сопротивление резистора $R_{з}$ может быть выбрано достаточно большим, например, единицы мегаом. Это значение определяет входное сопротивление усилительного каскада.

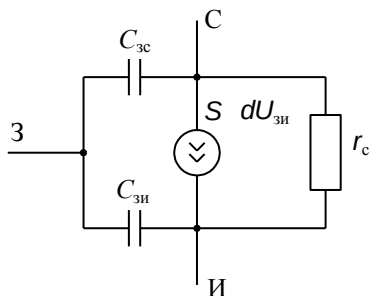


Рис. 4.5

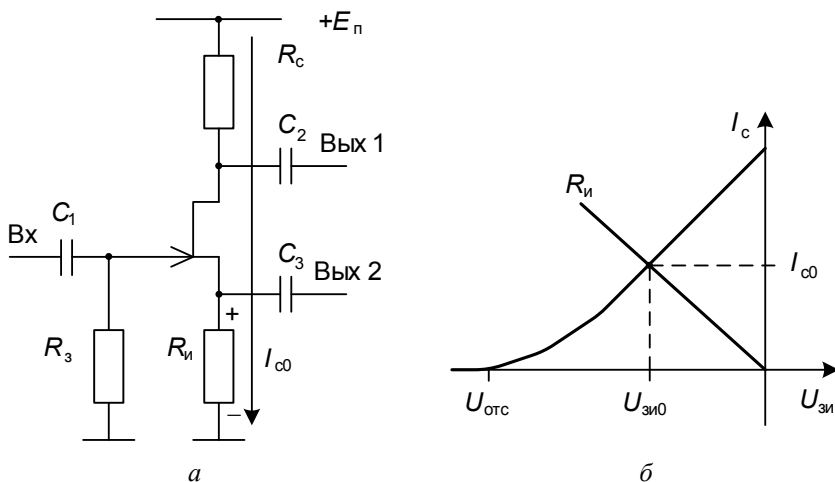


Рис. 4.6

Основные параметры усилительного каскада на рис. 4.6, а:

– для выхода 1 коэффициент усиления по напряжению определяется выражением $k_u = \frac{SR_c}{(1 + SR_i)}$. Если выход 2 замкнут на общий

провод, то влиянием сопротивления в цепи истока можно пренебречь, тогда последнее выражение упрощается до вида $k_u = SR_c$;

– для выхода 2 коэффициент усиления примерно равен единице: $k_u \approx 1$;

– входное сопротивление усилителя $R_{вх} = R_3$;

– выходное сопротивление $R_{вых} = R_c$.

4.3. Транзисторы со структурой «металл – диэлектрик – полупроводник». Принцип функционирования

В отличие от полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом транзисторы со структурой «металл – диэлектрик – полупроводник» (МДПТ) работают при одинаковой полярности напряжений на за-

творе и стоке. Различают МДПТ со встроенным и индуцированным каналами. Наибольшее распространение получили МДПТ с индуцированным каналом.

Рассмотрим структуру и принцип функционирования МДПТ с каналом n -типа. Первоначально будем полагать, что напряжение сток-исток $U_{си}$ равно нулю и не оказывает влияния на работу транзистора.

На рис. 4.7, *а* показан разрез МДПТ. В теле полупроводника p -типа сформированы две области n^+ -типа проводимости, которые образуют исток (И) и сток (С). Между областями на поверхность кристалла нанесен слой диэлектрика (Д), на который напылен управляющий металлический электрод (М) затвора (З).

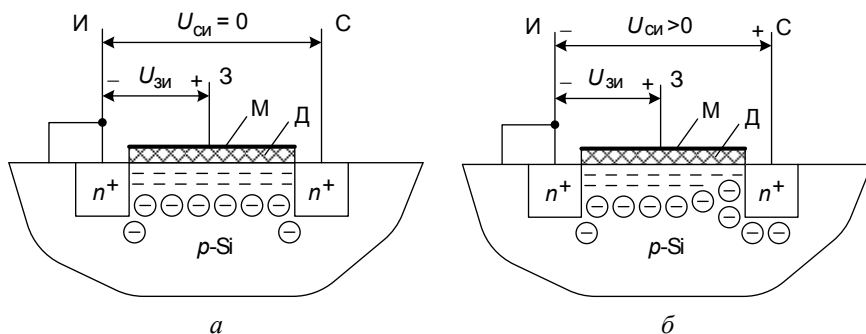


Рис. 4.7

Если увеличивать напряжение затвор-исток $U_{зи}$, то при некотором значении этого напряжения, называемом пороговым $U_{порог}$, под действием положительного заряда на электроде затвора дырки из приповерхностного слоя полупроводника под затвором уходят вглубь. При этом их место занимают электроны, переходящие из n^+ -областей истока и стока. Образуется электропроводящий канал между истоком и стоком. Изоляция канала от кристалла p -Si осуществляется за счет обедненного слоя, который возникает при этом между каналом и полупроводником p -типа.

При подаче напряжения сток-исток $U_{си}$ между затвором и стоком появляется дополнительное напряжение, которое приложено мину-

сом к затвору. Это компенсирует воздействие напряжения $U_{зи}$ на полупроводник в зоне стока. В результате толщина канала в зоне стока уменьшается (рис. 4.7, б).

При некотором значении напряжения сток-исток, называемом напряжением насыщения ($U_{си.нас}$), электропроводящий канал в зоне стока полностью исчезает, и обедненный слой выходит на поверхность полупроводника. Это происходит сначала в точке, а затем появляется перемычка, которая расширяется вдоль канала в сторону истока при дальнейшем увеличении $U_{си}$.

Таким образом, вместе с увеличением напряжения сток-исток растет сопротивление канала. Ток канала остается неизменным; МДПТ входит в насыщение.

Транзистор «металл – диэлектрик – полупроводник» с каналом p -типа построен и функционирует на таких же принципах. При этом в качестве базового используется полупроводник n -Si, а области истока и стока имеют p -тип проводимости; МДПТ работает на дырках. Работа осуществляется при отрицательных напряжениях $U_{зи}$ и $U_{си}$.

На рис. 4.8, а, б показаны условные обозначения на схемах МДПТ с каналами n - и p -типа соответственно.



Рис. 4.8

4.4. Характеристики, модели и основы применения МДПТ

Также, как для ПТ, для МДПТ используются две типа статических ВАХ – сток-затворная и сток-стоковая. Первая является характеристикой управления и представлена на рис. 4.9, а. Вторая является выходной характеристикой и показана на рис. 4.9, б.

Сток затворная характеристика по виду похожа на ВАХ диода. Однако напряжение $U_{\text{порог}}$ на характеристике, при котором происходит резкое нарастание тока, может варьироваться в широких пределах. Как правило, это единицы вольт.

Сток-стоковые характеристики похожи на характеристики ПТ, представленные выше, имеют крутой и пологий участки. Отличительная особенность – ток стока нарастает при увеличении управляющего напряжения на затворе, а не при уменьшении как у ПТ с управляющим p - n -переходом.

Напряжение насыщения определяется выражением

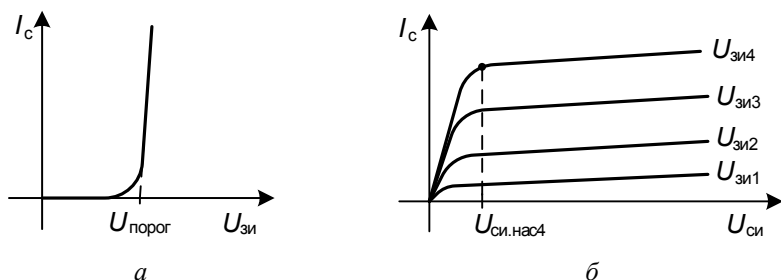
$$U_{\text{си.нас}} = U_{\text{зи}} - U_{\text{порог}}.$$


Рис. 4.9

Малосигнальная модель МДПТ, применяемая в пологой области выходных ВАХ, представлена на рис. 4.10. Ее отличие от модели ПТ состоит в присутствии дополнительной барьерной емкости C_{nc} между областью стока и базовым кристаллом (подложкой). Поскольку исток МДПТ обычно электрически соединен с базовым кристаллом (рис. 4.8, а, б), то эта емкость в модели включена между стоком (С) и истоком (И). Другие компоненты модели МДПТ соответствуют модели ПТ.

Основное применение МДПТ нашли в цифровой технике. Их используют для построения логических элементов и более сложных устройств, которые строятся на логических элементах.

На рис. 4.11 приведена схема МДП-инвертора, состоящая из двух МДПТ с разными типами каналов. Здесь VT_1 имеет канал p -типа, а VT_2 – канал n -типа. Пара МДПТ с разными каналами называется

комплементарной. Для того чтобы обеспечить питание обоих транзисторов одним положительным напряжением, VT_1 «повернут» истоком к источнику питания $+E_n$.

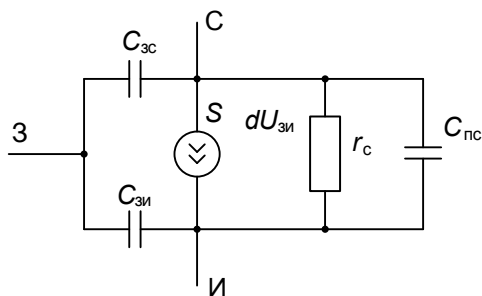


Рис. 4.10

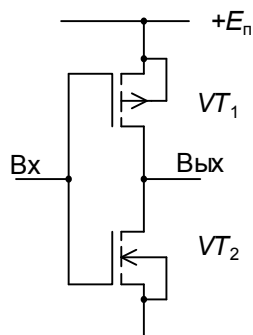


Рис. 4.11

Если на входе инвертора присутствует низкий уровень напряжения $U_0 = 0$ В, то транзистор VT_1 открыт и находится в крутой области выходных ВАХ, так как напряжение затвор-исток превышает пороговое. Сопротивление канала открытого транзистора $R_{к.от}$ составляет малую величину, примерно 100 Ом. Транзистор VT_2 находится в закрытом состоянии, так как напряжение затвор-исток равно нулю. Сопротивление канала закрытого транзистора $R_{к.з}$ имеет значение примерно 10^9 Ом. Таким образом, если рассматривать делитель напряжения, составленный из сопротивлений каналов транзисторов, то видно, что на выходе будет присутствовать высокий уровень напряжения U_1 , близкий к $+E_n$.

Если на вход инвертора подать высокое напряжение $U_1 = +E_n$, то состояния транзисторов меняются на противоположные: VT_1 закрывается, а VT_2 открывается. На выходе устанавливается низкий уровень напряжения U_0 , что можно показать, анализируя делитель из сопротивлений каналов МДПТ.

Как видно, схема реализует логическую функцию инвертора.

4.5. Особенности реализации электронных компонентов в интегральных схемах

Интегральной схемой (ИС) называется электронная схема, элементы которой интегрированы (объединены) в единой завершенной конструкции – микросхеме – и изготавливаются одновременно в едином технологическом цикле.

В полупроводниковой (твердотельной) ИС элементы расположены в теле монокристалла кремния в приповерхностном слое толщиной несколько десятков микрон. Для обеспечения необходимой чистоты и качества приповерхностный (рабочий) слой кремния выращивается специальными методами, например, путем осаждения на базовый кристалл – подложку – атомов из жидкой или газовой среды. Этот процесс называется *эпитаксией*. Кремниевая подложка имеет толщину от 200 до 500 мкм и выполняет роль несущей конструкции.

Подложка и эпитаксиальный слой обычно имеют *p*-тип проводимости (*p-Si*).

При разработке и изготовлении ИС все слои (области) кристалла, отличающиеся типом проводимости, формируют исходя из требований получения заданных свойств усилительных элементов, например, биполярных транзисторов. Другие компоненты – диоды, резисторы и конденсаторы – проектируются и изготавливаются из составляющих частей этих активных элементов. Поэтому их конструкции не всегда являются оптимальными с точки зрения достижения наилучших свойств. Это является платой за возможность одновременного в едином технологическом цикле изготовления всех активных и пассивных компонентов ИС.

На рис. 4.12, *a* показан разрез эпитаксиального слоя ИС, содержащего БТ *n-p-n*-типа с вертикальной структурой.

В кармане *n*-типа, который образует область коллектора (вывод К), последовательно сформированы области базы (вывод Б) *p*- и эмиттера (вывод Э) *n*⁺-типов. Область эмиттера имеет повышенную степень легирования донорной примесью, что обозначено знаком «плюс». Из-за малой степени легирования примесью область коллектора имеет повышенное сопротивление, поэтому для уменьшения этого сопротивления между этой областью и подложкой сформирован до-

полнительный скрытый слой n^+ -типа. Этот слой также снижает инжекцию дырок из базы в подложку, препятствуя ей. Для образования омического контакта в зоне вывода коллектора К также повышена концентрация примесей до уровня n^+ .

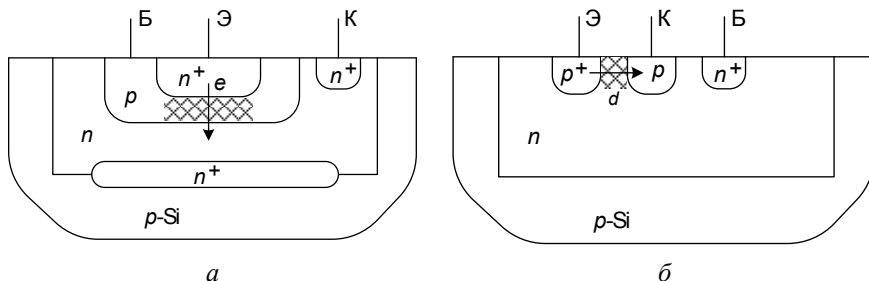


Рис. 4.12

В процессе работы БТ электроны e из эмиттера через рабочую зону базы (обозначена штриховкой) двигаются в коллектор вертикально сверху вниз. Отсюда происходит название БТ с вертикальной структурой.

Биполярный транзистор n - p - n -типа являются основным типом используемых в ИС транзисторов; p - n - p -транзисторы применяются только в тех случаях, когда невозможно реализовать заданную для прибора функцию. При этом они изготавливаются по горизонтальной структуре (рис. 4.12, б); их усилительные свойства проявляются хуже, чем у n - p - n -транзисторов.

В качестве диодов в ИС используют эмиттерный или коллекторный переходы БТ.

Для изготовления резисторов по твердотельной технологии используются области p - или n -типов, формируемые при изготовлении БТ. Структура резистора, в которой в качестве резистивного тела используется базовая область БТ, показана на рис. 4.13.

Выводы 1 и 2 являются выводами резистора, а вывод 3 служит для изоляции резистора от других элементов схемы. Для этого его подключают к самому положительному потенциалу в схеме, что обеспечивает гарантированное обратное смещение перехода между областью резистора p -типа и коллектора n -типа.

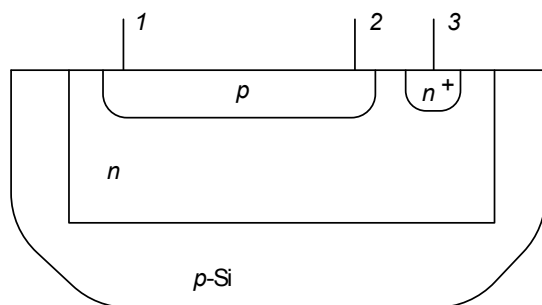


Рис. 4.13

В качестве конденсаторов в ИС используют обратно смещенный коллекторный переход БТ (рис. 4.14, а) или МДП-структуру (рис. 4.14, б).

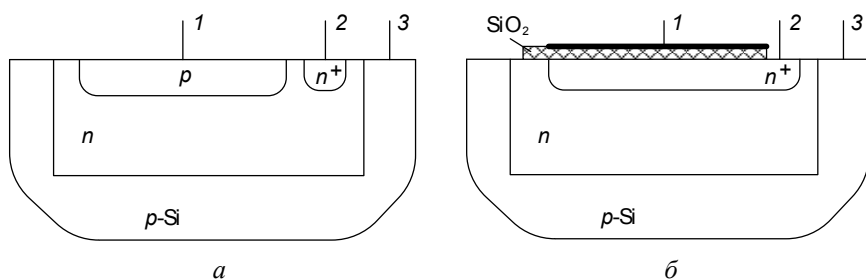


Рис. 4.14

В первом случае конденсатор работает только при обратном смещении перехода, и его емкость сильно зависит от напряжения на нем, как барьерная емкость перехода. Во втором случае достигаются лучшие показатели по стабильности емкости, однако максимальное ее значение не превышает 650 пФ/см^2 .

Вопросы для контроля знаний

1. Нарисуйте структуру полевого транзистора и покажите его отличие от БТ.
2. Объясните принцип работы ПТ.
3. При каких полярностях напряжений работает ПТ?
4. Что такое напряжение отсечки ПТ?
5. Нарисуйте ВАХ ПТ и запишите условия перехода в область насыщения.
6. Нарисуйте схему малосигнальной модели ПТ и поясните какой области ВАХ она соответствует.
7. Какие схемы включения ПТ применяются?
8. Какими параметрами характеризуются схемы включения ПТ?
9. Как обеспечивается смещение ПТ по постоянному току?
10. Нарисуйте транзистор со структурой МДП и поясните принцип работы.
11. Чем МДПТ отличается от полевого транзистора?
12. Нарисуйте и поясните характеристику управления и выходную характеристику МДПТ.
13. Поясните компоненты малосигнальной модели МДПТ.
14. Где применяются МДПТ? Покажите пример применения.
15. Что определяет структуру и показатели компонентов интегральных схем?
16. Нарисуйте структуры основных компонентов ИС.
17. Какие транзисторы используются в ИС?

Глава 5. Ключи на биполярных транзисторах

5.1. Общие сведения о ключах

Ключ – это электронное устройство, предназначенное для коммутации (замыкания и размыкания) электрической цепи. Из всего многообразия ключей в цифровой технике наибольшее распространение получили ключи, функциональная схема которых представлена на рис. 5.1, а.

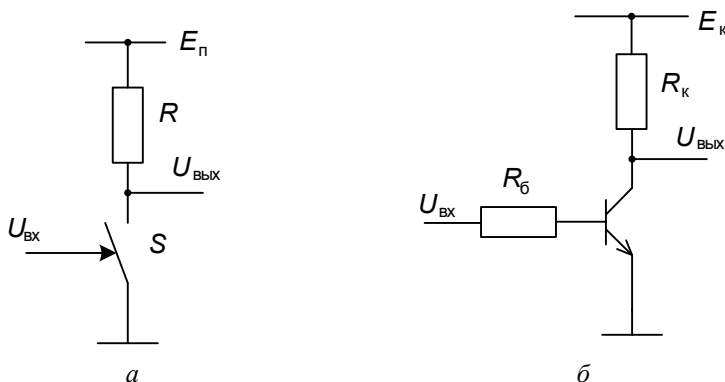


Рис. 5.1

Ключ содержит источник питания E_n , резистор R , управляемый ключевой элемент S , входную цепь, подключаемую к источнику управляющего напряжения $U_{вх}$, и выход, с которого снимается выходное напряжение $U_{вых}$. Под действием управляющего напряжения, которое может принимать два значения – низкого $U_{вх.н.у}$ или высокого $U_{вх.в.у}$ уровней, ключевой элемент может находиться в разомкнутом или замкнутом состояниях. Первое состояние называют закрытым состоянием ключа, второе – открытым. В закрытом состоянии цепь источника питания ключа разомкнута, и на выходе присутствует высокий уровень напряжения $U_{вых.в.у} = E_n$; в открытом состоянии цепь замкнута, и за счет малого сопротивления ключевого элемента

по сравнению с сопротивлением R на выходе наблюдается низкий уровень напряжения $U_{\text{вых.н.у}} = 0$ В.

В реальных схемах ключей в качестве ключевого элемента применяют биполярный транзистор. Простейший ключ на БТ показан на рис. 5.1, б. При низком уровне напряжения на входе $U_{\text{вх.н.у}} = 0$ В БТ находится в отсечке, ключ закрыт, на выходе присутствует высокий уровень напряжения $U_{\text{вых.в.у}} = E_{\text{к}}$; при высоком уровне на входе $U_{\text{вх.в.у}} > U_{\text{бэ.от}}$ БТ находится в насыщении, ключ открыт, на выходе присутствует низкий уровень $U_{\text{вых.н.у}} = U_{\text{кэ.н}} = 0,2$ В. Таким образом, простейший ключ осуществляет инверсию выходного напряжения по отношению к входному. В цифровых схемах, где низким и высоким уровнями напряжений кодируют ноль и единицу, ключ выполняет логическую функцию HE .

5.2. Способы обеспечения закрытого состояния ключа

Различают три способа закрывания ключа.

Способ 1. Закрытое состояние обеспечивается путем отключения базы БТ от источника входного сигнала (рис. 5.2, а).

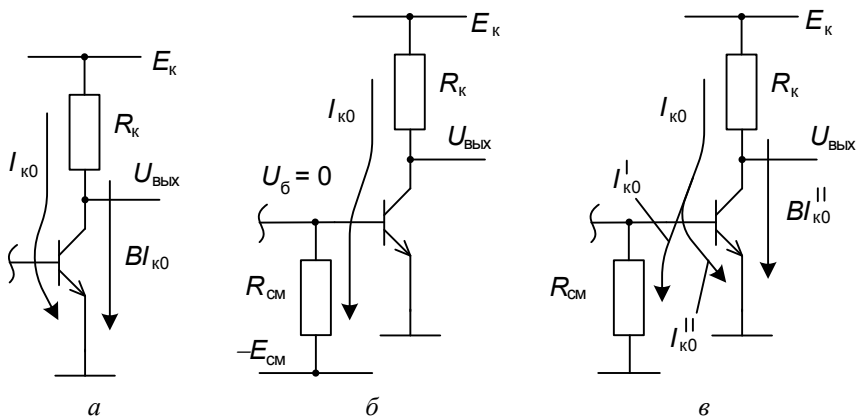


Рис. 5.2

Обратный ток $I_{к0}$ коллекторного перехода протекает через эмиттерный переход в прямом направлении и приоткрывает его. В результате БТ пребывает в микротоковом активном режиме. Присутствует дополнительный компонент тока коллектора $VI_{к0}$, являющийся результатом усиления тока $I_{к0}$. Общий ток коллектора составляет $(1 + \beta)I_{к0}$.

Если коэффициент усиления β БТ достаточно большой и обратный ток $I_{к0}$ имеет относительно большое значение (например, БТ работает при высокой температуре), то ток коллектора в закрытом ключе может оказаться соизмеримым с током в открытом состоянии ключа. Это означает, что будут неразличимыми низкий и высокий уровни напряжений на выходе. Таким образом, надежность закрывания ключа оказывается низкой. По этой причине способ не применяется в практической схемотехнике.

Способ 2. Для отвода обратного тока коллектора из базы, минуя эмиттерный переход, используют специальную цепь, называемую цепью смещения и образованную резистором $R_{см}$ и дополнительным источником напряжения отрицательной полярности $E_{см}$ (рис. 5.2, б). Параметры цепи выбирают из условия

$$\frac{E_{см}}{R_{см}} = I_{к0}.$$

В этом случае весь обратный ток коллектора будет протекать по цепи смещения, напряжение на базе будет равно нулю, переход БЭ закрыт, и ток коллектора закрытого ключа будет равен только $I_{к0}$. Ключ надежно закрыт.

Недостатком способа является необходимость использования дополнительного источника питания, что существенно затрудняет разводку проводов, особенно в интегральных схемах. Поэтому для микросхем разработан третий способ закрывания.

Способ 3. Его рассматривают как промежуточный между первым и вторым способами. Для закрывания ключа параллельно переходу база-эмиттер устанавливается резистор $R_{см}$ (рис. 5.2, в). Если сопротивление резистора выбрано небольшим по сравнению с сопротивлением закрытого эмиттерного перехода, то большая часть обратно-

го тока коллектора $I_{к0}^I$ будет протекать через этот резистор, минуя эмиттерный переход. Меньшая часть $I_{к0}^{II}$ будет протекать через переход и усиливаться. В результате общий ток коллектора будет составлять $I_{к0} + \beta I_{к0}^{II}$ и может быть приемлемым для закрытого состояния ключа.

5.3. Открытое состояние ключа

Рассмотрим простейший ключ на рис. 5.3, *а*. Пусть в исходном состоянии на вход подан низкий уровень напряжения $U_{вх.н.у} = 0$ В. Биполярный транзистор находится в отсечке, ключ закрыт.

Будем постепенно увеличивать входное напряжение.

Пока $U_{вх} < U_{бэ.от} = 0,7$ В, переход база-эмиттер БТ закрыт, и БТ остается в отсечке. Как только входное напряжение становится больше 0,7 В, эмиттерный переход открывается, напряжение на нем фиксируется на этом уровне, и начинается нарастание тока базы БТ:

$$I_б = \frac{U_{вх} - U_{бэ.от}}{R_б}.$$

Транзистор переходит в активный режим, ток коллектора увеличивается пропорционально току базы в соответствии с выражением $I_к = \beta I_б$. Напряжение на выходе ключа понижается: $U_{вых} = E_к - I_к R_к$.

При напряжении на выходе, меньшем напряжения на базе на величину $U_{бк.от} = 0,5$ В, переход база-коллектор открывается, БТ переходит в режим насыщения, и выходное напряжение фиксируется на уровне, определяемом в соответствии с рис. 5.3, *б* выражением $U_{кэ.н} = U_{бэ.от} - U_{бк.от} = 0,7 - 0,5 = 0,2$ В. Это низкий уровень напряжения на выходе ключа. Ток коллектора достигает своего максимального значения – тока коллектора насыщения:

$$I_{к.н} = \frac{E_к - U_{кэ.н}}{R_к}.$$

и далее увеличиваться не может.

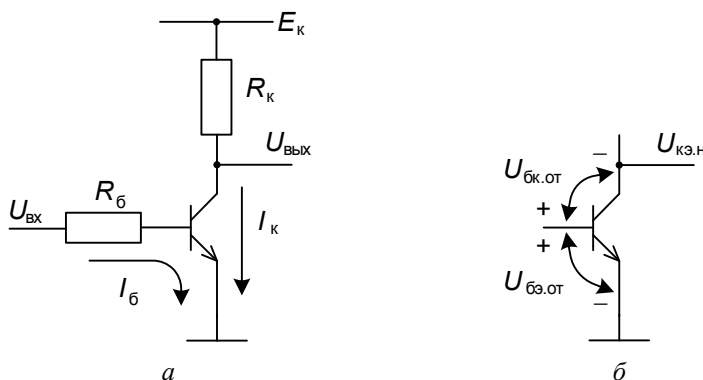


Рис. 5.3

При дальнейшем увеличении входного напряжения увеличивается ток базы и возрастает степень насыщения БТ, которая характеризуется коэффициентом насыщения

$$S = \frac{I_{\text{б}}}{I_{\text{б.н}}},$$

где $I_{\text{б.н}} = I_{\text{к.н}}/B$ – ток базы насыщения. Для обеспечения гарантированного (надежного) насыщения БТ в открытом состоянии ключа минимальное значение коэффициента насыщения выбирают на уровне $S_{\text{мин}} = 1,5$.

5.4. Процесс открывания (включения) ключа

Пусть в исходном состоянии на вход ключа рис. 5.3, а подан низкий уровень напряжения $U_{\text{вх.н.у}} = 0$ В. Напряжение на базе равно входному напряжению, поэтому БТ находится в отсечке и ключ закрыт. Токи базы и коллектора равны нулю. На выходе ключа – высокий уровень напряжения $E_{\text{к}}$ (рис. 5.4, а).

В момент t_0 напряжение на входе скачком возрастает до высокого уровня $U_{\text{вх.в.у}}$. Напряжение на базе $U_{\text{б}}$ мгновенно увеличиться не

может, так как к базе подключены емкости закрытых эмиттерного и коллекторного переходов, на заряд которых требуется определенное время.

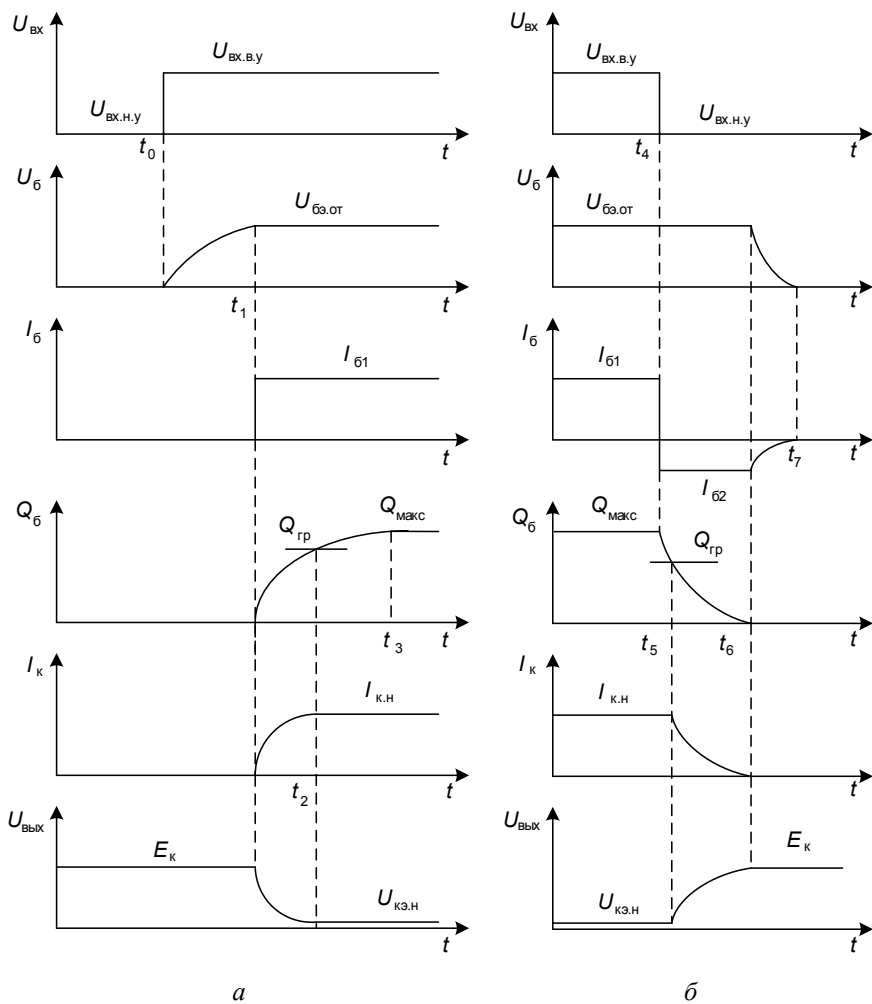


Рис. 5.4

В момент t_1 напряжение U_6 достигает уровня $U_{бэ,от}$, и переход база-эмиттер открывается. Появляется ток базы

$$I_{б1} = \frac{U_{вх.в.у} - U_{бэ,от}}{R_6}.$$

Биполярный транзистор переходит в активный режим. Из эмиттера в базу начинают поступать электроны, заряд электронов Q_6 в базе нарастает. Пропорционально заряду увеличивается ток коллектора I_k и уменьшается напряжение $U_{вых}$ на выходе ключа.

В момент t_2 ток коллектора достигает своего максимального значения $I_{кн}$, а напряжение на выходе ключа – минимального значения $U_{кэ.н}$. Переход база-коллектор открывается, и БТ входит в насыщение. Заряд электронов в базе, соответствующий этому моменту, называется *граничным* – $Q_{гр}$.

В момент t_3 заряд в базе достигает максимального значения $Q_{макс}$, и процесс открывания ключа завершается. Заряд в базе, превышающий $Q_{гр}$, называется избыточным.

На временных диаграммах переходного процесса открывания ключа (рис. 5.4, а) можно выделить три временных интервала, соответствующих разным физическим процессам и режимам работы БТ:

$t_1 - t_0 = t_{з.ф}$ – время задержки фронта включения БТ (происходит заряд паразитных емкостей эмиттерного и коллекторного переходов, режим отсечки);

$t_2 - t_1 = t_{ф}$ – время фронта нарастания тока коллектора (нарастает ток коллектора, активный режим);

$t_3 - t_2 = t_{н}$ – время накопления избыточного заряда в базе (в базе накапливается избыточный заряд неосновных носителей, режим насыщения).

Длительность открывания ключа (время включения), таким образом, можно представить как сумму трех временных интервалов:

$$t_{вкл} = t_{з.ф} + t_{ф} + t_{н}.$$

На практике учитывают только время фронта t_{ϕ} , так как интервал $t_{з.ф}$ у современных транзисторов мал, а к моменту наступления интервала $t_{н}$ выходное напряжение ключа достигает своего установившегося значения, и его величина не влияет на задержку прохождения сигнала через ключ.

5.5. Процесс закрывания (выключения) ключа

Рассмотрим временные диаграммы на рис. 5.4, б.

В исходном состоянии на вход ключа подан высокий уровень напряжения $U_{вх.в.у}$. Ключ открыт, БТ находится в насыщении. На базе – напряжение $U_{бэ.от}$. Протекают открывающий ток базы $I_{б1}$ и ток коллектора насыщения $I_{к.н}$. В базе накоплен максимальный заряд неосновных носителей $Q_{макс}$, инжектируемых из эмиттера. На выходе ключа присутствует низкий уровень напряжения $U_{кэ.н}$.

В момент t_4 напряжение на входе скачком уменьшается до низкого уровня $U_{вх.н.у} = 0$ В. Поскольку заряд неосновных носителей в базе мгновенно рассосаться не может, то БТ продолжает оставаться в режиме насыщения и на базе сохраняется напряжение $U_{бэ.от}$. В результате ток в цепи базы меняет направление на противоположное и принимает значение

$$I_{б2} = \frac{U_{вх.н.у} - U_{бэ.от}}{R_6} = -\frac{U_{бэ.от}}{R_6}.$$

Под действием токов базы и коллектора заряд в базе начинает рассасываться.

В момент t_5 уровень заряда достигает граничного значения $Q_{гр}$, и БТ переходит в активный режим. Пропорционально заряду в базе начинает уменьшаться ток коллектора и увеличиваться напряжение на выходе ключа.

К моменту t_6 заряд в базе полностью рассасывается. Ток коллектора достигает минимального уровня, соответствующего закрытому

состоянию ключа, который можно принять равным нулю. Напряжение на выходе увеличивается до E_k . Биполярный транзистор переходит в отсечку.

Далее происходит разряд паразитных емкостей коллекторного и эмиттерного переходов, который завершается в момент t_7 , и процесс закрывания ключа заканчивается.

Как при включении, на временных диаграммах присутствуют три временных интервала:

$t_5 - t_4 = t_p$ – время рассасывания избыточного заряда в базе (режим насыщения БТ);

$t_6 - t_5 = t_{сп}$ – время спада тока коллектора (активный режим);

$t_7 - t_6 = t_{восст}$ – время восстановления закрытого состояния ключа (режим отсечки).

Время выключения записывается в виде

$$t_{выкл} = t_p + t_{сп} + t_{восст}.$$

На практике в расчет берут только t_p и $t_{сп}$, так как к моменту начала интервала $t_{восст}$ выходное напряжение ключа принимает установившееся значение и дальше не изменяется.

5.6. Способы повышения быстродействия ключа. Ключ с форсирующим конденсатором в цепи базы

Как видно из диаграмм рис. 5.4, *а*, *б* для уменьшения времени включения ключа необходимо уменьшать длительность фронта нарастания тока коллектора t_{ϕ} . Это достигается путем увеличения открывающего тока базы $I_{б1}$: накопление заряда в базе Q_b происходит быстрее и быстрее достигается уровень $Q_{гр}$.

Для уменьшения времени выключения необходимо уменьшать время рассасывания избыточного заряда t_p и время спада $t_{сп}$. Первое возможно за счет снижения степени насыщения БТ перед началом выключения, т. е. за счет снижения открывающего тока базы $I_{б1}$,

а также за счет увеличения закрывающего тока базы $I_{\text{б}2}$. Второе также обеспечивается путем увеличения тока $I_{\text{б}2}$.

Таким образом, для повышения быстродействия ключа временная диаграмма тока базы должна выглядеть так, как показано на рис. 5.5.

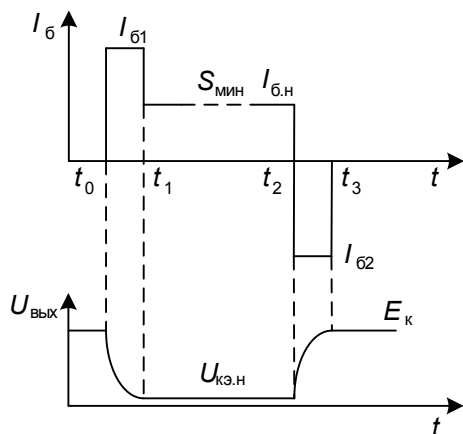


Рис. 5.5

До момента t_0 ключ закрыт. На время включения с момента t_0 до момента t_1 подается большой открывающий ток базы $I_{\text{б}1}$, форсирующий процессы открывания. По окончании открывания ток базы уменьшается до минимально необходимого для поддержания БТ в насыщении уровня $S_{\text{мин}} I_{\text{б.н}}$. Это обеспечивает минимальную степень его насыщения перед началом закрывания ключа, которое в общем случае неизвестно во времени.

На время выключения с момента t_2 до момента t_3 в базу подается большой закрывающий ток $I_{\text{б}2}$, и обеспечивается быстрое выключение ключа.

Желаемая диаграмма изменения тока базы наилучшим образом реализуется в схеме ключа с форсирующим конденсатором в цепи базы БТ (рис. 5.6, а).

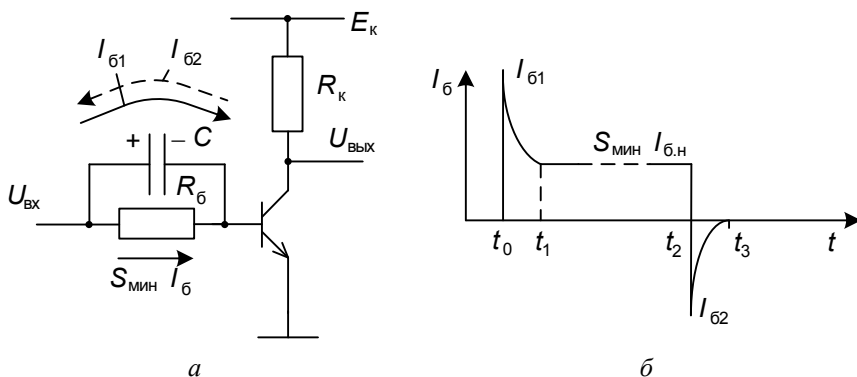


Рис. 5.6

При открывании ключа в момент t_0 (рис. 5.6, б) напряжение на входе скачком изменяется от низкого уровня до высокого. Конденсатор начинает заряжаться током I_{61} , который из-за малого сопротивления цепи заряда оказывается достаточно большим. Процесс включения ключа форсируется. По мере заряда конденсатора ток базы уменьшается. Если емкость конденсатора подобрана правильно, то окончание его заряда совпадает с моментом окончания процесса включения ключа. Далее ток базы $S_{МИН} I_{6.н}$ определяется только резистором R_6 .

На этапе выключения, когда напряжение на входе скачком уменьшается до низкого уровня, напряжение заряженного конденсатора минусом прикладывается к базе, и конденсатор разряжается по низкоомному пути через эмиттерный переход. Возникает большой закрывающий ток I_{62} , форсирующий процесс выключения ключа.

Применение форсирующего конденсатора позволяет повысить быстродействие ключа примерно на порядок.

5.7. Ключ с нелинейной обратной связью. Транзистор Шоттки

Схема ключа представлена на рис. 5.7, а.

При низком уровне напряжения на входе $U_{\text{вх.н.у}} = 0$ В диоды VD_1 и VD_2 закрыты, БТ находится в отсечке, ключ закрыт. Закрытое состояние обеспечивается благодаря резистору $R_{\text{см}}$.

При повышении напряжения на входе одновременно увеличивается напряжение в точке «а», и как только это напряжение достигает уровня $U_{\text{бэ.от}} + U_{\text{д.от}} = 1,4$ В, диод VD_2 и переход база-эмиттер БТ открываются. Биполярный транзистор переходит в активный режим, появляется ток коллектора, напряжение на выходе ключа $U_{\text{вых}} = E_{\text{к}} - I_{\text{к}} R_{\text{к}}$ начинает уменьшаться. Пока это напряжение остается больше напряжения в точке «а», диод VD_1 закрыт и не оказывает влияния на работу схемы. Как только $U_{\text{вых}}$ становится равным $U_{\text{а}} - U_{\text{д.от}}$, диод открывается, и выходное напряжение фиксируется на уровне (рис. 5.7, б).

$$U_{\text{вых.н.у}} = U_{\text{бэ.от}} + U_{\text{д.от2}} - U_{\text{д.от1}} = 0,7 + 0,7 - 0,7 = 0,7 \text{ В.}$$

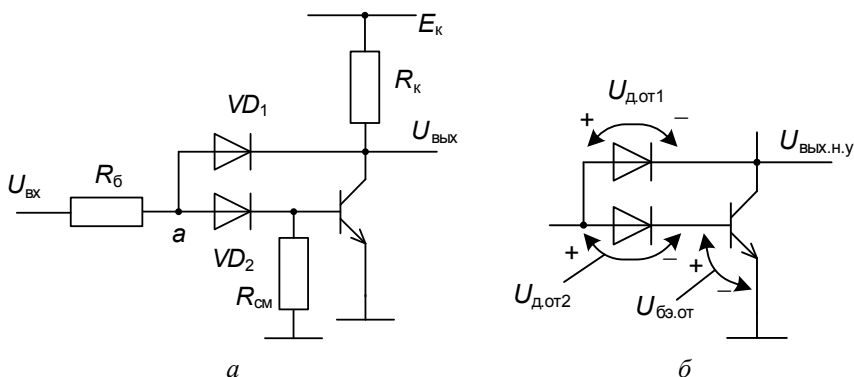


Рис. 5.7

Ключ – в открытом состоянии. При этом переход база-коллектор БТ находится под нулевым смещением и закрыт, а сам БТ остается в активном режиме.

Благодаря активному режиму БТ в открытом состоянии ключа на этапе выключения отсутствует интервал рассасывания избыточного заряда из базы ($t_p = 0$), поэтому уменьшается время выключения ключа.

Недостатком ключа является повышенное значение напряжения низкого уровня на выходе. Для снижения этого напряжения вместо двух диодов на основе p - n -перехода используют один диод Шоттки, который включают параллельно коллекторному переходу БТ (рис. 5.8, а). Комбинация БТ и диода Шоттки получила название транзистора Шоттки (рис. 5.8, б).

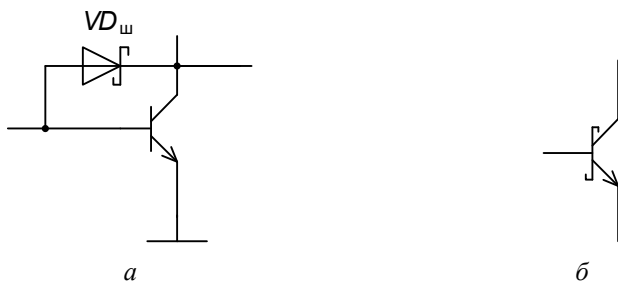


Рис. 5.8

По сравнению с диодом на основе p - n -перехода диод Шоттки имеет меньшее падение напряжения в открытом состоянии: $U_{д.от.ш} = 0,3$ В. Поэтому в ключе при открывании, когда напряжение на выходе понижается, первым открывается диод Шоттки, и напряжение на нем и коллекторном переходе фиксируется. При этом переход база-коллектор несмотря на прямое смещение остается закрытым, так как напряжения не достаточно для его открывания. Следовательно, БТ в открытом состоянии ключа пребывает в активном режиме. Напряжение низкого уровня на выходе ключа составляет

$$U_{вых.н.у} = U_{бэ.от} - U_{д.от.ш} = 0,7 - 0,3 = 0,4 \text{ В,}$$

что меньше, чем в предыдущей схеме.

5.8. Работа ключа на емкостную нагрузку

Емкость нагрузки представляет собой суммарную паразитную емкость, образованную емкостью соединительных проводов, посредством которых нагрузка подключается к выходу ключа, и емкостью самой нагрузки. Типичные значения емкости, например, в схемах с логическими элементами, составляют единицы – десятки пикофард.

Исследуем работу ключа на БТ (рис. 5.9) на емкостную нагрузку, считая транзистор идеально быстродействующим.

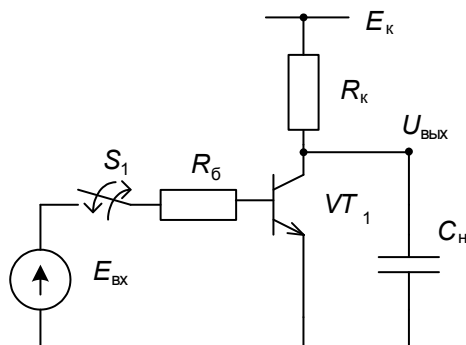


Рис. 5.9

В исходном состоянии ключевой элемент S_1 разомкнут, и транзистор VT_1 находится в отсечке. Емкость C_H заряжена до напряжения источника питания E_K .

В момент t_0 (рис. 5.10, а) ключевой элемент замыкается, переход база-эмиттер транзистора мгновенно открывается, и транзистор переходит в активный режим. Емкость начинает разряжаться коллекторным током транзистора. Выходное напряжение ключа уменьшается.

Эквивалентная схема цепи разряда показана на рис. 5.11, а. Здесь БТ представлен идеальным источником тока I_K с бесконечно большим внутренним сопротивлением, так как переход база-коллектор закрыт, и БТ со стороны коллектора имеет большое сопротивление.

Используя метод эквивалентных источников, эквивалентная схема может быть приведена к виду на рис. 5.11, б, где

$$E_1 = \left(I_K - \frac{E_K}{R_K} \right) R_K = (I_K - I_{K,H}) R_K.$$

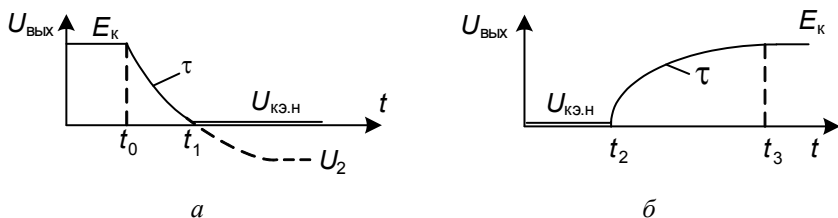


Рис. 5.10

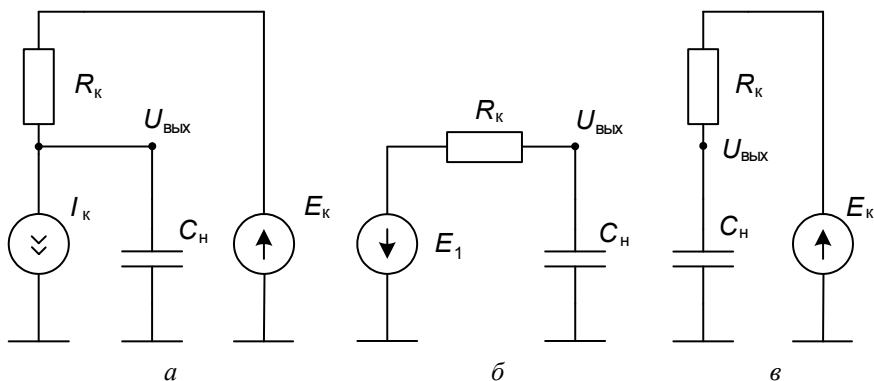


Рис. 5.11

Это цепь первого порядка, поэтому изменение напряжения на выходе ключа происходит по закону спадающей экспоненты

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = (E_K - E_1)e^{-\frac{t}{\tau}} + E_1. \quad (5.1)$$

Здесь $\tau = R_K C_H$ – постоянная времени, характеризующая длительность переходного процесса. За время $t = 3\tau$ процесс завершается на 95 %. Это время принимают за полную длительность переходного процесса ключа.

Поскольку ток коллектора в активном режиме выбирается больше тока коллектора насыщения, то асимптота E_1 экспоненты имеет отрицательный знак, что учтено на рис. 5.11, б.

В момент t_1 напряжение на конденсаторе C_n достигает уровня $U_{кз.н} = 0,2$ В, при котором открывается переход база-коллектор БТ, и он входит насыщение. Напряжение на выходе ключа фиксируется на данном уровне. Процесс включения заканчивается. Как видно, включение завершается ранее, чем происходит полный цикл переходного процесса, определяемый формулой (5.1), поэтому $t_{вкл} < 3\tau$ и зависит от тока коллектора в активном режиме. Чем больше ток коллектора, тем меньше время включения ключа и тем меньше влияние емкости нагрузки на быстродействие.

В момент t_2 ключевой элемент S_1 размыкается, транзистор переходит в режим отсечки и отключается от конденсатора C_n . Конденсатор начинает заряжаться от уровня $U_{кз.н}$ до уровня напряжения источника E_k в соответствии с эквивалентной схемой на рис. 5.11, в и законом

$$U_{вых}(t) = (E_k - U_{кз.н}) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + U_{кз.н}. \quad (5.2)$$

В момент t_3 процессы заряда емкости и выключения ключа завершаются. Длительность выключения составляет $t_{выкл} = 3\tau$.

Как видно, быстродействие ключа на БТ при работе на емкостную нагрузку определяется этапом заряда емкости нагрузки (этапом выключения ключа), так как длительность переходного процесса в этом случае оказывается наибольшей.

Для уменьшения времени выключения необходимо уменьшать сопротивление резистора R_k , однако при этом возрастает ток, потребляемый ключом в открытом состоянии, что нежелательно.

Вместо резистора устанавливают дополнительный БТ, который работает в противофазе с основным (рис. 5.12). В этом случае, когда идет процесс выключения ключа, основной БТ

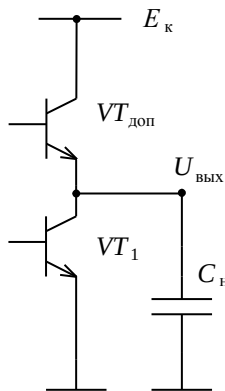


Рис. 5.12

V_{T_1} находится в отсечке, а дополнительный $V_{T_{доп}}$ пребывает в активном режиме и имеет малое сопротивление со стороны эмиттера. Это обеспечивает быстрый заряд емкости нагрузки.

Для противофазного управления транзисторами используют дополнительный управляющий каскад на БТ. Схема ключа из трех транзисторов получила название сложного инвертора.

Вопросы для контроля знаний

1. Что такое ключ? Какой ключ используется в цифровых устройствах и для чего?
2. Перечислите и поясните способы закрывания ключа на БТ.
3. Укажите токи в схеме ключа в открытом состоянии. Поясните термины «ток базы насыщения» и «ток коллектора насыщения».
4. Из каких интервалов складывается время включения ключа? В каком режиме находится БТ на каждом интервале?
5. Из каких интервалов складывается время выключения ключа? В каком режиме находится БТ на каждом интервале?
6. Назовите способы повышения быстродействия ключа. Поясните работу ключа с форсирующим конденсатором в цепи базы.
7. Нарисуйте схему и поясните работу ключа с нелинейной обратной связью. Что такое транзистор Шоттки, и в чем состоит его главное преимущество по сравнению с БТ?
8. Как емкость нагрузки влияет на быстродействие ключа? Как можно снизить это влияние?

Глава 6. Общие сведения об усилителях

6.1. Параметры и характеристики усилителей

Усилитель – это электронное устройство, предназначенное для усиления напряжения, тока или мощности электрического сигнала.

Усилитель может быть представлен в виде четырехполюсника, например, как на рис. 6.1. Здесь слева показаны входные (усиливаемые), а справа выходные (усиленные) электрические величины: напряжения $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$; токи $I_{\text{вх}}$, $I_{\text{вых}}$; мощности $P_{\text{вх}}$, $P_{\text{вых}}$. Усиление величин в четырехполюснике обеспечивается за счет присутствия зависимого (управляемого) от входных величин идеального источника напряжения $E_{\text{вых}}$.

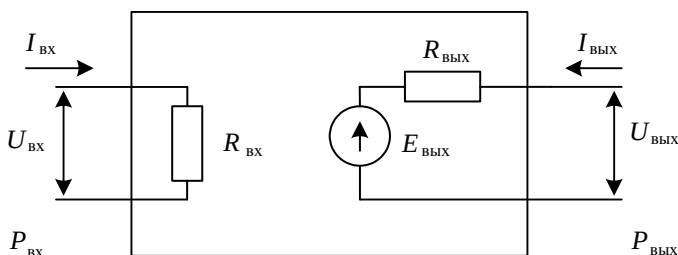


Рис. 6.1

Параметры и характеристики усилителя могут быть определены как параметры и характеристики четырехполюсника.

1) Входное сопротивление (для постоянного и переменного токов):

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}. \quad (6.1)$$

Здесь и далее в случае постоянного тока в правой части расчетной формулы присутствуют постоянные величины, в случае переменного тока – их малые приращения.

2) Выходное сопротивление (для постоянного и переменного токов)

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}}. \quad (6.2)$$

3) Коэффициент усиления по напряжению (для постоянного и переменного токов)

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}. \quad (6.3)$$

Коэффициент усиления также представляют в логарифмическом масштабе (по логарифмической шкале) в децибелах (дБ) в соответствии с выражением

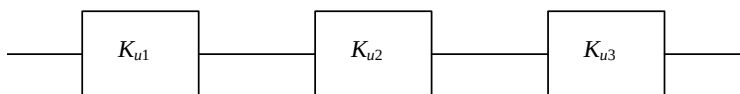
$$K_u(\text{дБ}) = 20Lg(K_u). \quad (6.4)$$

Понятие «децибел» применяется в более общем виде к отношению двух одноименных величин, найденных, как правило, при одинаковых условиях. Например, отношение двух напряжений на фиксированном сопротивлении. В этом случае также применяется формула логарифма с множителем 20.

Использование логарифмической шкалы дает два преимущества: позволяет сжать диапазон численных значений коэффициента (табл. 6.1) и заменить операцию умножения коэффициентов усиления каскадов в многокаскадном усилителе при определении общего коэффициента усиления операцией сложения (рис. 6.2).

Таблица 6.1

K_u	$K_u(\text{дБ})$
1	0
10	20
100	40
1000	60
10000	80



$$K_u = K_{u1} K_{u2} K_{u3};$$

$$K_u(\text{дБ}) = K_{u1}(\text{дБ}) + K_{u2}(\text{дБ}) + K_{u3}(\text{дБ})$$

Рис. 6.2

4) Коэффициент усиления по току (для постоянного и переменного токов)

$$K_i = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \quad (6.5)$$

и

$$K_i (\text{дБ}) = 20Lg(K_i). \quad (6.6)$$

5) Коэффициент усиления по мощности (для постоянного и переменного токов)

$$K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} \quad (6.7)$$

и

$$K_p (\text{дБ}) = 10Lg(K_p). \quad (6.8)$$

Численное значение множителя 10 перед логарифмом в правой части выражения (6.8) определяется численным значением 20 в формулах (6.4) и (6.6): если найти отношение двух мощностей на фиксированной нагрузке $P_1 = \frac{U_1^2}{R}$, $P_2 = \frac{U_2^2}{R}$ и прологарифмировать, то получаем соответствие $\frac{1}{2} Lg \frac{P_1}{P_2} = Lg \frac{U_1}{U_2}$ или $10Lg \frac{P_1}{P_2} = 20Lg \frac{U_1}{U_2}$.

6) Амплитудная передаточная характеристика (АПХ). Коэффициент нелинейных искажений сигнала (коэффициент гармоник).

Амплитудная передаточная характеристика это зависимость значения (амплитуды) выходного напряжения от значения (амплитуды) входного: $U_{\text{вых}} = F(U_{\text{вх}})$.

Для линейного усилителя график АПХ представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат (линия 1 на рис. 6.3).

Амплитудная передаточная характеристика реального усилителя нелинейна (линия 2 на рис. 6.3) и, как правило, содержит нелинейности двух типов I и II. Нелинейность I проявляется при малых уровнях входного напряжения и обусловлена нелинейностью p - n -переходов элементов схемы и биполярного транзистора; нелинейность II наблюдается при больших уровнях входного напряжения и, в свою очередь, обусловлена ограничением максимального уровня выходного напряжения значением напряжения питания.

Если на вход усилителя с нелинейной АПХ подать чистый синусоидальный сигнал, то в форме выходного сигнала будут наблюдаться искажения. Для количественной оценки уровня искажений используют коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник)

$$K_r = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n A_i^2}{A_1^2}} 100\%, \quad (6.9)$$

где A_i – амплитуды кратных основной высокочастотных гармоник выходного сигнала; A_1 – амплитуда основной гармоники сигнала на выходе усилителя при подаче на вход чистого синусоидального сигнала.

В зависимости от назначения усилителя K_r может варьироваться в широких пределах от сотых и тысячных долей процента до единиц, десятков процентов.

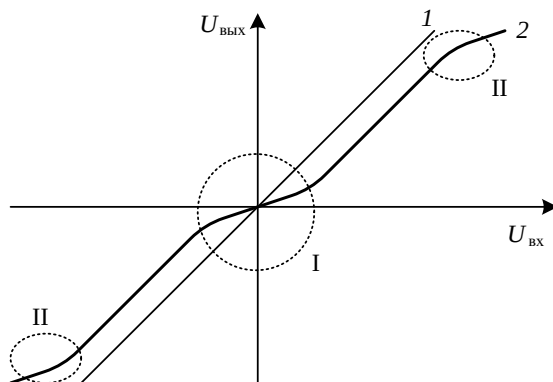


Рис. 6.3

7) Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ). Коэффициенты частотных искажений.

Амплитудная передаточная характеристика представляет собой зависимость коэффициента усиления по напряжению от частоты усиливаемого сигнала: $K_u = F(f)$. График АЧХ строят в логарифмических координатах K_u (дБ), $Lg(f)$ (рис. 6.4).

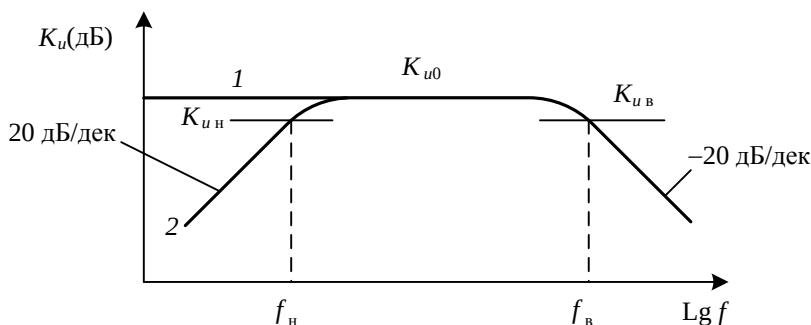


Рис. 6.4

Амплитудная передаточная характеристика усилителя имеет горизонтальный участок, по шкале частот соответствующий рабочему диапазону усиления K_{u0} , и участок (участки) в области высоких (линия 1) или высоких и низких (линия 2) частот, где коэффициент усиления зависит от частоты и имеет меньшее K_{u0} значение. Первая АЧХ соответствует усилителю постоянного тока, который, кроме усиления переменного сигнала, усиливает сигналы постоянного уровня. Вторая АЧХ относится к усилителю переменного тока.

Диапазон усиливаемых частот усилителя характеризуется нижней и верхней рабочими частотами (f_n , f_b), которые определяются по заданному снижению усиления относительно уровня K_{u0} . За пределами диапазона частот (f_n , f_b) на линейных участках графика АЧХ наклон часто кратен 20 дБ/дек.

Если частотный спектр усиливаемого сигнала выходит за пределы диапазона усиливаемых частот, то не все гармоники сигнала будут усиливаться в одинаковой степени. В результате усиление сопровождается искажениями. В качестве параметров усилителя, характеризующих возможные частотные искажения, приняты коэффициенты линейных частотных искажений на низких и высоких частотах, определяемые соответственно в виде

$$M_n = \frac{K_{u0}}{K_{u_n}}; \quad M_b = \frac{K_{u0}}{K_{u_b}}. \quad (6.10)$$

Типовые значения $M_n = M_v = 1,4$. Это соответствует снижению усиления на 3 дБ на частотах f_n и f_v .

8) Коэффициент полезного действия (КПД).

Различают полный и электрический КПД.

Полный КПД определяется в виде

$$\text{КПД} = \frac{P_n}{P_{\text{общ}}}, \quad (6.11)$$

где $P_{\text{общ}} = P_{\text{вх}} + P_{\text{ус}} + P_n$ – общая мощность, потребляемая усилителем; $P_{\text{вх}}$ – мощность, поступающая от источника входного усиливаемого сигнала; $P_{\text{ус}}$ – мощность, поступающая в усилитель от источника питания; P_n – мощность, передаваемая в нагрузку.

Электрический КПД:

$$\text{КПД}_э = \frac{P_n}{P_{\text{ус.вых}} + P_n}, \quad (6.12)$$

где $P_{\text{ус.вых}}$ – мощность, потребляемая выходным каскадом усилителя от источника питания.

6.2. Нагрузочные характеристики, классы усиления

Рассмотрим схему на рис. 6.5, в которой БТ включен по схеме ОЭ и находится в активном режиме.

Протекают токи базы I_b и коллектора I_k . Напряжение на коллекторе может быть определено в виде

$$U_k = E_k - I_k R_k. \quad (6.13)$$

При разрешении (6.13) относительно тока коллектора получаем уравнение нагрузочной характеристики БТ по постоянному току $\text{HX}_=$:

$$I_k = \frac{E_k - U_k}{R_k}. \quad (6.14)$$

Как видно, $NX_{\approx}$ связывает между собой постоянные значения тока коллектора I_K и напряжения на коллекторе U_K . График $NX_{\approx}$ (рис. 6.6) строится совместно с выходными характеристиками БТ по двум точкам E_K/R_K и E_K .

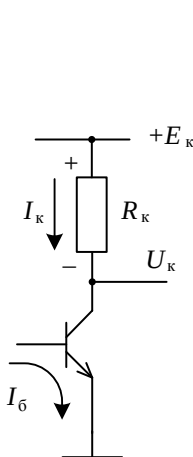


Рис. 6.5

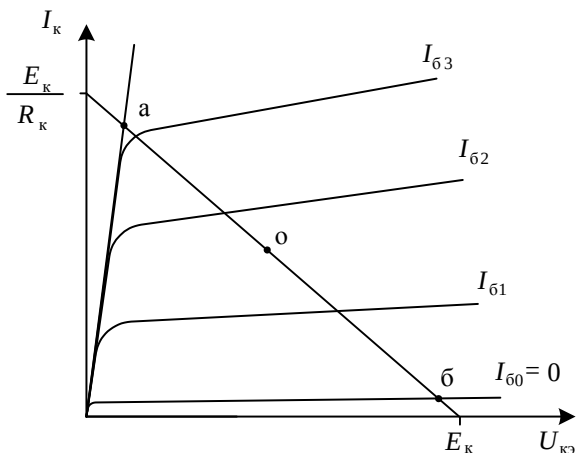


Рис. 6.6

Основная (средняя) часть $NX_{\approx}$ соответствует активному режиму БТ. Точка «а» соответствует насыщенному режиму, точка «б» – границе между активным режимом и отсечкой.

Различают $NX_{\approx}$ по переменному току.

Рассмотрим схему на рис. 6.7, в которой к коллектору БТ (выходу схемы) через разделительный конденсатор C_1 подключена нагрузка в виде сопротивления R_n . Эта нагрузка участвует в работе схемы только на переменном токе, когда сопротивление конденсатора становится много меньше сопротивления цепи, в которую он включен. Эквивалентная схема усилителя для переменного тока со стороны выхода может быть представлена, как показано на рис. 6.8. Здесь БТ представлен управляемым идеальным источником тока $I_K = \beta I_б$, имеющим бесконечно большое сопротивление, что имитирует большое сопротивление БТ со стороны коллектора в активном режиме.

Из схемы рис. 6.8 следует, что по переменному току БТ нагружен на эквивалентное сопротивление

$$R_{\text{к.экв}} = R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}. \quad (6.15)$$

Следовательно, график $HX_{\approx}$ по переменному току (рис. 6.9) будет идти круче, чем $HX_{=}$ по постоянному току, и стоит в одной точке «о» на $HX_{=}$ и углу наклона

$$\gamma = \arctg \frac{1}{R_{\text{к.экв}}}. \quad (6.16)$$

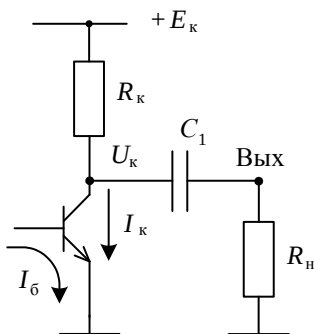


Рис. 6.7

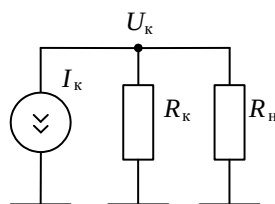


Рис. 6.8

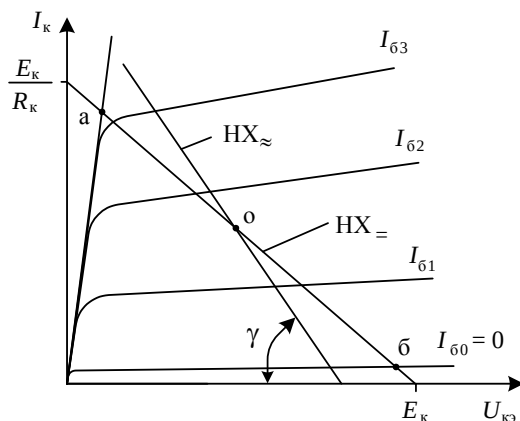


Рис. 6.9

Точку «о» называют рабочей точкой БТ; она задается с помощью специальной цепи, называемой *цепью смещения* и обеспечивающей выведение БТ на заданные уровни тока коллектора и напряжения на коллекторе по постоянному току.

В зависимости от положения рабочей точки «о» на $HX_{\approx}$ по постоянному току различаются классы усиления БТ, из которых основными являются:

1) класс *A* – точка «о» находится по середине между точками «а» и «б», и БТ на протяжении всего периода входного переменного сигнала пребывает в активном режиме (рис. 6.10);

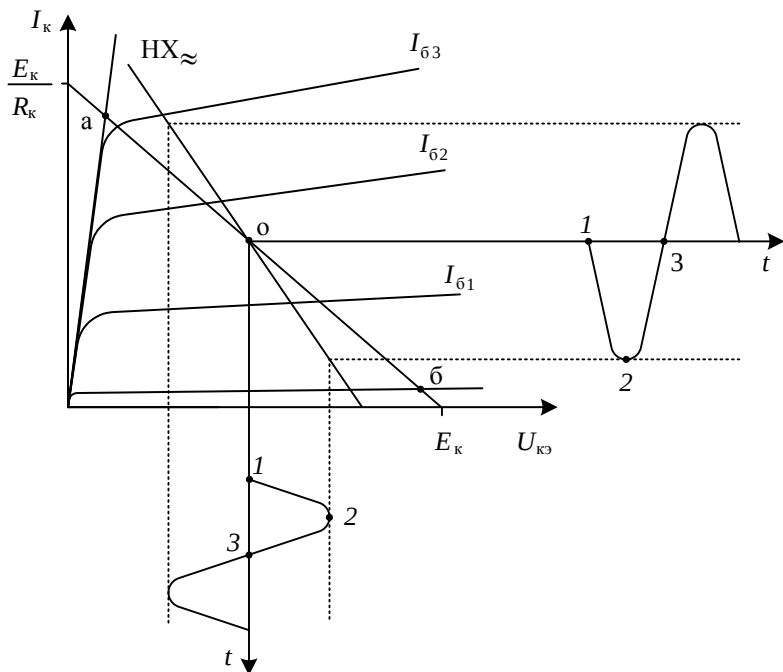


Рис. 6.10

2) класс *B* – точка «о» совпадает с точкой «б» на $HX_{\approx}$, т. е. в схеме отсутствует цепь смещения БТ; в этом случае БТ будет усиливать только одну полуволну входного переменного сигнала (в схеме на рис. 6.7 – положительную полуволну);

3) класс AB – точка «о» находится между точками, соответствующими классам A и B , – воспроизводится полностью одна полуволна и часть другой полуволны.

6.3. Условия согласования усилителя с источником сигнала и нагрузкой

Согласование усилителя с источником сигнала (со стороны входа) и нагрузкой (со стороны выхода) можно рассматривать, используя одну общую эквивалентную схему на рис. 6.11. Здесь в первом случае эквивалентный источник напряжения E_r , R_r соответствует источнику усиливаемого сигнала, а нагрузка R_n представляет собой входное сопротивление усилителя, во втором случае эквивалентный источник напряжения представляет усилитель со стороны выхода, а нагрузка – его нагрузку.

В схеме рис. 6.11 условия (тип) согласования определяются соотношением сопротивлений источника сигнала R_r и нагрузки R_n .

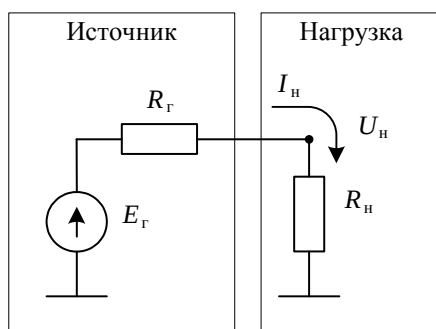


Рис. 6.11

Различают три типа согласований – по напряжению, току и мощности.

1) Согласование по напряжению соответствует условию

$$R_r \square R_n. \quad (6.17)$$

В этом случае напряжение на нагрузке практически равно напряжению источника (максимально) и не зависит от сопротивлений источника и нагрузки:

$$U_{\text{н}} = E_{\text{г}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{г}} + R_{\text{н}}} \approx E_{\text{г}}. \quad (6.18)$$

2) Согласование по току осуществляется при условии

$$R_{\text{г}} \square R_{\text{н}}. \quad (6.19)$$

Чтобы определить возникающий при этом эффект, преобразуем в схеме рис. 6.11 эквивалентный источник напряжения $E_{\text{г}}$, $R_{\text{г}}$ в эквивалентный источник тока $I_{\text{г}}$, $R_{\text{г}}$ (рис. 6.12).

Как видно, при выполнении условия согласования по току (6.19) весь ток источника $I_{\text{г}}$ протекает через нагрузку (максимален), т. е.

$$I_{\text{н}} = I_{\text{г}} \frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{г}} + R_{\text{н}}} \approx I_{\text{г}}. \quad (6.20)$$

В этом случае также ток нагрузки не зависит от сопротивлений источника и нагрузки.

3) Согласование по мощности соответствует условию

$$R_{\text{г}} \approx R_{\text{н}}. \quad (6.21)$$

Возникающий при этом эффект виден из графика зависимости мощности в нагрузке $P_{\text{н}}$ от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ (рис. 6.13).

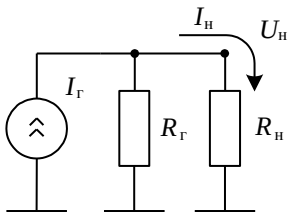


Рис. 6.12

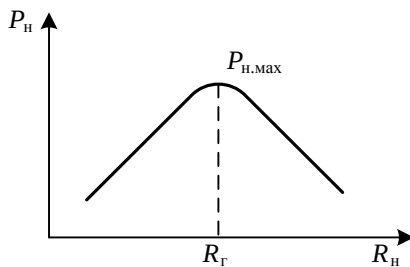


Рис. 6.13

Из рисунка видно, что при выполнении условия (6.21) в нагрузке выделяется максимальная мощность. Также изменение сопротивлений R_r и R_n в их окрестности не влияет на мощность в нагрузке, т. к. произведение напряжения и тока в нагрузке не изменяется:

$$P_n = U_n I_n. \quad (6.22)$$

Вопросы для контроля знаний

1. Перечислите и дайте определение основным параметрам усилителя.
2. Перечислите и поясните основные характеристики усилителей.
3. Что такое нагрузочная характеристика биполярного транзистора?
4. Какие нагрузочные характеристики бывают?
5. Что такое согласование усилителя с источником сигнала и нагрузкой?
6. Какие виды согласования применяются?
7. Назовите условия согласования по напряжению, току и мощности.

Глава 7. Цепи смещения

7.1. Цепи смещения БТ в схемах ОЭ, ОБ, ОК

В общем случае смещение БТ в усилителях можно осуществлять со стороны базы или эмиттера фиксированным напряжением или током.

На рис. 7.1 показана схема ОЭ, в которой смещение осуществляется со стороны базы фиксированным начальным напряжением с помощью делителя напряжения на резисторах R_1 , R_2 :

$$U_{0б} \approx E_k \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (7.1)$$

При этом БТ переводится в активный режим, в базе устанавливается начальный ток базы $I_{0б}$ и коллектора $I_{0к} = \beta I_{0б}$.

Напряжение на коллекторе $U_{0к} = E_k - I_{0к} R_k$ в классе А устанавливается равным $E_k/2$. Для точной настройки последнего в условиях разброса параметров БТ (коэффициента β) в цепи смещения предусматривается подстройка резистора R_1 (здесь и далее подстраиваемый резистор обозначается звездочкой – R_1^*).

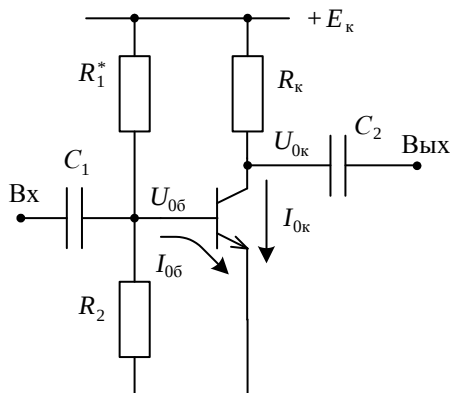


Рис. 7.1

Смещение фиксированным током базы осуществляется в схеме ОЭ на рис. 7.2. С помощью резистора R_1 устанавливаются начальный ток базы $I_{0б} = \frac{E_k - U_{бэ.от}}{R_1}$ и соответственно начальный ток коллектора $I_{0к} = \beta I_{0б}$ и напряжение на коллекторе $U_{0к} = E_k - I_{0к} R_k \approx \frac{E_k}{2}$.

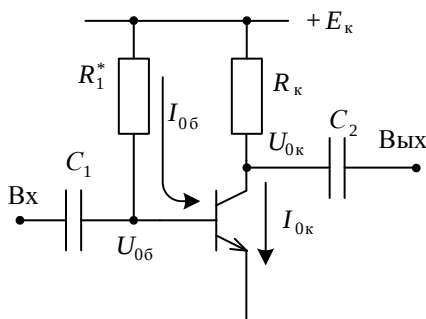


Рис. 7.2

В схеме ОБ на рис. 7.3 смещение БТ осуществляется со стороны эмиттера фиксированным током эмиттера $I_{0э} = \frac{E_э - U_{бэ.от}}{R_э}$. Для этого используется дополнительный источник питания $-E_э$ и резистор $R_э$. Ток эмиттера задается на уровне, определяемом выражениями $I_{0к} = \alpha I_{0э}$ и $U_{0к} = E_k - I_{0к} R_k \approx \frac{E_k}{2}$.

На рис. 7.4 в схеме ОБ смещение БТ производится фиксированным напряжением со стороны базы. Как в схеме ОЭ на рис. 7.1, используется делитель напряжения на резисторах R_1 , R_2 . Конденсатор C_3 обеспечивает подключение базы БТ к общему проводу по переменному току, чтобы весь усиливаемый входной сигнал поступал на управляющий переход база-эмиттер БТ (через конденсаторы C_1 , C_3).

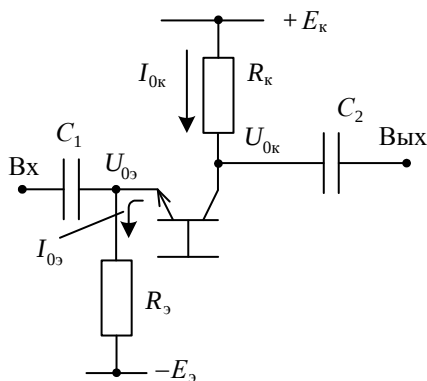


Рис. 7.3

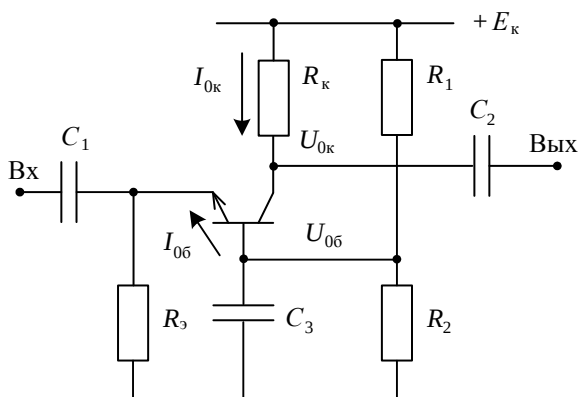


Рис. 7.4

В схеме ОК (рис. 7.5) чаще всего используется цепь смещения в виде делителя напряжения на резисторах, которая фиксирует напряжение на базе БТ, как в схемах на рис. 7.1 и 7.4. Выполняются соотношения:

$$U_{0э} \approx E_k \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad U_{0к} = U_{0э} - U_{бэ.от} \approx \frac{E_k}{2}.$$

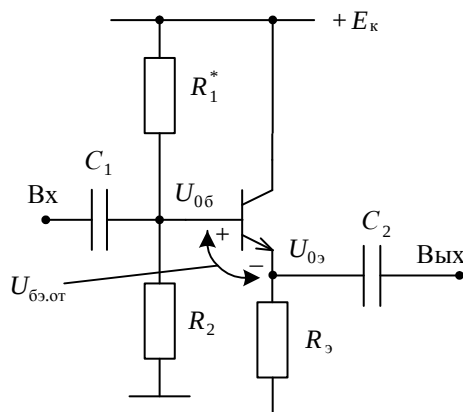


Рис. 7.5

7.2. Термостабилизация рабочей точки БТ

Представленные выше схемы ОЭ имеют низкую термостабильность рабочей точки. Причиной служит зависимость параметров БТ от температуры – обратного тока коллектора $I_{к0}(T)$, коэффициента усиления по току $\beta(T)$ и падения напряжения на открытом эмиттерном переходе $U_{бэ}(T)$. Влияние температурных зависимостей параметров БТ на начальный ток коллектора иллюстрируется схемой

$$T \uparrow \Rightarrow \begin{cases} I_{к0} \uparrow \Rightarrow I_{0к} \uparrow \Rightarrow U_{0к} \downarrow, \\ U_{бэ} \downarrow \equiv I_{0б} \uparrow \Rightarrow I_{0к} \uparrow \Rightarrow U_{0к} \downarrow, \\ \beta \uparrow \Rightarrow I_{0к} \uparrow \Rightarrow U_{0к} \downarrow. \end{cases} \quad (7.2)$$

Здесь отражен характер изменения параметров БТ и начальных электрических величин в схемах при повышении температуры. Как видно, повышение температуры ведет к изменению параметров БТ таким образом, что в итоге эти изменения приводят к увеличению начального тока коллектора $I_{0к}$ и уменьшению напряжения на коллекторе $U_{0к}$.

Термостабильная схема ОЭ представлена на рис. 7.6.

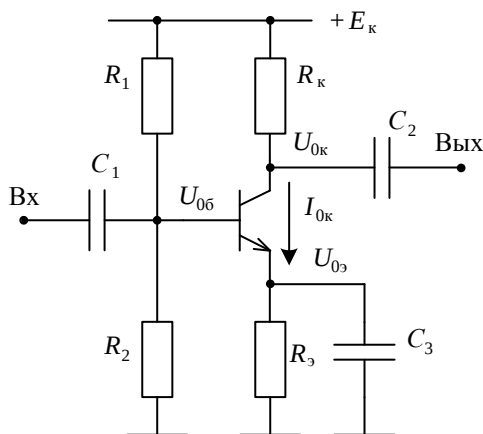


Рис. 7.6

В отличие от схемы на рис. 7.1 здесь в цепь эмиттера БТ введен дополнительный резистор термостабилизации рабочей точки. На переменном токе в области рабочих частот усилителя его влияние исключается за счет присутствия шунтирующего конденсатора C_3 .

При изменении, например, повышении температуры среды благодаря зависимости параметров БТ от температуры начальный ток коллектора $I_{0к}$ стремится увеличиться. При этом соответственно возрастает ток эмиттера $I_{0э}$ и увеличивается напряжение на эмиттере $U_{0э} = I_{0э} R_3$. Поскольку напряжение на базе $U_{0б}$ фиксировано делителем R_1, R_2 , то увеличение $U_{0э}$ приводит к уменьшению падения напряжения на переходе база-эмиттер БТ и к его прикрыванию. Поэтому увеличение тока коллектора БТ ограничивается. Схема действия цепи термостабилизации может быть представлена последовательным графом

$$T \uparrow \Rightarrow I_{0к} \uparrow \Rightarrow I_{0э} \uparrow \Rightarrow U_{0э} \uparrow \Rightarrow U_{0б} \downarrow \Rightarrow I_{0к} \downarrow. \quad (7.3)$$

Схемы усилителей с ОБ и ОК, представленные выше, содержат в цепи эмиттера БТ резистор, поэтому они относятся к термостабильным.

Вопросы для контроля знаний

1. Для чего нужна цепь смещения в усилителях?
2. В каком режиме и классе работает биполярный транзистор в схемах усилителей?
3. Какие схемы усилителей являются термостабильными, а какие нет?
4. Каким образом осуществляется термостабилизация рабочей точки биполярных транзисторов в усилителях?
5. Какой вид отрицательной обратной связи используется в термостабильных схемах?
6. Поясните общий принцип термостабилизации рабочей точки в биполярных транзисторах.

Глава 8. Усилители на биполярных транзисторах**8.1. Усилитель по схеме ОЭ**

Схема, назначение элементов и принцип работы усилителя ОЭ

Схема усилителя представлена на рис. 8.1.

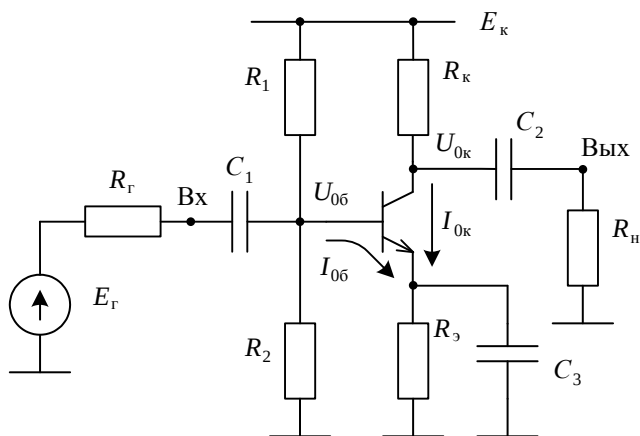


Рис. 8.1

Здесь E_r , R_r – эквивалентные параметры источника сигнала; R_n – эквивалент нагрузки; R_1 , R_2 – цепь смещения, обеспечивающая активный режим работы БТ; R_k – нагрузка БТ по постоянному току; R_3 – резистор термостабилизации рабочей точки; C_1 , C_2 – разделительные конденсаторы, исключающие взаимное влияние усилителя, источника сигнала и нагрузки по постоянному току; C_3 – конденсатор, подключающий эмиттер БТ к общему проводу по переменному сигналу и обеспечивающий вместе с конденсатором C_1 передачу всего входного переменного сигнала на управляющий переход база-эмиттер БТ.

Принцип работы усилителя иллюстрируется рис. 8.2.

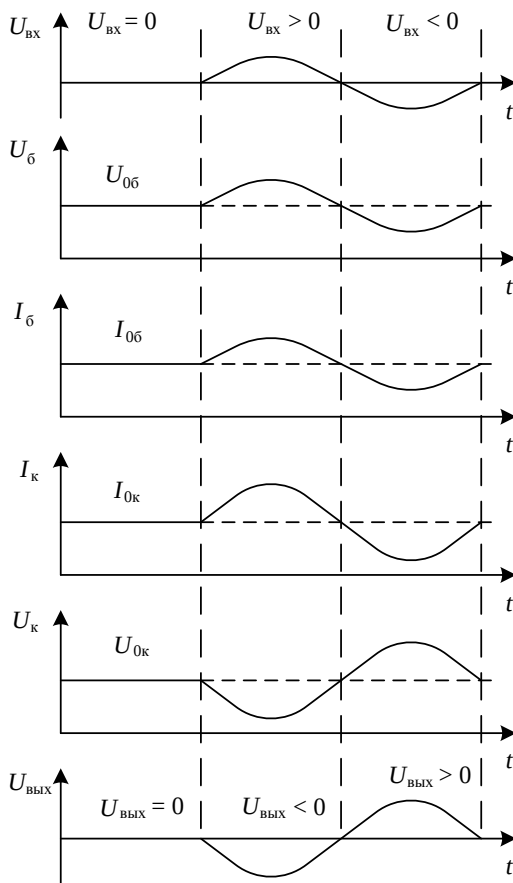


Рис. 8.2

При нулевом входном напряжении $U_{\text{вх}} = 0$ цепью смещения на базу БТ подается постоянное начальное напряжение U_{06} , под действием которого открывается переход база-эмиттер, и БТ поддерживается в активном режиме. Протекают постоянные начальные токи базы I_{06} и коллектора $I_{0к} = \beta I_{06}$. На коллекторе присутствует начальное напряжение

$$U_{0к} = E_{\text{к}} - I_{0к} R_{\text{к}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{2}.$$

Выходное напряжение равно нулю, так как конденсатор C_2 не пропускает постоянный ток с коллектора на выход.

При положительной полуволне входного усиливаемого сигнала $U_{\text{вх}} > 0$ напряжение на базе увеличивается относительно начального значения. Токи базы и коллектора БТ также увеличиваются относительно своих начальных значений, а напряжение на коллекторе уменьшается. Конденсатор C_2 пропускает переменную составляющую напряжения с коллектора, и на выходе формируется отрицательная полуволна усиленного сигнала.

При отрицательной полуволне входного сигнала $U_{\text{вх}} < 0$ напряжение на базе уменьшается относительно начального значения. Соответственно уменьшаются токи базы и коллектора, а напряжение на коллекторе увеличивается. На выходе формируется положительная полуволна напряжения.

Усиление напряжения в усилителе происходит, с одной стороны, за счет усиления тока в БТ, с другой стороны, за счет достаточно больших сопротивлений R_k и R_n , на которых формируется переменная составляющая выходного напряжения при протекании переменного тока коллектора.

Как видно из временных диаграмм, усилитель по схеме с ОЭ является инвертирующим: при положительной полуволне входного переменного напряжения на выходе формируется отрицательная полуволна и наоборот.

Порядок построения эквивалентной схемы усилителя для переменного сигнала

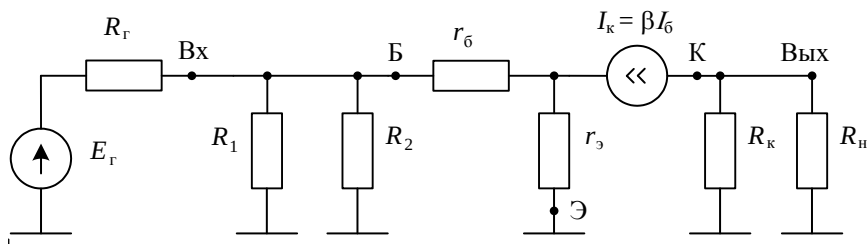
При построении эквивалентной схемы усилителя учитывают следующее:

1. Сопротивление конденсаторов переменному сигналу много меньше сопротивления других компонентов схемы, поэтому его считают равным нулю, и конденсаторы в эквивалентной схеме заменяют перемычками.

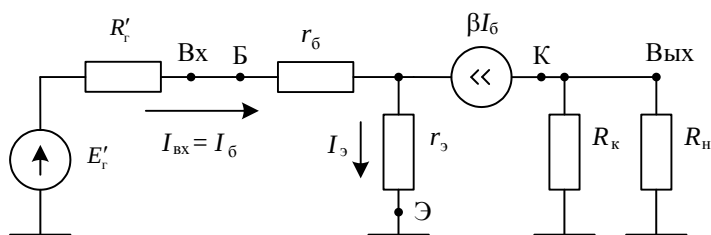
2. Источник питания E_k считают идеальными источниками напряжения с нулевым внутренним сопротивлением, поэтому по переменному сигналу шина питания эквипотенциальна общему проводу, и в эквивалентной схеме ее соединяют с общим проводом.

3. Вместо реального БТ используют малосигнальную физическую модель или модель в виде линейного четырехполюсника. Используем упрощенную малосигнальную модель (рис. 3.12, б), полагая, что условия для ее применения выполняются.

На рис. 8.3, а представлена эквивалентная схема усилителя на БТ с ОЭ, полученная путем применения указанных выше правил. Здесь и далее токи и напряжения представляют собой малые приращения соответствующих величин.



а



б

Рис. 8.3

Для упрощения схемы резисторы цепи смещения R_1 , R_2 могут быть отнесены к источнику сигнала. Используя преобразования по методу эквивалентных источников, получаем новые значения параметров источника сигнала: $E'_r = \frac{E_r}{R_r \parallel R_1 \parallel R_2}$ и $R'_r = R_r \parallel R_1 \parallel R_2$.

Эквивалентная схема принимает вид рис. 8.3, б.

Параметры усилителя для переменного сигнала

Найдем параметры усилителя через параметры компонентов эквивалентной схемы на рис. 8.3, б.

1. Входное сопротивление определяется выражением $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$. Представим входное напряжение как сумму падений напряжений на элементах r_6 и r_3 : $U_{\text{вх}} = I_6 r_6 + I_3 r_3 = I_6 (r_6 + (1 + \beta) r_3)$. Учитывая, что входной ток – это ток базы, получаем

$$R_{\text{вх}} = r_6 + (1 + \beta) r_3. \quad (8.1)$$

Если в схеме усилителя отсутствует конденсатор C_3 , то в эквивалентной схеме последовательно с сопротивлением r_3 появляется сопротивление R_3 . Тогда входное сопротивление определится в виде

$$R_{\text{вх}} = r_6 + (1 + \beta)(r_3 + R_3). \quad (8.2)$$

Во многих случаях хорошее приближение при расчете входного сопротивления дает упрощенная формула $R_{\text{вх}} \approx (1 + \beta) R_3$.

Найденное сопротивление является входным сопротивлением транзистора со стороны базы. Для того чтобы найти общее входное сопротивление усилителя, необходимо учесть резисторы цепи смещения как параллельные входному сопротивлению транзистора:

$$R_{\text{вх.общ}} = R_{\text{вх}} \parallel R_1 \parallel R_2. \quad (8.3)$$

2. Выходное сопротивление определяется при отключенной нагрузке в соответствии с выражением $R_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} / I_{\text{вых}}$. Поскольку выходная цепь усилителя в эквивалентной схеме отделена от входной цепи идеальным источником тока βI_6 с бесконечно большим сопротивлением, то входная цепь не влияет на выходное сопротивление. Тогда выходное сопротивление будет определяться только сопротивлением R_k , т. е.

$$R_{\text{вых}} = R_k. \quad (8.4)$$

Экспериментально выходное сопротивление можно определить, используя два последовательно подключаемых к выходу резистора нагрузки разного номинала $R_{\text{н1}}$ и $R_{\text{н2}}$ и соответствующие им два значения выходного напряжения $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$. Представляя выход

усилителя в виде эквивалентного источника напряжения с параметрами $E_{\text{вых}}$ и $R_{\text{вых}}$, можно составить систему уравнений

$$\begin{aligned} U_{\text{вых1}} &= E_{\text{вых}} \frac{R_{\text{н1}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{н1}}}; \\ U_{\text{вых2}} &= E_{\text{вых}} \frac{R_{\text{н2}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{н2}}} \end{aligned} \quad (8.5)$$

и, разрешив ее, найти $R_{\text{вых}}$.

3. Коэффициент усиления по напряжению. Без учета параметров источника сигнала его определяют в виде $K_u = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$. Найдем коэффициент усиления с учетом сопротивления источника сигнала: $K_u = U_{\text{вых}}/E'_\Gamma$.

Выходное напряжение усилителя для принятого в эквивалентной схеме направления тока коллектора можно записать в виде $U_{\text{вых}} = -\beta I_\Gamma (R_\kappa \parallel R_\text{н})$. Напряжение источника сигнала представляет собой сумму напряжений на его внутреннем сопротивлении R'_Γ и входном сопротивлении усилителя $R_{\text{вх}}$: $E'_\Gamma = I_\Gamma (R'_\Gamma + R_{\text{вх}})$. Тогда коэффициент усиления по напряжению запишется в виде

$$K_u = -\beta \frac{R_\kappa \parallel R_\text{н}}{R'_\Gamma + R_{\text{вх}}}. \quad (8.6)$$

Минус в формуле показывает, что усилитель является инвертирующим.

В частном случае, когда $R'_\Gamma \ll R_{\text{вх}}$ (условие согласования источника сигнала и усилителя по напряжению) и $R_\kappa \ll r_\gamma$ при отсутствии в схеме C_3 формула (8.5) упрощается до вида

$$K_u = -\frac{\beta}{1+\beta} \frac{R_\kappa \parallel R_\text{н}}{R_\gamma} \approx -\frac{R_\kappa \parallel R_\text{н}}{R_\gamma}. \quad (8.7)$$

Если на выходе усилителя выполняется условие согласования по напряжению, т. е. $R_{\text{вых}} = R_\kappa \parallel R_\text{н}$, то последняя формула сводится к виду

$$K_u = -\frac{R_k}{R_3}. \quad (8.8)$$

4. Коэффициент усиления по току. Преобразуем эквивалентный источник напряжения на входе усилителя в эквивалентный источник тока. Выходную цепь усилителя также представим эквивалентным источником тока. Получаем другой вариант эквивалентной схемы усилителя (рис. 8.4).

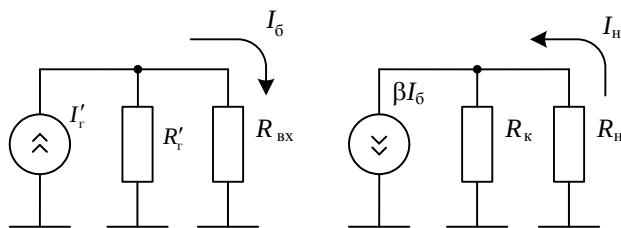


Рис. 8.4

Коэффициент усиления по току найдем в виде $K_i = I_n / I'_Г$. Рассматривая фрагменты эквивалентной схемы как делители тока, запишем

$$I_Б = I'_Г \frac{R'_Г}{R'_Г + R_{ВХ}}, \text{ отсюда ток источника } I'_Г = I_Б \frac{R'_Г + R_{ВХ}}{R'_Г}, \text{ ток нагрузки}$$

$$I_n = \beta I_Б \frac{R_К}{R_К + R_Н}. \text{ Подставляя последние выражения в формулу для}$$

коэффициента усиления по току, получаем

$$K_i = \beta \frac{R'_Г}{R'_Г + R_{ВХ}} \frac{R_К}{R_К + R_Н}. \quad (8.9)$$

Как следует из формулы (8.9), максимально возможное значение коэффициента равно β и достигается при выполнении условий согласования по току на входе $R'_Г \square R_{ВХ}$ и выходе $R_К \square R_Н$ усилителя. В этом случае весь ток $I'_Г$ источника втекает в базу БТ, а весь ток коллектора $I_К$ протекает через нагрузку.

5. Коэффициент усиления по мощности может быть найден как произведение коэффициентов усиления по напряжению и току

$$K_p = K_u K_i, \quad (8.10)$$

если эти коэффициенты определены при неизменных условиях согласования источника сигнала с усилителем и усилителя с нагрузкой.

Как следует из проведенного анализа, усилитель по схеме с ОЭ обладает усилением по напряжению, току и мощности. Этим он отличается от усилителей на БТ с ОБ и ОК и поэтому применяется чаще.

8.2. Усилитель по схеме ОБ

Схема, назначение элементов и принцип работы усилителя ОБ

Схема усилителя представлена на рис. 8.5.

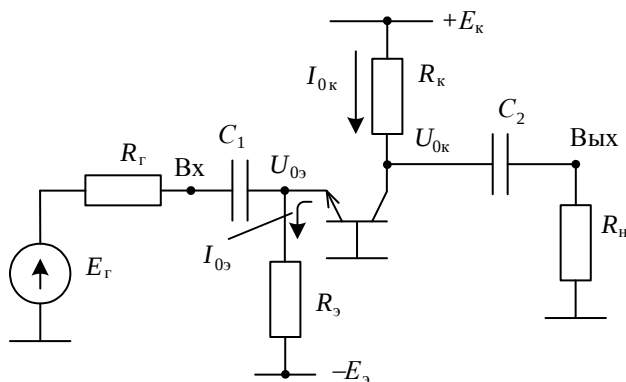


Рис. 8.5

Назначение элементов: здесь $E_Г$, $R_Г$ – эквивалентные параметры источника сигнала; $R_Н$ – эквивалент нагрузки; $R_Э$, $E_Э$ – цепь смещения; $R_Э$ – резистор термостабилизации рабочей точки; $R_К$ – нагрузка БТ по постоянному току; C_1 , C_2 – разделительные конденсаторы.

Принцип работы поясняется диаграммами на рис. 8.6.

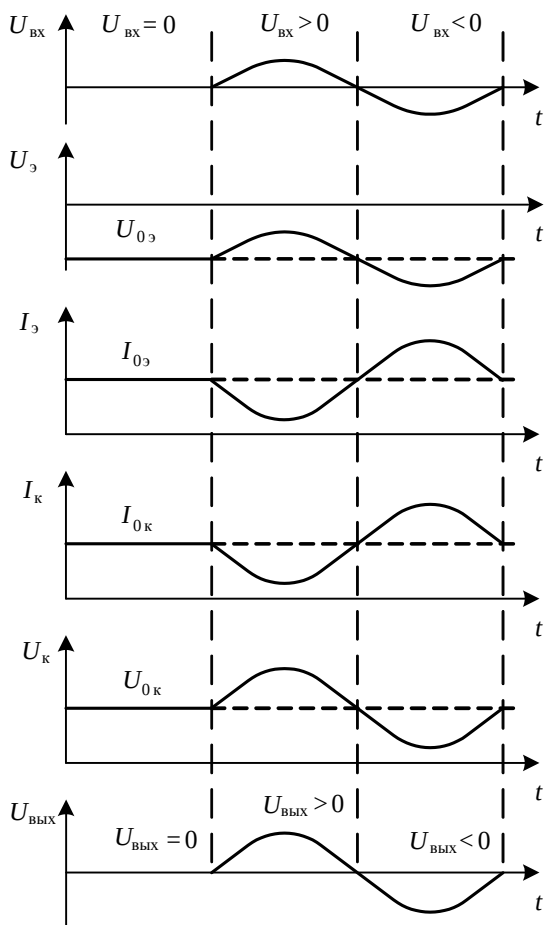


Рис. 8.6

При нулевом входном напряжении $U_{\text{вх}} = 0$ цепью смещения обеспечивается начальный ток в цепи эмиттера

$$I_{0э} = \frac{E_э - U_{0э}}{R_э}, \quad (8.11)$$

БТ находится в активном режиме; протекает начальный ток коллектора

$$I_{0к} = \alpha I_{0э}. \quad (8.12)$$

Напряжение на коллекторе составляет

$$U_{0к} = E_k - I_{0к} R_k \approx \frac{E_k}{2}. \quad (8.13)$$

Выходное напряжение равно нулю, так как конденсатор C_2 не пропускает постоянный ток с коллектора на выход.

При положительной полуволне входного усиливаемого сигнала $U_{вх} > 0$ напряжение на эмиттере увеличивается относительно начального отрицательного значения; падение напряжения на эмиттерном переходе БТ уменьшается, БТ приоткрывается. Токи эмиттера и коллектора БТ уменьшаются относительно своих начальных значений, а напряжение на коллекторе увеличивается. Конденсатор C_2 пропускает переменную составляющую напряжения с коллектора, и на выходе формируется положительная полуволна усиленного сигнала.

При отрицательной полуволне входного сигнала $U_{вх} < 0$ напряжение на эмиттере уменьшается относительно начального значения. Биполярный транзистор дополнительно приоткрывается, соответственно увеличиваются токи эмиттера и коллектора, а напряжение на коллекторе уменьшается. На выходе формируется положительная полуволна напряжения.

Малосигнальная эквивалентная схема.

Параметры усилителя по переменному сигналу

Малосигнальная эквивалентная схема усилителя ОБ представлена на рис. 8.7.

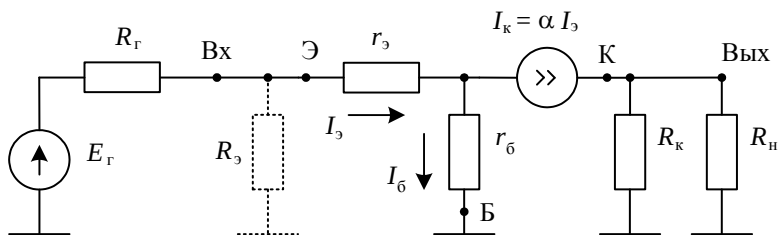


Рис. 8.7

1) Входное сопротивление определяем как для схемы ОЭ, используя формулы:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}; \quad (8.14)$$

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{г3}} + U_{\text{г6}} = I_3 r_3 + I_6 r_6 = I_3 r_3 + \frac{I_3}{1 + \beta} r_6 \approx I_3 r_3; \quad (8.15)$$

$$I_{\text{вх}} = I_3; \quad (8.16)$$

$$R_{\text{вх}} = r_3. \quad (8.17)$$

2) Выходное сопротивление совпадает со схемой ОЭ, т. к. выходные цепи схем усилителей одинаковы:

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}}; \quad (8.18)$$

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{к}}. \quad (8.19)$$

3) Коэффициент усиления по напряжению может быть найден из соотношений

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}; \quad (8.20)$$

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\text{г}}}; \quad (8.21)$$

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{к}} (R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}); \quad (8.22)$$

$$E_{\text{г}} = U_{\text{гг}} + U_{\text{вх}} = I_3 R_{\text{г}} + I_3 R_{\text{вх}} = I_3 (R_{\text{г}} + R_{\text{вх}}); \quad (8.23)$$

$$K_u = \frac{I_{\text{к}}}{I_3} \frac{R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}}{(R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})} = \alpha \frac{R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}}{(R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})}. \quad (8.24)$$

При согласовании усилителя со стороны входа по напряжению коэффициент усиления сводится к выражению

$$K_u = \alpha \frac{R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}}{r_3} \quad (8.25)$$

и может быть существенно больше единицы.

4) Коэффициент усиления по току.

Преобразованная схема усилителя с учетом определенного входного сопротивления представлена на рис. 8.8.

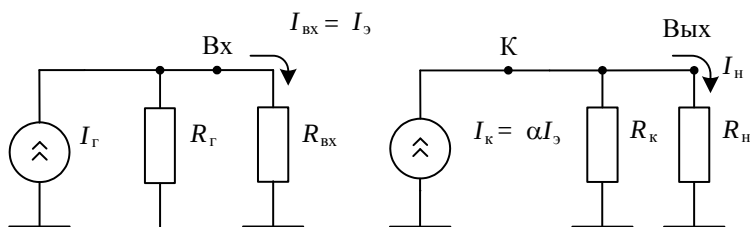


Рис. 8.8

Коэффициент усиления по току выводится из соотношений:

$$K_i = \frac{I_{\text{Н}}}{I_{\text{ВХ}}}; \quad (8.26)$$

$$I_{\text{Н}} = I_{\text{К}} \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}} = \alpha I_{\text{э}} \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}}; \quad (8.27)$$

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{э}} = I_{\text{Г}} \frac{R_{\text{Г}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}} \Rightarrow I_{\text{Г}} = I_{\text{э}} \frac{R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Г}}}; \quad (8.28)$$

$$K_i = \alpha \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}} \frac{R_{\text{Г}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}}. \quad (8.29)$$

При $R_{\text{К}} \ll R_{\text{Н}}$ и $R_{\text{Г}} \ll R_{\text{ВХ}}$

$$K_{i \text{ макс}} = \alpha < 1. \quad (8.30)$$

5) Коэффициент усиления по мощности:

$$K_p = K_u K_i > 1. \quad (8.31)$$

8.3. Усилитель по схеме ОК

Схема, назначение элементов и принцип работы усилителя ОК

Схема усилителя ОК показана на рис. 8.9.

Здесь $E_{\text{Г}}$, $R_{\text{Г}}$ – эквивалентные параметры источника сигнала; $R_{\text{Н}}$ – эквивалент нагрузки; R_1 , R_2 – цепь смещения; R_3 – резистор термостабилизации рабочей точки; $R_{\text{К}}$ – нагрузка БТ по постоянному току; C_1 , C_2 – разделительные конденсаторы.

Принцип работы поясняется диаграммами на рис. 8.10.

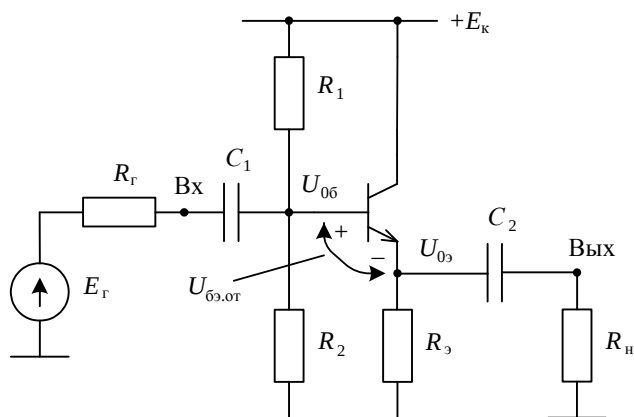


Рис. 8.9

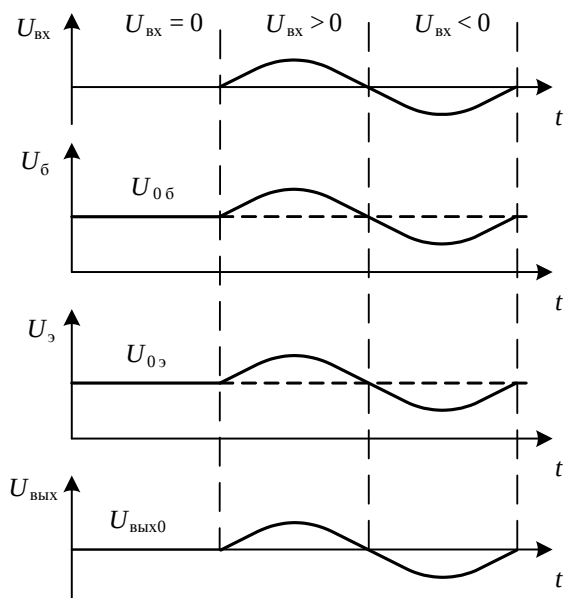


Рис. 8.10

При нулевом входном напряжении $U_{\text{вх}} = 0$ на базе присутствует начальное напряжение

$$U_{0б} = E_k \frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx \frac{E_k}{2}; \quad (8.32)$$

БТ находится в активном режиме.

На эмиттере присутствует начальное напряжение

$$U_{0э} = U_{0б} - U_{\text{бэ,от}} \approx \frac{E_k}{2}. \quad (8.33)$$

Выходное напряжение равно нулю, так как конденсатор C_2 не пропускает постоянный ток с эмиттера на выход.

При положительной полуволне входного усиливаемого сигнала $U_{\text{вх}} > 0$ напряжение на базе увеличивается относительно начального значения. Поскольку падение напряжения на эмиттерном переходе БТ постоянно, то одновременно увеличивается напряжение на эмиттере. Конденсатор C_2 пропускает переменную составляющую напряжения с эмиттера, и на выходе формируется положительная полуволна напряжения, которая по амплитуде близка к амплитуде входного сигнала.

При отрицательной полуволне входного напряжения $U_{\text{вх}} < 0$ напряжение на базе и эмиттере БТ уменьшается относительно начального значения. На выходе формируется положительная полуволна сигнала.

Как следует из принципа работы схемы благодаря открытому переходу база-эмиттер выходное напряжение по форме и амплитуде повторяет напряжение на входе. Отсюда схема получила название эмиттерного повторителя (повторителя напряжения) и обладает единичным коэффициентом усиления по напряжению.

Малосигнальная эквивалентная схема.

Параметры усилителя по переменному сигналу

1) Входное сопротивление. Из эквивалентной малосигнальной схемы на рис. 8.11 следует, что входное сопротивление БТ со стороны базы определяется выражением

$$R_{\text{вх}} = r_6 + (1 + \beta)(r_3 + R_3 \parallel R_n) = r_6 + (1 + \beta)R_{3,\text{общ}}; \quad (8.34)$$

При $R_3 \ll R_n$ оно приводится к виду

$$R_{\text{вх}} \approx (1 + \beta) R_3. \quad (8.35)$$

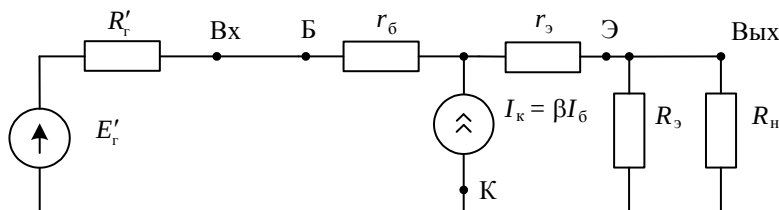


Рис. 8.11

Общее входное сопротивление с учетом цепи смещения находим в виде

$$R_{\text{вх.общ}} = R_{\text{вх}} \parallel R_1 \parallel R_2. \quad (8.36)$$

2) Выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} = \frac{R'_Г + r_6}{1 + \beta} + r_3 \approx r_3. \quad (8.37)$$

3) Коэффициент усиления по напряжению определен из принципа работы

$$K_u \approx 1. \quad (8.38)$$

4) Коэффициент усиления по току. Максимальное значение коэффициента усиления по току составляет

$$K_{i\text{макс}} = 1 + \beta. \quad (8.39)$$

5) Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = K_u K_i > 1. \quad (8.40)$$

8.4. Сравнительная оценка свойств усилителей по схемам ОЭ, ОБ, ОК

Проведем анализ основных свойств усилителей на БТ. Для этого сведем в таблицу выражения, определяющие входное и выходное сопротивление и коэффициенты усиления (табл. 8.1).

Таблица 8.1

Параметр	ОЭ	ОБ	ОК
$R_{вх}$	$r_{\text{б}} + (1 + \beta)R_{\text{э.общ}}$	$r_{\text{э}}$	$r_{\text{б}} + (1 + \beta)R_{\text{э.общ}}$
$R_{\text{вых}}$	$R_{\text{к}}$	$R_{\text{к}}$	$r_{\text{э}}$
K_u	$-\beta \frac{R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}}{R_{\text{г}} + R_{\text{вх}}}$	$\alpha \frac{R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}}{(R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})}$	1
$K_{i\text{макс}}$	β	α	$1 + \beta$
K_p	>1	>1	>1

По данным табл. 8.1 можно сделать следующие выводы.

1. По входному и выходному сопротивлениям схемы усилителей попарно совпадают. Это говорит о том, что вместо 6 терминов «входное и выходное сопротивления» можно использовать 3 термина «сопротивления транзистора со стороны соответствующего вывода». На рис. 8.12 изображен БТ и показаны совпадающие сопротивления, как сопротивления со стороны соответствующих выводов.

2. Усилитель ОЭ дает усиление по всем параметрам: напряжению, току и мощности; является инвертирующим, имеет большое входное и выходное сопротивление. Схема получила наибольшее применение.

3. Усилитель ОБ дает усиление только по напряжению и мощности; является неинвертирующим и имеет малое входное и большое выходное сопротивление.

4. Усилитель ОК дает усиление по току и мощности, неинвертирующий, усиление по напряжению равно 1. Отсюда названия «повторитель напряжения», «эмиттерный повторитель». Схема имеет большое входное и малое выходное сопротивление и может быть использована для согласования с высокоомными источниками сигнала по напряжению или мощности.

5. Все схемы обеспечивают усиление по мощности, что оправдывает данное выше определение БТ как прибора, предназначенного для усиления мощности электрического сигнала.

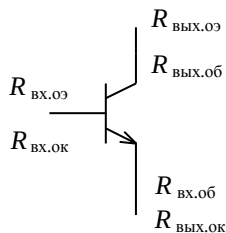


Рис. 8.12

Вопросы для контроля знаний

1. Объясните назначение элементов в схемах усилителей.
2. Объясните принцип работы усилителей с ОЭ, ОБ и ОК.
3. Поясните порядок построения эквивалентной схемы усилителя.
4. Для переменного или постоянного сигналов используется эквивалентная схема усилителя?
5. Нарисуйте эквивалентную схему усилителя ОЭ и выведите основные параметры для переменного сигнала.
6. Какая из схем усилителей позволяет усиливать напряжение, ток и мощность?
7. Какая схема усилителя не дает усиления по току?
8. Какая схема усилителя не дает усиления по напряжению?

Глава 9. Обратные связи в усилителях

9.1. Определение и классификация обратных связей

Обратной называется связь, обеспечивающая передачу части выходного сигнала обратно на вход схемы.

На рис. 9.1 представлена структурная схема усилителя с обратной связью (ОС).

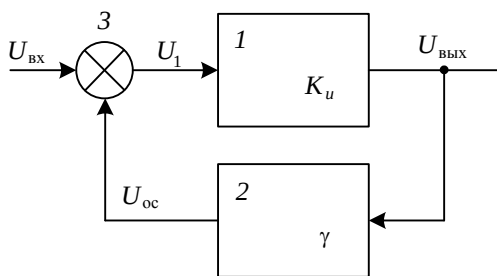


Рис. 9.1

Здесь 1 – усилитель, охватываемый ОС, с собственным коэффициентом усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_1}; \quad (9.1)$$

2 – цепь ОС с коэффициентом передачи

$$\gamma = \frac{U_{\text{ос}}}{U_{\text{вых}}}; \quad (9.2)$$

3 – схема введения сигнала ОС $U_{\text{ос}}$ во входную цепь усилителя, реализующая функцию

$$U_1 = U_{\text{вх}} \pm U_{\text{ос}}. \quad (9.3)$$

Классификация ОС производится по ряду признаков.

1. По типу различаются положительная и отрицательная ОС. В первом случае в правой части выражения (9.3) присутствует знак

плюс «+», и сигнал ОС усиливает действие входного сигнала на усилитель. Во втором случае в выражении (3) присутствует знак минус «-»; сигнал ОС частично компенсирует воздействие входного сигнала на усилитель. В усилителях чаще применяют отрицательную обратную связь (ООС).

2. По частотной зависимости коэффициента γ различают частотонезависимую и частотозависимую ОС.

3. По месту возникновения связи подразделяются на внутренние и внешние. Внутренние ОС неустранимы и, как правило, определяются физическими процессами в элементах (компонентах) схемы усилителя. Примером может служить внутренняя обратная связь в БТ по напряжению.

4. По числу охватываемых каскадов усилителя связи делятся на общие и местные. Общая ОС охватывает несколько каскадов усилителя, местная – один каскад (рис. 9.2).

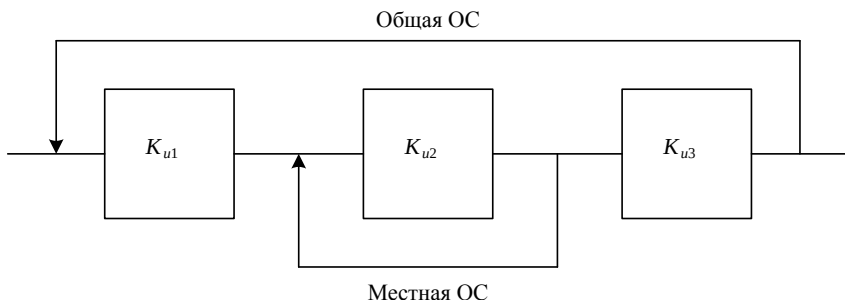


Рис. 9.2

5. По зависимости сигнала ОС от уровня входного сигнала усилителя различают линейную и нелинейную ОС. В случае нелинейной ОС степень ее влияния обычно возрастает при увеличении уровня входного сигнала.

6. По способу формирования сигнала ОС в выходной цепи усилителя связи могут быть по напряжению, току и смешанные.

На рис. 9.3, а показан вариант связи по напряжению. Напряжение обратной связи U_{oc} формируется как выходное напряжение делителя на резисторах R_1 , R_2 , подключенного параллельно нагрузке.

В этом случае сигнал ОС пропорционален выходному напряжению усилителя:

$$U_{oc} = U_{вых} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (9.4)$$

Связь исчезает при коротком замыкании выходной цепи усилителя.

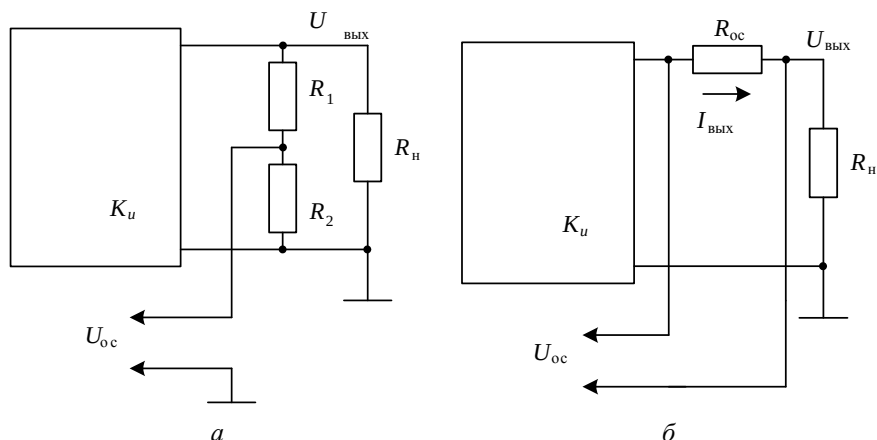


Рис. 9.3

Связь по току представлена на рис. 9.3, б. Напряжение обратной связи U_{oc} формируется с помощью дополнительного резистора R_{oc} , который включен последовательно в выходную цепь усилителя. При этом сигнал ОС пропорционален выходному току схемы:

$$U_{oc} = I_{вых} R_{oc}. \quad (9.5)$$

Связь исчезает при разрыве выходной цепи усилителя (в режиме холостого хода).

В смешанной ОС одновременно реализуются связи по напряжению и току.

7. По способу введения сигнала ОС во входную цепь усилителя связи подразделяют как последовательные, параллельные и комбинированные.

На рис. 9.4, а показана последовательная связь. Здесь источник входного усиливаемого сигнала E_r , R_r , цепь обратной связи, пред-

ставленная эквивалентным источником напряжения E_{oc} , R_{oc} , и входная цепь усилителя (сопротивление R_{BX}) включены последовательно и образуют замкнутый последовательный контур.

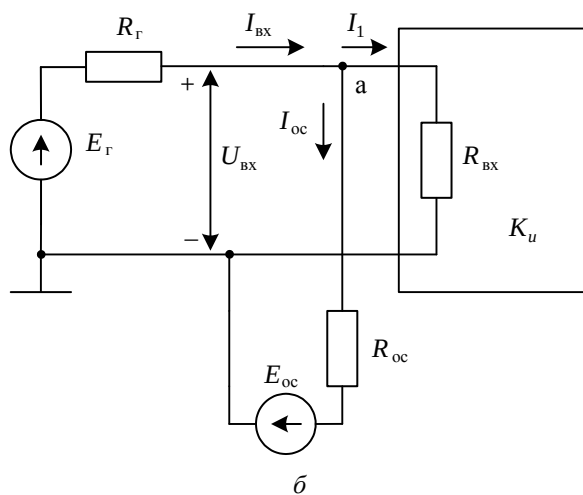
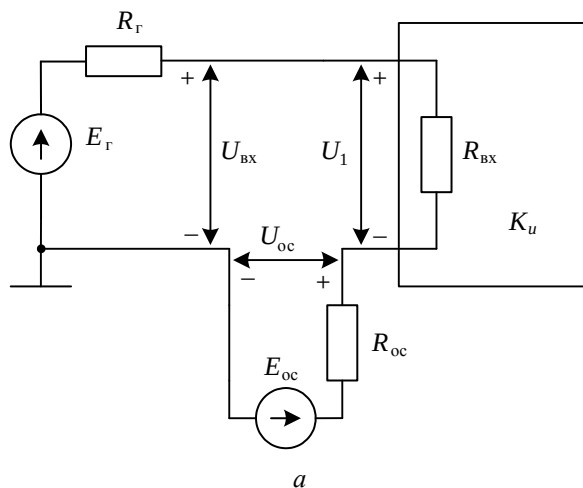


Рис. 9.4

На рис. 9.4, б показан вариант параллельной ОС: источник входного сигнала, цепь ОС и вход усилителя включены параллельно друг другу. Характерной особенностью параллельной ОС является наличие узла токов «а», показанного на рисунке.

9.2. Примеры схем с отрицательной обратной связью

1. Схема усилителя с последовательной ООС по току представлена на рис. 9.5.

Биполярный транзистор включен по схеме ОК и является «усилителем», охватываемым ОС. Входные цепи усилителя образуют выводы управляющего перехода БТ «база-эмиттер». ООС реализуется с помощью резистора R_3 . При полярности входного усиливаемого сигнала, показанной на рис. 9.5, ток эмиттера протекает через резистор тока эмиттера I_3 сверху вниз; происходит падение напряжения U_{oc} , которое через источник входного сигнала E_r , R_r и конденсатор C_1 минусом прикладывается к базе транзистора, что частично компенсирует воздействие входного положительного напряжения на БТ. Связь отрицательная.

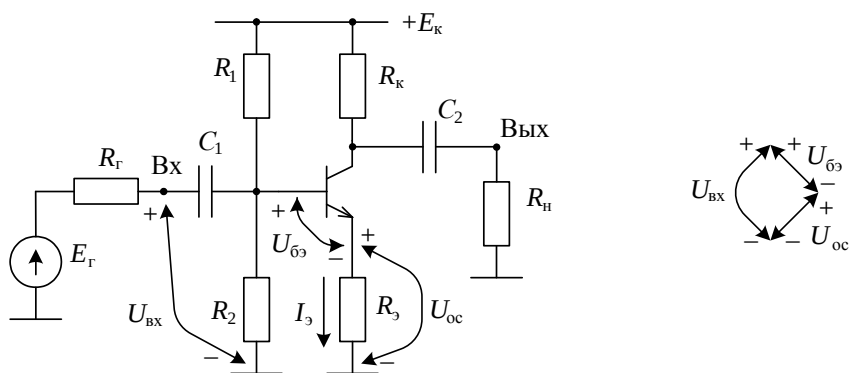


Рис. 9.5

Связь является последовательной, так как во входной цепи усилителя входное напряжение $U_{вх}$, напряжение ОС U_{oc} и вход

БТ (напряжение $U_{бэ}$) включены последовательно друг другу (рис. 9.5).

В схеме реализована связь по току, так как напряжение обратной связи пропорционально току эмиттера, который пропорционален току коллектора, который, в свою очередь, пропорционален току нагрузки (выходному току усилителя):

$$U_{oc} \propto I_o \propto I_k \propto I_n. \quad (9.6)$$

2. Схема усилителя с параллельной ООС по напряжению показана на рис. 9.6.

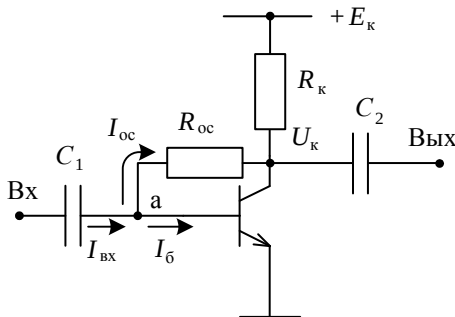


Рис. 9.6

Здесь смещение БТ обеспечивается резистором R_{oc} , соединяющим коллектор и базу. Расчет сопротивления резистора производится по формулам:

$$U_{0к} = \frac{E_k}{2} = I_{0к} R_k; \quad I_{0б} = \frac{I_{0к}}{B}; \quad R_{oc} = \frac{U_{0к} - U_{бэ}}{I_{0б}}. \quad (9.7)$$

Связь является отрицательной: при положительном входном напряжении происходит увеличение входного тока усилителя $I_{вх}$, но при этом увеличивается ответвление тока I_{oc} в цепь ОС, т. е. не весь входной ток поступает в базу БТ. Цепь ОС оказывает отрицательное влияние на усиление.

Связь параллельная, так как во входной цепи присутствует узел тока «а».

Связь по напряжению, так как ток цепи обратной связи пропорционален выходному напряжению (напряжению U_k).

9.3. Влияние ООС на коэффициент усиления по напряжению

Рассмотрим схему на рис. 9.1, где осуществляется последовательная ООС по напряжению. При этом

$$U_{\text{вых}} = K_u U_1; \quad (9.8)$$

$$U_{\text{ос}} = \gamma U_{\text{вых}}; \quad (9.9)$$

$$U_1 = U_{\text{вх}} - U_{\text{ос}}. \quad (9.10)$$

Найдем коэффициент усиления схемы с ООС как

$$K_{u \text{ оос}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}. \quad (9.11)$$

Подставляя выражения (9.8)–(9.10) в выражение (9.11), получаем

$$K_{u \text{ оос}} = \frac{K_u U_1}{U_1 + U_{\text{ос}}} = \frac{K_u U_1}{U_1 + \gamma K_u U_1} = \frac{K_u}{1 + \gamma K_u}. \quad (9.12)$$

Здесь γK_u – петлевое усиление, которое показывает общий коэффициент усиления в замкнутом контуре, образованном усилителем и цепью ОС; $1 + \gamma K_u$ – глубина ОС, характеризующая степень уменьшения коэффициента усиления по напряжению при введении ООС.

Из формулы (9.12) следует, что введение ООС снижает коэффициент усиления по напряжению. При этом если выполняется условие $\gamma K_u \gg 1$, т. е. имеет место глубокая обратная связь, то выражение (9.12) может быть приведено к виду

$$K_{u \text{ оос}} = \frac{1}{\gamma}. \quad (9.13)$$

Как видим, коэффициент усиления усилителя с ООС перестает зависеть от значения коэффициента усиления без ОС и определяется только коэффициентом передачи самой цепи ОС.

9.4. Влияние ООС на входное сопротивление усилителя

Это влияние зависит от способа введения сигнала во входную цепь усилителя, т. е. от типа связи: последовательной или параллельной.

Для схемы усилителя с последовательной ООС (рис. 9.4, а) найдем входное сопротивление исходя из представленного ранее его определения

$$R_{\text{вх.ооc}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}. \quad (9.14)$$

Распишем числитель и знаменатель:

$$U_{\text{вх}} = U_1 + U_{\text{оc}} = U_1 + \gamma K_u U_1 = U_1 (1 + \gamma K_u), \quad (9.15)$$

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_1}{R_{\text{вх}}}. \quad (9.16)$$

Подставляя в исходную формулу, получаем

$$R_{\text{вх.ооc}} = R_{\text{вх}} (1 + \gamma K_u). \quad (9.17)$$

Таким образом, введение последовательной ООС сопровождается увеличением входного сопротивления усилителя, т. е. $R_{\text{вх.ооc}} > R_{\text{вх}}$.

Для схемы с параллельной ООС на рис. 9.4, б входное сопротивление может быть найдено путем последовательных формальных преобразований:

$$R_{\text{вх.ооc}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}; \quad (9.18)$$

$$I_{\text{вх}} = I_1 + I_{\text{оc}}; \quad (9.19)$$

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}; \quad (9.20)$$

$$I_{\text{оc}} = \frac{U_{\text{вх}} - (-E_{\text{оc}})}{R_{\text{оc}}} = \frac{U_{\text{вх}} (1 + \gamma K_u)}{R_{\text{оc}}}; \quad (9.21)$$

$$R_{\text{вх.ооc}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{вх}}} + \frac{1}{R_{\text{оc}}/(1 + \gamma K_u)}} = R_{\text{вх}} \parallel R_{\text{оc}}/(1 + \gamma K_u) \approx \frac{R_{\text{оc}}}{1 + \gamma K_u}. \quad (9.22)$$

Вывод: при введении параллельной ООС происходит уменьшение входного сопротивления усилителя ($R_{\text{вх.оо}} < R_{\text{вх}}$).

9.5. Влияние ООС на выходное сопротивление усилителя

Это влияние зависит от способа съема сигнала обратной связи с выходной цепи усилителя, т. е. от вида связи: по напряжению или по току.

Рассмотрим связь по напряжению.

На рис. 9.7 представлена выходная цепь усилителя с ООС, где $U_{\text{вых}}$ – напряжение внешнего источника, подключаемого к усилителю, а $I_{\text{вых}}$ – ток, возникающий при этом в выходной цепи. Поскольку связь отрицательная и по напряжению, то усилитель стремится скомпенсировать внешнее воздействие положительного напряжения, поэтому $E_{\text{вых}}$ имеет отрицательный знак.

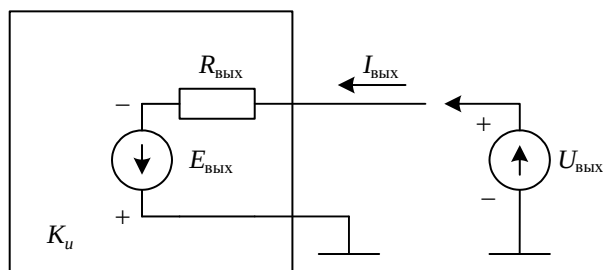


Рис. 9.7

Найдем выходное сопротивление усилителя в виде

$$R_{\text{вых.оо}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}} . \quad (9.23)$$

Распишем

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}} - (-E_{\text{вых}})}{R_{\text{вых}}} = \frac{U_{\text{вых}} + \gamma K_u U_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}}} = \frac{U_{\text{вых}} (1 + \gamma K_u)}{R_{\text{вых}}} . \quad (9.24)$$

Отсюда

$$R_{\text{вых.ос}} = \frac{R_{\text{вых}}}{(1 + \gamma K_u)}. \quad (9.25)$$

Как видно из последней формулы, введение ООС по напряжению приводит к уменьшению выходного сопротивления усилителя: $R_{\text{вых.ос}} < R_{\text{вых}}$.

Для реализации ООС по току в выходную цепь усилителя последовательно включим резистор $R_{\text{ос}}$ для съема сигнала обратной связи (рис. 9.8). Поскольку связь по току, то благодаря ООС усилитель стремится уменьшить внешнее токовое воздействие в выходной цепи, т. е. уменьшить выходной ток. По этой причине полярность источника $E_{\text{вых}}$ показана положительной.

Для схемы рис. 9.8 формальные преобразования дают:

$$R_{\text{вых.ос}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}}; \quad (9.26)$$

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}} - E_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}}} = |E_{\text{вых}} = R_{\text{ос}} I_{\text{вых}} \gamma K_u| = \frac{U_{\text{вых}} - R_{\text{ос}} I_{\text{вых}} \gamma K_u}{R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}}}; \quad (9.27)$$

$$I_{\text{вых}} [R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}} (1 + \gamma K_u)] = U_{\text{вых}}; \quad (9.28)$$

$$R_{\text{вых.ос}} = R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}} (1 + \gamma K_u). \quad (9.29)$$

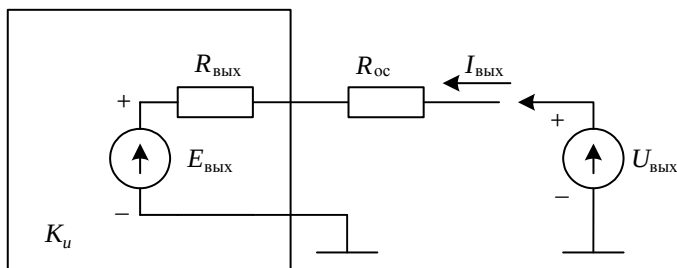


Рис. 9.8

Вывод: введение ООС по току обеспечивает повышение выходного сопротивления усилителя ($R_{\text{вых.ос}} > R_{\text{вых}}$).

9.6. Влияние ООС на диапазон усиливаемых частот, частотные и нелинейные искажения

Рассмотрим АЧХ усилителя переменного тока на рис. 9.9. Здесь представлены две характеристики с коэффициентами усиления в диапазоне усиливаемых частот усилителя без ООС – K_{u0} и усилителя с ООС – $K_{u0\text{оос}}$. Как видно, диапазон усиливаемых частот во втором случае шире ($f_{\text{в.оос}} > f_{\text{в}}$; $f_{\text{н.оос}} < f_{\text{н}}$). Это можно объяснить, используя формулу (9.12) для коэффициента усиления по напряжению усилителя с ООС, представленную выше.

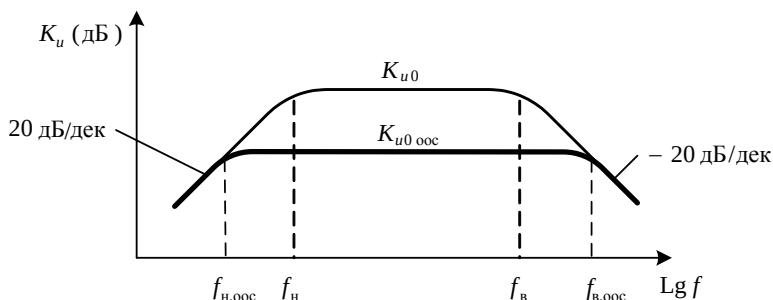


Рис. 9.9

Например, в области высоких частот при увеличении частоты усиливаемого сигнала, начиная с $f_{\text{в}}$, коэффициент K_u уменьшается, и в формуле для коэффициента $K_{u0\text{оос}}$ одновременно уменьшаются числитель и знаменатель. Пока выполняется условие $\gamma K_u \ll 1$, коэффициент $K_{u0\text{оос}}$ остается неизменным. Далее происходит его снижение, которое начинается при большей частоте $f_{\text{в.оос}}$ сигнала, чем $f_{\text{в}}$. То же наблюдается в области низких частот при уменьшении частоты усиливаемого сигнала.

Таким образом, введение ООС расширяет диапазон усиливаемых частот и приводит к снижению частотных искажений в усилителе.

Нелинейные искажения также уменьшаются, так как возрастает линейность АПХ в силу уменьшения зависимости коэффициента усиления с ООС от значения коэффициента усиления без ООС.

Для усилителя с ООС коэффициент гармоник рассчитывается по формуле

$$K_{г.оос} = \frac{K_г}{(1 + \gamma K_u)}, \quad (9.30)$$

где $K_г$ – коэффициент гармоник для усилителя без ООС.

Вопросы для контроля знаний

1. Какая связь называется обратной?
2. Нарисуйте и поясните структурную схему усилителя с обратной связью (ОС).
3. Назовите основные классификационные признаки ОС.
4. Поясните основные свойства усилителей с отрицательной обратной связью (ООС), представленных выше.
5. Как влияет ООС на коэффициент усиления по напряжению?
6. Как влияет ООС на входное сопротивление усилителя?
7. Как влияет ООС на выходное сопротивление усилителя?
8. Как влияет ООС на диапазон усиливаемых частот, частотные и нелинейные искажения?

Глава 10. Усилители мощности

10.1. Структурная схема усилителя мощности

Усилитель мощности (УМ) – это электронное устройство, предназначенное для усиления мощности электрических сигналов. Исходя из определения основным параметром УМ является коэффициент усиления мощности $K_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$. На практике чаще используются УМ, управляемые не мощностью, а напряжением, т. е. УМ по сути представляет собой преобразователь «напряжение – мощность». Для такой схемы в качестве основного параметра принято использовать значение выходной мощности, выделяющейся в нагрузке заданного сопротивления при заданном уровне входного напряжения.

Структурная схема УМ представлена на рис. 10.1 и содержит три типа каскадов.

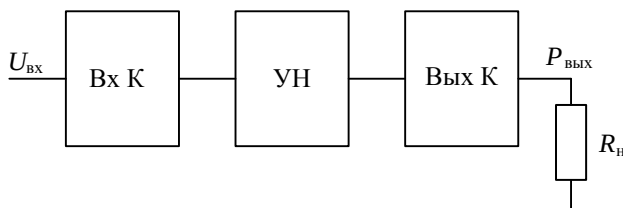


Рис. 10.1

Входной каскад (Вх К) обеспечивает согласование с источником входного усиливаемого сигнала по напряжению ($R_{\text{вх}} \gg R_{\text{г}}$). Используются схемы на БТ с ОК или ОЭ, имеющие большое входное сопротивление за счет последовательной ООС.

Усилитель напряжения (УН) предназначен для основного усиления сигнала по напряжению и, как правило, строится по многокаскадной схеме на БТ с ОЭ.

Выходной каскад (Вых К) служит для основного усиления сигнала по току и согласования УМ с нагрузкой по мощности. Поскольку нагрузка обычно является низкоомной (единицы, десятки Ом), то вы-

ходной каскад должен иметь выходное сопротивление такого же порядка. Поэтому в этом каскаде используют БТ по схеме ОК.

10.2. Выходной каскад на БТ в классе В

В отличие от других каскадов, выходной каскад УМ обычно строится по двухтактной схеме с использованием пары комплементарных транзисторов. *Комплементарными* (дополняющими друг друга) называются БТ, имеющие разную структуру ($n-p-n$ и $p-n-p$) и близкие характеристики и параметры. Промышленность выпускает комплементарные пары, например, КТ315 $n-p-n$ - и КТ361 $p-n-p$ -структуры и др.

Самый простой выходной каскад УМ на комплементарных БТ представлен на рис. 10.2. Транзистор VT_1 $n-p-n$ -структуры служит для усиления положительной полуволны входного сигнала, транзистор VT_2 $p-n-p$ -структуры – для усиления отрицательной полуволны. В схеме используется двухполярное питание (два источника напряжения $+E_{\pi}$ и $-E_{\pi}$, подключенные к шинам питания схемы относительно общего провода). Оба БТ включены по схеме ОК и не имеют начального смещения (класс усиления В).

При $U_{\text{вх}} = 0$ оба БТ находятся в отсечке. Схема не потребляет тока от источников питания; $U_{\text{вых}} = 0$.

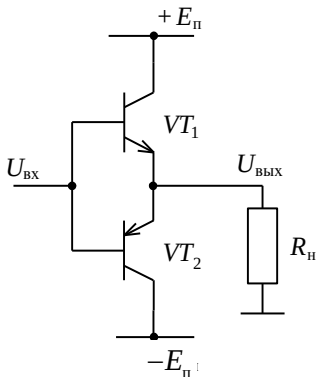


Рис. 10.2

При положительном входном напряжении ($U_{\text{вх}} > 0$) VT_1 находится в активном режиме, а VT_2 в отсечке, так как его управляющий переход база-эмиттер смещен в обратном направлении. Через VT_1 и нагрузку протекает ток, как показано на рис. 10.3. На выходе формируется положительная полуволна напряжения $+U_{\text{вых}}$.

При отрицательном входном напряжении ($U_{\text{вх}} < 0$) VT_1 в отсечке,

а VT_2 пребывает в активном режиме. Через БТ и нагрузку протекает ток так, как показано на рис. 10.4. На выходе отрицательное напряжение $-U_{\text{вых}}$.

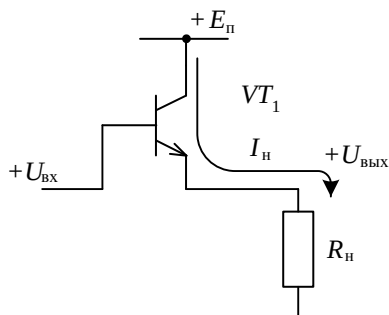


Рис. 10.3

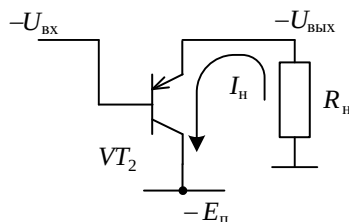


Рис. 10.4

Схема каскада имеет следующие основные параметры:

- коэффициент усиления по напряжению $K_u \approx 1$;
- коэффициент усиления по току $K_i = 1 + \beta$;
- выходное сопротивление $R_{\text{вых}} \approx r_3(VT_{1,2})$.

В нагрузке выделяется мощность $P_n = \frac{U_{\text{вых}}^2}{R_n} \approx \frac{U_{\text{вх}}^2}{R_n}$.

Выходной каскад в классе В имеет два недостатка: из-за отсутствия начального смещения БТ в области малых входных напряжений существует зона нечувствительности к изменению входного сигнала, что ведет к большим нелинейным искажениям; при $U_{\text{вх}} = 0$ оба БТ находятся в отсечке, каскад имеет большое выходное сопротивление.

10.3. Выходной каскад на БТ в классе АВ

В схему выходного каскада дополнительно введена цепь смещения БТ на резисторах R_1 , R_2 и диодах VD_1 , VD_2 (рис. 10.5, а). Через цепь протекает сквозной ток, оба диода все время находятся в открытом состоянии.

Напряжение, формируемое на диодах, прикладывается к двум последовательно включенным переходам база-эмиттер БТ VT_1 и VT_2 (рис. 10.5, б), поэтому при нулевом уровне входного сигнала они оба открыты, и БТ пребывают в активном режиме. Поскольку оба БТ имеют одинаковые характеристики и параметры, то токи их эмиттеров одинаковы – через VT_1 и VT_2 протекает небольшой сквозной ток, соответствующий классу усиления АВ. Напряжение на выходе равно нулю.

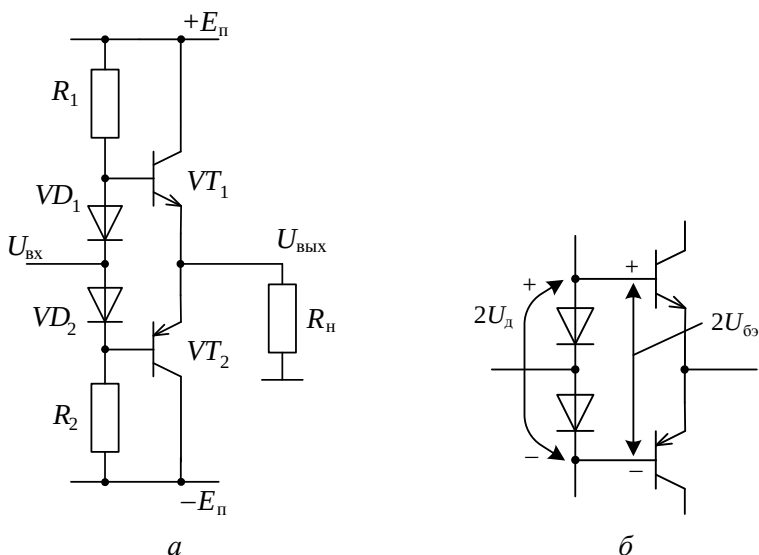


Рис. 10.5

При положительном изменении входного напряжения благодаря малому сопротивлению диодов напряжения на базах транзисторов возрастает; транзистор VT_2 переходит в отсечку, а транзистор VT_1 остается в активном режиме. Ток от источника $+E_n$ протекает через VT_1 в нагрузку, на выходе формируется положительное напряжение. При отрицательном изменении напряжения на входе VT_1 переходит в отсечку, а VT_2 остается в активном режиме. Ток в нагрузке создается за счет источника $-E_n$, при этом на выходе формируется отрицательное напряжение.

Выходной каскад УМ в классе АВ создает меньшие нелинейные искажения; основные параметры каскада такие же, как в классе В.

10.4. Составные транзисторы

В выходных каскадах УМ обычно применяют транзисторы средней или большой мощности, имеющие меньший коэффициент усиления по току, чем маломощные БТ. Для повышения эффекта усиления тока вместо одиночных транзисторов используют составные – схемы из двух или трех БТ с непосредственными связями, работающие так же, как одиночный БТ.

Различают составные БТ (СБТ) на транзисторах с одинаковой или разной структурой.

На рис. 10.6, а представлена схема СБТ на однотипных $n-p-n$ -транзисторах. Основные свойства такого СБТ:

- статический коэффициент усиления тока примерно равен произведению коэффициентов отдельных транзисторов ($B_{сбт} = B_1 B_2$);

- падение напряжения на открытом переходе база-эмиттер в два раза превышает аналогичный параметр одиночного БТ ($U_{бэ.от.сбт} = 2U_{бэ.от}$);

- остаточное напряжение в режиме насыщения коллектор-эмиттер больше аналогичного параметра одиночного БТ (рис. 10.6, б) ($U_{кэ.н.сбт} = U_{бэ.от2} + U_{кэ.н1} = 0,7 + 0,2 = 0,9$ В). В режиме насыщения СБТ VT_1 находится в насыщении, а VT_2 – в активном режиме.

Резистор $R_{см}$, включенный параллельно эмиттерному переходу VT_2 , служит для улучшения управляемости СБТ в области малых токов коллектора.

Схемы СБТ на разных по структуре одиночных БТ представлены на рис. 10.7, а и б.

Параметры и свойства СБТ:

$$B_{сбт} = B_1 B_2;$$

$$U_{бэ.от.сбт} = U_{бэ.от};$$

$U_{кэ.н.сбт} = U_{бэ.от2} + U_{кэ.н1} = 0,7 + 0,2 = 0,9$ В. VT_1 – в насыщении, VT_2 – в активном режиме;

СБТ на рис. 10.7, *а* работает как БТ *n-p-n*-типа, на рис. 10.7, *б* – как БТ *p-n-p*-типа. Структура СБТ определяется структурой первого одиночного БТ.

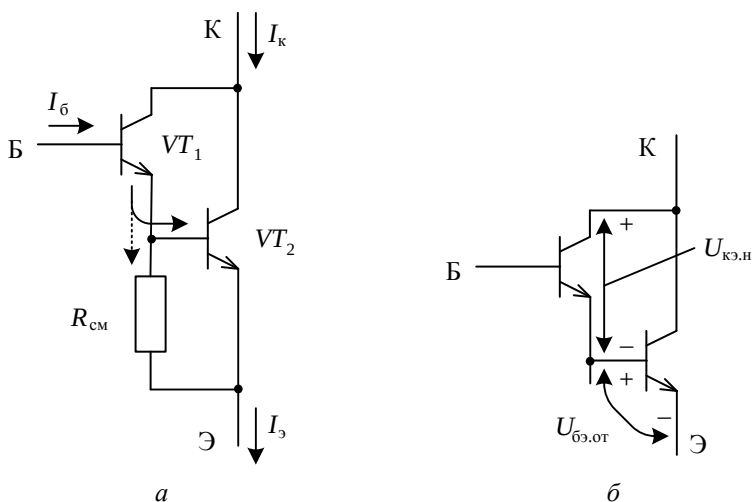


Рис. 10.6

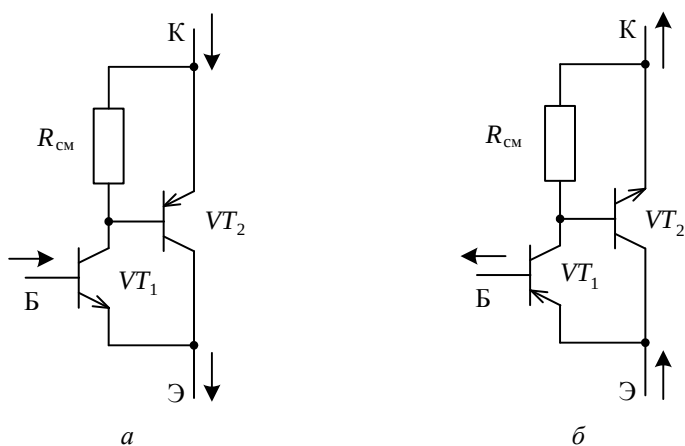


Рис. 10.7

10.5. Усилитель мощности на операционном усилителе и составных БТ

Схема УМ представлена на рис. 10.8 и содержит операционный усилитель (ОУ) A_1 и выходной каскад на двух СБТ. Операционный усилитель включен по неинвертирующей схеме с последовательной ООС по напряжению и выполняет функции согласования с источником и усиления сигнала по напряжению. Коэффициент усиления определяется формулой

$$K_{u \text{ оос}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (10.1)$$

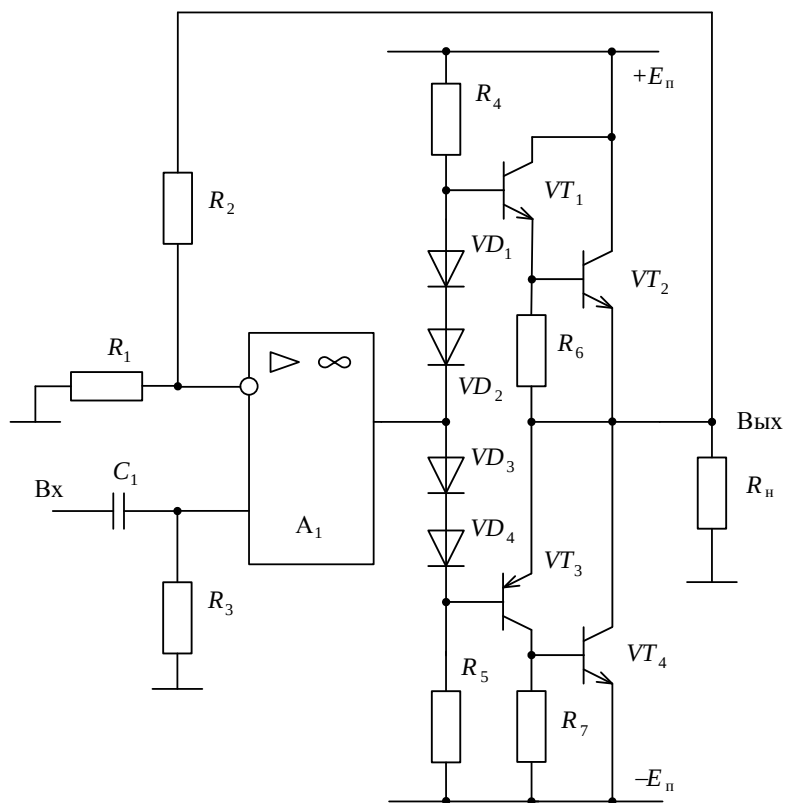


Рис. 10.8

На входе схемы стоит фильтр высоких частот на элементах C_1 и R_3 .

Выходной каскад работает в классе АВ. Для формирования необходимого напряжения на управляющих переходах СБТ в цепи смещения используются четыре диода $VD_1 - VD_4$. Развиваемая усилителем мощность в нагрузке соответствует выражению

$$P_{\text{н}} = \frac{(K_{\text{и оос}} U_{\text{вх}})^2}{R_{\text{н}}}. \quad (10.2)$$

Вопросы для контроля знаний

1. Нарисуйте и поясните структурную схему УМ.
2. Нарисуйте и объясните принцип работы выходного каскада УМ в классе В.
3. По какой схеме включены выходные БТ в УМ?
4. В чем состоят преимущества выходного каскада УМ в классе АВ в сравнении с классом В?
5. Какие типы составных транзисторов применяются?
6. Назовите основные свойства составных транзисторов?
7. Нарисуйте схему усилителя мощности на ОУ и составных БТ и поясните назначение элементов и принцип работы.

Глава 11. Источники вторичного электропитания

11.1. Структурная схема источника питания

Источники первичного электропитания (первичные) преобразуют неэлектрическую энергию в электрическую. К таким источникам относятся, например, генераторы ГЭС, химические батареи, аккумуляторы и др.

Источники вторичного электропитания (вторичные), преобразуют электрическую энергию в электрическую. К таким источникам, в частности, относятся блоки питания компьютеров.

В настоящее время имеется большое разнообразие схем построения вторичных источников; все большее применение находят источники импульсного действия с дополнительным преобразованием частоты.

Структурная схема такого источника представлена на рис. 11.1.

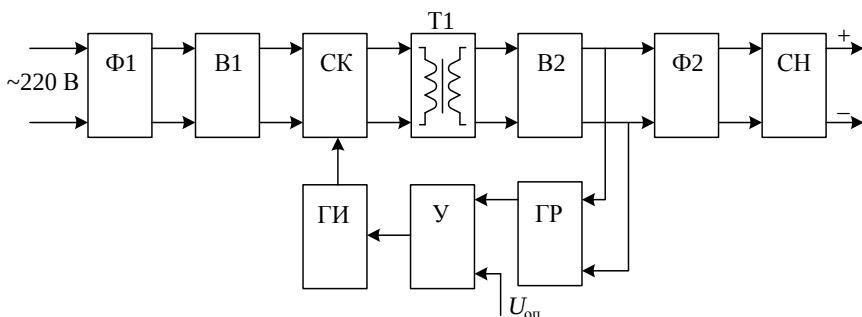


Рис. 11.1

Источник питается от сети переменного тока 220 В и формирует на выходе постоянное напряжение единицы-десятки вольт.

На входе установлен индуктивно-емкостной фильтр Ф1, который обеспечивает сглаживание высокочастотных и импульсных помех, проникающих, с одной стороны, из сети в источник питания, с другой – из источника питания в сеть. Выпрямитель В1 преобразует переменное напряжение 220 В в выпрямленное (постоянное пульсирующее).

Далее это напряжение через силовые ключи СК подается на первичную обмотку силового трансформатора Т1.

Силовые ключи управляются генератором импульсов ГИ, который обеспечивает их открывание и закрывание с частотой 40–120 кГц. В результате на входе силового трансформатора Т1 создается переменное высокочастотное напряжение с амплитудой, соответствующей сети 220 В.

Силовой трансформатор Т1 понижает это напряжение до единиц-десятков вольт. Трансформация переменного напряжения высокой частоты по сравнению с частотой сети 50 Гц позволяет передавать через трансформатор достаточно большие мощности электрической энергии при малых габаритах магнитопровода, изготавливаемого из феррита. Это в целом способствует снижению габаритов и веса источника питания (ИП).

Выходное напряжение трансформатора Т1 подается на выпрямитель В2, преобразуется в постоянное, сглаживается фильтром Ф2 и поступает на стабилизатор напряжения (СН), который создает на выходе стабильное постоянное напряжение заданного уровня, например, 5, 12, 15 В и др.

В схеме ИП имеется ООС по напряжению, состоящая из блока гальванической развязки (ГР), усилителя сравнения напряжений (У) и генератора импульсов (ГИ).

При отклонении напряжения на выходе выпрямителя В2 от номинального возникает разбаланс напряжений на входе У, где напряжение $U_{оп}$ является постоянным опорным, формируемым от отдельного ИП. Появление разбаланса напряжений на входе У приводит к изменению уровня напряжения на управляющем входе ГИ. В результате изменяется частота на выходе ГИ, т. е. частота коммутации СК и напряжения на входе силового трансформатора Т1. При этом изменение частоты происходит настолько, что первичное изменение напряжения на выходе выпрямителя В2 компенсируется.

Таким образом, наличие ООС в ИП обеспечивает дополнительную стабилизацию его выходного напряжения при колебаниях напряжения сети 220 В.

11.2. Выпрямители и фильтры

Выпрямители предназначены для преобразования переменного (двухполярного) напряжения в постоянное (однополярное) пульсирующее. В ИП от однофазной сети наиболее часто используют однополупериодный и двухполупериодный выпрямители.

Схема однополупериодного выпрямителя представлена на рис. 11.2, а.

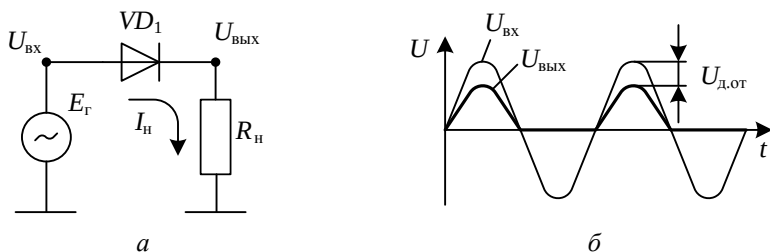


Рис. 11.2

Выпрямитель содержит полупроводниковый диод VD_1 , который включен между источником переменного синусоидального напряжения E_r и нагрузкой R_n . При поступлении на вход выпрямителя положительной полуволны переменного напряжения $U_{вх}$ диод открыт (рис. 11.2, б). Через нагрузку протекает ток I_n , и на выходе формируется положительная полуволна напряжения с амплитудой, меньшей амплитуды входного напряжения на величину $U_{д.от}$. При отрицательной полуволне входного напряжения диод закрыт, тока в нагрузке нет, на выходе нулевое напряжение.

Для сглаживания пульсаций выходного напряжения на выходе выпрямителя устанавливают фильтр, например, емкостного типа (рис. 11.3, а).

При положительной полуволне входного напряжения, когда входное напряжение превышает напряжение на выходе, диод VD_1 открывается, и конденсатор C_ϕ фильтра заряжается от источника входного напряжения (интервалы t_1 , t_2 и t_3 , t_4 на рис. 11.3, б). В те-

чение остального времени диод находится в закрытом состоянии; питание нагрузки обеспечивается за счет заряда, накопленного конденсатором, при этом он разряжается, и выходное напряжение понижается. Чем больше емкость конденсатора, тем меньше снижается выходное напряжение при разряде конденсатора, т. е. меньше уровень пульсаций сглаженного напряжения на выходе.

Двухполупериодный выпрямитель выполняется на диодах по мостовой схеме (рис. 11.4).

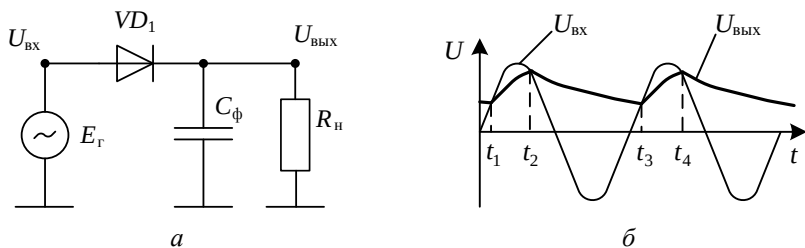


Рис. 11.3

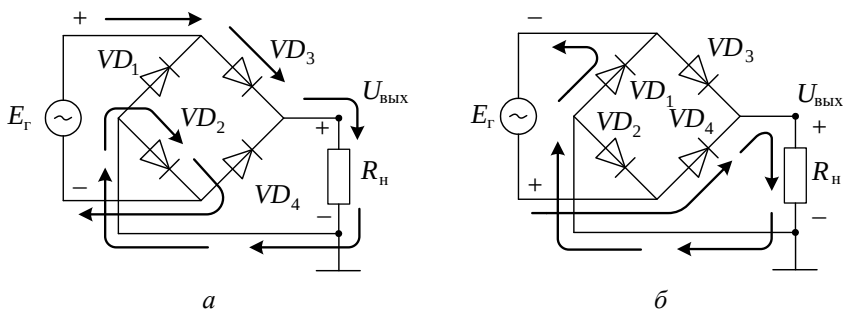


Рис. 11.4

При положительном напряжении на входе выпрямителя ($U_{\text{вх}} = E_r$) (рис. 11.4, а) диоды VD_2 и VD_3 открыты, другие диоды находятся под обратным смещением и закрыты. Ток от источника E_r протекает через открытые диоды и нагрузку, создавая на выходе выпрямителя положительное напряжение. При отрицательной полуволне напряжения на входе оказываются открытыми VD_1 и VD_4 .

Как видно из рис. 11.4, б, через нагрузку ток протекает в том же направлении, и снова на выходе создается положительное напряжение (рис. 11.5).

В отличие от предыдущей схемы в цепи между источником переменного напряжения и выходом при любой полуволне включенными оказываются два диода, поэтому амплитуда выходного напряжения отличается от амплитуды входного на $2U_{\text{д.от}}$.

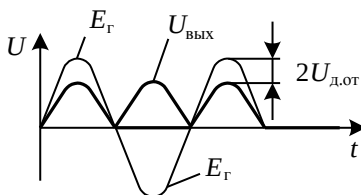


Рис. 11.5

11.3. Классификация и система параметров стабилизаторов напряжения

Стабилизатор напряжения (СН) предназначен для поддержания на выходе постоянного напряжения при колебаниях входного напряжения и тока (сопротивления) нагрузки. Различают СН параметрические, компенсационные с непрерывным регулированием (компенсационные) и компенсационные с импульсным регулированием (импульсные).

В параметрических СН стабилизация напряжения осуществляется за счет применения специального элемента с нелинейной ВАХ. Например, используют стабилитроны, которые на рабочем участке ВАХ имеют малое дифференциальное сопротивление.

В компенсационных СН дополнительно используется общая отрицательная обратная связь по напряжению. Принцип стабилизации основан на автоматической компенсации отклонения сигнала, пропорционального выходному напряжению, от уровня уставки, задаваемой, например, параметрическим стабилизатором. Компенсация производится непрерывно во времени.

В импульсных СН также реализуется принцип компенсации отклонений, но этот процесс осуществляется дискретно во времени (через определенные временные интервалы).

Параметрами СН являются:

– выходное стабилизированное напряжение $U_{\text{вых}}$;

– температурный коэффициент выходного напряжения $\text{ТКН} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta T U_{\text{ВЫХ}}} 100\%$. Здесь $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ – изменение выходного напряжения, обусловленное изменением температуры на ΔT ;

– коэффициент стабилизации напряжения $K_{\text{СТ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}} / U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}} \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$; характеризует качество работы СН при изменении входного напряжения;

– выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta I_{\text{ВЫХ}}$; характеризует качество СН при изменении тока (сопротивления) нагрузки;

– рабочий диапазон входных напряжений $U_{\text{ВХ.МИН}}, U_{\text{ВХ.МАКС}}$;

– максимальный выходной ток $I_{\text{ВЫХ.МАКС}}$;

– диапазон температур эксплуатации $T_{\text{МИН}}, T_{\text{МАКС}}$.

11.4. Параметрический стабилизатор напряжения

В параметрических СН в качестве элемента стабилизации обычно используют стабилитрон, который представляет собой диод, работающий на обратной ветви ВАХ в режиме обратимого пробоя (рис. 11.6).

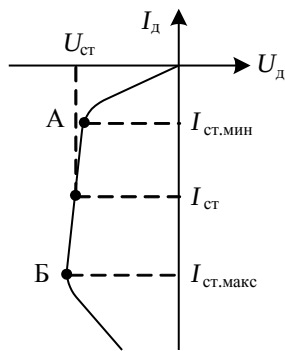


Рис. 11.6

Основными параметрами стабилитрона являются: напряжение стабилизации $U_{\text{СТ}}$ при заданном токе стабилитрона $I_{\text{СТ}}$; дифференциальное сопротивление на рабочем участке ВАХ $r_{\text{ДИФ}} = \Delta U_{\text{СТ}} / \Delta I_{\text{СТ}}$; минимальный и максимальный рабочие токи $I_{\text{СТ.МИН}}$ и $I_{\text{СТ.МАКС}}$.

Схема простого параметрического СН представлена на рис. 11.7, а.

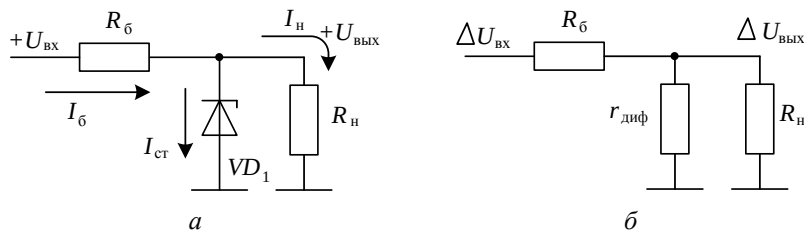


Рис. 11.7

Стабилизатор напряжения содержит стабилитрон VD_1 и балластный резистор R_6 . К выходу параллельно стабилитрону подключена нагрузка R_H . На вход подается положительное напряжение, большее напряжения стабилизации стабилитрона. В схеме протекают токи, как показано на рисунке. При этом ток балластного резистора равен сумме токов стабилитрона и нагрузки: $I_6 = I_{\text{СТ}} + I_H$. Поскольку нагрузка включена параллельно стабилитрону, то выходное напряжение СН определяется его напряжением стабилизации: $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{СТ}}$. На резисторе R_6 падает избыток входного напряжения.

Рассмотрим принцип работы СН.

Пусть сопротивление нагрузки постоянно, а входное напряжение изменяется, например, уменьшается. Тогда уменьшается ток балластного резистора I_6 . Благодаря малому дифференциальному сопротивлению стабилитрона по сравнению с сопротивлением нагрузки изменение тока I_6 сопровождается таким же изменением (уменьшением) тока стабилитрона, а ток нагрузки останется неизменным. Следовательно, напряжение в нагрузке не изменяется.

Пусть входное напряжение постоянно, а сопротивление нагрузки изменяется, например, уменьшается. При этом происходит перераспределение тока балластного резистора между стабилитроном и нагрузкой: ток стабилитрона уменьшается, а ток нагрузки возрастает. Выходное напряжение остается неизменным.

Найдем основные параметры стабилизатора через параметры компонентов схемы.

1. Выходное напряжение, как показано выше, равно напряжению стабилизации стабилитрона: $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{СТ}}$.

2. Коэффициент стабилизации можно определить, используя эквивалентную схему параметрического СН для переменного сигнала, показанную на рис. 11.7, б. Схема представляет собой делитель напряжения, поэтому изменение напряжения на выходе можно найти по формуле

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} \frac{r_{\text{диф}} \parallel R_{\text{н}}}{R_{\text{б}} + r_{\text{диф}} \parallel R_{\text{н}}}.$$

Подставляя $\Delta U_{\text{вых}}$ в выражение для коэффициента стабилизации и учитывая, что обычно выполняется неравенство $R_{\text{б}}, R_{\text{н}} \gg r_{\text{диф}}$, получаем

$$K_{\text{ст}} = \frac{R_{\text{б}}}{r_{\text{диф}}} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}. \quad (11.1)$$

Как видно из формулы, увеличение коэффициента стабилизации можно получить путем увеличения $R_{\text{б}}$ и уменьшения $r_{\text{диф}}$. Однако первое малоэффективно, так как при увеличении сопротивления балластного резистора необходимо увеличивать входное напряжение $U_{\text{вх}}$, чтобы сохранить неизменным входной (рабочий) ток стабилизатора.

3. Выходное сопротивление СН определяется при отключенной нагрузке. Если считать, что входное напряжение подается от идеального источника напряжения, то при определении выходного сопротивления в эквивалентной схеме для переменного сигнала компоненты $R_{\text{б}}$ и $r_{\text{диф}}$ оказываются включенными параллельно друг другу. Поскольку $r_{\text{диф}}$ из них существенно меньше, то оно и определяет выходное сопротивление СН: $R_{\text{вых}} = r_{\text{диф}}$.

Таким образом, все основные параметры простого параметрического СН определяются исключительно свойствами стабилитрона, следовательно, выбору стабилитрона при проектировании СН должно уделяться особое внимание.

Как видно из принципа работы, максимальный ток нагрузки простого параметрического СН не может превышать максимальный ток стабилитрона $I_{\text{ст.макс}}$. Для увеличения выходного тока используют усилитель на основе БТ с ОК (рис. 11.8).

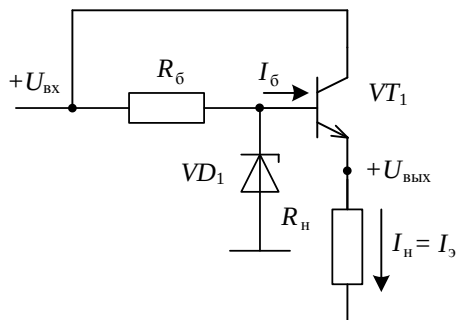


Рис. 11.8

В этой схеме выходной ток простого параметрического СН на элементах R_b и VD_1 является током базы I_b , а ток нагрузки I_n – током эмиттера I_e БТ. Поэтому достигается увеличение тока нагрузки в $1+\beta$ раз.

Выходное напряжение СН с усилителем тока составляет $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} - U_{\text{бэ.от}}$. Коэффициент стабилизации такой же, как у простого стабилизатора, а выходное сопротивление равно сопротивлению БТ со стороны эмиттера для переменного сигнала: $R_{\text{вых}} \approx r_e$.

Параметрические СН используются в маломощных источниках питания с выходным током до 15–20 мА, а также в качестве источников опорного напряжения в компенсационных и импульсных СН.

11.5. Компенсационный стабилизатор напряжения

Компенсационный СН содержит дополнительную схему с отрицательной обратной связью по напряжению. В состав также входит параметрический стабилизатор, который формирует необходимое для работы опорное напряжение.

Структурная схема компенсационного СН представлена на рис. 11.9.

Стабилизатор напряжения содержит управляемый регулирующий элемент (РЭ) на биполярном транзисторе с ОК, усилитель сравнения (УС) напряжения U_a , пропорционального выходному напряжению

стабилизатора, и опорного напряжения $U_{\text{оп}}$. Напряжение U_a формируется делителем на резисторах R_1 , R_2 .

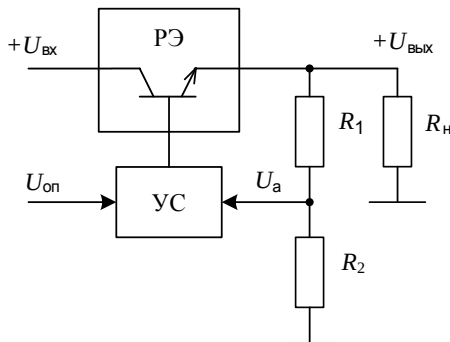


Рис. 11.9

Если выходное напряжение СН по какой-либо причине отклоняется от номинального, то изменяется напряжение U_a и возникает разбаланс между этим напряжением и опорным $U_{\text{оп}}$. Пропорционально разбалансу УС изменяет управляющий ток РЭ (ток базы БТ). В результате изменяются токи эмиттера БТ и нагрузки СН таким образом, что отклонение выходного напряжения от номинального компенсируется.

Благодаря действию обратной связи в схеме автоматически поддерживается равенство напряжений $U_a = U_{\text{оп}}$. Используя формулу для выходного напряжения делителя, можно найти значение выходного напряжения стабилизатора:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right).$$

В отличие от параметрического, в компенсационном СН возможна регулировка выходного напряжения путем изменения сопротивлений делителя R_1 , R_2 . Делитель согласует заданный уровень выходного напряжения стабилизатора с уровнем опорного напряжения. Стабильность выходного напряжения компенсационного СН не может быть выше стабильности опорного напряжения.

На рис. 11.10 представлена электрическая принципиальная схема компенсационного СН: VT_1 представляет собой РЭ; VT_2 и R_1 образуют УС. При этом эмиттер VT_2 является первым входом УС, на который подается опорное напряжение $U_{оп}$, а база – вторым входом, на который подается пропорциональное выходному напряжению U_a . Таким образом, VT_2 для опорного напряжения включен по схеме ОБ, а для напряжения U_a – по схеме ОЭ. Опорное напряжение формируется параметрическим СН на стабилитроне VD_1 и резисторе R_2 , который для повышения стабильности напряжения питается с выхода компенсационного СН. Резисторы R_3 и R_4 образуют согласующий делитель напряжения.

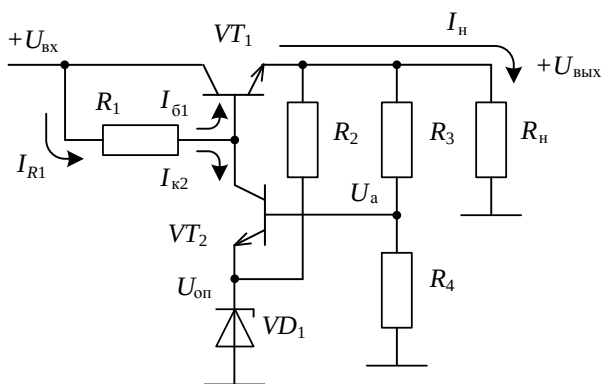


Рис. 11.10

Рассмотрим последовательно работу схемы при изменении сопротивления нагрузки и входного напряжения.

Пусть входное напряжение СН остается постоянным, а сопротивление нагрузки уменьшается. Это ведет к уменьшению выходного напряжения $U_{вых}$ и напряжения U_a . Падение напряжения на переходе база-эмиттер VT_2 уменьшается, что приводит к уменьшению токов базы и коллектора $I_{к2}$ VT_2 . Поскольку ток $I_{Р1}$ резистора R_1 остается постоянным, то уменьшение $I_{к2}$ ведет к увеличению ток базы $I_{б1}$

регулирующего транзистора VT_1 . Последнее приводит к увеличению тока эмиттера VT_1 и тока нагрузки I_n . Уменьшение напряжения на выходе СН компенсируется.

Рассмотренный алгоритм регулирования может быть представлен последовательным графом

$$R_n \downarrow \Rightarrow U_{\text{вых}} \downarrow \Rightarrow U_a \downarrow \Rightarrow U_{\text{бэ}}(VT_2) \downarrow \Rightarrow I_{\text{к2}} \downarrow \Rightarrow I_{\text{б1}} \uparrow \Rightarrow I_n \uparrow \Rightarrow U_{\text{вых}} \uparrow, \quad (11.2)$$

в котором видны две противоположные тенденции в изменении выходного напряжения $U_{\text{вых}}$. В идеальном СН эти тенденции за счет обратной связи полностью компенсируют друг друга.

Пусть сопротивление нагрузки остается постоянным, а входное напряжение СН уменьшается. Тогда уменьшаются токи I_{R1} и $I_{\text{б1}}$. Соответственно уменьшается ток нагрузки I_n и выходное напряжение $U_{\text{вых}}$. Далее вступает в действие отрицательная обратная связь, как показано выше, и напряжение на выходе остается неизменным. Граф изменений величин в этом случае может быть представлен последовательностью

$$U_{\text{вх}} \downarrow \Rightarrow I_{R1} \downarrow \Rightarrow I_{\text{б1}} \downarrow \Rightarrow I_n \downarrow \Rightarrow U_{\text{вых}} \downarrow \Rightarrow U_a \downarrow \Rightarrow U_{\text{бэ}}(VT_2) \downarrow \Rightarrow I_{\text{к2}} \downarrow \Rightarrow I_{\text{б1}} \uparrow \Rightarrow I_n \uparrow \Rightarrow U_{\text{вых}} \uparrow. \quad (11.3)$$

Определим основные параметры компенсационного СН.

1. Выходное напряжение можно найти по опорному напряжению, как это было выполнено для структурной схемы. При этом необходимо учитывать падение напряжения на переходе база-эмиттер $U_{\text{бэ}}$ VT_2 :

$$U_{\text{вых}} = (U_{\text{оп}} + U_{\text{бэ}}) \left(\frac{R_3}{R_4} + 1 \right). \quad (11.4)$$

2. При оценке коэффициента стабилизации будем полагать, что изменения входного напряжения проходят на выход СН следующим образом. Изменение $\Delta U_{\text{вх}}$ входного напряжения создает изменение тока $\Delta I_{R1} = \Delta U_{\text{вх}} / R_1$ через резистор R_1 . На такое же значение изменяются ток коллектора VT_2 и ток стабилитрона VD_1 . При этом изме-

няются опорное и выходное напряжения СН: $\Delta U_{\text{оп}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{R_1} r_{\text{диф}}$;

$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{оп}} ((R_3/R_4) + 1)$. Производя подстановки последних выражений в выражение для коэффициента стабилизации, получаем

$$K_{\text{ст}} = \frac{R_1}{r_{\text{диф}}} \frac{R_4}{R_4 + R_3} \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}. \quad (11.5)$$

Как видно из формулы (11.5), коэффициент стабилизации может быть увеличен за счет увеличения R_1 и уменьшения дифференциального сопротивления стабилитрона $r_{\text{диф}}$. Первое может быть достигнуто при уменьшении тока базы $I_{\text{б1}} VT_1$. Поскольку этот ток связан с током нагрузки выражением $I_{\text{б1}} \approx \frac{I_{\text{н}}}{1+B}$, то при фиксированном токе нагрузки уменьшение $I_{\text{б1}}$ достигается за счет увеличения коэффициента $B VT_1$. По этой причине в качестве регулирующего БТ в схеме СН часто используют составные транзисторы с большим коэффициентом B .

3. Выходное сопротивление СН найдем, используя выражение для выходного сопротивления схемы, охваченной отрицательной обратной связью по напряжению:

$$R_{\text{вых.оос}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + \gamma K_u}. \quad (11.6)$$

Здесь $R_{\text{вых}}$ – выходное сопротивление без обратной связи, которое в данном случае является выходным сопротивлением VT_1 со стороны эмиттера $R_{\text{вых}} = \frac{R_1}{1+B} + r_3(VT_1)$; γK_u – петлевое усиление в контуре,

образованном регулирующим элементом и цепью обратной связи. Для компенсационного СН петлевое усиление можно найти в виде произведения $\gamma K_u = K_{\text{д}} K_{\text{ус}} K_{\text{РЭ}}$, где $K_{\text{д}} \approx \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ – коэффициент передачи со-

гласующего делителя напряжения; $K_{\text{ус}} \approx \frac{R_1 \parallel R_{\text{н}} (1+B)}{r_{\text{диф}} + r_3(VT_2)}$ – коэффи-

циент усиления УС; $K_{\text{РЭ}} \approx 1$ – коэффициент усиления РЭ.

Для уменьшения выходного сопротивления СН необходимо увеличивать коэффициент усиления УС. Это достигается путем увеличения коэффициента B VT_1 , например, за счет использования составного БТ и далее за счет увеличения R_1 .

11.6. Защита компенсационного стабилизатора от короткого замыкания

При коротком замыкании на выходе в схеме СН на рис. 11.10 благодаря его малому выходному сопротивлению ток регулирующего БТ увеличивается до уровня, превышающего предельное значение, что выводит БТ из строя. Защита реализуется путем введения в схему нелинейной отрицательной обратной связи по току (рис. 11.11, а).

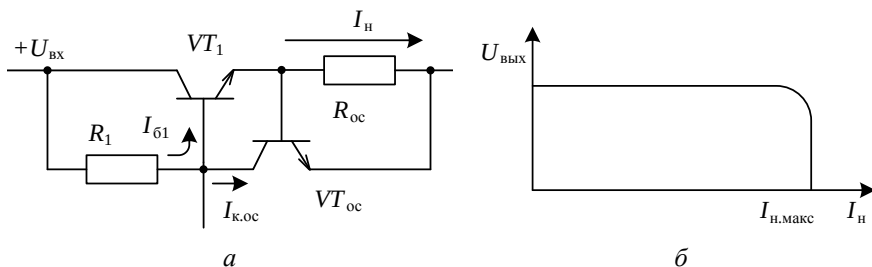


Рис. 11.11

Обратная связь реализуется с помощью дополнительного БТ VT_{OC} и резистора R_{OC} , включенного в цепь последовательно с регулирующим БТ и нагрузкой. Как только ток нагрузки возрастает до максимально допустимого уровня $I_{H,MAX} \approx \frac{U_{БЭ,OT}}{R_{OC}}$, переход база-эмиттер транзистора защиты VT_{OC} открывается, и он переходит из отсечки в активный режим. Появляется ток коллектора $I_{К,OC}$. За счет этого нарастание токов базы $I_{Б1}$ и эмиттера регулирующего БТ VT_1 пре-

кращается. Следовательно, ток нагрузки СН ограничивается на указанном максимальном уровне.

Таким образом, действие обратной связи по току проявляется только при значениях тока нагрузки, близких максимально допустимому. На рис. 11.11, б представлена нагрузочная характеристика СН с защитой от короткого замыкания.

11.7. Импульсный стабилизатор напряжения

Недостатком компенсационного стабилизатора напряжения (СН) является низкий коэффициент полезного действия (КПД). Это обусловлено работой регулирующего БТ в активном режиме. В компенсационном СН БТ включен последовательно с нагрузкой (рис. 11.12, а). Токи

БТ и нагрузки примерно одинаковы, поэтому $\text{КПД} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{кз}} + U_{\text{вых}}}$. Для

обеспечения активного режима необходимо, чтобы $U_{\text{кз, мин}} > U_{\text{кз, н}}$. Поскольку на входе СН присутствуют пульсации напряжения, то среднее значение напряжения $U_{\text{кз}}$ существенно больше $U_{\text{кз, н}}$ и составляет 2,5–3 В. Если выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 5$ В, то КПД будет составлять 0,67–0,625 или 67–62,5 % соответственно.

С целью повышения КПД в импульсных СН регулирующий БТ переводят в ключевой режим. Основную часть времени БТ пребывает в насыщении или отсечке. В первом случае на нем падает небольшое напряжение, а во втором случае ток БТ равен нулю. В результате на регулирующем БТ рассеивается минимальная мощность, и КПД СН существенно повышается.

Структурная схема импульсного СН представлена на рис. 11.12, б.

Стабилизатор напряжения содержит РЭ, реализованный в виде ключа на транзисторе p - n - p -типа, НЭ – накопительный элемент, который используется для накопления энергии, когда ключ открыт, и для питания нагрузки, когда ключ закрыт, ШИМ – широтно-импульсный модулятор, вырабатывающий импульсы напряжения для управления ключом РЭ и согласующий делитель напряжения на резисторах R_3 и R_4 .

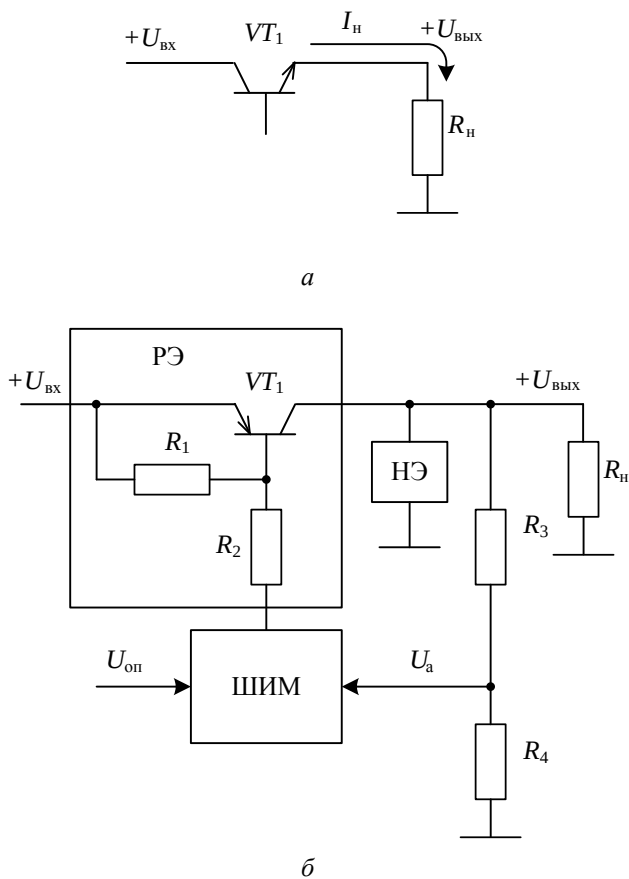


Рис. 11.12

При отклонении выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ СН от номинального напряжение U_a на выходе делителя отклоняется от уровня $U_{\text{оп}}$. При этом изменяется длительность импульсов на выходе блока ШИМ при постоянном периоде их следования, и изменяется среднее время пребывания ключа в открытом состоянии. Соответственно изменяется среднее значение тока коллектора VT_1 таким образом, что изменения выходного напряжения компенсируются.

В импульсном СН в соответствии с алгоритмом работы всегда на выходе присутствуют пульсации напряжения с частотой переключений ключа. Уровень этих пульсаций зависит от схемной реализации ШИМ и может быть небольшим, например, не более десятков милливольт на фоне единиц-десятков вольт постоянного выходного напряжения.

Вместо ШИМ в импульсных СН могут применяться частотно-импульсные (ЧИМ) или релейные (РМ) модуляторы. Первые вырабатывают импульсы, открывающие ключ, постоянной длительности, но с изменяемой частотой (периодом) их следования. Во вторых одновременно могут изменяться длительность импульсов и период их следования.

Схема электрическая принципиальная импульсного СН представлена на рис. 11.13.

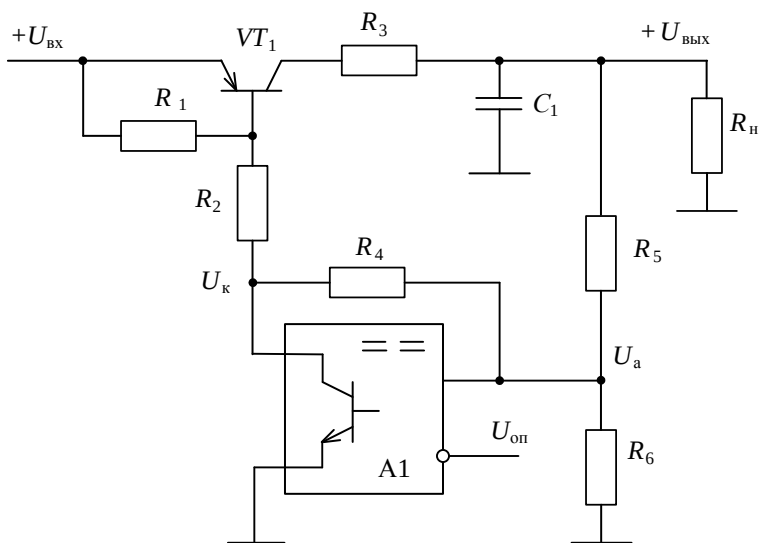


Рис. 11.13

Здесь ключ на БТ VT_1 и резисторах R_1 , R_2 дополнен токоограничивающим резистором R_3 для обеспечения при открывании режима насыщения БТ. В качестве накопительного элемента используется конденсатор C_1 .

В цепи ООС СН применен релейный модулятор, выполненный на компараторе напряжения A_1 .

Компаратор напряжения (КН) (рис. 11.14, *а*) представляет собой специализированный усилитель постоянного тока с двумя входами и одним выходом, предназначенный для сравнения уровней двух напряжений. По входу КН работает с двумя аналоговыми сигналами как ОУ, по выходу – как ключ.

В зависимости от соотношения входных сравниваемых напряжений $U_{вх}$ и $U_{оп}$ по принципу «больше-меньше» на выходе КН устанавливается низкий или высокий уровни напряжения. На рис. 11.14, *б* показана амплитудная передаточная характеристика КН, соответствующая схеме подачи напряжений на входы на рис. 11.14, *а*.

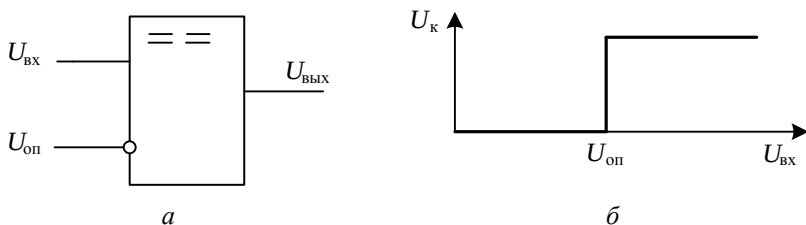


Рис. 11.14

В схеме импульсного СН на рис. 11.13 применен компаратор с открытыми (неподключенными) коллектором и эмиттером БТ выходного ключа. Для обеспечения форсированного и устойчивого (без дребезга) переключения выходного ключа компаратора (переключения компаратора) используется местная положительная обратная связь (ПОС) на резисторе R_4 . Резисторы R_5 и R_6 образуют согласующий делитель напряжения для установки заданного уровня выходного напряжения СН.

В процессе работы выходной транзистор КН A_1 может находиться в одном из двух статических режимах работы. Когда БТ в насыщении, левый вывод резистора R_4 подключается к общему проводу, и напряжение U_a на неинвертирующем входе КН определяется эк-

вивалентной схемой, представленной на рис. 11.15, а, и определяется формулой

$$U_{a.н} = \frac{R_4 \parallel R_6}{R_4 \parallel R_6 + R_5} U_{\text{ВЫХ}}. \quad (11.1)$$

Когда БТ в отсечке, напряжение определяется эквивалентной схемой на рис. 11.15, б. В этом случае действует формула

$$\begin{aligned} U_{a.в} &= \frac{(R_1 + R_2 + R_4) \parallel R_6}{(R_1 + R_2 + R_4) \parallel R_6 + R_5} U_{\text{ВЫХ}} + \frac{R_5 \parallel R_6}{R_1 + R_2 + R_4 + R_5 \parallel R_6} U_{\text{ВХ}} \approx \\ &\approx \frac{R_4 \parallel R_6}{R_4 \parallel R_6 + R_5} U_{\text{ВЫХ}} + \frac{R_5 \parallel R_6}{R_4 + R_5 \parallel R_6} U_{\text{ВХ}}. \end{aligned} \quad (11.2)$$

Как видно, $U_{a.н} < U_{a.в}$.

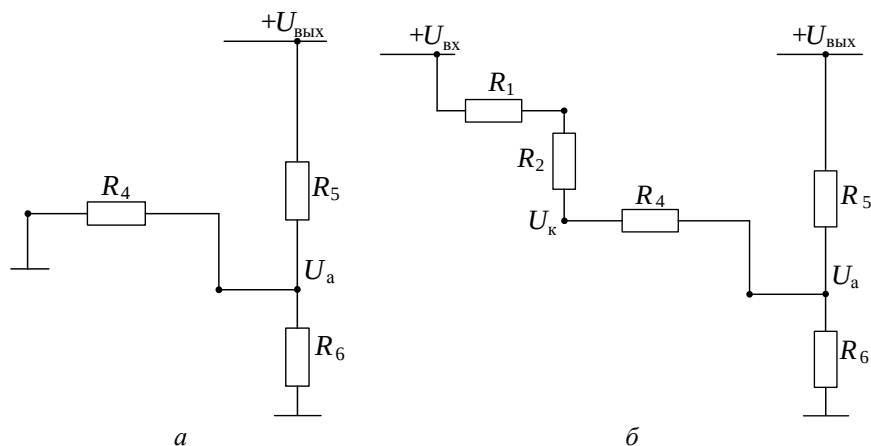


Рис. 11.15

Рассмотрим работу СН, используя временные диаграммы на рис. 11.16.

При подаче на вход СН напряжения $U_{\text{ВХ}}$ одновременно включается напряжение питания КН, и подается на инвертирующий его вход опорное напряжение $U_{\text{оп}}$, которое формируется отдельным СН.

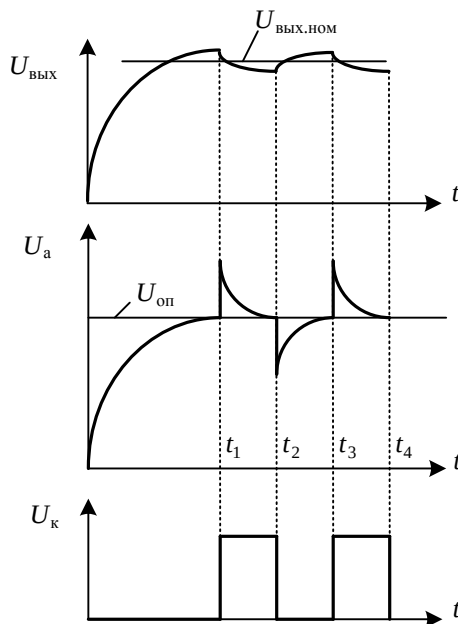


Рис. 11.16

В первый момент конденсатор C_1 разряжен, и на выходе СН напряжение равно нулю. Напряжение U_a меньше $U_{\text{оп}}$, поэтому на выходе компаратора присутствует низкий уровень напряжения, так как выходной его БТ находится в насыщении. Током от источника $U_{\text{вх}}$ через переход база-эмиттер VT_1 , резистор R_2 и выходной транзистор КН регулирующий БТ VT_1 вводится в насыщение. Начинается заряд конденсатора C_1 от источника $U_{\text{вх}}$ через резистор R_3 . Напряжение на выходе СН нарастает по закону экспоненты с постоянной времени $\tau_1 \approx (R_3 \parallel R_n)C_1$. Одновременно увеличивается напряжение U_a в соответствии с формулой (11.1), так как действует эквивалентная схема на рис. 11.15, а.

В момент t_1 напряжение U_a достигает $U_{\text{оп}}$, и КН переключается. Выходной его транзистор переходит в отсечку. Управляющая базо-

вая цепь регулирующего БТ VT_1 разрывается, и он переходит в отсечку. Напряжение в точке U_a скачком увеличивается, так как вступает в действие эквивалентная схема на рис. 11.15, б, что обеспечивает устойчивое форсированное переключение компаратора.

Перепад напряжения ΔU_a определяется разницей напряжений, рассчитываемых по формулам (11.2) и (11.1):

$$\Delta U_a = \frac{R_5 \parallel R_6}{R_4 + R_5 \parallel R_6} U_{\text{вх}}. \quad (11.3)$$

С момента t_1 начинается разряд конденсатора C_1 через нагрузку. Напряжение на выходе СН уменьшается по закону экспоненты с постоянной времени $\tau_2 \approx R_n C_1$. Одновременно уменьшается напряжение U_a .

В момент t_2 оно вновь достигает уровня $U_{\text{оп}}$, и КН переключается в состояние низкого уровня напряжения на выходе. Вновь осуществляется переход к эквивалентной схеме рис. 11.15, а, скачком происходит понижение напряжения U_a , что способствует устойчивому переключению КН.

Открывается ключ на БТ VT_1 , конденсатор C_1 начинает заряжаться. Далее процессы повторяются.

Вопросы для контроля знаний

1. Нарисуйте структурную схему ИП и поясните назначение ее блоков.
2. Поясните принцип работы выпрямителя и выпрямителя с фильтром.
3. Объясните назначение стабилизатора напряжения.
4. Перечислите основные параметры стабилизаторов напряжения.
5. Назовите основные преимущества компенсационного стабилизатора в сравнении с параметрическим.
6. Какая ОС используется в компенсационном стабилизаторе?
7. Нарисуйте схему компенсационного стабилизатора с импульсным регулированием и поясните работу.

Глава 12. Мультивибраторы

12.1. Мультивибратор на биполярных транзисторах

Мультивибратор – это электронное устройство, обеспечивающее генерацию импульсных сигналов за счет периодических переходных процессов в цепях первого порядка.

Схема мультивибратора на БТ представлена на рис. 12.1.

Мультивибратор содержит два усилительных каскада на БТ VT_1 и VT_2 по схеме ОЭ, соединенных последовательно конденсаторами C_1 , C_2 и образующих общий замкнутый контур. Поскольку каждый каскад является инвертирующим, вместе они образуют контур с ПОС.

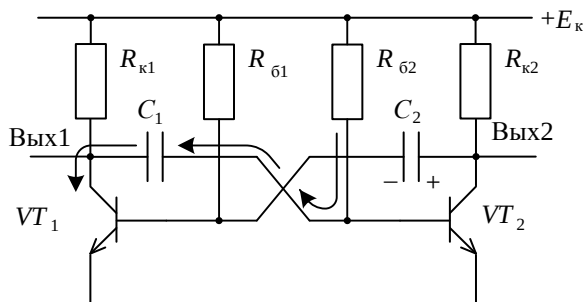


Рис. 12.1

Принцип работы мультивибратора поясняется временной диаграммой на рис. 12.2.

Биполярные транзисторы поочередно в противофазе пребывают в насыщении и отсечке. Переходные процессы соответствуют смене их режима работы.

До момента t_0 VT_1 находится в насыщения, а VT_2 – в отсечке. Конденсатор C_2 заряжен до напряжения $E_k - U_{бэ.от}$, как показано на рис. 12.1. Конденсатор C_1 током через резистор $R_{б2}$ и открытый транзистор VT_1 перезаряжается, напряжение $U_{б2}$ на базе VT_2 растет.

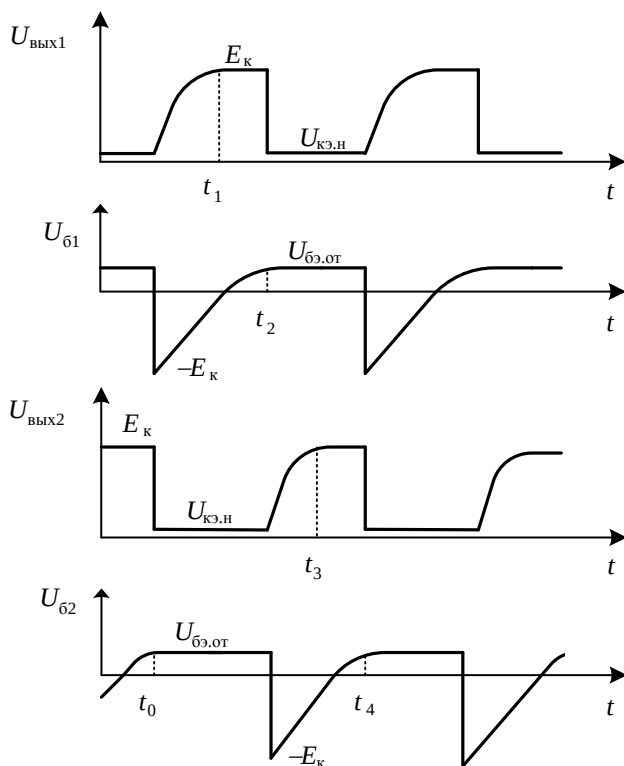


Рис. 12.2

В момент t_0 это напряжение достигает значения $U_{бз.от}$, БТ VT_2 открывается и входит в насыщение. При этом конденсатор C_2 плюсом подключается к общему проводу, а к базе VT_1 прикладывается отрицательное напряжение, примерно равное напряжению питания E_K . Начинается рассасывание избыточного заряда из базы VT_1 , он переходит в активный режим и к моменту t_1 входит в отсечку. На выходе 1 устанавливается высокий уровень напряжения $+E_K$. С момента t_0 на выходе 1 формируется фронт импульсного сигнала.

Длительность импульсного сигнала определяется временем перезаряда конденсатора C_2 . Напряжение на нем ($U_{б1}$) нарастает за счет

протекания тока по цепи $R_{б1}$, C_2 , коллектор-эмиттер VT_2 . В момент t_2 напряжение $U_{б1}$ достигает уровня $U_{бэ,от}$, транзистор VT_1 из отсечки переходит в насыщение. Конденсатор C_1 через открытый VT_1 левой обкладкой подключается к общему проводу, а правой обкладкой – к базе VT_2 . Поскольку при предыдущих состояниях БТ на интервале t_0 , t_2 он был заряжен по пути $R_{к1}$, C_1 , база-эмиттер VT_2 до напряжения $E_k - U_{бэ,от}$, то это напряжение минусом прикладывается к базе VT_2 и обеспечивает его закрывание.

Переходный процесс повторяется: к моменту t_3 VT_2 полностью переходит в отсечку, на этом заканчивается формирование фронта импульса на выходе 2; далее идет процесс формирования длительности импульса на выходе 2, при этом на выходе 1 присутствует низкий уровень напряжения $U_{кэ,н}$. Процесс формирования импульса на выходе 2 заканчивается в момент t_4 , когда напряжение $U_{б2}$ вновь достигает уровня $U_{бэ,от}$. С этого момента переходные процессы в схеме полностью повторяют процессы, представленные выше, начиная с момента t_1 .

Таким образом, как следует из принципа работы, длительности временных интервалов – импульса на выходе 1 и паузы на выходе – определяются длительность перезаряда конденсатора C_2 , т. е. постоянной времени $R_{б1}C_1$. Длительность паузы на выходе 1 и длительность импульса на выходе 2, в свою очередь, определяются длительностью перезаряда конденсатора C_1 , т. е. постоянной времени $R_{б2}C_1$.

12.2. Мультивибратор на основе операционного усилителя

Схема мультивибратора представлена на рис. 12.3, а, временные диаграммы, поясняющие работу, – на рис. 12.3, б.

Мультивибратор содержит компаратор на ОУ A_1 , времязадающую цепь ООС на элементах C_1 , R_1 и цепь ПОС на резисторах R_2 ,

R_3 , которая служит для формирования опорного напряжения, пропорционального выходному.

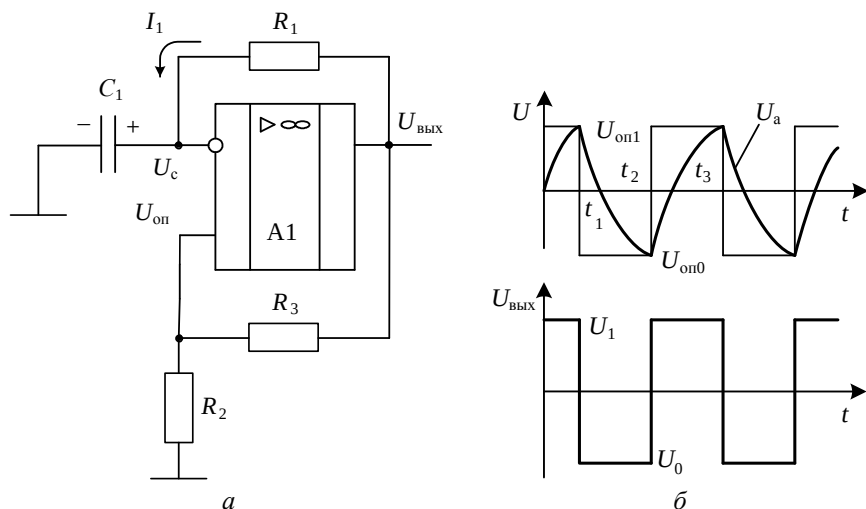


Рис. 12.3

Пусть в первый момент после включения питания конденсатор C_1 разряжен, и за счет дестабилизирующих факторов на выходе компаратора сразу же устанавливается высокий уровень напряжения U_1 . На неинвертирующий вход подается положительное опорное напряжение

$$U_{\text{оп1}} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_1, \quad (12.1)$$

что обеспечивает устойчивое статическое состояние компаратора.

Конденсатор C_1 выходным током компаратора I_1 через резистор R_1 начинает заряжаться. Напряжение на инвертирующем входе компаратора растет по закону экспоненты

$$U_a(t) = U_1 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \quad (12.2)$$

с постоянной времени, определяющей длительность переходного процесса, $\tau = R_1 C_1$.

В момент t_1 напряжение U_a достигает опорного U_{on1} , и компаратор переключается. На выходе устанавливается отрицательный низкий уровень напряжения U_0 , и вместе с ним резко понижается опорное напряжение до значения

$$U_{on0} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_0. \quad (12.3)$$

Начинается разряд и далее – перезаряд конденсатора через резистор R_1 . Напряжение на нем, т. е. на инвертирующем входе компаратора, понижается по закону

$$U_a(t) = (U_{on1} - U_0) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + U_0 \quad (12.4)$$

и в момент t_2 вновь достигает уровня опорного (U_{on0}). Компаратор вновь переключается, на выходе устанавливается высокий уровень U_1 , а опорное напряжение принимает значение U_{on1} . Начинается очередной этап перезаряда конденсатора; напряжение на конденсаторе растет

$$U_a(t) = (U_1 - U_{on0}) \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] + U_{on0}. \quad (12.5)$$

Этап завершается в момент t_3 , когда напряжение U_a достигает U_{on1} . Далее процессы перезаряда конденсатора и переключения компаратора циклически повторяются.

Как видно, полупериоды выходного импульсного напряжения в схеме определяются длительностью этапов перезаряда конденсатора C_1 . Для того чтобы рассчитать длительность отрицательного импульса на выходе, подставим в формуле (12.4) вместо $U_a(t)$ величину напряжения, при котором завершается интервал, и вместо t укажем длительность интервала t_- . Тогда, разрешив полученное уравнение относительно времени, найдем

$$t_- = -\tau \ln \frac{U_{on0} - U_0}{U_{on1} - U_0}. \quad (12.6)$$

Таким же образом, подставляя в левую часть формулы (12.5) конкретное достигаемое напряжение в потенциально нулевой точке схемы $U_{\text{он1}}$, найдем длительность положительного импульса на выходе схемы:

$$t_+ = -\tau \ln \frac{U_1 - U_{\text{он1}}}{U_1 - U_{\text{он0}}} . \quad (12.7)$$

Можно показать, что схема генерирует импульсные сигналы со скважностью 2, т. е. $t_- = t_+$. Чтобы изменить соотношение между длительностями отрицательного и положительного импульсов, необходимо обеспечить разные пути заряда и разряда конденсатора. Для этого вместо одного резистора R_1 параллельно устанавливают два, и последовательно с каждым включают диоды в противоположных направлениях.

Вопросы для контроля знаний

1. Дайте определение мультивибратора.
2. Нарисуйте схему мультивибратора на БТ и поясните принцип работы.
3. Какой вид ОС используется в мультивибраторе?
4. Нарисуйте схему мультивибратора на ОУ и поясните принцип работы.

Глава 13. Логические электронные схемы**13.1. Диодная логическая схема**

Диодная логическая схема представлена на рис. 13.1, а.

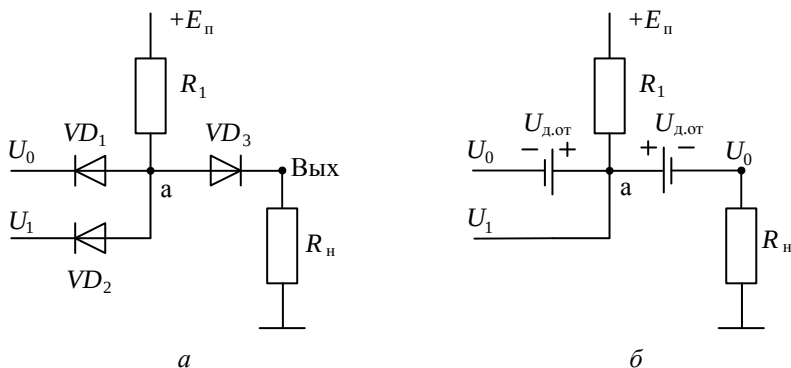


Рис. 13.1

Пусть напряжение питания составляет $E_{\text{п}} = 10$ В, уровень нуля $U_0 = 0$ В, уровень логической единицы $U_1 = 10$ В.

При подаче хотя бы на один вход низкого уровня напряжения соответствующий входной диод будет открыт (рис. 13.1, б). Напряжение в точке «а» будет составлять $U_{\text{д.от}}$. Этого напряжения достаточно, чтобы открыть диод VD_3 , поэтому он будет открыт, и на выходе установится низкий уровень напряжения $U_0 = 0$ В.

Если на все входы поданы высокие уровни напряжения, то все входные диоды будут закрыты. Диод VD_3 будет открыт. На выходе будет присутствовать высокий уровень, определяемый делителем на резисторах R_1 , $R_{\text{н}}$:

$$U_{\text{вых}} = \frac{(E_{\text{п}} - U_{\text{д.от}})R_{\text{н}}}{R_1 + R_{\text{н}}}.$$

Как видно, схема выполняет логическую функцию И.

13.2. Диодно-транзисторная логическая схема

Диодно-транзисторная логическая схема (ДТЛ) показана на рис. 13.2. Здесь диодная схема выполняет логическую функцию И, а ключ на БТ – операцию инверсии. В целом схема реализует функцию И-НЕ.

Работа схемы

Если хотя бы на одном входе присутствует низкий уровень напряжения, то соответствующий входной диод будет открыт, как в схеме диодной логики, на базе БТ будет присутствовать 0 вольт. Поэтому БТ будет находиться в отсечке, и на выходе будет высокий уровень $+E_n$.

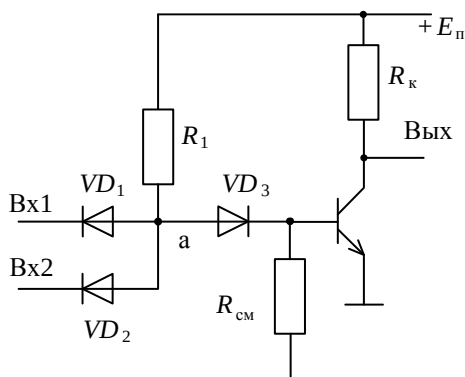


Рис. 13.2

Если на всех входах высокие уровни, то все входные диоды закрыты. Током от источника питания через резистор R_1 БТ вводится в насыщение. На выходе элемента присутствует низкий уровень напряжения $U_{кэ.н}$.

13.3. Транзисторно-транзисторная логическая схема

Транзисторно-транзисторная логическая схема (ТТЛ) представлена на рис. 13.3. В этой схеме диоды заменены переходами многоэмиттерного БТ VT_1 . Схема также выполняет логическую функцию И-НЕ.

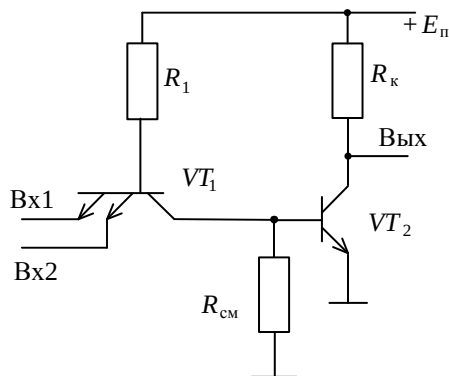


Рис. 13.3

Если хотя бы на одном входе присутствует низкий уровень напряжения, то соответствующий переход база-эмиттер VT_1 будет открыт, БТ VT_1 находится в насыщении. На базе VT_2 присутствует напряжение $U_{кэ.н}$. Поэтому он будет находиться в отсечке, и на выходе будет высокий уровень $+E_{п}$.

Если на всех входах высокие уровни, то все переходы база-эмиттер VT_1 закрыты, и он находится в инверсном режиме. Током от источника питания через резистор R_1 БТ VT_2 вводится в насыщение. На выходе элемента присутствует низкий уровень напряжения $U_{кэ.н}$.

Вопросы для контроля знаний

1. Нарисуйте схему диодного логического элемента и поясните принцип работы
2. Нарисуйте схему и поясните работу элемента ДТЛ.
3. Нарисуйте схему и поясните работу элемента ТТЛ.

Часть II

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ И СХЕМ В СРЕДЕ *Micro-Cap*

Глава 1. Порядок компьютерного моделирования полупроводниковых приборов и схем

Компьютерное моделирование применяют для изучения и исследования полупроводниковых приборов и электронных схем взамен макетирования и физического моделирования. Среди программ, предназначенных для моделирования, наиболее часто используют *Micro-Cap*. Демоверсию программы можно найти на сайте разработчика www.spectrum-soft.com.

Основные приемы работы с программой включают этапы:

- построение схемы в графическом редакторе;
- проведение анализа;
- представление результатов анализа.

Порядок построения схемы

После запуска программы *Micro-Cap* открывается окно графического редактора для построения электрической схемы (рис. 1.1).

Для удобства работы на рабочем поле редактора включается сетка (рис. 1.2).

Используя инструменты редактора, выбирают нужные компоненты схемы и переносятся на рабочее поле. При необходимости задаются параметры компонентов (рис. 1.3).

Компоненты размещаются, как в схеме и соединяются проводниками (рис. 1.4).

Нумеруются узлы схемы (рис. 1.5).

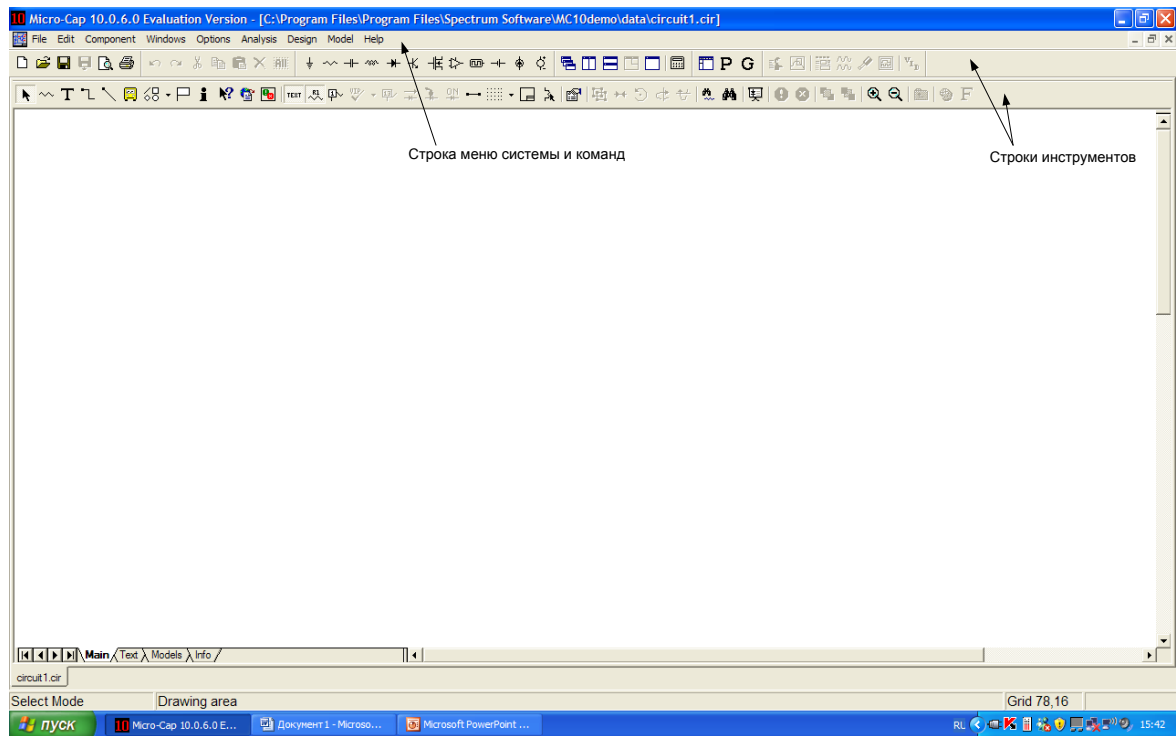


Рис. 1.1

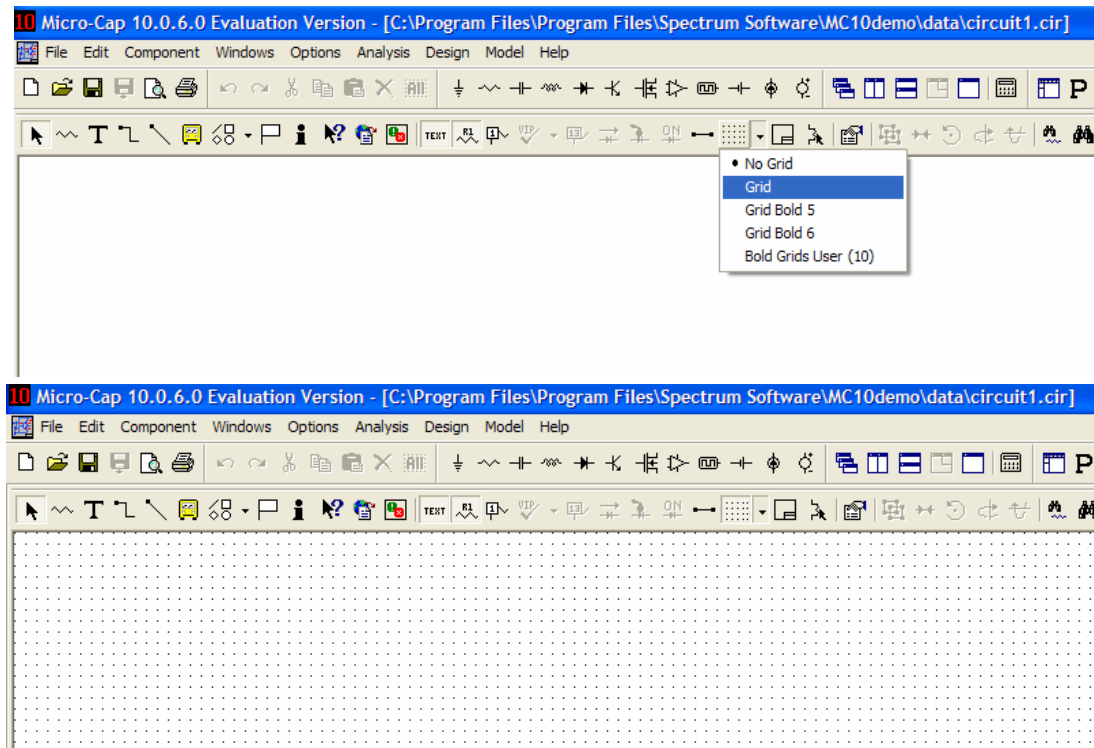


Рис. 1.2

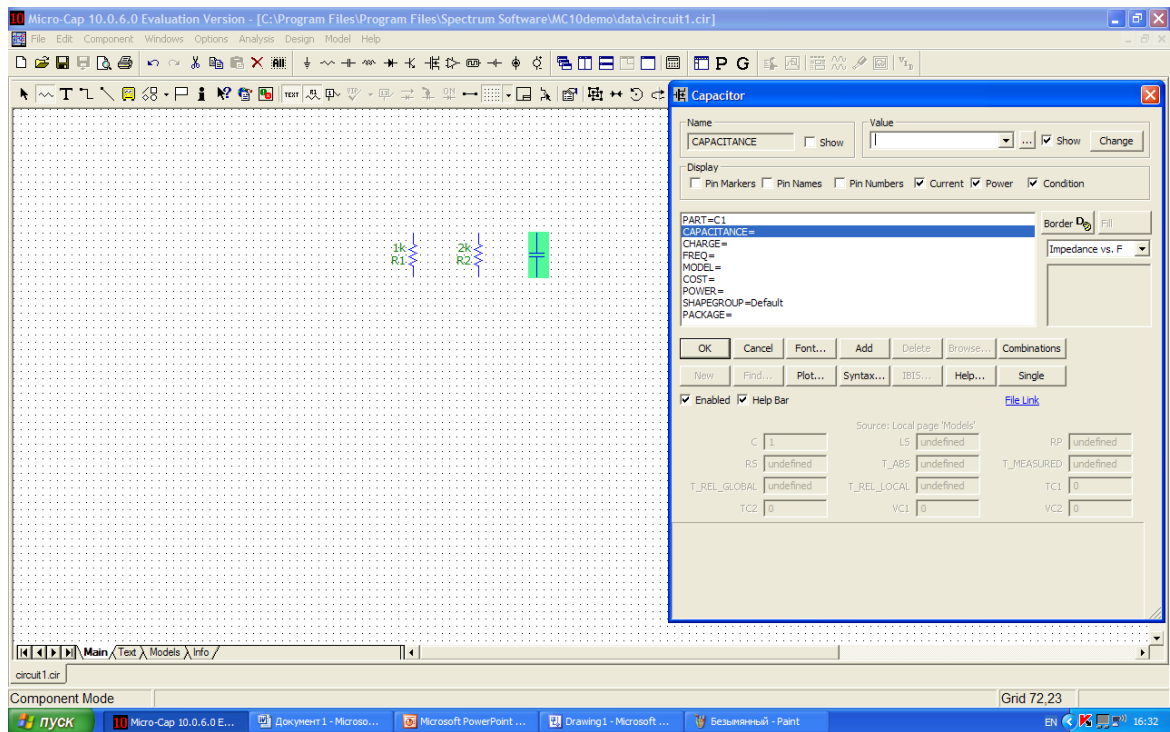
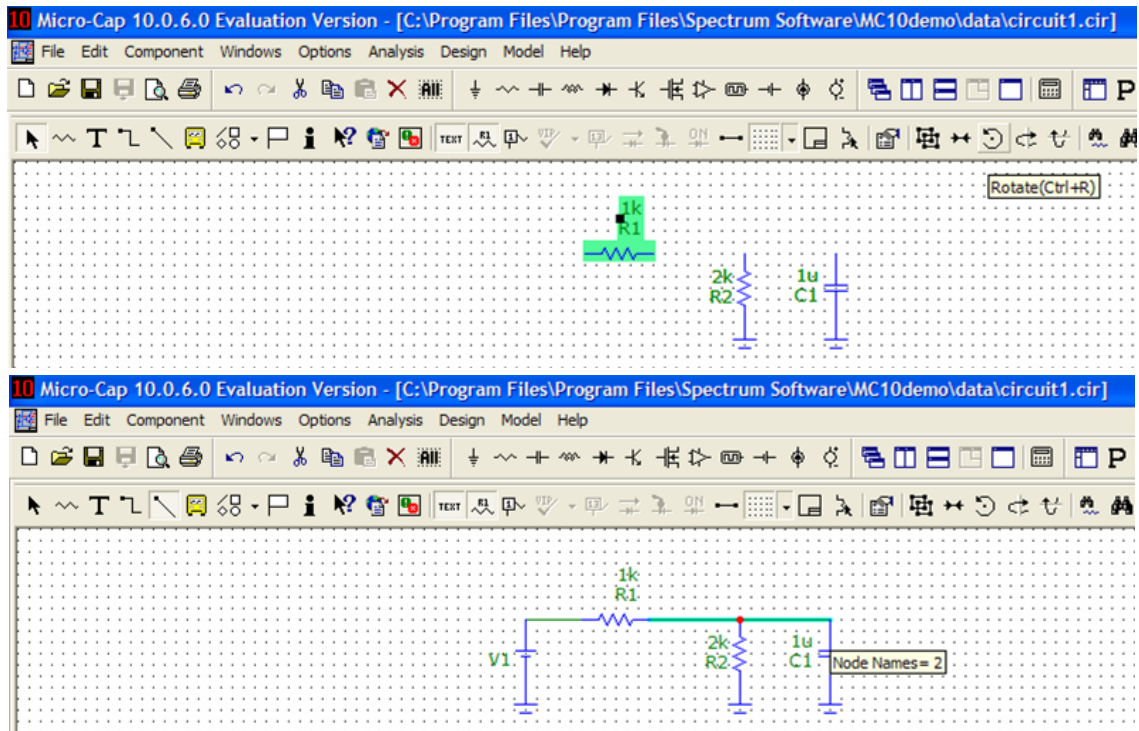
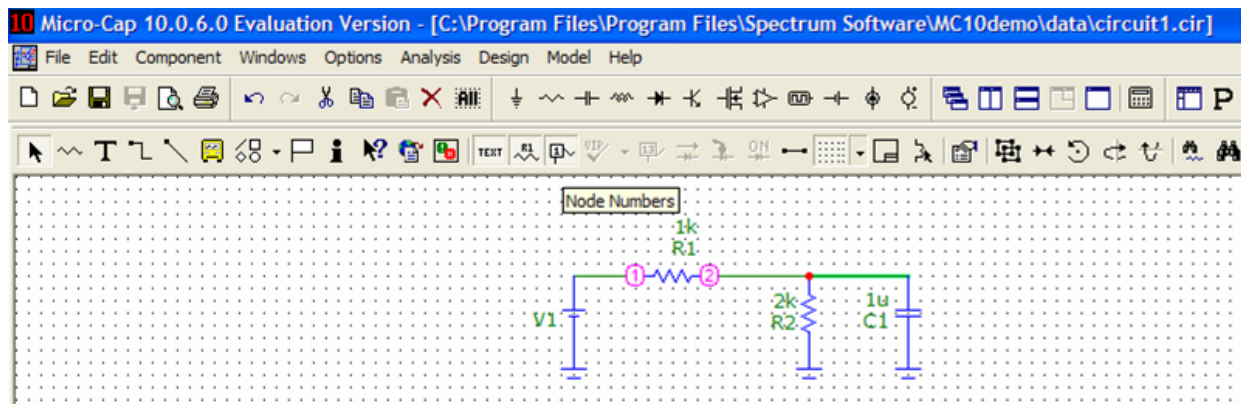


Рис. 1.3



Puc. 1.4



Puc. 1.5

Проведение анализа.

Выбирается вид анализа (рис. 1.6).

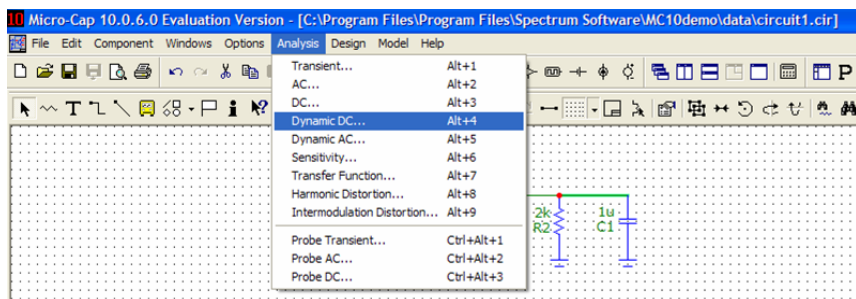


Рис. 1.6

Задаются ограничения анализа. Запускается анализ (рис. 1.7)

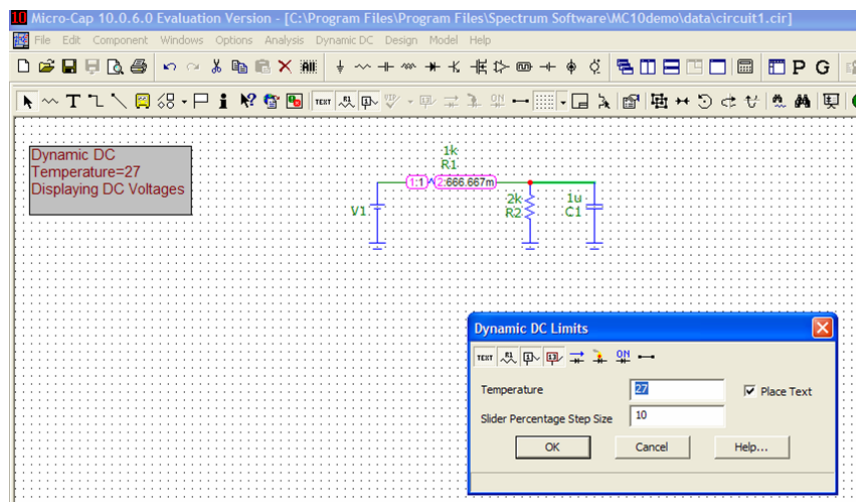


Рис. 1.7

Представление результатов анализа

Выводятся результаты анализа (рис. 1.8)

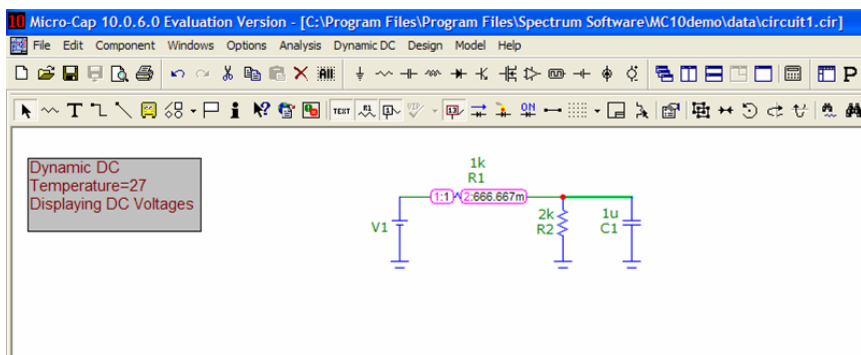


Рис. 1.8

Глава 2. Диод и схемы с диодом

2.1. Моделирование вольт-амперной характеристики диода

а) Построение схемы

Запустить программу *Micro-Cap* и составить схему, изображенную на рис. 2.1.

Для удобства размещения элементов на рабочем поле схем активировать опцию **Grid** (Сетка)  в панели инструментов. Далее, поочередно активируя опции **Ground** (Общий провод) , **Battery** (Источник напряжения) , **Diode** (Диод)  и **Wire Mode** (Провод) , перенести элементы схемы на рабочее поле экрана и соединить между собой. При необходимости поворота элемента нужно его выделить, например, захватив в прямоугольник после нажатия кнопки **Select Mode** (Выделение элемента) , и, используя функции поворота или зеркального отображения, активируемые кнопками на панели инструментов, повернуть элемент в положение, удобное для размещения в схеме.

При введении в схему источника напряжения и диода программа открывает окна для ввода параметров указанных элементов, которые должны быть установлены пользователем.

Для источника напряжения в окне **Value** укажем значение атрибута **Part**=V1. Значения других атрибутов задавать не будем, так как они либо задаются при анализе, либо не используются.

Для диода используем модель **\$GENERIC**, а затем скорректируем ее и введем параметры модели диода D104A. Для этого в окне **Value** укажем для атрибута **Model**= значение D104A. В поле параметров диода введем

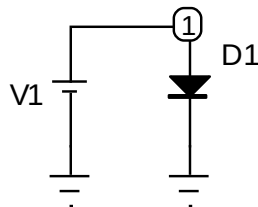


Рис. 2.1

значения, соответствующие диоду Д104А: $IS=5.81E-12$, $RS=8.1$, $N=1.15$, $TT=8.28NS$, $CJ0=41.2PF$, $VJ=0.71$, $M=0.33$, $FC=0.5$, $EG=1.11$, $XTI=3$. Остальные параметры оставляем неизменными. (Физический смысл параметров модели диода можно найти в книге В. Д. Разевиг, указанной в списке литературы.)

По окончании ввода схемы необходимо нажать кнопки , ,  для полного описания схемы на экране.

б) Построение ВАХ диода

Нажать в панели инструментов кнопку **Analysis** (Анализ) и выбрать вид анализа **DC** (Анализ по постоянному току). Открывается окно **DC Analysis Limits** (Ограничения анализа) (рис. 2.2). Установить в окне **Sweep** (Охват) имя варьируемой переменной **Variable 1** – V1, и в окне **Range** указать диапазон изменения напряжения источника V1, например, 0.8V,0. В нижней части окна **DC Analysis Limits** необходимо установить параметры графика ВАХ: номер графика (колонок **P**) – 1; величину по горизонтали (**X Expression**) – V(1) – напряжение в точке 1; величину по вертикали (**Y Expression**) – I(D1) – ток диода; диапазоны изменения величин по осям (**X Range**, **Y Range**) – Auto. При изменении ограничений анализа, чтобы каждый раз не устанавливать диапазоны изменения величин по осям, можно один раз установить флажок в окне **Auto Scale Ranges**.

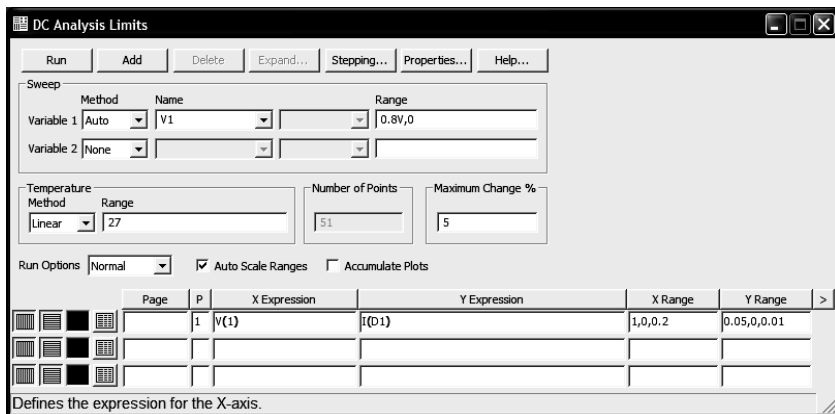


Рис. 2.2

Запустить анализ кнопкой **Run**. На экране появится изображение ВАХ диода. Для вывода изображения на печать открыть окно **File** и нажать кнопку **Print Preview** для просмотра макета листа результатов анализа. Печать осуществляется нажатием кнопки **Print**.

Для перехода к окну схемы необходимо последовательно нажать кнопки **File** и **Close** или закрыть окно красной кнопкой.

На рис. 2.3 представлена ВАХ диода Д104А, смоделированная с помощью программы *Micro-Cap*. Ток указан в миллиамперах, напряжение – в вольтах.

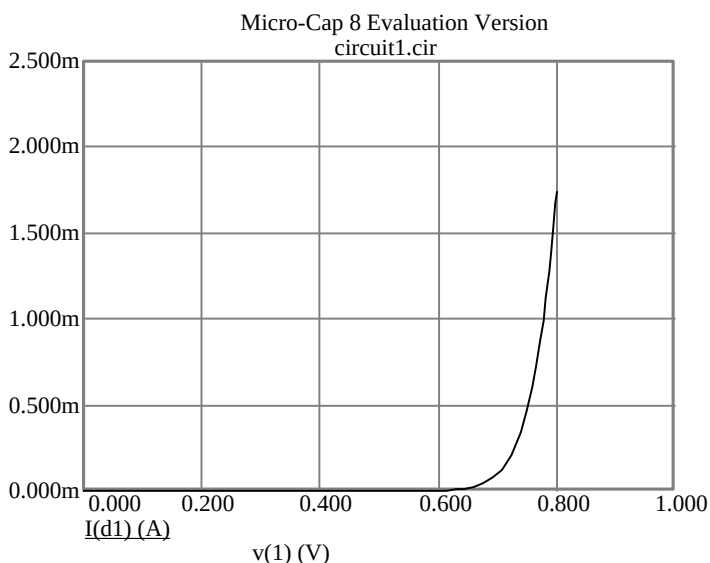


Рис. 2.3

Исходная схема и результаты моделирования могут быть сохранены в одном из следующих форматов: **bmp**, **wmf**, **emf**. Для этого необходимо скопировать активное окно программы в буфер обмена, последовательно используя кнопки **Edit**, **Copy to Clipboard**, **Copy the ...**, а затем вставить в файл, например, редактора **WordPad**. Для того чтобы диаграммы и графики, получаемые в результате моделирования, имели при копировании приемлемые размеры, целесообразно перед копированием уменьшить размер активного окна до

¼ экрана путем нажатия соответствующей кнопки на панели инструментов. Для копирования в буфер обмена ограничений анализа (рис. 2.2) необходимо использовать средства операционной системы Windows – одновременно нажать кнопки **Ctrl, Alt, PrtSc** на клавиатуре.

2.2. Моделирование диода в динамическом режиме

а) Построение схемы

Исследуем работу диода в динамическом режиме в схеме выпрямителя на рис. 2.4.

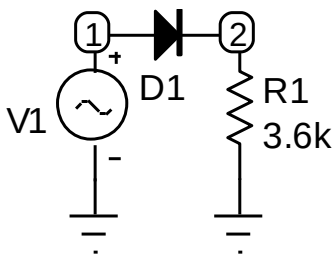


Рис. 2.4

Для ввода источника синусоидального напряжения необходимо нажать кнопку **Component** и последовательно выбрать опции **Analog Primitives, Waveform Sources, Sine source**. В появившемся после размещения источника на экране окне **Sine source** необходимо задать имя модели (по усмотрению пользователя) и ввести значения частоты **F** и амплитуды **A**. Установим **F=2KHZ** и **A=10V**.

При вводе диода в списке моделей выберем диод D104A с параметрами модели, которые были установлены ранее.

При вводе резистора значение его сопротивления 3,6 кОм установим в атрибуте **VALUE=3,6K**.

б) Моделирование динамического режима

Для моделирования необходимо нажать кнопку **Analysis** и выбрать вид анализа **Transient** (*Анализ переходных процессов*). В открывшемся окне ограничений анализа **Transient Analysis Limits** (рис. 2.5) необходимо установить временной интервал, на котором производится анализ. Для этого в окне **Time Range** укажем значение 1m (1 миллисекунда). Необходимо указать также максимальный шаг дискретизации по времени **Maximum Time Step** (максимальное расстояние между расчетными точками на графиках), зададим 0.1U (0,1 микросекунды). Построим в одной системе координат два графика

зависимостей напряжения в точках 1 и 2 схемы от времени. Для этого в нижней части окна **Transient Analysis Limits** укажем в колонке **P** в двух строках 1, в колонке **X Expression** – величину **T** (время), в колонке **Y Expression** в первой строке – **V(1)**, во второй строке – **V(2)**. Диапазоны изменения величин по осям **X Range**, **Y Range** задаются автоматически – **Auto**.

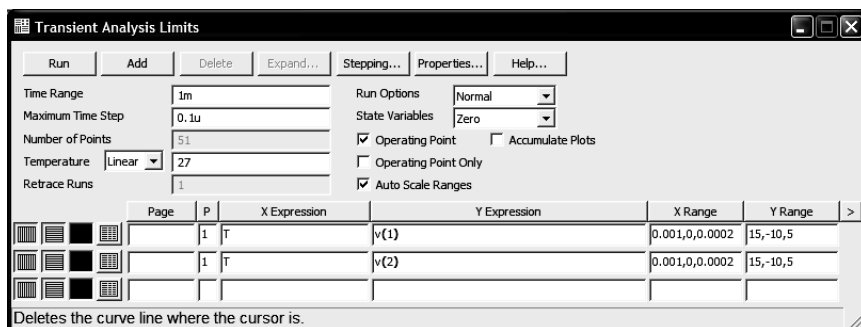
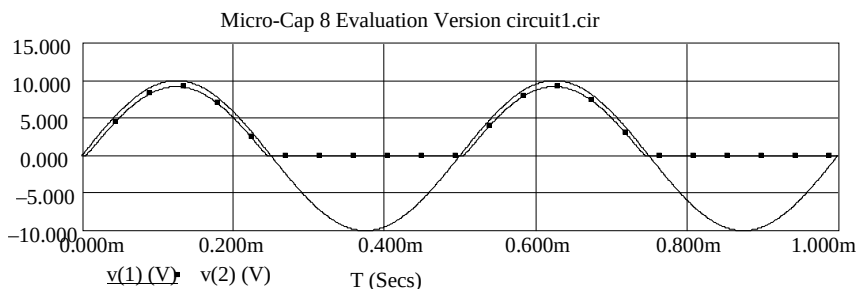


Рис. 2.5

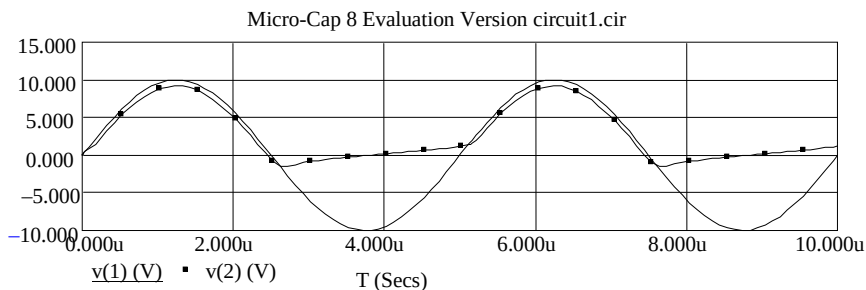
Анализ запускается кнопкой **Run**.

На рис. 2.6, *а* и *б* представлены результаты анализа на двух частотах источника синусоидального напряжения 2 и 200 кГц соответственно.



a

Рис. 2.6 (начало)



б

Рис. 2.6 (окончание)

Изменение частоты производится путем двукратного нажатия на левую кнопку мыши после установки курсора на источник напряжения в схеме и корректировки параметра **F** в окне **Sine source**. Необходимо также скорректировать значения параметров **Time Range** и **Maximum Time Step** в окне **Transient Analysis Limits** для вывода графиков с необходимым числом периодов и необходимым разрешением.

Когда графики выводятся в черно-белом варианте, целесообразно пометить их маркерами. Для этого необходимо нажать кнопку



Tokens (Знаки) на панели инструментов.

2.3. Моделирование однополупериодного выпрямителя с фильтром

а) Построение схемы

Исследуем работу выпрямителя с фильтром по схеме на рис. 2.7.

Введем в схему на рис. 2.4 конденсатор емкостью 1 мкФ, для этого разместим на экране конденсатор и зададим в окне **Capacitor** атрибут **VALUE=1U**.

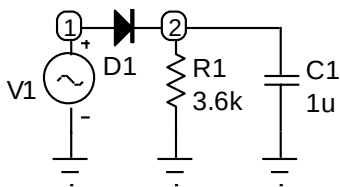


Рис. 2.7

б) Моделирование схемы

Выберем вид анализа **Transient**. В окне **Transient Analysis Limits** установим параметры анализа, как в предыдущем случае, и нажмем кнопку **Run**.

На рис. 2.8, *а* и *б* представлены результаты анализа на частотах 200 Гц и 2 кГц.

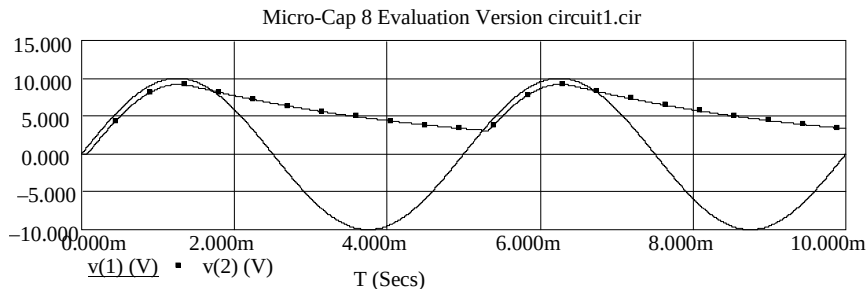
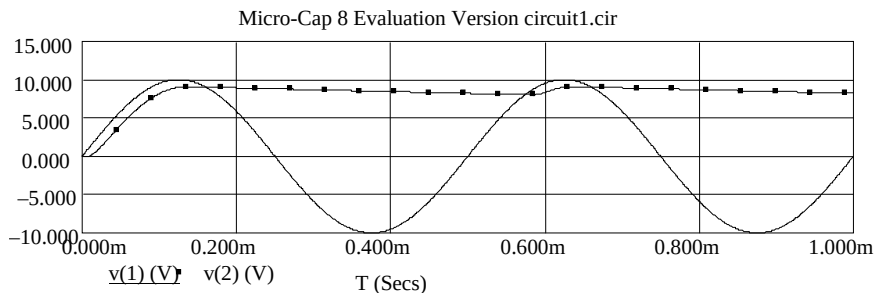
*а**б*

Рис. 2.8

2.4. Задание на моделирование

1. Изучить принцип работы диода и однополупериодного выпрямителя.
2. Воспроизвести примеры моделирования, приведенные выше, и объяснить результаты.
3. Исследовать влияние теплового тока IS и объемного сопротивления базы RS на форму ВАХ диода.

Глава 3. Биполярный транзистор

3.1. Моделирование входных характеристик в схеме с общим эмиттером

а) Построение схемы

Входные характеристики устанавливают взаимосвязь между током базы и напряжением база-эмиттер при фиксированном напряжении коллектор-эмиттер. Обычно определяются для двух значений напряжения коллектор-эмиттер, соответствующих режиму насыщения и активному режиму. Определим характеристики для значений ноль вольт и четыре вольта.

Схема измерений, позволяющая выводить характеристики в виде графиков, представлена на рис. 3.1.

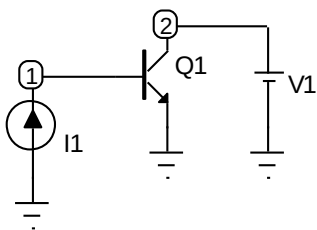


Рис. 3.1

Выберем для исследований из базы данных *Micro-Cap* транзистор 2N2218. Для этого при вводе транзистора в схему в окне **NPN** необходимо определить атрибут **MODEL=** в виде 2N2218. Здесь же можно считать параметры транзистора, используемые при компьютерном моделировании.

Ввод источника тока I_1 производится путем нажатия кнопки **Component** и последовательного выбора опций **Analog Primitives**, **Waveform Sources** и **ISource**. Атрибут **VALUE=** в окне параметров **ISource** не устанавливаем, так как значения тока будут заданы далее при моделировании.

При вводе источника напряжения V_1 также не задается значение **VALUE=** в окне **Battery**, так как оно определяется при анализе схемы.

б) Моделирование характеристик

Используем анализ по постоянному току **DC**. В опциях окна **DC Analysis Limits** (рис. 2.2) зададим следующие параметры. В окнах, обозначенных надписью **Variable 1**, устанавливаем **Method=Auto**, имя варьируемой переменной **Name=I1**, диапазон варьирования (в амперах) **Range=0.01,0**. В окнах **Variable 2 - Method=Linear**, имя варьируемой переменной **Name=V1**, диапазон варьирования (в вольтах)

Range=4,0,4. (Формат диапазона: максимальное значение, минимальное значение, шаг. Для величины I_1 в формате диапазона значение шага не задается, так как программа определяет его автоматически, что задано в опции **Method=Auto**.)

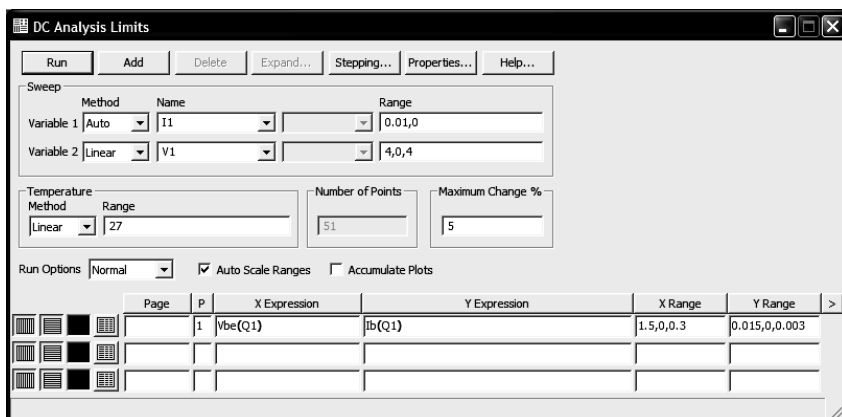


Рис. 3.2

При определении параметров графиков ВАХ в нижней части окна **DC Analysis Limits** указываем в одной строке: номер графика **P=1**, величину по горизонтальной оси **X Expression=Vbe(Q1)** (напряжение база-эмиттер транзистора Q1), величину по вертикальной оси **Y Expression=Ib(Q1)** (ток базы транзистора Q1), диапазоны изменения величин программа должна определить автоматически – задать **X Range=Auto**, **Y Range=Auto**. Запуск анализа производится кнопкой **Run**.

Входные характеристики транзистора представлены на рис. 3.3.

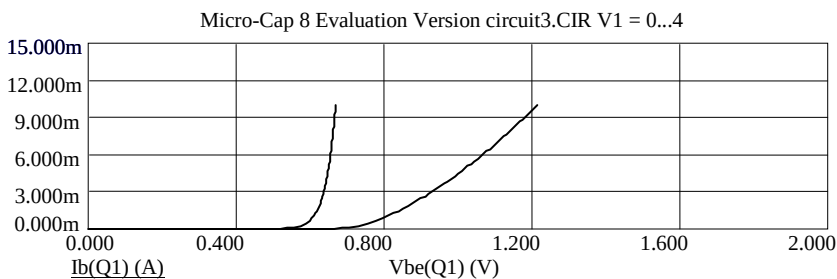


Рис. 3.3

3.2. Моделирование выходных характеристик в схеме с общим эмиттером

а) Построение схемы

Выходные характеристики устанавливают взаимосвязь между током коллектора и напряжением коллектор-эмиттер при фиксированном токе базы. В отличие от входных, в выходных характеристиках может присутствовать произвольное количество графиков, соответствующих разным значениям тока базы. Обычно шаг изменения тока базы устанавливается фиксированным.

Для моделирования выходных характеристик используется представленная выше схема (рис. 3.1).

б) Моделирование выходных характеристик

Используется также анализ по постоянному току **DC**. В окне **DC Analysis Limits** необходимо указать новые значения параметров (рис. 3.4). В строке **Variable 1** устанавливаем: **Method**=Auto, имя переменной **Name**=V1, диапазон изменения переменной **Range**=10,0. В строке **Variable 2**: **Method**=Linear, имя переменной **Name**=I1, диапазон изменения переменной (в миллиамперах) **Range**=0.5m, 0.0001m, 0.1m. Параметры графиков задаем в одной строке в нижней части окна **DC Analysis Limits**: **P**=1, **X Expression**=Vce(Q1) (напряжение коллектор-эмиттер), **Y Expression**=Ic(Q1) (ток коллектора), **X Range**=Auto, **Y Range**=Auto. Нажимаем кнопку **Run**.

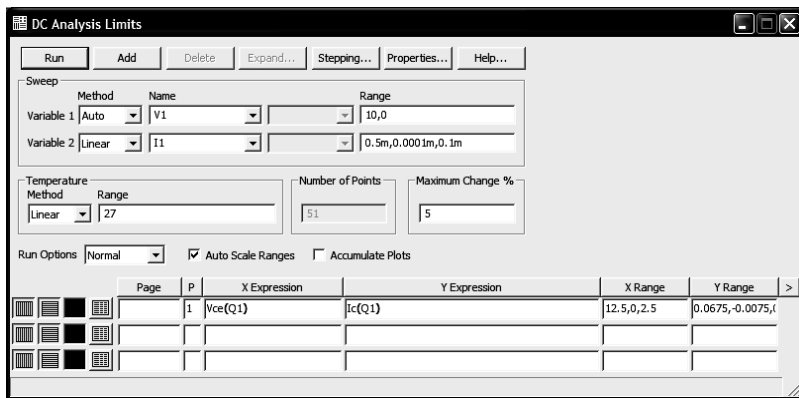


Рис. 3.4

На рис. 3.5 представлено семейство выходных характеристик.

В случае если необходимо вывести результаты анализа в численном виде, например, с целью последующего расчета h -параметров транзистора, перед проведением анализа в окне **DC Analysis Limits**

в строке параметров графиков необходимо нажать кнопку , следующую за кнопкой, определяющей цвет графика. В этом случае в памяти машины сохраняются результаты расчета точек каждого графика. Число точек задается в окне **Number of points**. По окончании анализа для вывода результатов на экран необходимо нажать такую же кнопку на панели инструментов экрана. Переход на предыдущий экран осуществляется кнопками **File**, **Clouse**.

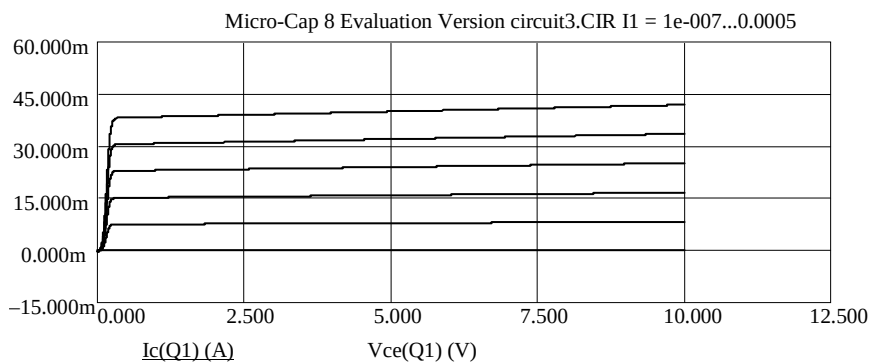


Рис. 3.5

Выходные характеристики транзистора могут быть выведены на экран без использования схемы на рис. 3.1. Для этого в программе *Micro-Cap* в окне **NPN**, которое открывается при выборе типа транзистора, необходимо нажать кнопку **Plot**.

3.3. Задание на моделирование

1. Изучить принцип работы биполярного транзистора и его статические вольт-амперные характеристики в схеме с общим эмиттером.
2. Воспроизвести примеры моделирования и объяснить результаты.
3. Исследовать влияние коэффициента усиления по току β_F транзистора на выходные характеристики.

Глава 4. Ключи на биполярном транзисторе

4.1. Моделирование амплитудной передаточной характеристики (АПХ) простейшего ключа

а) Построение схемы ключа

Построим схему простейшего ключа на рис. 4.1. Используем транзистор из предыдущей работы 2N2218. Установим источник напряжения V2 на 10 В. При вводе источника V1 атрибут **VALUE=** не задаем, так как входное напряжение ключа в процессе анализа будет изменяться в пределах, определяемых далее.

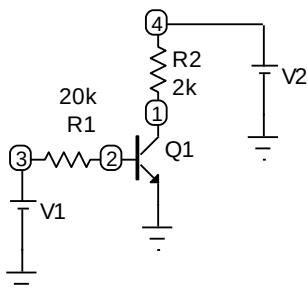


Рис. 4.1

б) Моделирование АПХ

Определяем вид анализа – **DC**. В окне **DC Analysis Limits** задаем в строке **Variable 1: Method=Auto**, имя переменной **Name=V1**, диапазон изменения переменной и шаг **Range=5, 0, 0.01**, в строке параметров графика: **P=1, X Expression=V(3)** (напряжение в точке 3), **Y Expression=V(1)** (напряжение в точке 1), **X Range=Auto, Y Range=Auto**. Нажимаем кнопку **Run**.

Результат моделирования представлен на рис. 4.2.

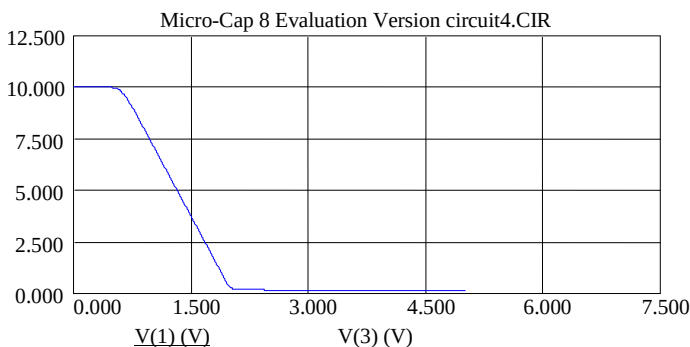


Рис. 4.2

4.2. Моделирование динамического режима простейшего ключа

а) Построение схемы

Создадим схему (рис. 4.3).

Для этого в предыдущей схеме заменим источник напряжения V1 на генератор импульсов. Необходимо установить курсор на источник V1, выделить источник нажатием левой кнопки мыши и клавишей **Del** на клавиатуре удалить его из схемы. Затем нажать

кнопку **Pulse Source**  на панели инструментов экрана и перенести элемент на место удаленного

в схеме источника или выбрать элемент из набора предлагаемых после нажатия кнопок **Components**, **Analog Primitives**, **Waveform Sources**.

В появившемся окне **Pulse Source** необходимо определить параметры выходного сигнала генератора импульсов. Для этого определить атрибут **MODEL=PULSE** и в нижней части окна установить значения низкого уровня напряжения **VZERO=0**, высокого уровня напряжения (в вольтах) **VONE=5**, задержку импульса **P1=0**, длительность задержки импульса и фронта **P2=0**, длительность задержки импульса, фронта и длительность импульса (в микросекундах) **P3=10U**, длительность задержки импульса, фронта, длительность импульса и спада **P4=10U**, длительность периода следования импульсов **P5=20U**. Нажать кнопку **OK**.

б) Моделирование

Выберем вид анализа **Transient** (анализ переходных процессов). В окне **Transient Analysis Limits** (рис. 4.4) установим параметры: временной интервал анализа **Time Range=20U**, максимум временного шага **Maximum Time Step=1N**. В нижней части окна укажем параметры временных диаграмм для напряжений на входе V(3), на базе

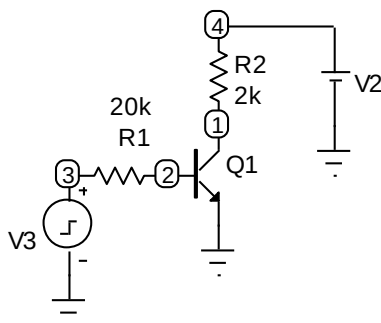


Рис. 4.3

V(2) и на коллекторе V(1), выводимых в одной системе, и тока базы Ib(Q1), выводимого в другой системе координат.

Для этого в *первой строке* задаем:

P=1, X Expression=T, Y Expression=V(3), X Range=Auto, Y Range=Auto;

во *второй строке*:

P=1, X Expression=T, Y Expression=V(2), X Range=Auto, Y Range=Auto;

в *третьей строке*:

P=1, X Expression=T, Y Expression=V(1), X Range=Auto, Y Range=Auto;

в *четвертой строке*:

P=2, X Expression=T, Y Expression=Ib(Q1), X Range=Auto, Y Range=Auto.

Устанавливаем также разный цвет графиков нажатием цветных кнопок.

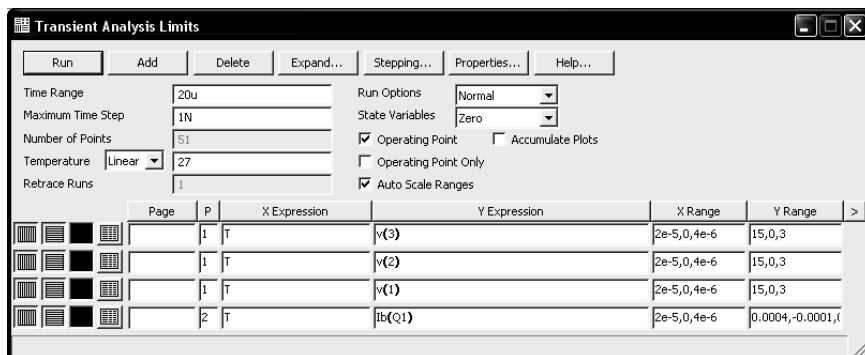


Рис. 4.4

Запускаем программу кнопкой **Run**. Для копирования графиков в черно-белом варианте помечаем их маркерами, нажав кнопку **To-**

kens

. Результаты анализа представлены на рис. 4.5.

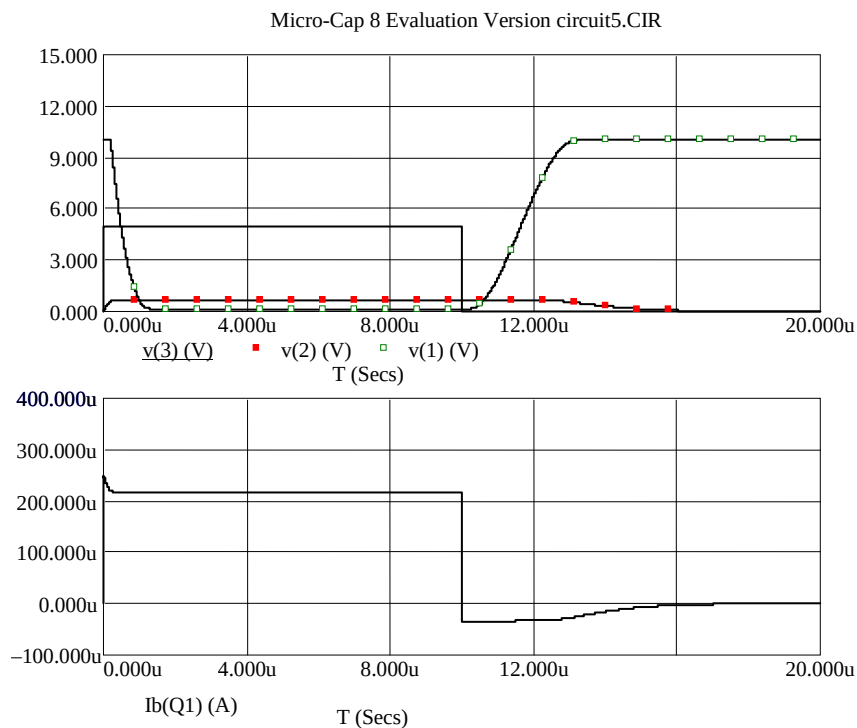


Рис. 4.5

4.3. Моделирование динамического режима ключа с форсирующим конденсатором

а) Построение схемы

Введем в схеме ключа на рис. 4.3 в цепь базы транзистора форсирующий конденсатор емкостью 100 пФ (рис. 4.6).

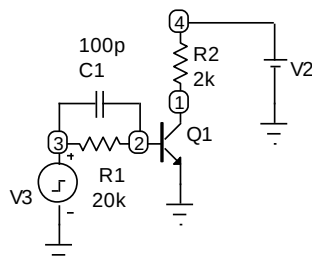


Рис. 4.6

б) Моделирование

Повторим анализ, выполненный для схемы на рис. 4.3, используя те же ограничения в окне **Transient Analysis Limits**.

Результаты анализа представлены на рис. 4.7.

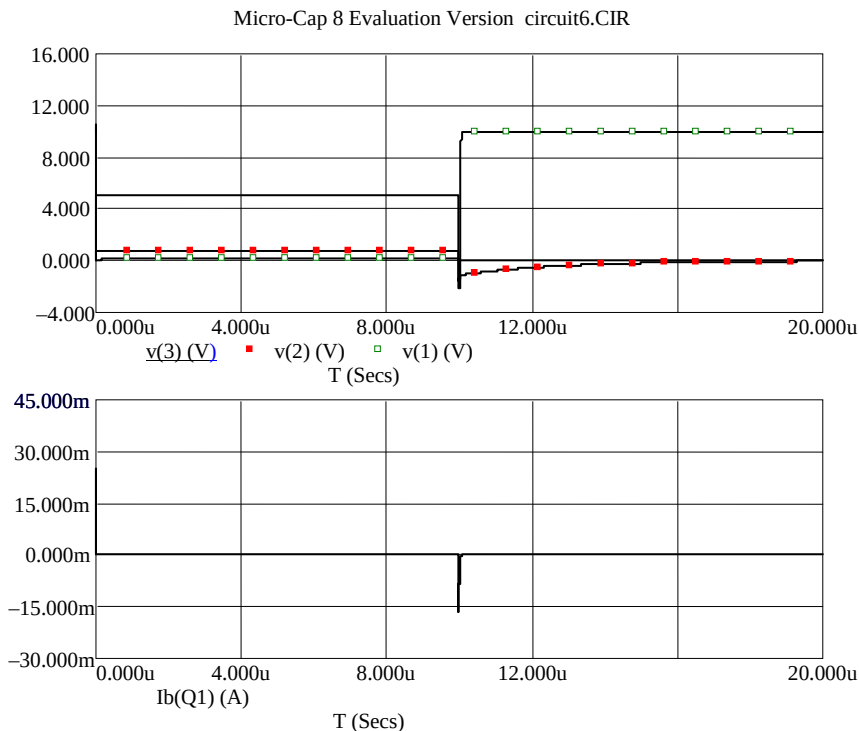


Рис. 4.7

Как видно, введение конденсатора существенно повышает быстроедействие ключа.

Для более детального просмотра графиков в определенных местах может быть использован режим увеличения изображения: при

нажатой кнопке **Scale Mode (F7)** , используя мышь, необходимо захватить в прямоугольник участок графика, который должен быть увеличен. Тогда размеры захваченного участка увеличиваются до

размеров экрана, и детали интересующего фрагмента могут быть просмотрены более тщательно. Увеличение изображения графика может быть произведено несколько раз. При очередном запуске программы моделирования исходное состояние графика восстанавливается.

4.4. Задание на моделирование

1. Изучить принцип работы ключа на биполярном транзисторе в статических состояниях и в режиме переключений.
2. Воспроизвести примеры моделирования и объяснить результаты.
3. Исследовать влияние сопротивления резистора $R1$ в схеме рис. 4.3 на длительность процессов переключений.

Глава 5. Усилитель на биполярном транзисторе

5.1. Настройка начальной рабочей точки

а) Построение схемы

Соберем схему (рис. 5.1). Используем транзистор 2N2218 из базы программы. Напряжение питания V2 установим равным 12V. Параметры генератора V2 выберем равными $F=1\text{KHZ}$, $A=10\text{M}$.

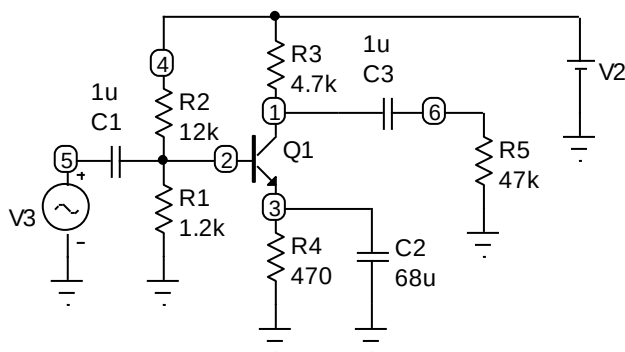


Рис. 5.1

б) Установка начальной рабочей точки

Запустим динамический анализ по постоянному току **Dynamic DC**. При этом в узлах схемы появляются значения напряжений постоянного тока, соответствующие режиму покоя (рис. 5.2).

Чтобы транзистор был в активном режиме и работал в классе А, необходимо на коллекторе установить напряжение, примерно равное $V2/2$, т. е. около 6 В. Подстройка может быть произведена изменением значения сопротивления R2. Для этого необходимо навести курсор на число 12K и двумя нажатиями на левую кнопку мыши активировать режим редактирования его значения. Устанавливая новые значения сопротивления, подобрать номинал R2, при котором напряжение на коллекторе имеет приемлемое значение. Пусть нас устраивает значение $R2=11\text{K}$, при котором напряжение на коллекторе составляет 5.859 В (рис. 5.3).

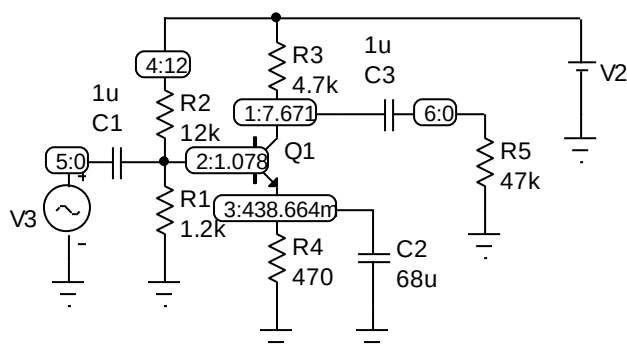


Рис. 5.2

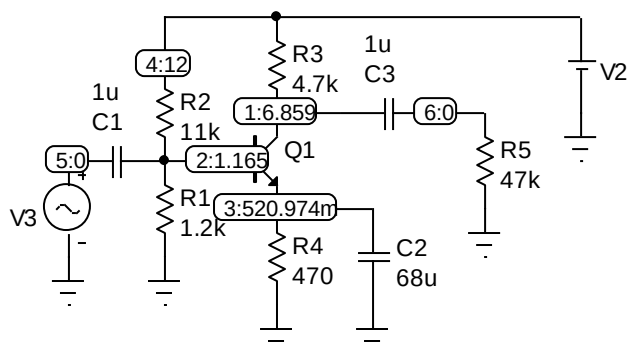


Рис. 5.3

Выйдем из режима динамического анализа нажатием на панели инструментов кнопки **Node Voltage** (Напряжение узла) .

5.2. Определение параметров усилителя по переменному току

Найдем коэффициенты усиления по напряжению и току, входное и выходное сопротивление схемы и коэффициент гармоник. Для этого проведем анализ переходных процессов **Transient**. В окне **Transient Analysis Limits** зададим параметры: временной интервал анали-

за, равный периоду работы генератора V2 – **Time Range**=1m; максимум временного шага **Maximum Time Step**=1U. Выведем в виде отдельных графиков напряжения на входе V(5) и выходе V(6) усилителя и входной I(C1) и выходной I(C3) токи. Для этого в нижней части окна **Transient Analysis Limits** укажем:

в первой строке:

P=1, X Expression=T, Y Expression=V(5), X Range=Auto, Y Range=Auto;

во второй строке:

P=2, X Expression=T, Y Expression=V(6), X Range=Auto, Y Range=Auto;

в третьей строке:

P=3, X Expression=T, Y Expression=I(C1), X Range=Auto, Y Range=Auto;

в четвертой строке:

P=4, X Expression=T, Y Expression=I(C2), X Range=Auto, Y Range=Auto.

Запустим анализ кнопкой **Run**.

На экран выводятся графики указанных величин (рис. 5.4).

Для расчета коэффициентов усиления и входного сопротивления необходимо знать действующие или амплитудные значения напряжений и токов. Найдем амплитудные значения. Для этого воспользуемся возможностями программы определять мгновен-

ные значения величин с помощью кнопки **Tag Mode**  на панели инструментов.

Нажав кнопку, подводим курсор к точке на графике, параметры которой необходимо определить, нажимаем левую кнопку мыши, отводим курсор в свободное место графика, где может быть размещена надпись, и отпускаем кнопку мыши. Надпись содержит информацию о координатах выбранной точки в формате (X, Y) (рис. 5.4).

Определение коэффициентов усиления и входного сопротивления производится расчетным путем по данным графиков.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{V(6)}{V(5)} = \frac{1,434 \text{ В}}{9,515 \text{ мВ}} = 150,7 \text{ ед.};$$

коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I(C3)}{I(C1)} = \frac{30,525 \text{ мкА}}{11,972 \text{ мкА}} = 2,55 \text{ ед.};$$

входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{V(5)}{I(C1)} = \frac{9,515 \text{ мВ}}{11,972 \text{ мкА}} = 794,8 \text{ Ом}.$$

Micro-Cap 8 Evaluation Version circuit8.CIR

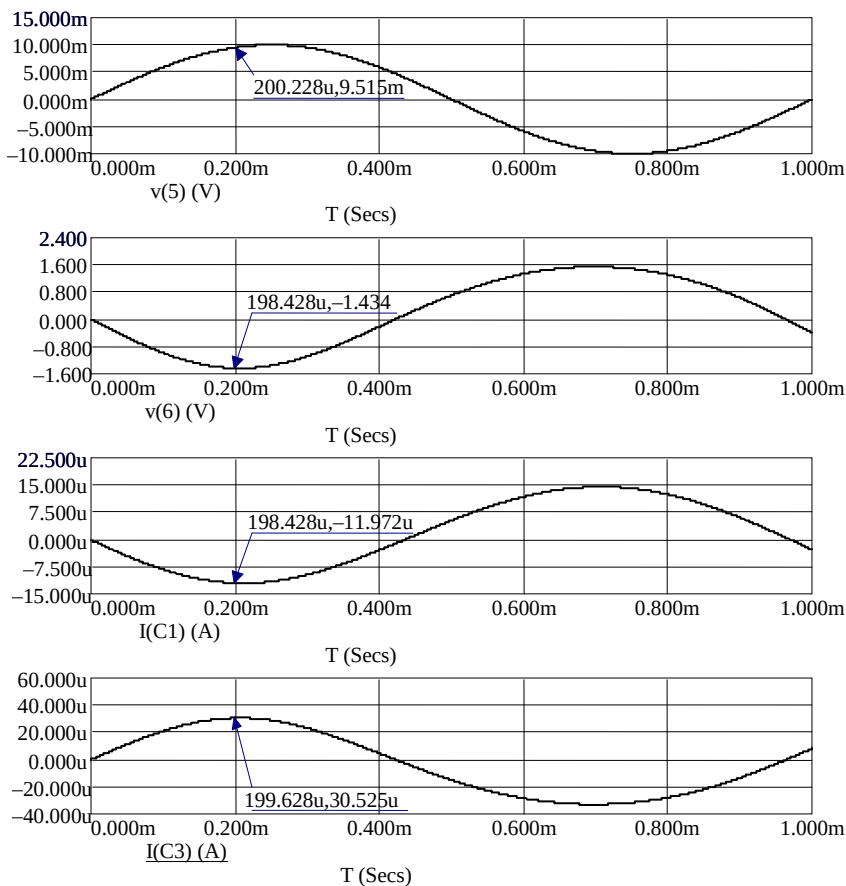


Рис. 5.4

Параметры могут быть определены в программе *Micro Cap*. Для этого в окне **Transient Analysis Limits** в колонке **Y Expression** вместо одной конкретной величины необходимо задать формулу, определяющую соответствующий параметр, например $V(6)/V(5)$. Тогда в результате анализа на экран будет выведен график зависимости параметра (в данном случае коэффициента усиления схемы по напряжению) от времени.

Выходное сопротивление может быть найдено с использованием анализа **Transfer Function** (малосигнальная передаточная функция, рассчитываемая в режиме анализа по постоянному току) в опции **Analysis**. После запуска анализа открывается окно **Transfer Function**, в котором необходимо указать выходную величину **Output Expression**= $V(1)$ (напряжение $V(6)$ указывать нельзя, так как расчет ведется на основе анализа по постоянному току) и источник воздействующего сигнала (в данном случае $V2$) **Input Source Name**= $V2$. После запуска вычисления путем нажатия кнопки **Calculate** в строке **Output Impedance** появляется результат анализа 4680,86 Ом.

Для определения коэффициента гармоник воспользуемся оператором обработки сигналов при построении графиков **HARM(u)** – расчет гармоник сигнала u . В режиме анализа **Transient** в окне **Transient Analysis Limits** в колонке **Y Expression** запишем выражение $HARM(V(6))$, а в колонке **X Expression** укажем частоту F . При этом время анализа **Time Range** необходимо задать равным периоду основной гармоник сигнала (в данном случае 1м). Зададим также количество точек в спектре сигнала путем установки опции **Number of Points**=11, и в окне **Transient Analysis Limits** в строке, где записан

оператор $HARM(V(6))$, нажмем кнопку  записи в память результатов расчета амплитуды гармоник. В результате анализа получим спектр выходного сигнала усилителя, представленный на рис. 5.5.

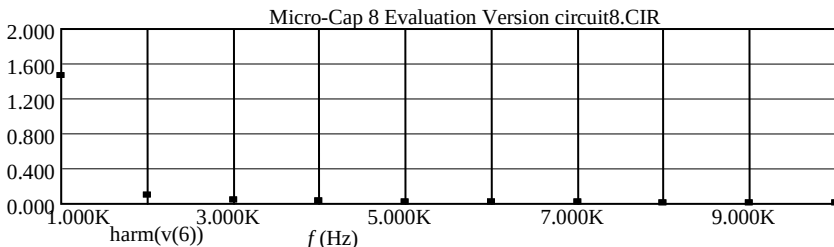


Рис. 5.5

Для того чтобы считать амплитуды гармоник из памяти, в окне результатов моделирования **Transient Analysis** необходимо нажать кнопку . Тогда открывается окно протокола моделирования, в котором в конце текстовой части в виде таблицы приводятся численные результаты моделирования – амплитуды гармоник в зависимости от частоты:

f	harm(v(6))	
	(Hz)	
0.000K	0.163	
1.000K	1.464	
2.000K	0.099	
3.000K	0.044	
4.000K	0.032	
5.000K	0.025	
6.000K	0.021	
7.000K	0.017	
8.000K	0.015	
9.000K	0.013	
	10.000K	0.012

Используя формулу для расчета коэффициента гармоник

$$K_r = \frac{\sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + U_{4m}^2 + \dots}}{U_{1m}},$$

где U_{1m} – амплитуда основной (первой) гармоники (на частоте 1 кГц); U_{2m} , U_{3m} , U_{4m} , ... – амплитуды последующих гармоник, считаем значение коэффициента гармоник:

$$K_r = \frac{\sqrt{0,099^2 + 0,044^2 + 0,032^2 + \dots + 0,012^2}}{1,464} = 0,083.$$

Для получения значения в процентах умножаем на 100 %, результат – 8,3 %.

На практике при расчете K_r обычно ограничиваются 4, 5 гармониками, следующими за основной.

5.3. Моделирование амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик

Исследуем усилитель на рис. 5.3.

Для запуска анализа необходимо войти в окно **Analysis** и запустить анализ частотных характеристик **AC**. В окне **AC Analysis Limits** необходимо установить диапазон частот **Frequency Range=1E8,1** (формат: максимальная частота, минимальная частота в Гц) и внизу указать в *первой строке* параметров графиков:

P=1, X Expression=F, Y Expression=db(V(6)), X Range=Auto, Y Range=Auto;

во второй строке:

P=2, X Expression=F, Y Expression= ph(V(6)), X Range=Auto, Y Range=Auto.

После запуска анализа на экран выводится результат в виде двух графиков АЧХ и ФЧХ (рис. 5.6).

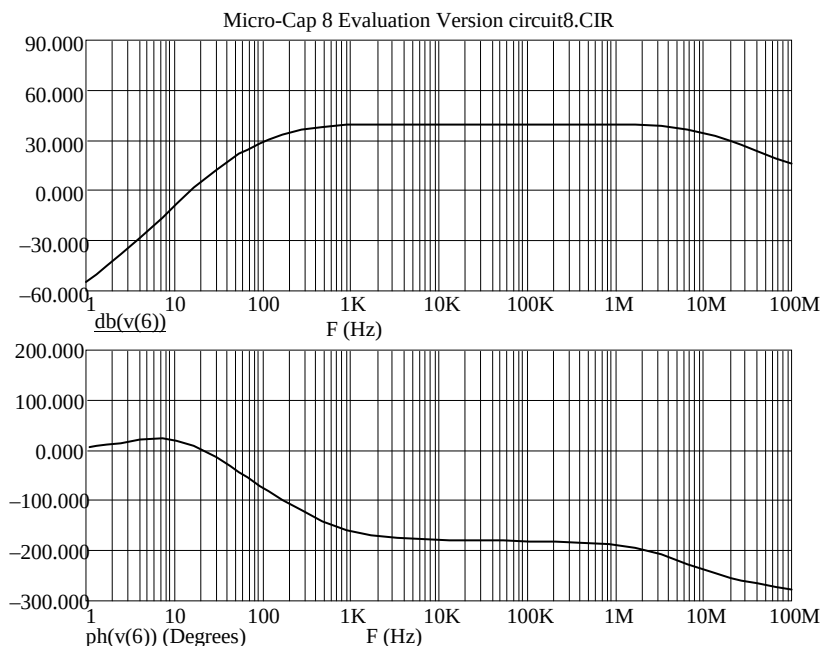


Рис. 5.6

По АЧХ, в частности, может быть определена полоса усиливаемых частот.

5.4. Задание на моделирование

1. Изучить принцип работы усилителя на биполярном транзисторе с общим эмиттером.
2. Воспроизвести примеры моделирования и объяснить результаты.
3. Исследовать влияние конденсатора $C2$ на усилительные свойства схемы.

Глава 6. Компенсационный стабилизатор напряжения

6.1. Моделирование амплитудной передаточной характеристики (АПХ) стабилизатора

а) Построение схемы стабилизатора

Рассмотрим схему на рис. 6.1.

Источник напряжения V1 моделирует входное напряжение схемы. Установим V1=16V. Резистор R6 является эквивалентом нагрузки. В качестве стабилитрона выберем абстрактный диод. Для ввода диода необходимо нажать кнопку **Components** и последовательно активировать опции **Analog Primitives**, **Passive Components**, **Zener**. Модель диода обозначена в окне **Zener** как **\$GENERIC**. Скорректируем напряжение пробоя диода при обратном смещении и установим значение **BV**=5V.

Используем транзисторы 2N2218.

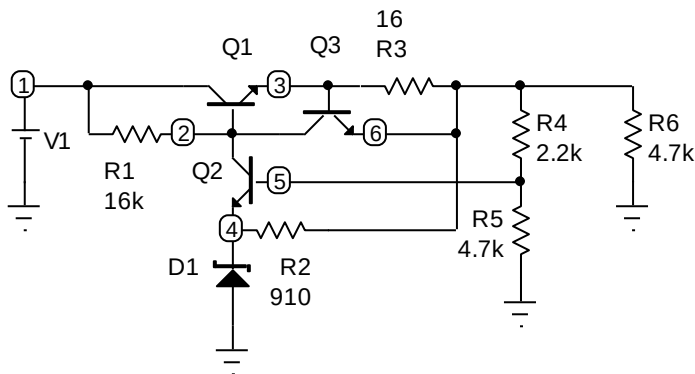


Рис. 6.1

б) Моделирование АПХ

Используем анализ по постоянному току **DC**. В окне **DC Analysis Limits** необходимо указать диапазон изменения входного напряжения. Для этого в строке **Variable 1** установить: **Method**=Auto, **Name**=V1, **Range**=16,0,0.1. В нижней части окна задать параметры графика АПХ: **P**=1, **X Expression**=V(1),

Y Expression=V(6), **X Range**=Auto, **Y Range**=Auto. Запустить анализ кнопкой **Run**.

На экране появляется график зависимости $V(6)=f(V(1))$ (рис. 6.2). Для определения минимального допустимого входного напряжения стабилизатора найдем и обозначим параметры точки излома АПХ,

используя кнопку **Tag Mode**  на панели инструментов. Первое значение 10.753 В соответствует координате по горизонтали и принимается как искомая величина, второе значение 8.549 В соответствует координате по вертикали и является выходным напряжением стабилизатора в рабочем режиме.

Таким образом, стабилизатор на рис. 6.1 работает в диапазоне входного напряжения более 10,8 В и вырабатывает на выходе напряжение примерно 8,5 В.

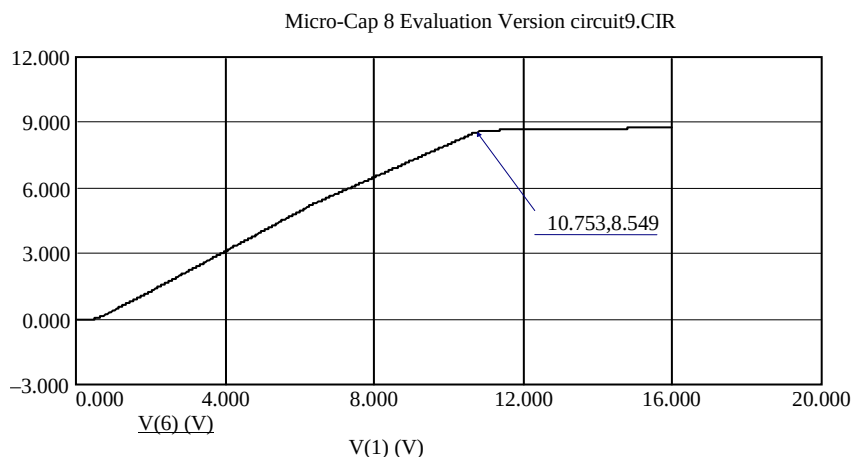


Рис. 6.2

6.2. Определение параметров стабилизатора

Определим более точно выходное напряжение стабилизатора при указанном выше входном напряжении 16 В и нагрузке 4,7 кОм. Для этого сразу после закрытия окна результатов анализа по постоянно-

му току необходимо на панели инструментов нажать кнопку **Node**

Voltage (Напряжение узла) . На схеме появляются напряжения в узлах схемы (рис. 6.3). В частности, на выходе схемы (в точке 6) видим напряжение 8,75 В.

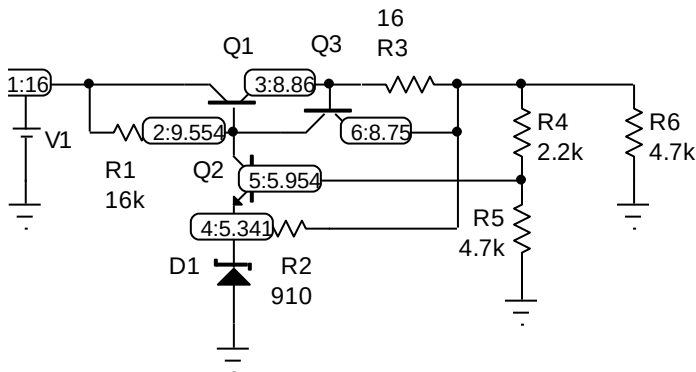


Рис. 6.3

Найдем коэффициент стабилизации схемы, определяемый в виде

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U(1)/U(1)}{\Delta U(6)/U(6)} = \frac{\Delta U(1)}{\Delta U(6)} \frac{U(6)}{U(1)},$$

где $\Delta U(6)$ – изменение напряжения на выходе стабилизатора, обусловленное изменением напряжения на входе $\Delta U(1)$. Возможности программы позволяют определить наклон АПХ в виде **Slope** = $\Delta U(6) / \Delta U(1)$. Перепишем формулу для коэффициента стабилизации в виде

$$K_{\text{ст}} = \frac{1}{\text{Slope}} \frac{U(6)}{U(1)},$$

удобном для использования при известном значении наклона **Slope**.

Наклон АПХ определяется в окне результатов моделирования при использовании двух перемещаемых курсоров в виде перекрестий линий, сопровождающихся показаниями координат их местоположения на графике. Курсоры могут быть точно установлены

в заданные точки как по оси Y , так и по оси X . Воспользуемся управлением по оси X . Для этого нажимается кнопка **Go to X** (*Идти*

в точку X) , и на экране появляется дополнительное окно **Go to X**, где нужно указать координату левого или правого курсора и нажать соответствующую кнопку (**Left** или **Right**). По окончании перемещения курсоров экрана окно закрыть кнопкой **Close**. При этом в нижней части экрана выводятся координаты точек по осям в колонках **Left** (*Левая*) и **Right** (*Правая*). В колонке **Delta** (*Разность*) приводится разница координат точек по осям, а в колонке **Slope** (*Наклон*) в первой строке указывается наклон АПХ, рассчитанный по точкам пересечения, а во второй строке – единичное значение.

Для перемещения курсоров в рабочую часть АПХ можно использовать мышь. Курсор мыши выводится в точку АПХ, где должен находиться, например, левый курсор экрана, затем нажимается левая кнопка мыши, и курсор экрана занимает положение курсора мыши. Для перемещения правого курсора экрана необходимо использовать правую кнопку мыши. Установим левый курсор экрана в точку $X=12$, а правый – в точку $X=16$ (рис. 6.4). Считаем показания **Slope**=16.865m и выполним расчет коэффициента стабилизации:

$$K_{\text{ст}} = \frac{1}{0,0169} \frac{8,75}{16} = 32,4.$$

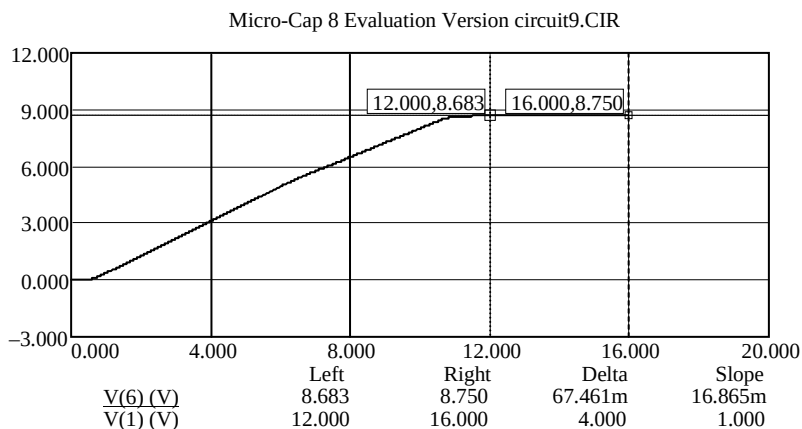


Рис. 6.4

Определим выходное сопротивление стабилизатора. Поскольку стабилизатор имеет защиту от короткого замыкания, то первоначально необходимо установить его рабочий диапазон по току нагрузки. Для этого целесообразно смоделировать нагрузочную характеристику, которая с учетом принятых в схеме обозначений может быть записана в виде функции

$$U(6) = f(I(R6)).$$

Подключим к выходу вместо резистора нагрузки $R(6)$ источник тока **ISource** в направлении выходного тока стабилизатора (рис. 6.5) и смоделируем выходную ВАХ при $V(1)=16V$ так, как это производилось для транзистора в гл. 2 данной части при определении входных характеристик.

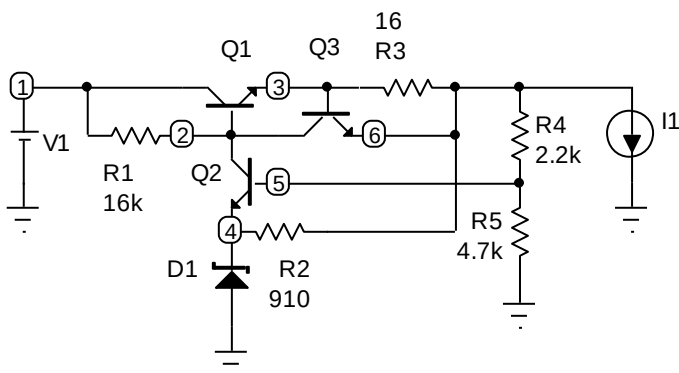


Рис. 6.5

Запустим анализ **DC** и в окне **DC Analysis Limits** укажем диапазон изменения тока источника $I1$. Для этого в строке **Variable 1** необходимо установить: **Method**=Auto, **Name**= $I1$, **Range**=40m,0. В нижней части окна зададим параметры графика ВАХ: **P**=1, **X Expression**= $I(I1)$, **Y Expression**= $V(6)$, **X Range**=Auto, **Y Range**=Auto и запустим анализ кнопкой **Run**. На экране появится нагрузочная характеристика стабилизатора (рис. 6.6).

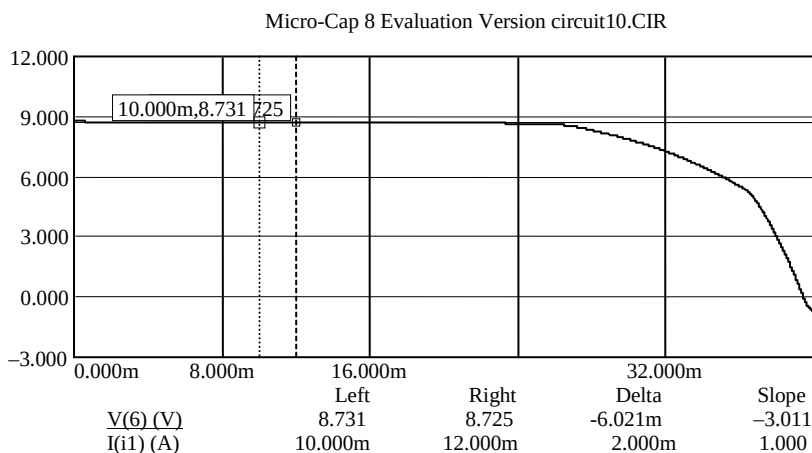


Рис. 6.6

Используя кнопку **Go to X** (Идти в точку X) , установим курсоры экрана в точки $X=10m$ (Левый) и $X=12m$ (Правый), которые находятся в рабочей зоне ВАХ стабилизатора. Считаем показания **Slope** = -3,011 Ом. Модуль этого значения представляет собой выходное сопротивление стабилизатора: $R_{\text{вых}} = 3,011 \text{ Ом}$.

6.3. Задание на моделирование

1. Изучить принцип работы компенсационного стабилизатора напряжения.
2. Воспроизвести примеры моделирования и объяснить результаты.
3. Исследовать влияние напряжения стабилизации (обратного напряжения пробоя BV) стабилитрона D1 на выходное напряжение стабилизатора.

Глава 7. Схемы на операционных усилителях

7.1. Моделирование инвертирующего усилителя

а) Построение схемы

Исследуем схему на рис. 7.1, а, в которой реализована параллельная ООС по напряжению. Выберем из базы программы *Micro-Cap* операционный усилитель LF155 со встроенными источниками питания. При этом источники питания V2 и V3 в основном окне программы не отображаются, но могут быть просмотрены в окне **Power Supplies**, которое открывается соответствующей кнопкой внизу экрана (рис. 7.1, б).

Для источника синусоидального напряжения V1 укажем частоту $F=1\text{KHZ}$ и амплитуду $A=1\text{ V}$.

После ввода схемы упорядочим в направлении слева направо обозначения элементов схемы и номера узлов. Для этого последовательно выберем опции **Edit, Change, Rename components, Top to Bottom**.

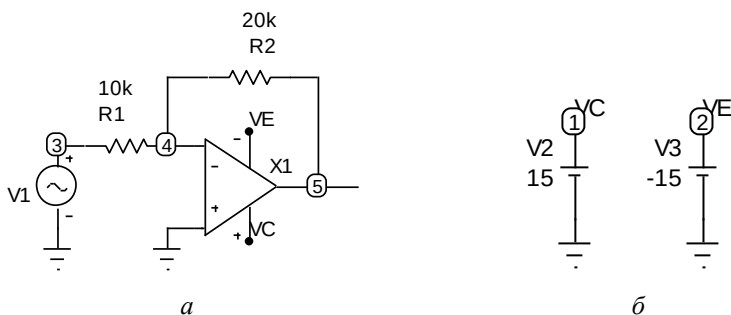


Рис. 7.1

б) Моделирование

В режиме анализа **Transient** на временном интервале 2 мс снимем временные диаграммы в узлах 3, 4, 5 схемы (рис. 7.2).

Не трудно видеть, что усилитель является инвертирующим, и коэффициент усиления по напряжению составляет 2 единицы. Из анализа диаграмм вытекает также другое важное свойство схемы –

напряжение в точке 4 много меньше входного и выходного напряжений, что позволяет считать его равным нулю.

Определим диаграммы Бode схемы усилителя. Для этого проведем АС-анализ на интервале частот от 0,1 до 10^7 Гц. Получим АЧХ и ФЧХ, представленные на рис. 7.3.

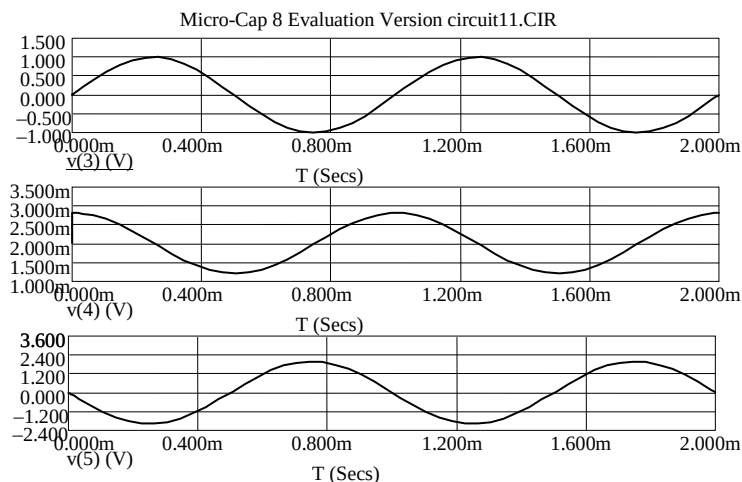


Рис. 7.2

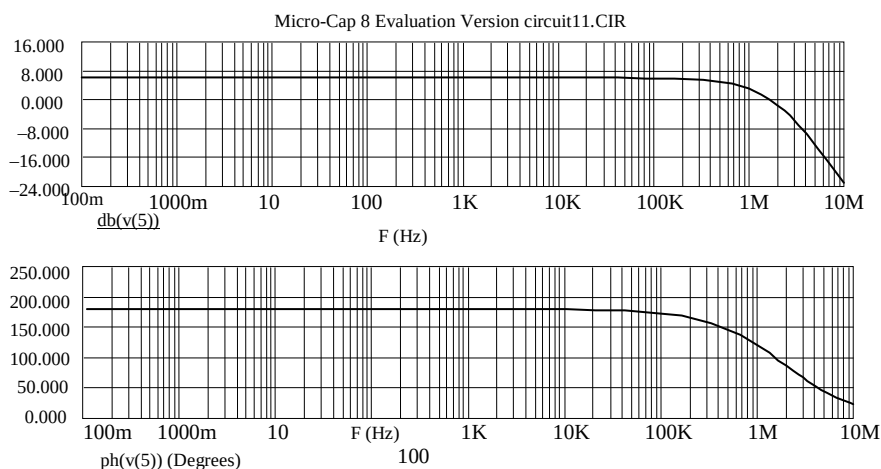


Рис. 7.3

Видно, что усилитель работает в диапазоне частот от 0 Гц до единиц мегагерц, являясь усилителем постоянного и переменного тока.

7.2. Моделирование неинвертирующего усилителя

а) Построение схемы

Путем изменения соединений элементов преобразуем схему на рис. 7.1, а в схему на рис. 7.4, в которой реализована последовательная ООС по напряжению, и вновь упорядочим элементы и узлы.

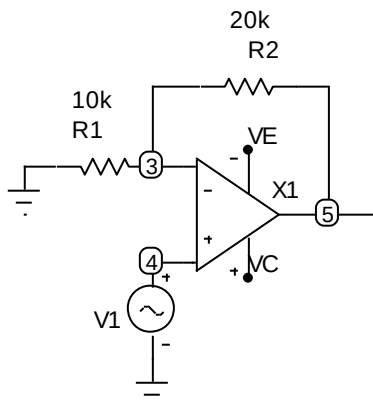


Рис. 7.4

б) Моделирование

В режимах **Transient** и **AC** определим временные диаграммы, АЧХ и ФЧХ (рис. 7.5, 7.6), как для схемы инвертирующего усилителя.

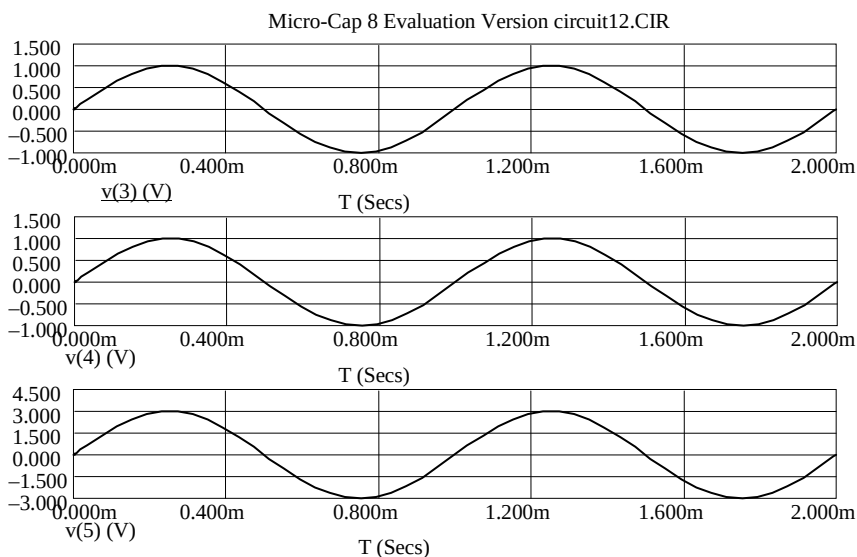


Рис. 7.5

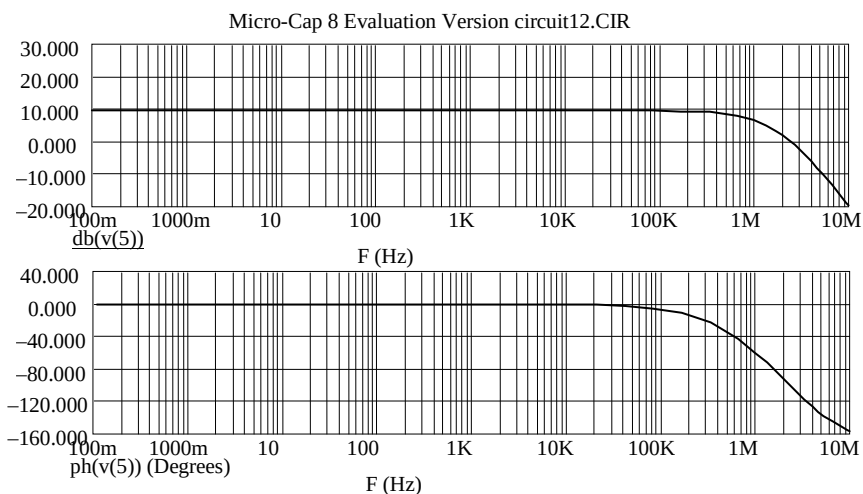


Рис. 7.6

Из временных диаграмм видно, что усилитель имеет коэффициент усиления по напряжению 3 единицы и является неинвертирующим.

щим. Полоса усиливаемых частот примерно соответствует полосе инвертирующего усилителя.

7.3. Моделирование мультивибратора (релаксационного генератора)

а) Построение схемы

Соберем схему на ОУ LF155, представленную на рис. 7.7, а, содержащую отрицательную на элементах C1, R3 и положительную на резисторах R1, R2 ОС и упорядочим элементы схемы и узлы.

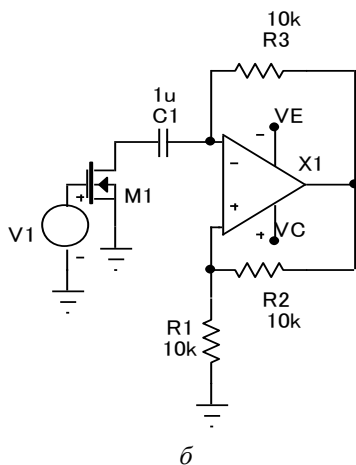
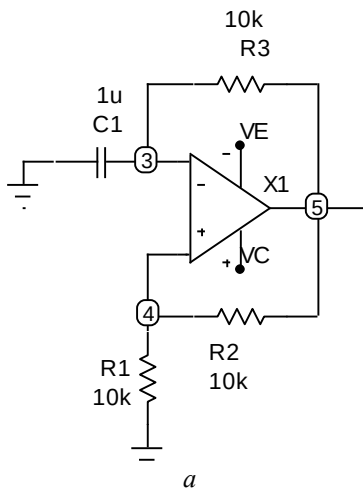


Рис. 7.7

б) Моделирование

Выполним анализ переходных процессов в режиме **Transient** на временном интервале 800 мс. На рис. 7.8 представлены временные диаграммы напряжений в точках 3, 4 и 5.

На интервале от 0 до 320 мс происходит относительно медленный запуск генератора. Далее генератор работает в автоколебательном режиме, генерируя сигнал прямоугольной формы, что является следствием действия положительной обратной связи.

Для того чтобы ускорить запуск генератора, возможны два варианта действий. Первоначально необходимо уменьшить временной шаг (**Maximum Time Step**) до 0,1–1 мкс между расчетными точками на временных диаграммах, что устанавливается в окне ограничений анализа (**Transient Analysis Limits**). Если действие окажется неэффективным, в схему необходимо ввести ключевой элемент, запускаемый на короткое время в начале анализа. Таким элементом может служить МДП-транзистор. Для управления транзистором нужен дополнительный генератор одиночного импульса (генератор импульсов с большим периодом следования импульсов). Схема включения МДП-транзистора и дополнительного генератора показана на рис. 7.7, б.

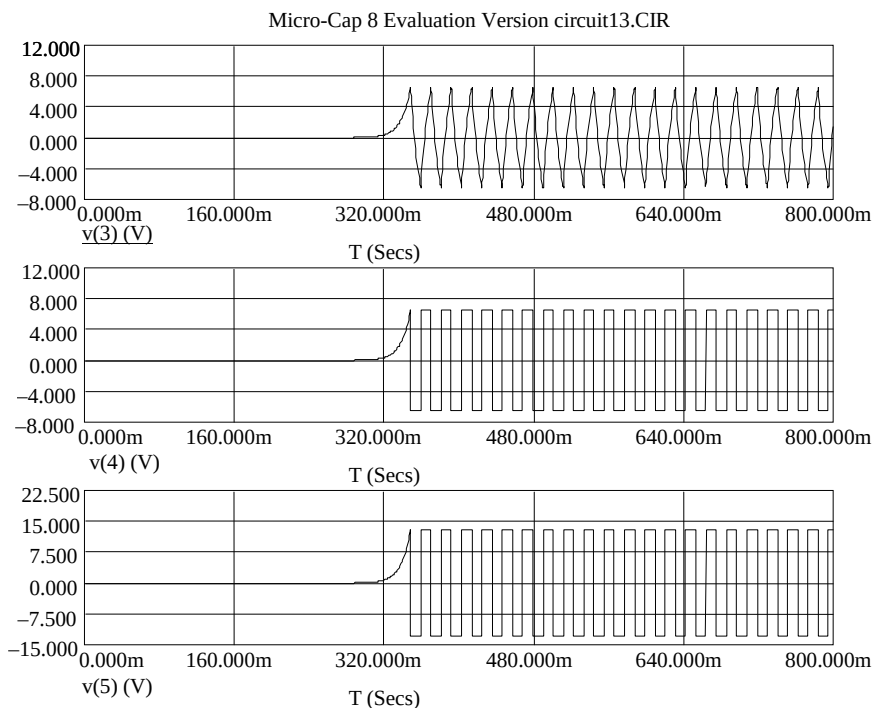


Рис. 7.8

7.4. Задание на моделирование

1. Изучить принцип работы схем на операционных усилителях с отрицательной и положительной обратной связью.
2. Воспроизвести примеры моделирования и объяснить результаты.
3. В схеме инвертирующего усилителя исследовать влияние коэффициента усиления на диапазон усиливаемых частот.

Часть III

ОСНОВЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Глава 1. Расчет схем с применением метода эквивалентных источников

1.1. Краткая теория метода

Метод эквивалентных источников базируется на понятиях эквивалентный источник напряжения (ЭИН) и эквивалентный источник тока (ЭИТ), схемы которых представлены на рис. 1.1, *а* и *б* соответственно.

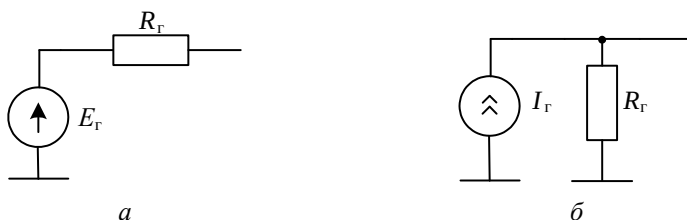


Рис. 1.1

Эквивалентный источник напряжения содержит идеальный источник напряжения E_r , главным свойством которого является нулевое внутреннее сопротивление и дополнительное сопротивление R_r , моделирующее внутреннее сопротивление реальных источников энергии. Эквивалентный источник тока содержит идеальный источник тока I_r с бесконечно большим внутренним сопротивлением и дополнительный параллельный резистор R_r , который также моделирует сопротивление реальных источников. В ЭИТ параллельное сопротивление иногда заменяют проводимостью.

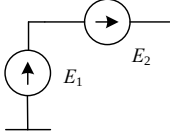
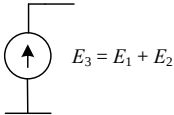
Предполагается, что любой источник электрической энергии может быть представлен в виде ЭИН или ЭИТ, т. е. для любого источника энергии могут быть определены эквиваленты, являющиеся параметрами ЭИН или ЭИТ. Например, для широко применяемой в бытовой технике батареи (химического элемента) типоразмера ААА в исправном состоянии $E_r = 1,5 \text{ В}$, $R_r = 0,1 \text{ Ом}$.

Эквивалентный источник напряжения и эквивалентный источник тока эквивалентны друг другу и могут быть преобразованы один в другой. Правила преобразования вытекают из выражения $E_r = I_r R_r$. В обоих источниках сопротивление при преобразованиях берется одинаковым, E_r или I_r рассчитываются по представленной выше формуле и известным другим параметрам.

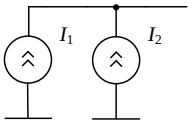
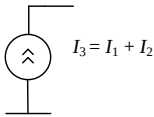
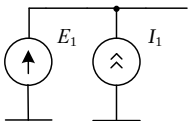
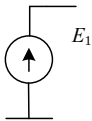
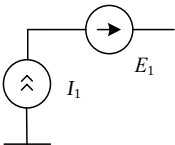
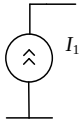
Суть метода эквивалентных источников сводится к определению эквивалентных параметров реальных источников как параметров ЭИН или ЭИТ и к последующему преобразованию схемы путем поочередного перехода от эквивалентного источника одного типа к источнику другого типа и наоборот, что позволяет упростить схему и свести ее к простому непреобразуемому варианту.

При составлении и анализе схем с ЭИН и ЭИТ возникают ситуации, когда схема может быть упрощена путем объединения компонентов или исключения невливающих компонентов и замены их разрывом цепи или перемычкой. Некоторые из указанных ситуаций представлены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Исходная схема	Преобразованная (упрощенная) схема
 Последовательное соединение идеальных источников напряжения	 Источники объединяются путем сложения напряжений с учетом знака (полярности их включения)

Окончание табл. 1.1

Исходная схема	Преобразованная (упрощенная) схема
 Параллельное соединение идеальных источников тока	 Источники объединяются путем сложения токов с учетом знака (полярности их включения)
 Параллельное соединение идеального источника напряжения и идеального источника тока или другого элемента	 Источник тока или другой элемент исключаются путем замены разрывом цепи
 Последовательное соединение идеального источника тока и идеального источника напряжения или другого элемента	 Источник напряжения или другой элемент исключаются путем замены перемычкой

Примечания: 1. Стрелки источников показывают направление тока во внешней цепи, который они создают.

2. Параллельное соединение идеальных источников напряжения и последовательное соединение идеальных источников тока, если параметры источников отличаются, следует рассматривать как некорректное построение схемы.

При анализе электронных схем методом эквивалентных источников особый интерес представляет использование зависимых идеальных источников напряжения и тока. Напряжение или ток зависимого

источника определяются какой-либо другой величиной в соответствии с задаваемой функцией. Например, используются источники напряжения, управляемые напряжением (ИНУН) или током (ИНУТ), и источники тока также управляемые напряжением (ИТУН) или током (ИТУТ). Для определения таких источников в схеме достаточно вместо величины, обозначающей напряжение или ток источника, указать функцию, которая определяет ее как зависимую от другой величины в схеме.

1.2. Примеры применения метода эквивалентных источников

Пример 1. Рассчитать напряжение в точке «а» схемы на рис. 1.2.

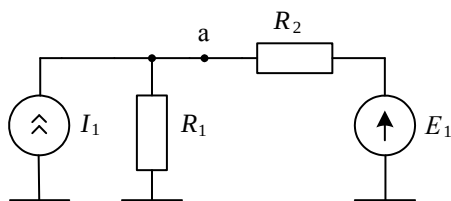


Рис. 1.2

Порядок расчета

1. В схеме выделяются все имеющиеся эквивалентные источники, и определяется последовательность их преобразования.

2. Производится преобразование схемы до варианта, который позволяет найти искомую величину путем однократного применения простой формулы, например, соответствующей закону Ома и делителю напряжения.

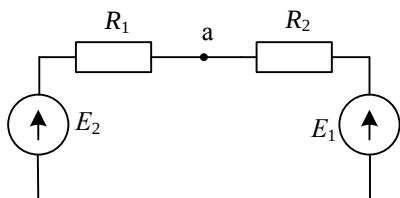
3. Выполняется расчет искомой величины.

Расчет

1. В схеме на рис. 1.2 присутствуют два эквивалентных источника ЭИТ (I_1 , R_1) и ЭИН (E_1 , R_2). Если ЭИТ преобразовать в ЭИН, то схема приводится к делителю напряжения от двух источников, в котором точка «а» является выходом делителя.

2. Преобразуем ЭИТ в ЭИН, как показано на рис. 1.3, и найдем искомое напряжение.

Примечание. В целях упрощения анализа целесообразно при последовательном выполнении преобразований изображать схемы слева, а расчет всех вновь появляющихся величин – справа.



$$E_2 = I_1 R_1 = 1 \cdot 1 = 1 \text{ В},$$

$$U_a = \frac{E_2 R_2 + E_1 R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1 \cdot 2 + 1 \cdot 1}{1 + 2} = 1 \text{ В}.$$

Рис. 1.3

Пример 2. Рассчитать напряжение в точке «а» в схеме на рис. 1.4.

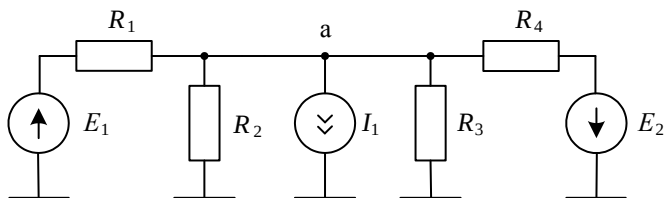
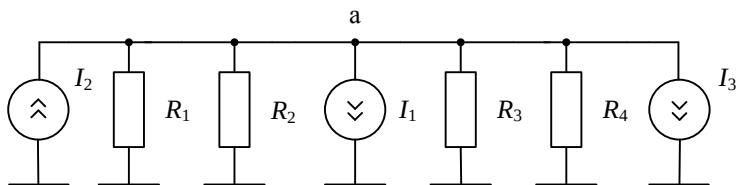


Рис. 1.4

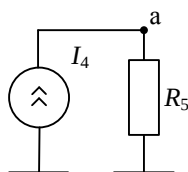
Расчет

1. В схеме присутствуют два ЭИН на элементах E_1 , R_1 и E_2 , R_4 и один ЭИТ на элементах I_1 , R_2 , R_3 . Причем сопротивления R_2 , R_3 могут быть объединены как параллельные. Преобразуем оба ЭИН в ЭИТ и далее объединим источники тока и параллельные сопротивления.

2. Последовательность преобразования схемы и расчет напряжения в точке «а» приведены на рис. 1.5.



$$I_2 = \frac{E_1}{R_1} = \frac{1}{1} = 1 \text{ мА}, \quad I_3 = \frac{E_2}{R_4} = \frac{-2}{4} = -0,5 \text{ мА}.$$



$$I_4 = I_2 + I_1 + I_3 = 1 - 1 - 0,5 = -0,5 \text{ мА},$$

$$R_5 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} = \frac{1}{\frac{1}{1} + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{4}} = 0,48 \text{ кОм},$$

$$U_a = I_4 R_5 = -0,5 \cdot 0,48 = -0,24 \text{ В}.$$

Рис. 1.5

Пример 3. Рассмотрим случай использования идеального источника тока, управляемого током, в схеме на рис. 1.6, а при $k = 50$. Пусть необходимо найти зависимость напряжения в точке «а» от напряжения источника E_1 .

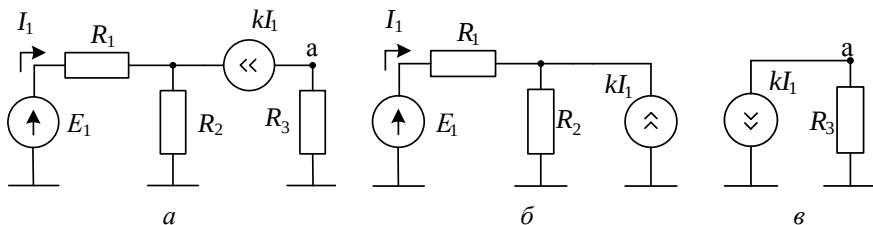


Рис. 1.6

Задача разбивается на две подзадачи. Первоначально находится управляющий зависимым источником ток I_1 , затем определяется напряжение в точке «а». В первом случае с учетом правил упрощения, представленных в табл. 1.1, исходная схема может быть приведена к виду на рис. 1.6, б, во втором случае – к виду на рис. 1.7.

Расчет управляющего тока I_1

1. В схеме на рис. 1.6, б ЭИТ (kI_1 , R_2) преобразуем в ЭИН (E_2 , R_2), как показано на рис. 1.7.

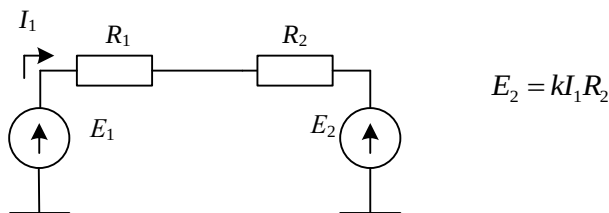


Рис. 1.7

2. Для тока I_1 в соответствии с законом Ома запишем

$$I_1 = \frac{E_1 - E_2}{R_1 + R_2} = \frac{E_1 - kI_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Отсюда можно найти значение тока

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1 + (1+k)R_2} = \frac{1}{1 + (1+50)2} = 9,71 \cdot 10^{-3} \text{ мА} = 9,71 \text{ мкА}.$$

Расчет напряжения U_a

1. Используем схему на рис. 1.6, в.

2. Рассчитываем напряжение U_a в зависимости от напряжения E_1 :

$$U_a = -kI_1 R_3 = -\frac{kE_1 R_3}{R_1 + (1+k)R_2} = \frac{50 \cdot 3 \cdot E_3}{1 + (1+50)2} = 1,46E_1.$$

Комментарий. Исходная схема на рис. 1.6, а по структуре соответствует малосигнальной эквивалентной схеме усилительного каскада на биполярном транзисторе с общим эмиттером [1]. Не трудно убедиться, что сопротивление в схеме рис. 1.6, а, оказываемое источнику E_1 ,

$$R_{\text{вх}} = \frac{E_1}{I_1} = R_1 + (1+k)R_2$$

в точности соответствует входному сопротивлению усилительного каскада. Также, если для схемы рис. 1.6, *а* найти коэффициент передачи

$$K_u = \frac{U_a}{E_1} = -\frac{kR_3}{R_1 + (1+k)R_2},$$

то можно убедиться, что он соответствует коэффициенту усиления усилителя на транзисторе.

Рассмотренные примеры позволяют считать метод эквивалентных источников достаточно универсальным средством, применимым, в частности, для анализа эквивалентных схем, составляемых для реальных электрических и электронных пассивных и активных устройств.

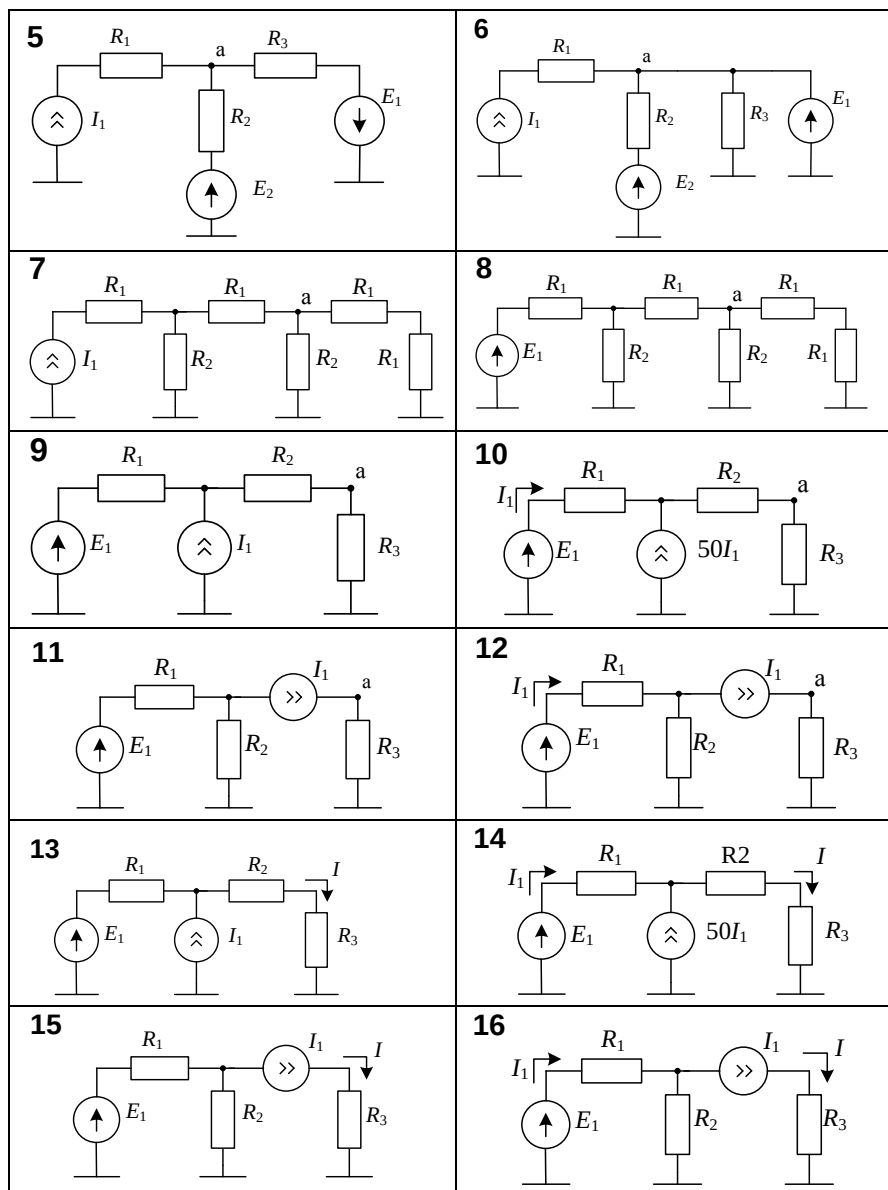
1.3. Варианты заданий на расчет

В вариантах 1–12 табл. 1.2 рассчитать напряжение в точке «а», в вариантах 13–16 – ток I .

Таблица 1.2

1	2
3	4

Окончание табл. 1.2



Примечание. Схемы в вариантах 10, 12, 14, 16 содержат зависимые источники тока.

Глава 2. Расчет схем с нелинейными элементами методом линеаризации вольтамперной характеристики

2.1. Краткая теория метода

Основным нелинейным элементом в электронике является полупроводниковый диод (p - n -переход). При выполнении расчетов схем с диодами теоретическая ВАХ неудобна, так как является достаточно сложной функцией. Используют более простые аппроксимирующие функции 1 и 2, представленные на рис. 2.1.

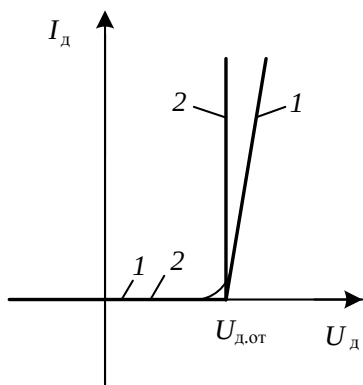


Рис. 2.1

Удобно использовать функцию 2, которая определяется только одним параметром $U_{д.от}$ — падением напряжения на открытом диоде. Для кремниевых маломощных диодов $U_{д.от} = 0,6 \dots 0,8$ В. Обычно используют значение 0,7 В.

Правила использования функции 2: если напряжение на диоде $U_д < U_{д.от}$, то ток диода $I_д = 0$, диод закрыт и может быть заменен разрывом цепи; если диод открыт, т. е. $I_д \neq 0$, то на диоде падает напряжение $U_{д.от}$, и он может быть заменен идеальным источником напряжения (батареей) с напряжением $U_{д.от}$. Таким образом, использование аппроксимирующей функции позволяет заменить диод, имеющий нелинейную ВАХ, более простым элементом с линейной характеристикой. Это позволяет использовать для расчета схем с диодами методы расчета линейных цепей, что существенно упрощает эти расчеты.

2.2. Примеры расчета схем с диодами

В дальнейшем будем полагать, что диод является кремниевым.

Пример 1. Необходимо рассчитать напряжение в точке «а» схемы, изображенной на рис. 2.2. Для упрощения описания схем здесь и далее будем полагать, что напряжения, токи, сопротивления и емкости определяются номерами соответствующих величин, указываемых на схемах (напряжения – в вольтах (В); токи – в миллиамперах (мА); сопротивления – в килоомах (кОм); емкости – в микрофарадах (мкФ)). Так, в схеме на рис. 2.2 $U_1 = 1$ В; $U_2 = 2$ В; $R_1 = 1$ кОм. Следует также помнить, что в электрических схемах все напряжения указываются относительно общего провода, который, если нет непосредственного соединения с ним ни одного элемента, кроме источников, принято не указывать.

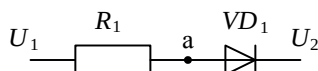


Рис. 2.2

Порядок расчета

1. Первоначально исходя из принципа работы схемы определяется состояние диода (открыт или закрыт).
2. В зависимости от состояния диод заменяется разрывом цепи (если закрыт) или источником напряжения $U_{\text{д.от}}$ (если открыт).
3. Выполняется расчет напряжения в точке «а».

Расчет

1. Предполагаем, что диод закрыт, тогда все напряжение в цепи падает на диоде. При этом катод диода оказывается положительнее анода. Следовательно, он действительно закрыт.
2. Заменяем диод разрывом цепи.
3. Поскольку цепь разорвана, то ток в ней отсутствует и падение напряжения на резисторе R_1 равно нулю. Отсюда потенциал правого вывода резистора будет равен потенциалу левого, т. е. напряжение U_a в точке «а» равно напряжению U_1 . Таким образом $U_a = 1$ В.

Пример 2. Рассчитать напряжение в точке «а» в схеме на рис. 2.3, а.

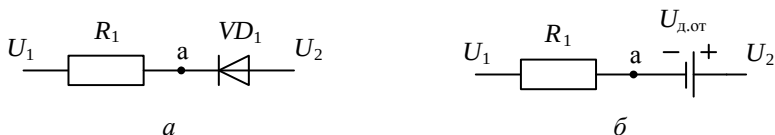


Рис. 2.3

Расчет

1. Предполагаем, что диод закрыт, тогда напряжение на нем ($U_2 - U_1$) будет составлять 1 В, причем в прямом смещении, чего достаточно для его открывания. Следовательно, диод открыт.

2. Заменяем диод источником напряжения (батареей) на $U_{\text{д.от}} = 0,7$ В (рис. 2.3, б).

3. Тогда напряжение в точке «а» может быть рассчитано от источника U_2 по формуле $U_a = U_2 - U_{\text{д.от}} = 2 - 0,7 = 1,3$ В.

Примечание. Знак вклада источника $U_{\text{д.от}}$ в напряжение U_a определяется полярностью его включения: напряжение U_a отрицательнее напряжения U_2 , поэтому в расчетной формуле $U_{\text{д.от}}$ учитывается со знаком «минус».

Пример 3. Рассчитать напряжение в точке «а» в схеме на рис. 2.4, а.

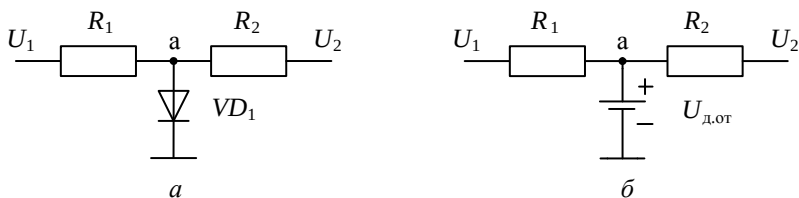


Рис. 2.4

Расчет

1. Предполагаем, что диод закрыт, тогда напряжение на нем (напряжение в точке «а») можно найти, рассчитав делитель напряжения от двух источников:

$$U_a = \frac{U_1 R_2 + U_2 R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1 \cdot 2 + 2 \cdot 1}{1 + 2} = 1,33 \text{ В.}$$

Это напряжение приложено к диоду в прямом смещении, и его достаточно для открывания диода. Следовательно, диод открыт.

2. Заменяем диод источником напряжения $U_{\text{д.от}}$ (рис. 2.4, б).

3. Напряжение в точке «а» рассчитываем от нулевого потенциала схемы (катода диода) с учетом полярности включения диода: $U_a = U_{\text{д.от}} = 0,7 \text{ В.}$

Примечание. Использованная выше запись формулы исходных данных и результата называется *полной записью расчета*. Рекомендуется во всех технических расчетах использовать полную запись, что при необходимости позволяет проконтролировать правильность расчетов.

Пример 4. Рассчитать напряжение на выходе диодной логической схемы на рис. 2.5, а.

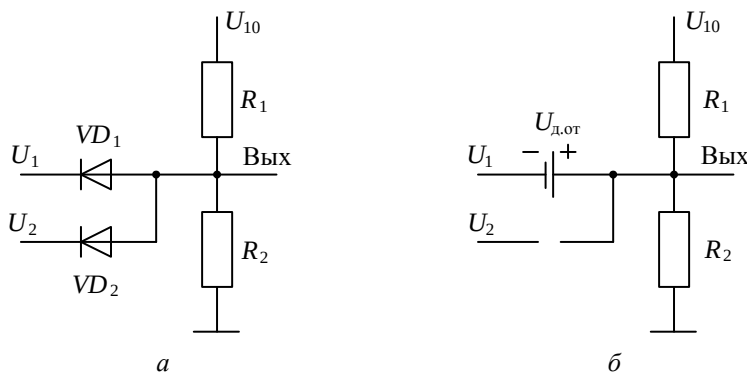


Рис. 2.5

Расчет

1. Полагаем, что диоды VD_1 и VD_2 закрыты. Тогда напряжение на выходе схемы можно найти по формуле для расчета делителя напряжения от одного источника:

$$U_{\text{Вых}} = \frac{U_{10} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \cdot 2}{1 + 2} = 6,67 \text{ В.}$$

Этого напряжения достаточно для открывания каждого в отдельности диода в схеме. Однако одновременно диоды не могут быть открыты, так как потенциалы их катодов не совпадают. Открыт будет тот диод, условия открывания которого выполняются лучше. Это диод VD_1 , на катоде которого меньшее напряжение. Тогда на выходе схемы будет напряжение $U_{\text{вых}} = U_1 + U_{\text{д.от}} = 1 + 0,7 = 1,7 \text{ В}$, которое поступает на анод диода VD_2 . Этот диод закрыт, так как условие его открывания не выполняется.

2. Заменяем диод VD_1 источником напряжения $U_{\text{д.от}}$, а диод VD_2 – разрывом цепи (рис. 2.5, б).

3. Напряжение на выходе схемы равно 1,7 В, что уже определено в п. 1.

Схема на рис. 2.5, а может выполнять логическую функцию. В табл. 2.1 представлены напряжения на входах во всех сочетаниях и расчетные значения соответствующих выходных напряжений. Видно, что если на входах низким уровнем напряжения (1 В) кодировать логический ноль, а высоким уровнем (2 В) – логическую единицу, и соответственно на выходе также низким уровнем (1,7 В) представлять ноль, а высоким (2,7 В) – единицу, то получаемая таблица истинности будет соответствовать логическому элементу, выполняющему функцию И (табл. 2.2).

Таблица 2.1

$U_{\text{вх1}}, \text{ В}$	$U_{\text{вх2}}, \text{ В}$	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$
1	1	1,7
1	2	1,7
2	1	1,7
2	2	2,7

Таблица 2.2

Вх 1	Вх 2	Вых
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

2.3. Варианты заданий на расчет

Рассчитать напряжение в точке «а» для схем в табл. 2.3.

Таблица 2.3

1	2
3	4
5	6
7	8
9	10

Окончание табл. 2.3

11	12
13	14
15	16

Глава 3. Расчет переходных процессов в цепях первого порядка

3.1. Краткая теория метода

При анализе переходных процессов в цифровых схемах, например, логических элементах, цепь, определяющая характер и длительность процесса, часто может быть представлена как цепь первого порядка. Свойства такой цепи определяются обыкновенным дифференциальным уравнением первого порядка (отсюда название цепи). Цепь содержит один реактивный элемент, например, конденсатор, и один или несколько резисторов.

На рис. 3.1, *а* представлена интегрирующая цепь; реакция цепи на ступенчатое воздействие показано на рис. 3.1, *б*.

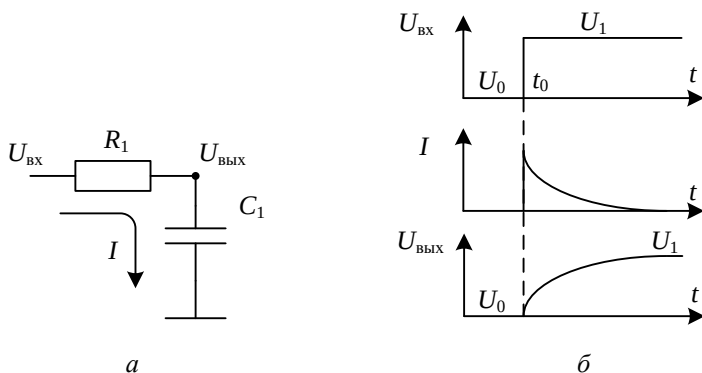


Рис. 3.1

В исходном состоянии (до момента t_0) на входе цепи присутствует низкий уровень напряжения $U_0 = 0$ В, конденсатор C_1 разряжен, на выходе – напряжение U_0 . В момент t_0 напряжение на входе скачком увеличивается до высокого уровня U_1 . Поскольку конденсатор мгновенно зарядиться не может, то в первый момент все напряжение высокого уровня прикладывается к резистору R_1 , и создается ток

заряда конденсатора I . По мере заряда напряжение на конденсаторе увеличивается, а на резисторе уменьшается, что приводит к уменьшению тока заряда и, соответственно, скорости заряда конденсатора. Таким образом, напряжение на конденсаторе асимптотически приближается к высокому уровню U_1 .

Если составить дифференциальное уравнение для рассмотренной цепи и решить его, то выясняется, что законом изменения напряжения на выходе является экспонента. Для всех цепей первого порядка реакция на ступенчатое воздействие представляет собой функцию экспоненциального типа. Таким образом, в указанных условиях каждый раз нет необходимости записывать и решать дифференциальные уравнения. Достаточно лишь проанализировать процессы в цепи, нарисовать временную диаграмму изменения исследуемой величины, записать функцию изменения величины в виде экспоненты и найти параметры этой функции.

Различаются экспоненциально нарастающая и спадающая функции, общий вид которых представлен на рис. 3.2, *а*, *б*. Функции с учетом принятых на рисунке обозначений аналитически записываются в виде:

$$\text{нарастающая } U(t) = (U_1 - U_0) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + U_0;$$

$$\text{спадающая } U(t) = (U_1 - U_0) e^{-\frac{t}{\tau}} + U_0.$$

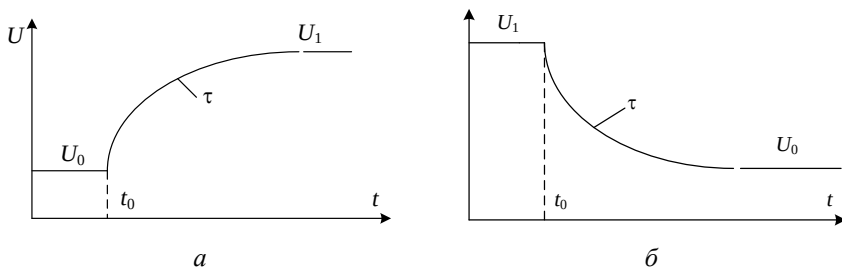


Рис. 3.2

Каждая из функций в правой части содержит множитель $(U_1 - U_0)$, который представляет собой ее перепад, слагаемое U_0 —

минимальное значение функции, которое можно представить как пьедестал, и безразмерную экспоненту в первом случае нарастающую $\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$, а во втором – спадающую $e^{-\frac{t}{\tau}}$. Безразмерные экспоненты изменяются в пределах от 0 до 1.

Величина τ в показателе экспоненты носит название *постоянной времени* и характеризует длительность переходного процесса: за время $t = \tau$ от момента t_0 напряжение $U(t)$ изменяется на 0,63 от перепада, т. е. переходный процесс завершается на 63 %; за время $t = 3\tau$ процесс завершается на 95 %; за время $t = 5\tau$ – на 99 %. В электронной технике в качестве критерия окончания переходного процесса принято значение $t = 3\tau$.

3.2. Примеры анализа переходных процессов

Пример 1. Найти закон изменения напряжения на конденсаторе после замыкания ключа S_1 в схеме на рис. 3.3, а.

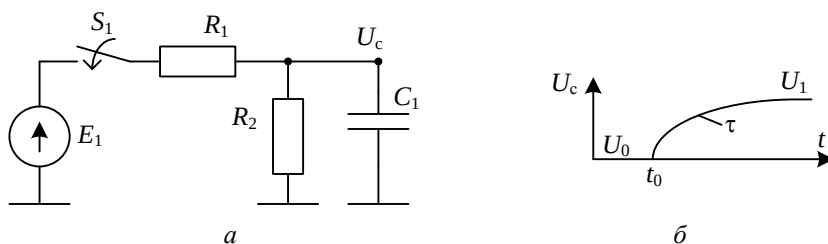


Рис. 3.3

Порядок расчета

1. Необходимо убедиться в том, что подлежащая исследованию цепь имеет первый порядок, проанализировать работу цепи (состояние до начала переходного процесса (исходное), характер изменения исследуемой величины в течение переходного процесса и состояние по окончании переходного процесса).

2. Нарисовать график изменения искомой величины в виде нарастающей или спадающей экспоненты, на котором ввести обозначение

ния всех величин, входящих в выражение для экспоненциальной функции.

3. Записать в общем виде с учетом принятых обозначений экспоненциально изменяющуюся функцию и рассчитать значения входящих в нее величин.

Расчет

1. Изображенная на рис. 3.3, а цепь имеет первый порядок. В исходном состоянии ключ S_1 разомкнут, конденсатор C_1 разряжен, так как имелось сколь угодно времени для его разряда через резистор R_2 . В момент t_0 ключ замыкается, конденсатор начинает заряжаться положительным напряжением от источника E_1 , следовательно, изменение напряжения $U_c(t)$ происходит по закону нарастающей экспоненты от 0 В. Процесс завершается, когда напряжение U_c достигает значения, определяемого в статическом состоянии источником напряжения E_1 и делителем на резисторах R_1 , R_2 .

2. На рис. 3.3, б представлен график изменения напряжения $U_c(t)$.

3. Закон изменения напряжения на конденсаторе имеет вид

$$U(t) = (U_1 - U_0) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + U_0 = U_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right).$$

При этом U_1 определяется как напряжение на выходе делителя по окончании переходного процесса в соответствии с выражением

$$U_1 = \frac{E_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1 \cdot 2}{1 + 2} = 0,67 \text{ В.}$$

Постоянная времени переходного процесса рассчитывается в виде $\tau = R_{\text{общ}} C_1$, где $R_{\text{общ}}$ – общее сопротивление цепи, измеренное на зажимах, к которым подключен конденсатор. Учитывая, что идеальный источник напряжения E_1 имеет нулевое сопротивление, приходим к выводу, что резистор R_1 включен параллельно резистору R_2 .

Отсюда

$$R_{\text{общ}} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1 \cdot 2}{1 + 2} = 0,67 \text{ кОм}$$

и

$$\tau = R_{\text{общ}} C_1 = 0,67 \cdot 1 = 0,67 \text{ мс.}$$

Таким образом, закон изменения напряжения на конденсаторе после замыкания ключа имеет вид

$$U_c(t) = 0,67 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,67}} \right) \text{ В,}$$

время t должно быть взято в миллисекундах.

Можно также определить длительность переходного процесса: $t_{\text{п.п}} = 3\tau = 3 \cdot 0,67 = 2,01 \text{ мс.}$

Пример 2. Найти закон изменения напряжения на конденсаторе в схеме на рис. 3.4, а после замыкания ключа.

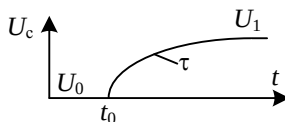
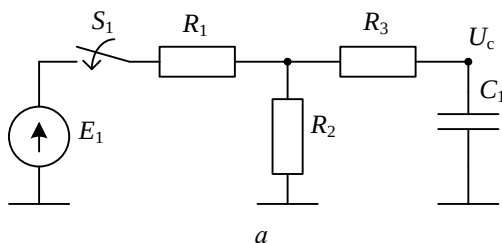


Рис. 3.4

Расчет

1. Как и в предыдущем случае, конденсатор C_1 в исходном состоянии разряжен. После замыкания ключа конденсатор заряжается до некоторого положительного напряжения, определяемого напряжением E_1 и делителем R_1, R_2 . Введенный в схему резистор влияет только на общее сопротивление цепи перезаряда конденсатора $R_{\text{общ}}$ и таким образом только на постоянную времени τ и длительность переходного процесса.

2. На рис. 3.4, б представлен график изменения напряжения на конденсаторе, который качественно совпадает с графиком в предыдущем примере.

3. Закон изменения напряжения на конденсаторе имеет вид

$$U(t) = (U_1 - U_0) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + U_0 = U_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right).$$

При этом

$$U_1 = \frac{E_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1 \cdot 2}{1 + 2} = 0,67 \text{ В},$$

$$R_{\text{общ}} = R_1 \parallel R_2 + R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 = \frac{1 \cdot 2}{1 + 2} + 3 = 3,67 \text{ кОм},$$

$$\tau = R_{\text{общ}} C_1 = 3,67 \cdot 1 = 3,67 \text{ мс}.$$

Окончательно можем записать

$$U_c(t) = 0,67 \left(1 - e^{-\frac{t}{3,67}} \right) \text{ В},$$

где время t отсчитывается от момента замыкания ключа t_0 и берется в миллисекундах.

Длительность переходного процесса составляет

$$t_{\text{п.п}} = 3\tau = 3 \cdot 3,67 = 11,01 \text{ мс}.$$

Пример 3. Исследуем работу схемы ключа на биполярном транзисторе на емкостную нагрузку (рис. 3.5, а), считая транзистор идеально быстродействующим.

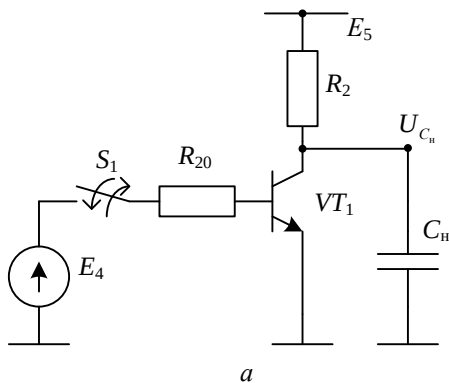


Рис. 3.5 (начало)

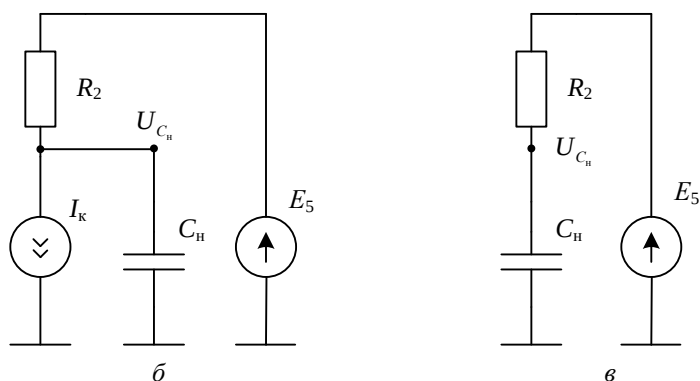


Рис. 3.5 (окончание)

Принцип работы схемы

В исходном состоянии ключ S_1 разомкнут, и транзистор VT_1 находится в отсечке. Конденсатор C_n заряжен до напряжения источника питания 5 В. (Пусть $C_n = 100$ пФ).

В момент t_0 ключ замыкается, переход база-эмиттер транзистора мгновенно открывается, и транзистор переходит в активный режим. Конденсатор начинает разряжаться коллекторным током транзистора. Эквивалентная схема цепи, соответствующая этому этапу, представлена на рис. 3.5, б. В момент t_1 напряжение на конденсаторе достигает уровня $U_{кэ.н} = 0,2$ В, при котором открывается переход база-коллектор транзистора, и он входит в насыщение. Напряжение на конденсаторе фиксируется на данном уровне. Процесс включения схемы заканчивается.

В момент t_2 ключ S_1 размыкается, транзистор переходит в режим отсечки и отключается от конденсатора. Конденсатор начинает заряжаться от источника E_5 . В момент t_3 процесс заряда завершается.

Как видно из принципа работы, эквивалентные схемы на этапе разряда и заряда конденсатора (рис. 3.5, б и в) отличаются, поэтому исследование работы схемы ключа на емкостную нагрузку следует вести в два этапа.

Расчет переходных процессов на этапе разряда конденсатора C_n

1. В схеме на рис. 3.5, б идеальным источником тока представлен транзистор со стороны коллектора в активном режиме. Здесь $I_k = BI_6$, где $I_6 = \frac{E_4 - U_{63}}{R_{20}} = \frac{4 - 0,7}{20} = 0,165 \text{ мА}$ – ток базы, B – статический коэффициент усиления тока транзистора. Выберем $B = 50$.

2. На рис. 3.6 представлена временная диаграмма напряжения на конденсаторе (на выходе схемы ключа). Как видно, с момента t_0 напряжение убывает, поэтому для описания изменения напряжения используем экспоненциально спадающую функцию

$$U_{C_n}(t) = (U_1 - U_2)e^{-\frac{t}{\tau_1}} + U_2.$$

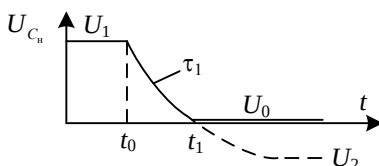


Рис. 3.6

3. Для определения величин, входящих в функцию, преобразуем эквивалентную схему на рис. 3.5, б. Первоначально эквивалентный источник напряжения E_5 , R_2 преобразуем в эквивалентный источник тока и далее, объединив идеальные источники тока, снова перейдем к эквивалентному источнику напряжения. Преобразования показаны на рис. 3.7.

Как следует из предыдущих рассуждений, в экспоненциальной функции $U_1 = E_5 = 5 \text{ В}$, $U_0 = U_{кз.н} = 0,2 \text{ В}$, $U_2 = E_1 = -11,5 \text{ В}$, $\tau_1 = R_2 C_n = 2 \cdot 100 = 200 \text{ нс} = 0,2 \text{ мкс}$.

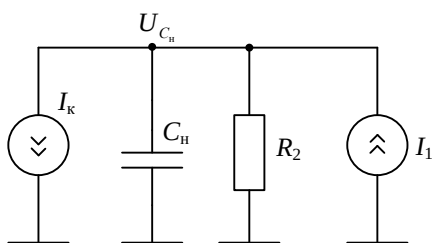
Таким образом, в численном виде функция изменения напряжения на конденсаторе на этапе его разряда имеет вид

$$U_{C_n}(t) = (5 - (-11,5))e^{-\frac{t}{0,2}} + (-11,5) = 16,5e^{-\frac{t}{0,2}} - 11,5 \text{ В},$$

где время t берется в микросекундах, начиная с момента t_0 .

Найдем длительность переходного процесса на этапе разряда конденсатора, имея в виду, что процесс заканчивается, когда напряжение на конденсаторе достигает $U_0 = 0,2$ В. Для этого разрешим функцию, записанную в численном виде, относительно времени t и подставим вместо $U_{C_H}(t)$ величину U_0 :

$$t_{п.п} = -0,2 \text{Ln} \frac{U_0 + 11,5}{16,5} = -0,2 \text{Ln} \frac{0,2 + 11,5}{16,5} = 0,069 \text{ мкс.}$$

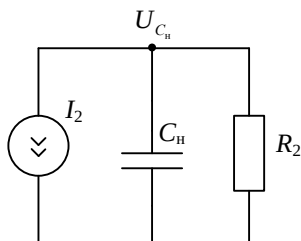


$$I_1 = \frac{E_5}{R_2} = \frac{5}{2} = 2,5 \text{ мА},$$

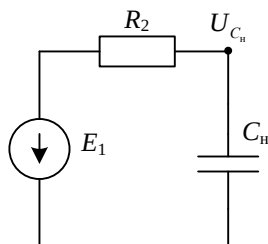
$$I_K = BI_6, \quad I_6 = \frac{E_4 - U_{62}}{R_{20}},$$

$$I_6 = \frac{4 - 0,7}{20} = 0,165 \text{ мА},$$

$$I_K = 50 \cdot 0,165 = 8,25 \text{ мА}$$



$$I_2 = I_K - I_1 = 8,25 - 2,5 = 5,75 \text{ мА}$$



$$E_1 = I_2 R_2 = 5,75 \cdot 2 = 11,5 \text{ В}$$

Рис. 3.7

Расчет переходных процессов на этапе заряда конденсатора C_n

На рис. 3.8 представлена временная диаграмма напряжения на конденсаторе.

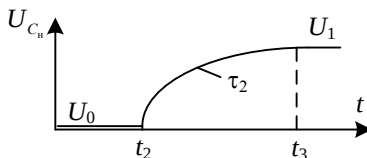


Рис. 3.8

Закон изменения напряжения с момента t_2 имеет вид

$$U_{C_n}(t) = (U_1 - U_0) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) + U_0,$$

где постоянная времени $\tau_2 = R_2 C_n = 2 \cdot 100 = 200 \text{ нс} = 0,2 \text{ мкс}$. В численном виде закон изменения напряжения на конденсаторе (на выходе схемы) запишется в виде

$$U_{C_n}(t) = (5 - 0,2) \left(1 - e^{-\frac{t}{0,2}} \right) + 0,2 = 4,8 \left(1 - e^{-\frac{t}{0,2}} \right) + 0,2 \text{ В.}$$

Здесь время t также берется в микросекундах.

Длительность переходного процесса может быть рассчитана по формуле $t_{п.п} = 3\tau_2 = 3 \cdot 0,2 = 0,6 \text{ мкс}$.

Как видно из расчетов, быстродействие ключа на биполярном транзисторе при работе на емкостную нагрузку определяется этапом заряда конденсатора нагрузки (этапом выключения схемы ключа), так как длительность переходного процесса в этом случае оказывается наибольшей.

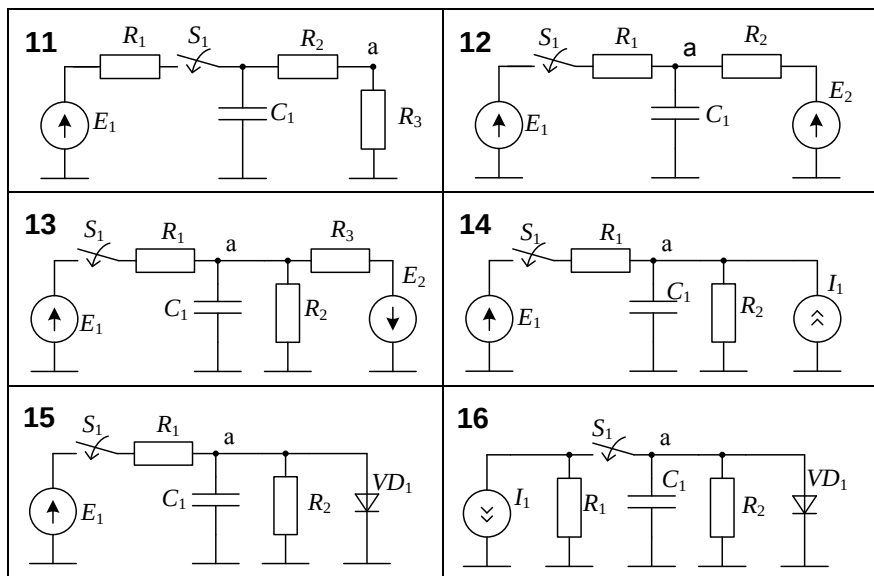
3.3. Варианты заданий на расчет

В схемах табл. 3.1 записать закон изменения напряжения в точке «а» после переключений ключа.

Таблица 2.4

1	2
3	4
5	6 Интервал между переключениями 5 мс
7 Интервал между переключениями 3 мс	8
9	10

Окончание табл. 3.1



Часть IV

КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ

Введение

Курсовое проектирование по электронике является заключительным этапом изучения дисциплины и служит для закрепления теоретических знаний.

Вариант исходного задания на проектирование выдается преподавателем после сдачи экзамена по теоретической части курса. По номеру задания в разделе «Исходные задания» определяется тип схемы и ее параметры (старший разряд варианта задания соответствует типу (номеру) схемы, младший – варианту расчета). Предлагаемые к расчету схемы являются базовыми и могут быть модернизированы с целью улучшения параметров.

Для расчета предлагаются параметрические, компенсационные и импульсные стабилизаторы напряжения, одностранзисторные каскады предварительного усиления, усилители мощности, мультивибраторы и логические элементы.

Основной целью курсового проекта является разработка методики расчета схемы.

Результаты проектирования оформляются в виде пояснительной записки, к которой прилагается чертеж принципиальной электрической схемы с перечнем элементов, выполненные в соответствии с ГОСТ.

Защита курсового проекта производится в форме беседы с преподавателем по теме работы. На оценку проекта влияют не только качество расчетов (обоснованность, корректность) и глубина понимания студентом вопроса, но и качество оформления всей работы.

1. Исходные задания

**Схема 1. Параметрический стабилизатор
с усилителем тока и входным фильтром**

Величины	Варианты									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{вх.макс}$, В	12	15	20	25	12	15	20	25	12	15
$U_{вых}$, В	5	9	10	15	5	9	10	15	5	10
I_n , А	1,0	0,7	0,5	0,3	1,2	0,8	0,6	0,4	0,3	0,8
$K_{ст}$, не менее	5	8	10	5	8	10	5	8	10	5
$R_{вых}$, Ом, не более	—	—	50	60	—	—	50	60	—	—

**Схема 2. Компенсационный стабилизатор
с непрерывным регулированием и входным фильтром**

Величины	Варианты									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{вх.макс}$, В	12	15	20	25	12	15	20	25	12	15
$U_{вых}$, В	5	9	10	15	5	9	10	15	5	9
I_n , А	1,5	1,0	0,7	0,5	1,2	0,8	0,6	0,4	1,0	0,8
$K_{ст}$, не менее	50	60	80	100	50	60	80	100	50	60
$R_{вых}$, Ом	0,5	1,0	1,5	1,5	0,5	1,0	1,5	1,5	0,5	1,0

**Схема 3. Компенсационный стабилизатор
с импульсным регулированием и входным фильтром**

Величины	Варианты									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{вх.макс}$, В	12	15	20	25	12	15	20	25	12	15
$U_{вых}$, В	5	9	10	15	5	9	10	15	5	9
$\Delta U_{вых}$, мВ, не более	100	50	30	20	100	50	30	20	100	50
I_n , А	1,2	0,8	0,5	0,3	1,0	0,6	0,4	0,2	1,3	1,1
$F_{преобр}$, кГц	10	15	20	10	15	20	10	15	20	10

Схема 4. Усилитель напряжения по схеме с ОБ

Величины	Варианты									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$R_{г}, \text{Ом}$	0	50	100	150	0	50	100	150	0	50
$R_{вх}, \text{Ом}$	50	75	100	150	50	75	100	150	50	75
$K_{и}$	5	10	15	5	10	15	5	10	15	5
$K_{г}$	0,1	0,2	0,1	0,2	0,1	0,2	0,1	0,2	0,1	0,2
При $U_{вых}$	0,2	0,5	0,2	0,5	0,2	0,5	0,2	0,5	0,2	0,5
В										
$F_{и}, \text{Гц}$	20	30	40	50	20	30	40	50	20	30
$F_{в}, \text{кГц}$	10	15	20	10	15	20	10	15	20	10
$R_{и}, \text{кОм}$	50	100	150	200	50	100	150	200	50	100

Схема 5. Усилитель напряжения по схеме с ОЭ

Величины	Варианты									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$R_{г}, \text{Ом}$	0	50	100	150	0	50	100	150	0	50
$R_{вх}, \text{Ом},$ не менее	1	2	5	1	2	5	1	2	5	1
$K_{и}$	10	15	20	5	10	15	20	5	10	15
$K_{г}$	0,1	0,2	0,1	0,2	0,1	0,2	0,1	0,2	0,1	0,2
При $U_{вых}$	0,5	1,0	0,5	1,0	0,5	1,0	0,5	1,0	0,5	1,0
$F_{и}, \text{Гц}$	20	30	40	50	60	20	30	40	50	60
$F_{в}, \text{кГц}$	20	15	12	10	8	20	15	12	10	8
$R_{и}, \text{кОм}$	50	100	150	200	50	100	150	200	50	100

Схема 6. Усилитель мощности

Величины	Варианты									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$R_{г}, \text{Ом}$	0	50	100	150	0	50	100	150	0	50
$R_{вх}, \text{кОм},$ не менее	2	5	10	2	5	10	2	5	10	2
$P_{и}, \text{Вт}$	2	5	10	15	2	5	10	15	2	5
$R_{и}, \text{Ом}$	4	8	4	8	4	8	4	8	4	8
$U_{вх.макс}, \text{В}$	0,5	0,7	1,0	0,5	0,7	1,0	0,5	0,7	1,0	0,5
$K_{г}, \%$	0,1	0,2	0,3	0,1	0,2	0,3	0,1	0,2	0,3	0,1
на $F, \text{кГц}$	1	3	5	1	3	5	1	3	5	1
$F_{и}, \text{Гц}$	20	30	40	20	30	40	20	30	40	20
$F_{в}, \text{кГц}$	20	20	15	20	20	15	20	20	15	20

Схема 7. Мультивибратор

Величины	Варианты									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
F , кГц	1	2	10	15	1	2	10	15	1	2
Скважность	5	2	4	5	2	4	5	2	4	5
$U_{\text{вых.н.у}}$, В	ТТЛ	ТТЛ	<0,4	–5	ТТЛ	ТТЛ	<0,4	–5	ТТЛ	ТТЛ
$U_{\text{вых.в.у}}$, В	ТТЛ	ТТЛ	+5	>–0,4	ТТЛ	ТТЛ	+5	>–0,4	ТТЛ	ТТЛ

Схема 8. Элемент ТТЛ со сложным инвертором

Величины	Варианты									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
E_n , В	5	6	5	6	5	6	5	6	5	6
$P_{\text{потр}}$, мВт	6	8	10	6	8	10	6	8	10	6
Нагрузочная способность	10	15	20	30	10	15	20	30	10	15

Обозначения

$U_{\text{вх.макс}}$	– максимальное входное напряжение;
$U_{\text{вых}}$	– выходное напряжение;
$\Delta U_{\text{вых}}$	– максимальные пульсации выходного напряжения;
$U_{\text{вых.н.у}}$	– выходное напряжение низкого уровня;
$U_{\text{вых.в.у}}$	– выходное напряжение высокого уровня;
I_n	– максимальный ток нагрузки;
$K_{\text{ст}}$	– минимальный коэффициент стабилизации;
K_u	– коэффициент усиления по напряжению;
K_f при $U_{\text{вых}}$	– максимальный коэффициент гармоник при напряжении $U_{\text{вых}}$ на частоте 1 кГц;
$R_{\text{вых}}$	– максимальное выходное сопротивление;
$R_{\text{г}}$	– сопротивление источника сигнала;
$R_{\text{вх}}$	– минимальное входное сопротивление;
F	– частота генерации;
$F_{\text{преобр}}$	– частота преобразования;
F_n	– максимальная нижняя частота усиления;
F_v	– минимальная верхняя частота усиления;
E_n	– напряжение питания;
P_n	– минимальная мощность в нагрузке;
$P_{\text{потр}}$	– максимальная потребляемая мощность;
ТТЛ	– обозначение элемента транзисторно-транзисторной логики.

2. Базовые схемы для расчета

Схема 1

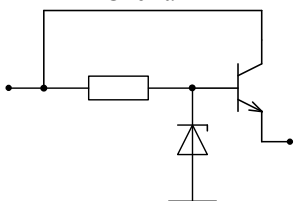


Схема 2

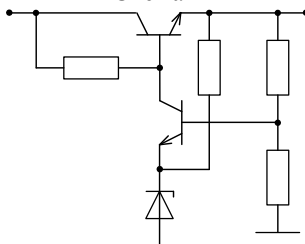


Схема 3

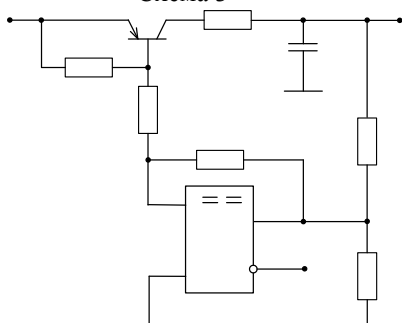


Схема 4

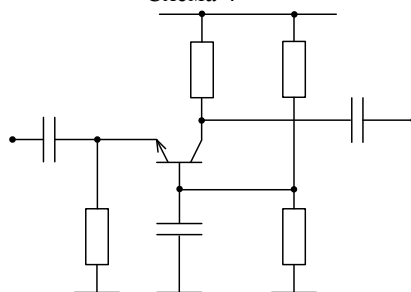


Схема 5

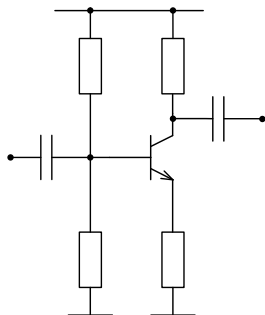
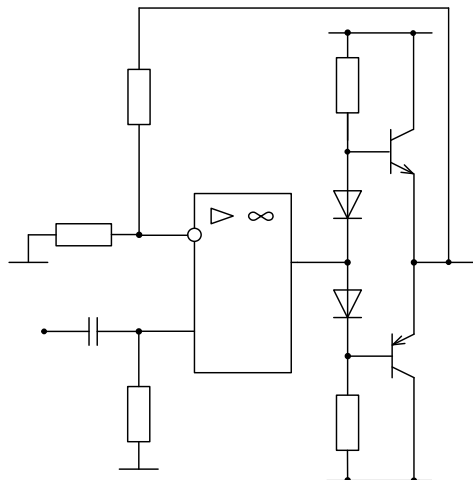
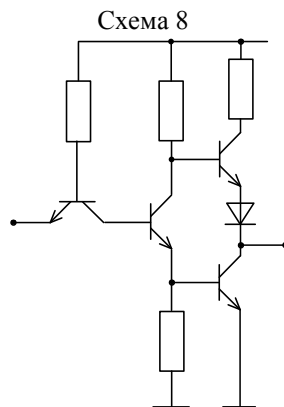
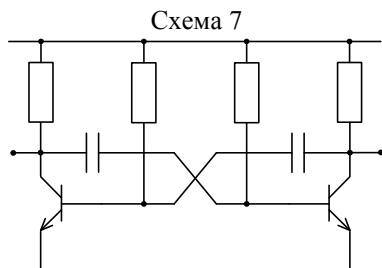


Схема 6





3. Особенности расчета электронных схем

В электронике различают две разновидности расчетов: расчет параметров компонентов при заданных параметрах схемы и расчет параметров схемы при заданных компонентах. В первом случае решается задача синтеза (прямого расчета), во втором случае – задача анализа (обратного расчета).

При проектировании устройств используются оба вида расчетов: прямой расчет – при создании схемы, обратный расчет может применяться как дополнительный к основному (проверочный), а также как основной, если прямой расчет затруднен или схема была заимствована из других устройств, либо проектировалась без необходимого математического обоснования.

Особенности прямого и обратного расчетов состоят в том, что прямой расчет, как правило, более сложен и менее поддается формализации. Обратный же расчет более определен, базируется на хорошо отработанных методах анализа электрических цепей и поэтому более прост и формализован. В настоящее время широко распространены машинные методы анализа схем. Известны, например, такие пакеты программ, как *Micro-Cap*, *Electronics Workbench (Multisim)*, *PSpice* и др.

Сложность прямого расчета, который является основным в курсовом проекте, заключается в том, что он производится при недостатке исходных данных. Исходные данные представляют собой лишь часть аргументов, связанных с функциями – параметрами схемы. Недостающую часть данных разработчик должен выбирать сам, используя свой опыт и рекомендации литературы. При расчете одной и той же схемы комбинации исходных данных могут отличаться, что вносит отличия в порядок расчетов.

Таким образом, при расчете одной и той же схемы в зависимости от комбинации исходных данных методики расчета могут значительно отличаться.

Правильный выбор методики расчета является одним из главных моментов проектирования и рассматривается как одна из главных задач курсового проекта.

4. Общая методика расчета схем

1. Прежде чем приступить к непосредственному расчету, необходимо разобраться в принципе работы схемы. Для этого необходимо определить состояния полупроводниковых переходов, схемы включения и режимы работы транзисторов. Вспомнить их свойства в данных условиях работы. Найти пути протекания всех токов. Определить, какие из токов имеют большие значения и должны быть учтены, а какие – меньшие значения и, следовательно, в дальнейшем при упрощениях могут не учитываться.

Для схем, рассчитываемых с учетом динамического режима, таких, как генераторы, мультивибраторы и т. д., полезно начертить временные диаграммы и определить законы изменения напряжений и токов на различных временных интервалах (часто они могут быть аппроксимированы прямой линией или экспонентой).

2. Составить схему (модель) расчета. Выписать все соотношения между величинами в схеме (номиналами элементов, токами, напряжениями и параметрами схемы). Соотношения могут быть представлены как в виде равенств, так и в виде неравенств (ограничений с одной или двух сторон).

3. Проанализировать исходные данные, сопоставив их с моделью схемы, и выделить недостающие в расчете значения величин, которыми необходимо задаваться.

4. Начертить схему расчета в виде последовательной цепочки рассчитываемых величин, дополнительно указывая необходимые для расчета каждой величины данные. Пример фрагмента такой схемы приведен на рис. 1.

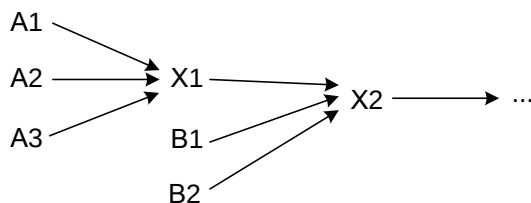


Рис. 1. Пример фрагмента схемы расчета: A1–A3 – исходные данные; B1, B2 – дополнительные величины, значения которых выбирает разработчик; X1, X2 – последовательно рассчитываемые величины

5. Выполнить расчет по разработанной схеме.

6. Проанализировать результаты расчета на предмет присутствия грубых ошибок, противоречивых значений, невероятных значений величин и т. д.

7. По возможности выполнить проверочный расчет-анализ. Для схем, расчет которых проводился без участия какой-либо части исходных данных задания, необходим обязательный анализ соответствия их этим исходным данным.

8. Провести моделирование схемы в среде *Micro Cap*. Для усилителей, мультивибратора, импульсного стабилизатора напряжения и элемента ТТЛ привести осциллограммы сигналов в основных точках схемы; для параметрического и компенсационного стабилизаторов привести амплитудную передаточную и нагрузочную характеристики. Определить значения параметров схем, указанных в исходном задании.

8. Сделать заключение о соответствии схемы требованиям исходного задания и окончании расчетов.

5. Практические рекомендации по расчету

1. Расчет элементов многих схем ведется с выхода на вход. Примерами являются усилители, ключи и т. д. Обычно в начале расчета выбирают напряжение питания и транзисторы.

2. Процедуру выбора недостающих данных в расчете необходимо ставить по важности на один уровень с математическими расчетами, поэтому необходимо максимально полно обосновывать этот выбор и излагать обоснование в пояснительной записке. Рекомендации по выбору см. в [9, 10].

3. Во многих случаях применяемые в схемах элементы имеют широкий разброс параметров. Примером являются биполярные транзисторы, разброс значений коэффициента усиления по току которых относительно среднего значения может достигать 50 и более процентов. Значения таких параметров, используемые в расчете, необходимо брать исходя из наихудшего случая. В некоторых случаях, например, коэффициент усиления тока транзистора следует брать минимальным, в других случаях – максимальным.

4. Необходимо учитывать, что при проведении расчетов с использованием графических построений достигаемая точность зависит от размеров рисунков, поэтому графики следует строить во весь лист формата А4.

5. Номиналы пассивных компонентов схемы (резисторов, конденсаторов) необходимо выбирать из стандартного ряда сразу же после их расчета и в дальнейшем в расчете использовать выбранные номинальные значения.

6. В случаях, когда рассчитанная схема не удовлетворяет требованиям исходного задания по какому-либо параметру, рекомендуется выяснить какие из промежуточных величин в расчете и на каком этапе расчета наиболее сильно влияют на значение указанного параметра и далее попытаться скорректировать в нужную сторону значения этих промежуточных величин. Если необходимый положительный эффект не достигается, следует изменить (модернизировать) рассчитываемую электронную схему.

7. При использовании в расчетах статических вольт-амперных характеристик часто возникает проблема их получения для выбранных полупроводниковых приборов, так как в большинстве современных

справочников по радиоэлементам они не приводятся. Рекомендуется использовать учебное справочное пособие [74], где представлены ВАХ некоторых маломощных биполярных транзисторов. Возможно также получение характеристик с помощью моделирующей программы *Micro-Cap* [76]. Для этого необходимо ввести в программу машинно-ориентированную систему параметров полупроводникового прибора. Системы таких параметров для отечественных элементов опубликованы в книге [79]. Наконец, возможно получение статических ВАХ экспериментальным способом при наличии у разработчика экземпляров используемых в рассчитываемой схеме полупроводниковых приборов. Возможностями для снятия ВАХ обладает, например, измерительная станция *NI ELVIS* фирмы *National Instruments*.

6. Содержание и требования к оформлению пояснительной записки и графической части

Пояснительная записка должна содержать разделы:

- оглавление;
- исходное задание;
- выбор и анализ схемы;
- назначение элементов и принцип работы схемы;
- расчет схемы;
- моделирование схемы в среде *Micro-Cap*;
- заключение;
- список литературы.

В **оглавлении** указываются разделы пояснительной записки и номера соответствующих страниц.

Исходное задание формулируется в развернутой форме с расшифровкой обозначений всех величин.

В разделе «**Выбор и анализ схемы**» дается обоснование выбора схемы путем сравнительного анализа альтернативных вариантов. Приводится выбранная схема. Доказывается, что схема потенциально обеспечивает возможность достижения заданных параметров.

В разделе «**Назначение элементов и принцип работы схемы**» подробно излагается конкретное для данной схемы назначение каждого

элемента. Принцип работы описывается на уровне токов и напряжений. При этом обязательно указываются режимы работы и схемы включения активных элементов. Если работа схемы дается в динамическом режиме, то приводятся временные диаграммы и последовательность изменения режимов активных элементов.

Раздел **«Расчет схемы»** является основным в записке. Его изложение целесообразно вести по пунктам. В соответствии с рекомендациями, изложенными в разделе **«Порядок расчета схемы»**, первоначально необходимо представить схему расчета. Далее, придерживаясь схемы, изложить расчет.

Все пункты расчета должны содержать подробные обоснования и пояснения. Пункты не обязательно должны включать формулы. Как показано выше, выбор элемента или недостающего в расчете значения какой-либо величины также является фрагментом расчета.

После расчета значений параметров пассивных элементов производится выбор их номиналов и типов с использованием справочной литературы.

В разделе **«Моделирование схемы в среде *Micro-Cap*»** приводится рассчитанная схема, собранная в редакторе моделирующей программы, окно режимов анализа (ограничений анализа), результаты моделирования в виде графиков или таблиц, результаты расчета параметров на основе данных компьютерного моделирования.

В **заключении** на основе сопоставления исходных данных и результатов компьютерного моделирования указывается соответствие схемы требованиям исходного задания; могут быть отмечены какие-либо особенности расчета и изложена другая информация, которая по мнению автора носит оригинальный или обобщающий характер.

Список литературы должен содержать названия источников, которые были использованы при выполнении проекта. Полное название источника приводится в его выходных данных. На все источники в списке литературы должны быть сделаны ссылки в тексте записки.

Требования к оформлению пояснительной записки состоят в следующем.

Пояснительная записка оформляется на листах формата А4 в рукописном или компьютерном вариантах. В последнем случае рекомендуются: шрифт – Times; размер шрифта – 14; межстрочный интервал – 1,5.

Первым в записке является титульный лист с надписями:
вверху:

Министерство образования и науки Российской Федерации
ФГБОУ ВО «Ижевский государственный технический университет
имени М. Т. Калашникова»
Кафедра вычислительной техники

в середине:

Пояснительная записка
к курсовому проекту по электронике
Расчет ... (название устройства)

в нижней половине листа справа:

Выполнил студент гр. ...
(номер группы, Фамилия, инициалы)

в нижней части листа:

Ижевск ... (год)

Обозначение номера листа на титульном листе не производится. Остальные листы имеют сквозную нумерацию.

Принципиальные и эквивалентные схемы оформляются в записке в виде рисунков. Каждый рисунок должен иметь номер и название. Все элементы схем на рисунках должны быть обозначены. Допускается отступление от ГОСТ, если это способствует лучшему пониманию схемы. По ходу расчета в записке в виде рисунков могут приводиться фрагменты рассчитываемой схемы. **Ссылка на схему** в тексте выполняется как на рисунок, например: «Рассчитываемая схема приведена на *рис. 1*».

Записка может содержать также **таблицы**, которые должны сопровождаться необходимыми наименованием и пояснениями. **Графики и временные диаграммы** следует оформлять в виде рисунков с подрисуночными подписями.

Все **рисунки** в записке должны иметь сквозную нумерацию.

При использовании методов, отдельных формул, справочных данных или какой-либо другой информации из литературы, обязательно необходимо приводить ссылку на источник информации.

Для этого в квадратных скобках указывается порядковый номер цитируемого источника в списке литературы, например, [1].

Все **вновь вводимые** в записке **обозначения величин или аббревиатуры** независимо от того, являются ли они общепринятыми или нет, должны иметь пояснения (расшифровки).

Формулы и результаты расчета необходимо давать в полной последовательной записи, например:

$$I_1 = \frac{U_1 - U_2}{R_1 + R_2} = \frac{5 - 2}{100 + 200} = 0,01 \text{ А.} \quad (1)$$

Обязательно должны приводиться исходные значения величин (в системе СИ). (Здесь – значения величин U_1 , U_2 , R_1 и R_2). Возможно использование производных размерностей типа мВ, кОм, мА и т. д. Все формулы должны быть пронумерованы в круглых скобках справа в конце строки (см. пример). При ссылке на формулу в тексте должен приводиться ее номер.

При возникновении вопросов, связанных с оформлением пояснительной записки, следует руководствоваться общими правилами, принятыми в технической литературе.

Графическая часть курсового проекта включает **чертеж** схемы электрической принципиальной, которая получена в результате расчета. Чертеж сопровождается **перечнем** элементов. Чертеж должен содержать только те элементы, которые реально имеются в схеме. В отличие от рисунка на чертеже не допускается изображение эквивалентных источников сигнала и эквивалентов нагрузки.

Схема и перечень элементов выполняются в соответствии с ГОСТ на листах формата А4 или А3.

Список ГОСТ для оформления чертежей схем:

2.701-84 Общие требования к схемам.

2.702-75 Правила выполнения электрических схем вручную или автоматизированным способом.

2.710-81 Позиционные обозначения на схемах.

2.723-6; 2.755-87; 2.755-74; 2.728-74; 2.728-74; 2.751-73; 2.730-73 – условные графические обозначения в схемах.

Заключение

В учебном пособии кратко рассмотрены основные разделы электроники, начиная от физики полупроводников и заканчивая базовыми аналоговыми и цифровыми электронными схемами.

Последовательность подачи материала соответствует его развитию на понятийном, физическом и логическом уровнях. Теоретический материал по отдельным видам электронных компонентов и схем сопровождается моделированием в среде *Micro-Cap*, что весьма полезно при его освоении.

Рассмотрены основные методы расчета (анализа) электронных схем, которые часто используются на практике

Курсовое проектирование предложено на уровне расчета электронной схемы с последующим подтверждением правильности расчетов моделированием. При этом основной целью проектирования рассматривается разработка методики расчета схемы, что является логическим завершением процесса освоения курса.

Многолетний опыт автора показывает, что изучение теоретических разделов и выполнение заданий по моделированию, расчету и проектированию является достаточным для получения базовых знаний, необходимых для последующего более глубокого изучения электронных схем другого более сложного уровня, например, при изучении таких дисциплин, как «Схемотехника аналого-цифровых устройств», «Схемотехника ЭВМ» и «Микропроцессорная техника».

Учебная, методическая и справочная литература

Учебники и учебные пособия

1. Гусев, В. Г. Электроника и микропроцессорная техника : учеб. для вузов / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – Изд. 5-е, стер. – М. : Высш. шк., 2008 – 797 с.
2. Подкин, Ю. Г. Электротехника и электроника : учеб. пособие для вузов : в 2 т. / Ю. Г. Подкин, Т. Г. Чикуров, Ю. В. Данилов. – Т. 2. Электроника [Бакалавриат]. – М. : Академия, 2011. – 312 с. – (Высшее профессиональное образование. Радиоэлектроника).
3. Куликов, В. А. Электроника: лабораторный практикум : учеб. пособие. – Ижевск : Изд-во ИжГТУ, 2011. – 107 с.
4. Пасынков, В. В. Полупроводниковые приборы : учеб. пособие для вузов / В. В. Пасынков, Л. К. Чиркин. – 9-е изд., стер. – СПб. ; Москва ; Краснодар : Лань, 2009. – 479 с.
5. Прянишников, В. А. Электроника : полный курс лекций. – 5-е изд. – СПб. : КОРОНА принт ; М. : Бином-Пресс, 2006. – 415 с.
6. Лачин, В. И. Электроника : учеб. пособие / В. И. Лачин, Н. С. Савелов. – 3-е изд., перераб. и доп. – Ростов н/Д : Феникс, 2002. – 576 с.
7. Опадчий, Ю. Ф. Аналоговая и цифровая электроника. (Полный курс) : учеб. для вузов / Ю. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров. – М. : Горячая линия. – Телеком, 1999. – 768 с.
8. Степаненко, И. П. Основы микроэлектроники : учеб. пособие для вузов. – М. : Лаборатория базовых знаний, 2001. – 488 с.

Общие вопросы проектирования электронных схем

9. Захаров, В. К. Электронные устройства автоматики и телемеханики / В. К. Захаров, Ю. И. Лыпарь. – Л. : Энегтоатомиздат, 1984. – 432 с.
10. Бочаров, Л. Н. Расчет электронных устройств на транзисторах / Л. Н. Бочаров, С. К. Жебрыков, И. Ф. Колесников. – М. : Энергия. 1978. – 208 с.
11. Гликман, И. Я. Расчет характеристик элементов цепей радиоэлектронной аппаратуры / И. Я. Гликман, Ю. С. Русин. – М. : Сов. радио, 1976. – 160 с.
12. Преснухин, Л. Н. Расчет элементов цифровых устройств : учеб. пособие / Л. Н. Преснухин, Н. В. Воробьев, А. А. Шишкевич ; под ред. Л. Н. Преснухина. – М. : Высш. шк., 1982. – 384 с.
13. Фрумкин, Г. Д. Расчет и конструирование радиоэлектронной аппаратуры. – М. : Высш. шк., 1985.

14. Гелль, П. П. Конструирование и микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры / П. П. Гелль, Н. К. Иванов-Есипович. – Л. : Энергоатомиздат, 1984. – 536 с.

15. Хоровиц, П. Искусство схемотехники : в 2 т. / П. Хоровиц, У. Хилл ; пер. с англ. – М. : Мир, 1983. – Т. 1. 598 с. ; Т. 2. 590 с.

16. Расчет электронных схем: Примеры и задачи / Г. И. Изъюрова [и др.]. – М. : Высш. школа, 1987. – 335 с.

17. Воробьев, Н. И. Проектирование электронных устройств : учеб. пособие для вузов по спец. «Автоматика и управление в технических системах». – М. : Высш. шк., 1989. – 223 с.

18. Кауфман, М. Практическое руководство по расчетам схем в электронике : справ. / М. Кауфман, А. Сидман ; пер. с англ. ; под ред. Ф. Н. Покровского. – Т. I. – М. : Энергоатомиздат, 1991. – 368 с.

19. Грабовски, Б. Краткий справочник по электронике / Богдан Грабовски ; пер. с фр. – М. : ДМК Пресс, 2004. – 416 с.

20. Алексенко, А. Г. Основы микросхемотехники. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Инимедиастиль, 2002. – 448 с.

21. Волович, Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. – М. : Издат. дом «ДОДЕКА-XXI», 2005. – 528 с.

Электронные усилители

22. Проектирование усилительных устройств / Под ред. Н. В. Терпугова. – М. : Высш. шк. 1982. – 190 с.

23. Проектирование усилительных устройств на интегральных микросхемах / под ред. Б. М. Богдановича. – Минск : Вышейш. шк., 80. – 208 с.

24. Проектирование усилительных устройств на транзисторах / под ред. Г. В. Войшилло. – М. : Связь, 1972. – 184 с.

25. Букреев, С. С. Транзисторные усилители низкой частоты с обратной связью. – М. : Сов. радио, 1972. – 184 с.

26. Проектирование транзисторных усилителей звуковых частот / под ред. Н. Л. Безладнова. – М. : Связь, 1978. – 368 с.

27. Цыкина, А. В. Электронные усилители. – М. : Радио и связь, 1982. – 288 с.

28. Варакин, Л. Е. Бестрансформаторные усилители : учеб. пособие. – М. : ВЗЭИС, 1980. – 70 с.

36. Полонников, Д. Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 216 с.

Источники вторичного электропитания

37. *Китаев, В. Е.* Расчет источников электропитания устройств связи / В. Е. Китаев, А. А. Бокуняев. – М. : Связь, 1979. – 215 с.

38. Проектирование стабилизированных источников электропитания радиоэлектронной аппаратуры / И. И. Белопольский [и др.]. – М. : Энергия, 1980. – 288 с.

39. *Вересов, Г. П.* Стабилизированные источники питания радиоаппаратуры / Г. П. Вересов, Ю. Л. Смураков. – М. : Энергия, 1978. – 191 с.

40. *Ромаш, Э. М.* Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М. : Радио и связь, 1981. – 224 с.

41. *Вересов, Г. П.* Электропитание бытовой радиоэлектронной аппаратуры. – М. : Радио и связь, 1983. – 127 с.

42. *Моин, В. С.* Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 375 с.

43. Источники вторичного электропитания / под ред. Ю. И. Конева. – М. : Радио и связь, 1983. – 280 с.

44. *Додик, С. Д.* Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока (с непрерывным регулированием). – М. : Сов. радио, 1980. – 344 с.

45. *Борисов, В. П.* Стабилизаторы напряжения с переключаемыми регулирующими элементами / В. П. Борисов, Б. Н. Иванчук, И. И. Колосков. – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 81 с.

46. *Хусаинов, Ч. И.* Высокочастотные импульсные стабилизаторы постоянного напряжения. – М. : Энергия, 1980. – 89 с.

47. *Глебов, Б. А.* Магнитно-транзисторные преобразователи напряжения для питания РЭА. – М. : Радио и связь, 1981. – 97 с.

48. *Мировзоров, В. П.* Дискретные стабилизаторы и формирователи напряжения / В. П. Мировзоров, А. К. Мусолин. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 248 с.

Импульсные цифровые и микроэлектронные устройства

49. Функциональные устройства на микросхемах / под ред. В. З. Найденкова. – М. : Радио и связь, 1985. – 200 с.

50. Проектирование импульсных и цифровых устройств радиотехнических систем / под ред. Ю. М. Казаринова. – М. : Высш. шк., 1985. – 320 с.

51. *Дьяконов, В. П.* Расчет нелинейных и импульсных устройств на программируемых микрокалькуляторах : справ. пособие. – М. : Радио и связь, 1984. – 176 с.

52. *Трохименко, Я. К.* Радиотехнические расчеты на микрокалькуляторах / Я. К. Трохименко, Ф. Д. Любич. – М. : Радио и связь, 1983. – 256 с.

53. Схемы транзисторно-транзисторной логики : метод. указания к выполнению лаб. работы по курсу «Схемотехника ЭВМ» студентами дневн., вечер. и заоч. отд. спец. 22.01 / сост. В. Б. Гитлин. – Ижевск : Изд-во ИжГТУ, 2004. – 36 с.

54. *Степаненко, И. П.* Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М. : Энергия, 1977.

Справочники по электрорадиоэлементам

55. Полупроводниковые приборы: Транзисторы : справ. / под ред. Н. Н. Горюнова. – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 904 с.

56. Транзисторы для аппаратуры широкого применения : справ. / под ред. Б. Л. Перельмана. – М. : Радио и связь, 1981. – 656 с.

57. Мощные полупроводниковые приборы: Транзисторы : справ. / под ред. А. В. Голомедова. – М. : Радио и связь, 1985. – 560 с.

58. Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, опто-электронные приборы : справ. / под ред. Н. Н. Горюнова. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 744 с.

59. Силовые полупроводниковые приборы : справ. / О. Г. Чебовский, Л. Г. Моисеев, Р. П. Недошивин. – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.

60. Мощные полупроводниковые приборы: Диоды : справ. / под ред. А. В. Голомедова. – М. : Радио и связь, 1985. – 400 с.

61. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы : справ. / под ред. Н. Н. Горюнова. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 184 с.

62. Интегральные микросхемы : справ. / под ред. Б. В. Тарабрина. – М. : Радио и связь, 1984. – 528 с.

63. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы : справ. пособие / под ред. С. В. Якубовского. – М. : Радио и связь, 1985. – 432 с.

64. Применение интегральных микросхем в электронной вычислительной технике : справ. / под ред. Б. Н. Файзулаева, Б. В. Тарабрина. – М. : Радио и связь, 1986. – 384 с.

65. Аналоговые интегральные микросхемы : справ. / под ред. Ю. В. Назарова [и др.]. – М. : Радио и связь, 1981. – 160 с.

66. *Гурлев, Д. С.* Справочник по электронным приборам. – Киев : Техника, 1974. – 512 с.

67. Аналоговые интегральные схемы : справ. / А. Л. Булычев, В. И. Галкин, В. А. Прохоренко. – 2-е изд., перераб. и доп. – Мн. : Беларусь, 1993. – 382 с.

68. Резисторы : справ. / под ред. И. И. Четверткова и В. М. Терехова. – М. : Радио и связь, 1987. – 352 с.

69. Справочник по электрическим конденсаторам / под ред. И. И. Четверткова и В. Ф. Смирнова. – М. : Радио и связь, 1983. – 576 с.

70. Малогабаритные трансформаторы и дроссели : справ. / И. Н. Сидоров, В. В. Мукосеев, А. А. Христин. – М. : Радио и связь, 1985. – 416 с.

71. Магнитомягкие ферриты для радиоэлектронной аппаратуры : справ. / под ред. А. Е. Оборонко. – М. : Радио и связь, 1983. – 200 с.

72. *Игловский, И. Г.* Справочник по слаботочным реле / И. Г. Игловский, Г. В. Владимиров. – Л. : Энергоатомиздат, 1984. – 584 с.

73. *Хрулев, А. К.* Диоды и их зарубежные аналоги : справ. / А. К. Хрулев, В. П. Черепанов : в 3 т. Т. 1. – М. : ИП «РадиоСофт», 1999. – 640 с.

74. Электроника и схемотехника АЦУ : метод. указания к курс. проектированию. Ч. 2. Статические характеристики и параметры электронных компонентов / сост. В. А. Куликов, В. Н. Сяктерев. – Ижевск : Изд-во ИжГТУ, 2003. – 65 с.

75. *Ежов, В. Б.* Отечественные полупроводниковые приборы и зарубежные аналоги : справ. / В. Б. Ежов, Б. Л. Перельман. – М. : НТЦ «Микротех», 2005. – 180 с.

Моделирование электронных схем

76. *Разевиг, В. Д.* Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. – М. : Горячая линия – Телеком, 2003. – 368 с.

77. *Карлащук, В. И.* Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение. – М. : Солон-Р, 1999.

78. *Панфилов, Д. И.* Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях: Практикум на Electronics Workbench / Д. И. Панфилов, В. С. Иванов, И. Н. Чепурин : в 2 т. Т. 2. – М. : Додека, 2000.

79. *Разевиг, В. Д.* Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ : в 4 вып. Вып. 2: Модели компонентов аналоговых устройств. – М. : Радио и связь, 1992. – 64 с.

80. *Амелина, М. А.* Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8 / М. А. Амелина, С. А. Амелин. – М. 6 Горячая линия – Телеком, 2007 – 464 с.

Правила оформления чертежей

81. *Фролов, В. В.* Язык радиосхем. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1988. – 128 с.

82. Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры : справ. / под ред. Э. Т. Романычевой. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1989. – 448 с.

83. *Александров, К. К.* Электротехнические чертежи и схемы / К. К. Александров, Е. Г. Кузьмина. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.

84. Справочное руководство по черчению / В. Н. Богданов [и др.]. – М. : Машиностроение, 1989. – 864 с.

Учебное издание

Куликов Виктор Александрович

ЭЛЕКТРОНИКА ДЛЯ БАКАЛАВРОВ

Учебное пособие

Директор Издательства ИжГТУ *Г. А. Осипова*

Редактор *Н. К. Швиндт*

Технический редактор *С. В. Звягинцова*

Верстка *С. В. Петуховой*

Оформление обложки *К. Сабура*

Подписано в печать 29.04.2016. Формат 60×84/16. Бумага офсетная
Усл. печ. л. 15,8. Заказ № 326. Тираж 100 экз.

Издательство Ижевского государственного технического университета
имени М. Т. Калашникова
Отпечатано в типографии Издательства ИжГТУ. 426069, Ижевск, Студенческая, 7