





КНИГА-ПОБЕДИТЕЛЬ
конкурса рукописей учебников
по направлениям подготовки в МЭИ
2023/2024 гг.

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «МЭИ»

А.Т. Кобяк, М.П. Жохова

ЭЛЕКТРОНИКА

АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА

Учебник

по курсу «ЭЛЕКТРОНИКА»
для студентов, обучающихся по направлениям
«Информатика и вычислительная техника»
и «Управление в технических системах»

Москва
Издательство МЭИ
2025

УДК 621.3

ББК 31.21

К 55

*Утверждено учебным управлением НИУ «МЭИ»
в качестве учебного издания*

Подготовлено на кафедре вычислительных машин,
систем и сетей

Рецензенты: Ю.В. Ануфриев, канд. техн. наук, нач. отдела разрабо-
ток и исследований микро- и наносистем Института
нанотехнологий микроэлектроники РАН;
И.Н. Мирошникова, докт. техн. наук, проф. каф. ЭиН
НИУ «МЭИ»

Кобяк, А.Т.

К 55 Электроника. Аналоговая схемотехника: учебник / А.Т. Кобяк,
М.П. Жохова. – М.: Издательство МЭИ, 2025. – 496 с.

ISBN 978-5-7046-3178-1

В книге рассмотрены физика процессов в полупроводниках и полупроводниковых приборах (диодах и транзисторах), их характеристики и параметры. Приведены примеры применения диодов и транзисторов в устройствах электронной техники: разного рода преобразователях, усилительных устройствах, ключевых схемах и интегральных логических элементах. Описаны принципы построения и методы расчета аналоговых и цифровых интегральных схем. Включены контрольные материалы и примеры решения задач.

Для студентов, обучающихся по направлениям 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника» и 27.03.04 «Управление в технических системах».

УДК 621.3

ББК 31.21

ISBN 978-5-7046-3178-1

© А.Т. Кобяк, М.П. Жохова, 2025

© Национальный исследовательский
университет «МЭИ», 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	12
Глава 1. ЦЕЛЬ И СОДЕРЖАНИЕ КУРСА.	
ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ.....	13
1.1. Электрическая цепь, элементы электрической цепи, компонентные уравнения. Линейные и нелинейные электрические цепи. Электронные цепи и электронные компоненты.....	14
1.2. Основные понятия теории сигналов.....	20
Контрольные вопросы и задания.....	22
Глава 2. ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА.	
ПОЛУПРОВОДНИКИ.....	24
2.1. История появления полупроводниковых приборов.....	24
2.2. Физические основы полупроводниковой электроники	28
2.2.1. Кристаллическая решетка. Зонная диаграмма.....	29
2.2.2. Электропроводность собственных (беспримесных) полупроводников.....	33
2.2.3. Электропроводность примесных полупроводников. Донорные и акцепторные примеси.....	35
2.2.4. Токи в полупроводниках.....	40
2.3. Физические явления на границе двух полупроводников	43
2.3.1. Свойства $p-n$ -перехода при отсутствии внешнего поля, при прямом и обратном смещении....	45
2.3.2. Вольт-амперная характеристика $p-n$ -перехода, пробой перехода.....	50
2.3.3. Емкостные свойства $p-n$ -перехода.....	55
2.4. Полупроводниковые диоды.....	57
2.4.1. Назначение, классификация, условно-графические и буквенные обозначения	57
2.4.2. Диод – нелинейный элемент электрической цепи. ВАХ диода. Аналитическая, кусочно-линейная аппроксимация ВАХ диода. Электрический вентиль	62

2.4.3. Примеры цепей с диодами.....	73
2.4.4. Однополупериодное и двухполупериодное выпрямление. Коэффициент пульсации. Выпрямитель с фильтром.....	76
2.4.5. Параметрический стабилизатор напряжения.....	84
2.4.6. Источники вторичного электропитания.....	89
2.4.7. Применение специальных диодов.....	90
Контрольные вопросы и задания.....	91
Глава 3. ТРАНЗИСТОР – ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРИБОР. БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР.....	104
3.1. Основные понятия, назначение, классификация транзисторов.....	104
3.2. Биполярный транзистор (БТ). Устройство, обозначение, технологии изготовления биполярного транзистора. Принцип действия биполярного транзистора. Схемы включения.....	105
3.3. Моделирование аналоговых электронных устройств. Математические модели БТ.....	114
3.4. Статические характеристики БТ по схеме включения с общей базой (ОБ).....	120
3.5. Статические характеристики БТ по схеме включения с общим эмиттером (ОЭ).....	124
3.6. Эффект Эрли.....	127
3.7. Малосигнальные схемы замещения БТ, использующие физические параметры.....	130
3.8. Частотные свойства транзистора.....	133
3.9. Малосигнальные схемы замещения БТ, эквивалентные схемы БТ на средних частотах с h -параметрами и y -параметрами.....	135
3.10. Основные параметры БТ.....	140
3.11. Спецификация и использование БТ.....	141
Контрольные вопросы и задания.....	142

Глава 4. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ.....	144
4.1. Линейный усилитель (ЛУ), обобщенная схема ЛУ, характеристики и параметры. Использование БТ для усиления.....	144
4.2. Усилительный каскад (УК) с $n-p-n$ -транзистором с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ). Усилительный каскад (УК) с $p-n-p$ -транзистором с ОЭ, ОК и ОБ.....	159
4.3. Расчет усилительного каскада с ОЭ.....	163
4.3.1. Схема УК с ОЭ, назначение элементов.....	164
4.3.2. Графический расчет рабочего режима, общие требования к выбору положения рабочей точки.....	171
4.3.3. Аналитический расчет УК с ОЭ по постоянному току (расчет рабочего режима).....	174
4.3.4. Аналитический расчет УК с ОЭ по переменному току. Малосигнальная схема замещения УК в h -параметрах. Экспериментальное определение h -параметров.....	177
4.3.5. Малосигнальная схема замещения УК в u -параметрах. Экспериментальное определение u -параметров.....	181
4.3.6. Связь h -параметров и u -параметров с рабочим режимом (положением рабочей точки).....	185
4.3.7. Расчет основных параметров УК с ОЭ.....	186
4.3.8. Термостабилизация. Отрицательная обратная связь.....	188
4.4. Расчет усилительного каскада с ОК.....	193
4.4.1. Схемы УК с ОК.....	194
4.4.2. Аналитический расчет УК с ОК по постоянному току (расчет рабочего режима).....	195
4.4.3. Аналитический расчет УК с ОК по переменному току. Малосигнальная схема замещения УК в h -параметрах.....	197

4.4.4. Расчет основных параметров УК с ОК, особенности схемы с ОК.....	199
4.5. Многокаскадные усилители.....	201
4.6. Транзисторный источник тока.....	204
4.6.1. Основные схемы источников тока на транзисторах..	204
4.6.2. Схема «токового зеркала».....	205
Контрольные вопросы и задания.....	207
 Глава 5. УНИПОЛЯРНЫЕ (ПОЛЕВЫЕ) ТРАНЗИСТОРЫ.....	225
5.1. Полевые транзисторы (ПТ): общие сведения, классификация.....	225
5.2. Полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом	227
5.3. МДП-транзисторы с изолированным затвором.....	233
5.4. Схемы включения ПТ. Использование ПТ для усиления.....	241
5.5. Усилительные каскады с общим истоком (ОИ).....	242
5.6. Усилительные каскады с общим стоком (ОС).....	246
5.7. Сравнение параметров УК с БТ и ПТ.....	249
Контрольные вопросы и задания.....	251
 Глава 6. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ.....	264
6.1. Классификация обратных связей.....	264
6.2. Использование отрицательной обратной связи (ООС) и ее влияние на характеристики УК.....	268
Контрольные вопросы и задания.....	274
 Глава 7. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ.....	275
7.1. Усилители постоянного тока (УПТ). Классификация УПТ. УПТ с непосредственной связью.....	275
7.2. Дифференциальный каскад (ДУК), назначение и схемные реализации.....	279
Контрольные вопросы и задания.....	284

Глава 8. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ (ОУ).....	285
8.1. Основные положения, классификация ОУ.....	285
8.2. Структурная схема интегрального ОУ и обозначения ОУ.....	287
8.3. Амплитудная (передаточная) характеристика интегрального ОУ.....	289
8.4. АЧХ интегрального ОУ.....	291
8.5. Основные параметры интегрального ОУ.....	292
8.6. Применение ОУ в линейных схемах.....	295
8.6.1. Инвертирующий усилитель, инвертор.....	296
8.6.2. Неинвертирующий усилитель, повторитель.....	297
8.6.3. Инвертирующий сумматор.....	298
8.6.4. Неинвертирующий сумматор.....	299
8.6.5. Разностный (дифференциальный) усилитель.....	300
8.6.6. Функциональные схемы с ОУ.....	301
8.7. Применение ОУ в нелинейных схемах.....	305
8.7.1. Компаратор.....	306
8.7.2. Триггер Шмитта.....	308
8.7.3. Симметричный и несимметричный мультивибраторы..	314
8.7.4. Ждущий мультивибратор.....	320
Контрольные вопросы и задания.....	323
 Глава 9. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ.....	 338
9.1. Назначение и основные свойства электронных ключей	338
9.2. Классификация электронных ключей.....	339
9.3. Ключи на БТ.....	339
9.3.1. Закрытое состояние ключа.....	342
9.3.2. Открытое состояние ключа.....	344
9.4. Ключ на БТ– логический элемент (инвертор).....	346
9.4.1. Передаточная характеристика инвертора.....	347
9.4.2. Помехоустойчивость.....	348
9.4.3. Коэффициент разветвления.....	350
9.5. Переходные процессы в инверторе.....	354

9.5.1. Анализ переходных процессов с помощью метода заряда базы.....	354
9.5.2. Переходные процессы при открывании ключа-инвертора.....	356
9.5.3. Переходные процессы при закрывании ключа-инвертора.....	360
9.6. Повышение быстродействия ключа на БТ.....	365
9.7. Ключ на ПТ с резистивной нагрузкой.....	368
9.7.1. Статический режим.....	370
9.7.2. Передаточная характеристика.....	372
9.7.3. Переходные процессы.....	374
9.8. Ключ на ПТ с нелинейной нагрузкой (технологии n -МОП).....	377
9.9. Ключ на ПТ с нелинейной нагрузкой (КМОП технологии).....	379
Контрольные вопросы и задания.....	385
 Глава 10. ЛОГИЧЕСКИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ.....	 401
10.1. Классификация и основные параметры логических интегральных схем.....	401
10.2. Простейшие схемные реализации логических элементов. Резистивно-транзисторная логика (РТЛ)... ..	405
10.3. Дiodно-транзисторная логика (ДТЛ).....	407
10.4. Транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ).....	408
10.5. Логический элемент ТТЛ со сложным инвертором. Назначение элементов и основные характеристики....	410
10.6. Схема ТТЛ с повышенной помехоустойчивостью.....	414
10.7. Быстродействующая схема ТТЛ.....	416
10.8. Схемотехника ТТЛ-схем. Схема ТТЛ с открытым коллектором.....	417
10.9. Схема ТТЛ с тремя состояниями.....	419
10.10. Триггер Шмитта на биполярных транзисторах.....	420
10.10.1. Входная и передаточная характеристики.....	421

10.10.2. Триггер Шмитта в схеме ТТЛ.....	423
10.10.3. Применение триггера Шмитта.....	424
10.11. Технологии n -МОП интегральных логических элементов (ИЛЭ).....	426
10.12. КМОП-технологии: логические элементы И-НЕ, ИЛИ-НЕ.....	427
10.13. КМОП технологии: логическая схема с тремя состояниями.....	430
10.14. Формирование импульсных сигналов на логических интегральных схемах.....	431
10.14.1. Формирователь коротких импульсов.....	432
10.14.2. Формирователь длинных импульсов (одновибратор)	439
10.14.3. Мультивибратор	441
Контрольные вопросы и задания.....	445
СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	457
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	457
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	458

ПРЕДИСЛОВИЕ

Дисциплина «Электроника» и её раздел «Аналоговая схемотехника» являются базовыми для студентов, обучающихся по очной, очно-заочной и дистанционной формам обучения.

Учебник «Электроника. Аналоговая схемотехника» разработан и создан на основе многолетнего опыта чтения лекций и проведения практических и лабораторных занятий по дисциплине «Электроника» студентам-бакалаврам Института информационных и вычислительных технологий (ИВТИ, ранее АВТФ).

Учебный материал изложен так, чтобы сформировать у студентов понимание перехода от задач электротехники к задачам анализа и проектирования электронных схем с аналоговыми, дискретными и цифровыми сигналами. Аналоговая схемотехника закладывает основы для последующего изучения разделов «Цифровой схемотехники».

Для понимания и приобретения навыков проектирования электронных устройств различного назначения данное издание включает разделы из специализированных курсов «Теории сигналов», «Физики полупроводников» и «Математического моделирования». Именно системный подход к изложению учебного материала, обоснование используемых формул, расчетных схем, графиков в сочетании с примерами и контрольными вопросами позволит студентам успешно освоить учебный материал для всесторонней подготовки инженеров в области ИТ-технологий.

Данная работа содержит материал по следующим разделам дисциплины: основные положения теории сигналов; прохождение сигналов через RC -цепи; полупроводниковая электроника; полупроводники; транзистор – полупроводниковый прибор; биполярный транзистор; усилительные каскады на биполярном транзисторе; униполярные (полевые) транзисторы; обратные связи в усилителях; усилители постоянного тока; операционные усилители; электронные ключи; логические интегральные схемы.

Издание подготовлено доцентом каф. ВМСС НИУ «МЭИ» А.Т. Кобяком и доцентом каф. ВМСС НИУ «МЭИ» М.П. Жоховой.

Может быть полезно бакалаврам и магистрам, обучающимся по направлениям 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника» и 27.03.04 «Управление в технических системах», а также другим студентам очной, заочной и дистанционной форм образования. Может быть использовано преподавателями для проведения лекционных, лабораторных занятий и консультаций.

Глава 1. ЦЕЛЬ И СОДЕРЖАНИЕ КУРСА. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Электроника и микροэлектроника – раздел электротехники, теория и практика применения полупроводниковых приборов и интегральных схем (электронных устройств).

Интегральные схемы (ИС) – совершенный продукт технологического прогресса XX столетия. ИС представляют собой совокупность большого количества взаимосвязанных компонентов (транзисторов как основы ИС, диодов, конденсаторов, резисторов и т.д.), изготовленных в едином технологическом цикле (т.е. одновременно), на одной и той же несущей конструкции – подложке. ИС работает с *информацией* и выполняет определенную функцию преобразования информации.

Основной целью дисциплины *«Аналоговая схемотехника»* является приобретение навыков проектирования аналоговых электронных устройств (ЭУ) разного назначения. Важно сформировать понимание последовательного перехода от задач электротехники, связанных с анализом электрических схем с аналоговыми сигналами, к задачам проектирования и анализа электронных схем с аналоговыми, дискретными и цифровыми сигналами. Методы анализа цепей постоянного и периодического тока применяются к задачам проектирования (синтеза) ЭУ с многовариантностью решения и необходимостью выбора оптимального решения. Аналоговая схемотехника закладывает основы для последующего изучения разделов Цифровой схемотехники, необходимых для разработки автоматизированных средств контроля и управления. Для более глубокого понимания и формирования навыков проектирования ЭУ различного назначения курс «Аналоговая схемотехника» включает разделы из специализированных курсов «Теория сигналов», «Физика полупроводников», «Математическое моделирование аналоговых ЭУ».

1.1. Электрическая цепь, элементы электрической цепи, компонентные уравнения. Линейные и нелинейные электрические цепи. Электронные цепи и электронные компоненты

Электрическая цепь – совокупность устройств, образующих пути для электрического тока, электромагнитные процессы в которой могут быть описаны с помощью понятий об электродвижущей силе, токе и напряжении.

Уравнения электрической цепи с использованием интегральных величин могут быть записаны при условии, что цепь рассматривается как *совокупность элементов*, которые характеризуются интегральными параметрами, устанавливающими количественную связь между величинами. Основой такого описания служит способность элемента к накоплению (концентрации) электрической или магнитной энергии и преобразованию ее в другие виды. Основные электротехнические материалы – *проводники* и *диэлектрики*. В проводниках возможно явление постоянного и переменного тока, в диэлектриках – только переменного тока. Постоянные (не изменяющиеся во времени) токи и напряжения принято обозначать I , U ; переменные (изменяющиеся во времени) – $i(t)$ и $u(t)$.

Компонентным уравнением элемента электрической цепи называется уравнение, связывающее ток и напряжение (или изменение напряжения и тока во времени) рассматриваемого элемента цепи. Для *линейных элементов* компонентные уравнения $u(i)$,

$\frac{du}{dt}(i)$, $\frac{di}{dt}(u)$ – линейные, числовые коэффициенты (параметры), входящие в эти уравнения, не зависят от режимов цепи. Линейная цепь состоит только из линейных элементов и описывается линейной системой алгебраических или дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Нелинейная цепь содержит нелинейные элементы и описывается нелинейной системой уравнений.

Графическое изображение электрической цепи, содержащее условное изображение ее участков и отражающее их соединение, называют *схемой электрической цепи*. *Схема замещения* отобра-

жает свойства цепи *при определенных условиях* и облегчает изучение процессов в ней. Часть электрической цепи, в которой действуют источники, называют *активной частью* и обычно обозначают прямоугольником с буквой А. Часть электрической цепи, в которой нет источников, называют *пассивной частью* и обычно обозначают прямоугольником с буквой П. Элементы цепи могут быть *двухполюсными* или *многополюсными*. Здесь под полюсом понимается зажим (вывод), к которому присоединяются другие элементы.

В схемах выделяются *ветви* – участки, характеризующиеся одним и тем же током в начале и конце, и *узлы* – граничные (концевые) точки ветвей, к которым присоединяют другие ветви. Напряжения ветвей равны разности потенциалов их узлов. Ветвям и узлам схемы, как правило, соответствуют ветви и узлы реальной цепи. Ветви и узлы – *топологические понятия* (т.е. отражающие некоторые свойства соединений в схеме).

При *анализе электрических цепей* обычно известны схема цепи, параметры элементов схемы (двухполюсных и многополюсных) и требуется в общем случае найти напряжения, токи, мощности, энергию (генерируемую, накапливаемую, рассеиваемую). Источники ЭДС и токов могут быть *постоянными, гармоническими, периодическими, негармоническими, непериодическими*. Проводят расчет *установившихся режимов* (при действии постоянных, гармонических и периодических источников ЭДС и токов) и расчет *переходных процессов*. Различают расчет постоянных и переменных токов и напряжений. Постоянные токи и напряжения могут наблюдаться в линейных электрических цепях в установившемся режиме при действии постоянных ЭДС – источников напряжения E или источников тока J . При действии переменных ЭДС $e(t)$ или $J(t)$ в линейных цепях токи и напряжения – переменные. В установившемся режиме при действии периодических ЭДС токи и напряжения – периодические, особое внимание уделяется анализу цепей синусоидального (гармонического) тока. Проводят *анализ во временной и частотной областях*. Во временной области необходимые переменные рассчитываются как функции времени (непрерывного или дискретного). В частотной области интерес

представляют частотные характеристики (амплитудно-частотные, фазо-частотные и др.). Для расчета используют также *комплексную область* (расчет гармонических токов и напряжений комплексным методом), *операторную область* (расчет переходных процессов операторным методом).

Задача *синтеза* является обратной по отношению к задаче анализа и решается при проектировании новых устройств. Различают синтез в частотной и временной областях. При этом соответственно задаются необходимые частотные или временные характеристики (зависимости) и допустимые их отклонения, по которым требуется определить схему цепи и параметры элементов схемы, а также возможно допуски (допустимые отклонения параметров). Определение параметров схемы называют *параметрическим синтезом*. Синтез линейных схем существенно отличается от синтеза нелинейных схем. Задача синтеза линейных схем решается в два основных этапа. Первый этап – аппроксимация заданных характеристик некоторыми схемными функциями (частотными или временными) с необходимой точностью. Второй этап – схемная реализация найденных схемных функций в определенном элементном базисе. Задача синтеза отличается от задач анализа тем, что оба этапа решения задачи синтеза не имеют единственного решения – имеется множество решений; кроме того, решение может не существовать. В этом случае приходится изменять заданные требования. Задача анализа линейных цепей, как правило, имеет единственное решение. При анализе нелинейных цепей возможны многозначные решения (несколько режимов). Следует отметить, что при синтезе линейных схем определяемые передаточные функции должны обладать условиями физической реализации, т.е. определенными свойствами при заданном элементном базисе. Эти свойства находятся методами анализа цепей. Для удовлетворения некоторым практическим критериям (точности, требованиям к массогабаритным характеристикам и т.д.) при синтезе возможно применение еще одного этапа – *параметрической оптимизации*. После выполнения синтеза найденная

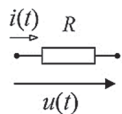
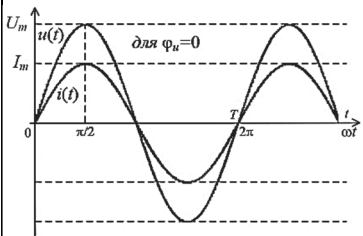
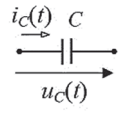
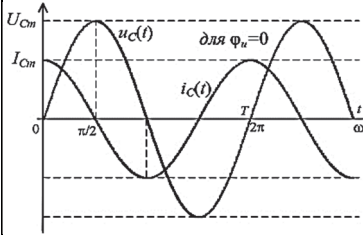
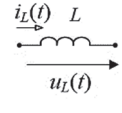
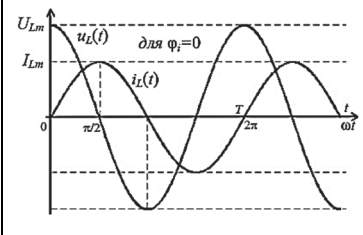
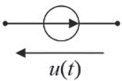
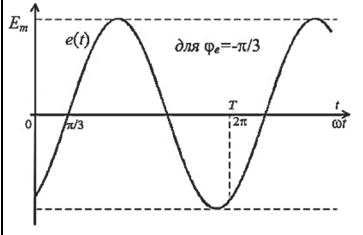
схема подвергается анализу для определения соответствия заданных и реализованных характеристик. В настоящее время все этапы анализа и синтеза выполняются с помощью ЭВМ. Анализ на ЭВМ часто называют *машинным расчетом* или вычислительным экспериментом.

В таблице 1.1 приведены компонентные уравнения и параметры основных элементов линейных электрических цепей и кривые синусоидальных (гармонических) токов и напряжений элементов и источников напряжения и тока.

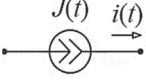
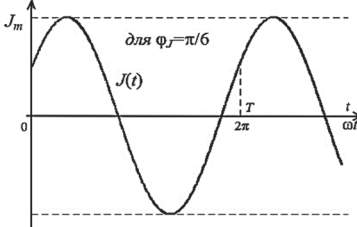
По сути дела, *электронная цепь* – это электрическая цепь, содержащая *электронные устройства* (ЭУ), созданные из *электронных компонентов* (ранее «радиодеталей»). Электронные устройства предназначены для линейного или нелинейного преобразования *сигналов*, поступающих на вход устройства и создания выходного сигнала. Токи и напряжения представляют лишь определенный вид сигналов – *электрические сигналы*, есть также акустические, оптические, электромеханические и т.п. сигналы. Рассматривая физические явления, необходимо отметить, что в электротехнике электрический ток определяется как направленное движение заряженных частиц (электронов проводимости в металлических проводниках, ионов в растворах) или как электрический ток, обусловленный изменением электрического поля во времени (ток поляризации в диэлектриках или ток смещения в вакууме). В электронных компонентах кроме направленного перемещения заряженных частиц используется изменение концентрации заряженных частиц в вакууме, газе или твердых кристаллических телах – *полупроводниках*.

Наиболее характерные задачи ЭУ – *генерирование, усиление, прием электромагнитных колебаний (сигналов)*, в том числе периодических токов и напряжений. Совершенствование электронных компонентов, переход от вакуумных, полупроводниковых, фотоэлектрических приборов к интегральным схемам и микросхемам, и как следствие, усложнение функций, выполняемых ЭУ, – этапы развития электроники.

Таблица 1.1

Элемент	Изображение на схеме	Компонентное уравнение	Кривые токов и напряжений
Резистор		$u(t) = Ri(t)$, где R – сопротивление, Ом	
Идеальный конденсатор		$i_C(t) = C \frac{du_C}{dt}$, где C – емкость, Ф	
Идеальная катушка		$u_L(t) = L \frac{di_L}{dt}$, где L – индуктивность, Гн	
Источник синусоидального напряжения		$e(t) = E_m \sin(\omega t + \varphi_e)$, $u(t) = e(t)$, где E_m – амплитуда, В; ω – угловая частота, рад/с; φ_e – начальная фаза, рад или ° (градусы)	

Окончание табл. 1.1

Элемент	Изображение на схеме	Компонентное уравнение	Кривые токов и напряжений
Источник синусоидального тока		$J(t) = J_m \sin(\omega t + \varphi_J)$ $i(t) = J(t), \text{ где}$ $J_m - \text{амплитуда, А;}$ $\varphi_J - \text{начальная фаза, рад или } ^\circ \text{ (градусы)}$	

Любая электронная цепь содержит компоненты с нелинейными характеристиками, т.е. описывается нелинейной системой уравнений. При решении задач используют разные модели ЭУ: глобальные модели – всегда нелинейные, более простые – малосигнальные – линейные. Локальные модели могут быть и нелинейными, и линейными. При моделировании возникает противоречие между точностью модели и ее простотой. Как правило, при проектировании ЭУ переходят от простых, но не точных моделей, к более точным и сложным.

В моделях используют *зависимые* или *управляемые источники* (источник напряжения, управляемый ток (ИНУТ) или напряжением (ИНУН); источник тока, управляемый ток (ИТУТ) или источником тока, управляемый напряжением (ИТУН)). При задании значений ЭДС или тока зависимых источников должны быть заданы коэффициенты пропорциональности между управляемыми и управляющими величинами при их заданных условно-положительных направлениях и местоположение управляющей величины.

1.2. Основные понятия теории сигналов

В Приложении 1 приведены основные положения *теории сигналов*, понятия и формулы, используемые в схемотехнике. *Сигнал* – физический носитель информации, неизменяющаяся или изменяющаяся во времени физическая величина, которая содержит определенную информацию, пригодную для обработки и последующей передачи. Электронные устройства предназначены для линейного (ЛЭУ) или нелинейного преобразования сигналов, поступающих на вход устройства и создания выходного сигнала (рис. 1.1).



Рис. 1.1. Электронное устройство (ЭУ)

Сигнал может быть *аналоговым, дискретным, квантованным, цифровым*. У аналоговых ЭУ входные и выходные сигналы – аналоговые. К аналоговым ЭУ относятся усилители, выпрямители, компараторы, генераторы, мультивибраторы. Микросхема, осуществляющая преобразование аналогового сигнала в цифровой (дискретизация по времени, квантование по уровню нуля и единицы) называется аналого-цифровой преобразователь (АЦП).

Как правило, если на вход ЭУ подается напряжение (входной сигнал), то искомая реакция (выходной сигнал) также является напряжением. Если на вход ЭУ подается единичный ступенчатый сигнал, описываемый функцией Хэвисайда, то сигнал, снимаемый на выходе ЭУ, называется *переходной характеристикой*. Обозначается переходная характеристика $h(t) = u_{\text{вых}}(t)|_{I(t)}$ (рис. 1.2). Переходная характеристика (реакция ЭУ на единичный ступенчатый сигнал) рассчитывается или снимается при нулевых начальных условиях.

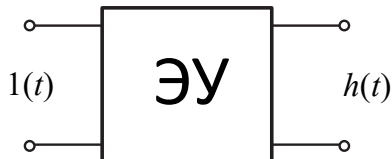


Рис. 1.2. К определению переходной характеристики

Если на вход ЭУ подается сигнал произвольной формы, то используя переходную характеристику, можно рассчитать реакцию на входное воздействие заданной формы (*временную характеристику*).

При исследовании *частотных свойств* ЭУ на вход подается синусоидальное напряжение, амплитуда и начальная фаза которого поддерживаются неизменными. В таком случае на выходе будет наблюдаться также синусоидальное напряжение, амплитуда и начальная фаза которого будут зависеть от частоты входного напряжения. Используя комплексный метод расчета, можно определить *комплексный коэффициент передачи*, характеризующий эту зависимость через отношение комплексов амплитудного или действующего значения выходного и входного напряжения. Модуль комплексного коэффициента передачи $H(f)$ задает зависимость амплитуды или действующего значения выходного напряжения от частоты (*амплитудно-частотная характеристика, АЧХ*), а фаза $\varphi(f)$ – зависимость сдвига фаз выходного и входного напряжения (*фазо-частотная характеристика, ФЧХ*).

На вход ЭУ могут подаваться несинусоидальные периодические сигналы (*полигармонические сигналы*). В теории сигналов в основном исследуют последовательности импульсов прямоугольной, трапецеидальной, пилообразной, экспоненциальной формы, однополупериодное или двухполупериодное выпрямление и т.д.

Использование комплексного коэффициента передачи упрощает задачу определения реакции на полигармонический сигнал. Установление связи между частотной и переходной характеристикой унифицирует задачу определения реакции ЛЭУ на любой входной сигнал.

Большое значение в схемотехнике имеют RC -цепи первого порядка, выполняющие функции простейших низкочастотных и высокочастотных фильтров и применяемые в электронных приборах в качестве элементов связи. В Приложении 2 подробно рассмотрены свойства и характеристики RC -цепи: с разделительным конденсатором; с интегрирующим конденсатором; обобщенного звена 2-го порядка – участка с последовательным соединением резистивного и емкостного элемента и участка с параллельным соединением резистивного и емкостного элемента.

Основные положения и формулы, приведенные в Приложении 1 и Приложении 2, используются в курсе «Аналоговая схемотехника» при выполнении практических работ и курсовом проектировании.

Контрольные вопросы и задания

1. Что такое электрическая цепь?
2. Чем отличается электрическая цепь от схемы электрической цепи?
3. Дайте определение компонентного уравнения линейного элемента.
4. Продолжите определение: «Установившейся режим электрической схемы – это...».
5. Что такое синтез электрической схемы?
6. Что такое электронная цепь?
7. Дайте определение сигнала. Проведите классификацию электрических сигналов.
8. Чем отличаются непрерывный, дискретный, квантованный и цифровой сигналы?
9. Какими параметрами характеризуется гармонический сигнал?
10. Какими параметрами характеризуется реальный импульсный сигнал?
11. Чем отличается скважность последовательности импульсов от коэффициента заполнения?

12. Чем отличается цепь с разделительным конденсатором от цепи с дифференцирующим конденсатором?
13. Почему фильтр нижних частот называют интегрирующим звеном?
14. Почему фильтр верхних частот называют дифференцирующим звеном?
15. Дайте определение обобщенного звена 2-го порядка.
16. Что такое амплитудно-частотная характеристика? Укажите формы отображения АЧХ.
17. Как по известной АЧХ определить граничные частоты?
18. Что такое переходная характеристика? Чем переходная характеристика отличается от временной характеристики?
19. Укажите связь частотных параметров и параметров переходных характеристик.

Глава 2. ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА. ПОЛУПРОВОДНИКИ

Этапы развития электроники определяются тем, какие электронные компоненты используются при создании электронных устройств. Первый этап связан с использованием электровакуумных приборов.

В 1904–1905 гг. Джон Флеминг создает электровакуумную лампу – радиолампу. Радиолампы работали за счет управления потоком электронов, движущихся в вакууме или разреженном газе («термоэлектронная эмиссия»). Эти электронные компоненты имели повышенную массу и габариты, небольшой срок службы (примерно 500 часов), но были достаточно надежными. Радиолампы широко применялись в радиотехнике и стали элементной базой для первых компьютеров. В середине XX в. появились первые полупроводниковые приборы, но их появлению предшествовал долгий путь наблюдения, обобщения и практического использования эффектов и явлений в особых веществах – полупроводниках. Эти явления и эффекты не объяснялись теорией классической электротехники, не подчинялись закону Ома, не описывались уравнениями Максвелла. Почти 100 лет понадобилось физикам-теоретикам, чтобы создать теорию полупроводников, но пока теоретики искали объяснения, инженеры уже широко применяли эти эффекты на практике.

2.1. История появления полупроводниковых приборов

Исследование электрических и магнитных явлений в диэлектриках и проводниках привело к созданию фундаментальных законов электротехники (закон Ома, закон Джоуля–Ленца, закон Ампера) и уравнений Максвелла для электромагнитного поля. Было установлено, что электрическое сопротивление проводника не зависит от полярности приложенного напряжения и что с ростом температуры электропроводность проводника уменьшается; проведено исследование поведения индуцированного электрического поля в проводнике, помещенном во внешнее магнитное поле.

В 1833 г. Майкл Фарадей обнаружил, что *электропроводность сернистого серебра* (сульфит серебра – соль серебра и сернистой кислоты Ag_2SO_3) не уменьшается, а *увеличивается* по экспоненциальному закону. В 1851 г. Александр Беккерель открыл *фотогальванический эффект* при освещении некоторых проводящих материалов. В 1874 г. Карл Фердинанд Браун опубликовал научную работу «О прохождении электрических токов через сульфиды металлов¹», где описал несколько загадочных и удивительных экспериментов. Проводя исследования, ученый использовал пружину, прижимающую металлический провод к кристаллу сульфида, обеспечив таким образом хороший точечный контакт. Эксперимент показал, что контакт свинца и пирита проявляет удивительные свойства – сопротивление контакта не подчиняется закону Ома и зависит от полярности приложенного напряжения (*эффект выпрямления переменного тока*). Эффекты, наблюдаемые в «плохих проводниках», не могли объяснить существующие теории. В 1879 г. Эдвин Герберт Холл обнаружил, что возникающее электрическое поле при помещении «плохого проводника» в магнитное поле направлено в разные стороны (*эффект Холла*). Этого физика также не могла объяснить.

Отсутствие теоретического объяснения не останавливало ученых в попытках использования «загадочных эффектов» в практических целях. В 1873 г. Александр Григорьевич Столетов создает первый *фотоэлемент*, используя свойства кремниевых пластин при экспонировании их светом. В 1876 г. появляется фотоэлемент на основе селена (В. Адамсон и Р. Дей). В 1883 г. изготовлен первый твердотельный выпрямитель (С. Фритте), но до промышленного внедрения новых устройств было еще далеко.

Свойства точечного контакта полупроводника и металла были использованы при создании нового типа приемника радиоволн – «*детектора кошачий ус*». Улавливать радиоволны мог и приемник «*когерер*», основанный на свойстве радиоволн собирать

¹ Сульфиды металлов – природные сернистые соединения металлов и некоторых неметаллов, например, дисульфид железа FeS_2 (пирит, серный колчедан, железный колчедан).

металлические опилки в комочек и обеспечивать контакт сигнального устройства с источником питания (батарей). Однако сигналы должны были быть достаточно сильными, слабые радиоволны не улавливались, и требовалось постоянное «встряхивание» устройства для приведения его в рабочее состояние. Карл Фердинанд Браун в 1899 г. воссоздает свою экспериментальную установку и использует ее для преобразования колеблющегося тока, создаваемого малыми радиоволнами, в постоянный ток. Простые в изготовлении кристаллические детекторы типа «*кошачий ус*» стали очень популярны, такой детектор мог выдавать не только точки и тире (азбуку Морзе), но и воспроизводить непрерывный сигнал. Однако все эти сигналы были очень слабыми, да и поиск точки-контакта был достаточно сложен.

Изучая свойства кристаллического детектора, выдающийся радиоинженер Олег Владимирович Лосев в 1922 г. впервые в мире построил полупроводниковый прибор, способный усиливать и генерировать сигналы – усиливающий детектор «*кристадин*». Открытие Лосева вызвало большой интерес, но не нашло промышленного применения. Электровакуумные лампы были более надежными и широко использовались в устройствах радиосвязи. Дальнейшие исследования Лосева в области электролюминесценции полупроводников привели к созданию первых в мире светодиодов. К сожалению, талантливый физик, пионер полупроводниковой электроники погиб в блокадном Ленинграде в 38 лет. Его открытия намного опередили время. Не было ни достаточно чистых материалов, ни теории полупроводников, чтобы осознать значимость его открытий и продолжить начатое.

Почти 40 лет наблюдения и исследования «загадочных» эффектов привели к тому, что был выделен новый класс веществ, проявляющих общие свойства, отличные от свойств проводников и диэлектриков – класс *полупроводников*. Для дальнейшего использования свойств полупроводников необходимо было объяснить природу физических явлений, создать теорию полупроводников. В 1911 г. Эрнест Резерфорд предлагает планетарную модель атома, в 1920 г. создается математическая модель квантовой

механики (Э. Шредингер, В. Гейзенберг, М. Борн, В. Паули и др.). В 1926 г. советский физик Яков Ильич Френкель вводит понятие о «дырках в кристаллах». Значительный вклад в понимание физических свойств различных веществ внесла зонная теория твердых тел (Ф. Блох, Л. Бриллюэн), согласно которой в твердом теле энергетические состояния электронов образуют так называемые зоны, разделенные промежутками запрещенных значений энергий. В 1931 г. в соответствии с зонной теорией Алан Хэррис Вильсон построил квантовую теорию полупроводников, разделив все кристаллы по свойствам на проводники, полупроводники и диэлектрики. В результате анализа электропроводности полупроводников был сделан вывод о наличии двух типов электропроводности. При переходе *электрона* в зону проводимости в валентной зоне образуется *дырка*, которую можно рассматривать как «квазичастицу», обладающую подвижностью и способную к направленному движению. Существуют полупроводники с электронным типом проводимости (*n*-типа), для которых *эффект Холла отрицателен*, и полупроводники с дырочным типом проводимости (*p*-типа), для которых *эффект Холла положителен*. Зонная теория также объясняла причину *увеличения электропроводности* полупроводников при повышении температуры и освещении. В 1932 г. советский физик Игорь Евгеньевич Тамм высказал идею существования на поверхностях полупроводниковых кристаллов особых состояний электронов, в конце тридцатых годов XX в. трое ученых-физиков – Александр Сергеевич Давыдов, Н. Мотт и В. Шоттки – независимо друг от друга предложили теорию контактных явлений. В 1941 г. Вадим Евгеньевич Лошкарев создал теорию *p–n-переходов (эффекта выпрямления)* и возникновения *фотогальванического эффекта* в полупроводниках. В результате многочисленных экспериментов был изготовлен кристалл, включающий границу перехода между двумя типами проводимости. К сороковым годам XX в. были решены все загадки «плохих проводников» и создан *p–n-переход*, свойства которого лежат в основе всей полупроводниковой электроники.

В конце сороковых годов XX в. группа инженеров в составе Джона Бардина, Уильяма Шокли, Уолтера Браттейна и др. продолжила работы по совершенствованию кристаллического детектора типа «кошачий ус». В 1947 г. появился первый твердотельный прибор, способный усиливать сигналы вплоть до верхней границы звуковых частот более чем в 100 раз. Вместо незаменимой радиолампы появился прибор для усиления электрического тока, в котором два точечных контакта располагались в непосредственной близости друг от друга на верхней поверхности небольшого кристалла германия *n*-типа. По предложению Джеральда Пирсона прибор называли «*транзистором*». За разработку транзистора в 1956 г. Д. Бардин, У. Шокли, У. Браттейн получили Нобелевскую премию. Началась эпоха транзисторов, этап полупроводниковой электроники. По количеству выпускаемых единиц, по точности технологии и чистоте производства, по количеству областей применения нет прибора, который мог бы сравниться с транзистором. На основе транзисторов созданы интегральные микросхемы – совершенный продукт технологического прогресса XX в.

2.2. Физические основы полупроводниковой электроники

К классу *полупроводников* относят большую группу твердых тел, электропроводность которых $\gamma \sim 10^{-11} \div 10^1$ См/м при комнатной температуре ($T = 300$ К). По электропроводности полупроводники занимают промежуточное место между диэлектриками ($\gamma \sim 10^{-26} \div 10^{-12}$ См/м) и проводниками ($\gamma \sim 10^2 \div 10^6$ См/м). Характерная особенность полупроводников – увеличение электропроводности при повышении температуры, возможность изменения электропроводности под действием внешних факторов и контролируемого введения небольшого количества примесей.

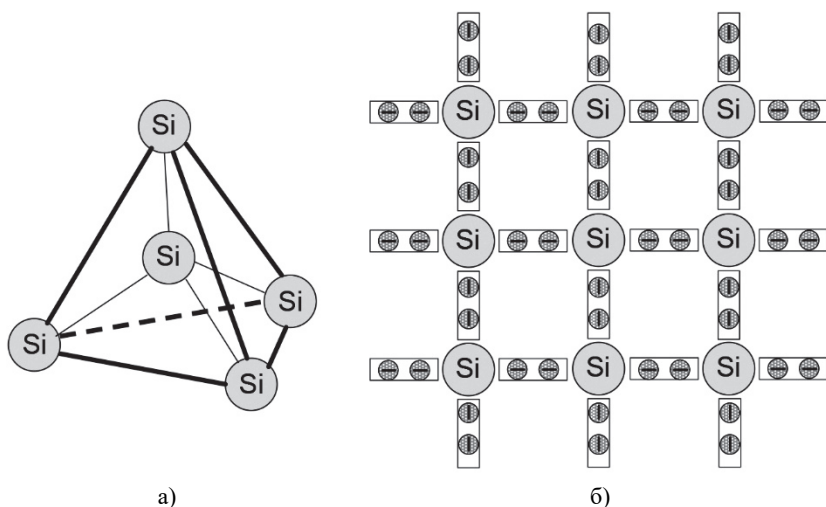
Химические элементы и соединения, проявляющие свойства полупроводников:

- германий Ge, кремний Si, селен Se и т.д. (IV группа периодической системы Менделеева);
- оксид меди Cu_2O , оксид цинка ZnO и т.д.;
- кристаллы антимонид индия InSb , арсенид галлия GaAs и т.д.

Для объяснения физики явлений необходимо рассмотреть кристаллическую структуру полупроводника, так как свойства кристаллической структуры определяют важнейшие свойства полупроводника.

2.2.1. Кристаллическая решетка. Зонная диаграмма

Под *кристаллической структурой* полупроводника понимают твердую фазу вещества, расположение атомов или молекул в которой проявляет определенную закономерность на макроскопических участках. В *монокристаллах* наблюдается строгая закономерность кристаллографических свойств. Кристалл полупроводника образуется в результате группировки большого количества атомов в определенных узлах кристаллической решетки. Кристаллическая решетка кремния Si или германия Ge представляет собой тетраэдр (рис. 2.1а), каждый атом связан с четырьмя соседними атомами. *Ковалентная связь* предполагает, что один электрон связан с двумя атомами (рис. 2.1б).



**Рис. 2.1. Кристаллическая решетка кремния (а)
и условное обозначение ковалентных связей между атомами кремния (б)**

Согласно квантовой теории, электроны не могут иметь произвольную энергию, только строго определенные дискретные значения, называемые *энергетическими уровнями*. В твердом теле энергетические уровни объединяются в *энергетические зоны*, разделенные промежутками *запрещенных значений энергий* (ЗЗ). Ширину зоны запрещенных значений $\Delta W_{\text{зз}}$ принято измерять в [эВ]. Верхняя зона называется *зоной проводимости* (ЗП), нижняя зона – *валентной зоной* (ВЗ). Чем ближе располагается электрон к ядру атома, т.е. находится на низких энергетических уровнях, тем меньше его энергия (связанное состояние электронов). На более высоких энергетических уровнях электрон обладает большей энергией и может свободно перемещаться от одного атома к другому. Строго говоря, электрон не находится в твердом теле, имеет только кинетическую энергию. Более правильным будет использование термина «квазисвободный», принадлежащий всему твердому телу, и, вводя определение «свободное состояние электронов», будем подразумевать именно это. Свободный электрон также называют электроном проводимости, так как под действием внешней электродвижущей силы (внешнего поля) его движение становится направленным (явление электрического тока проводимости, электрической индукции). Переход электрона с более высокого уровня на более низкий приводит к выделению определенного количества энергии, называемого *квантом* или *фотоном*. При обратном переходе электрон поглощает квант энергии. Схематично распределение электронов по уровням показывают с помощью зонной диаграммы. Зонные диаграммы проводников, диэлектриков и полупроводников отличаются.

На рисунке 2.2а приведена зонная диаграмма проводника. При низких температурах, близких к температуре абсолютного нуля ($T = 0 \text{ К}$, $T = -273^\circ\text{С}$) зона проводимости не заполнена, электроны находятся в валентной зоне. При комнатных температурах ($T = 293 \text{ К}$, $T = 20^\circ\text{С}$; $T = 300 \text{ К}$, $T = 27^\circ\text{С}$) зона проводимости оказывается практически полностью заполнена, так как зона запрещенных значений очень мала и энергии электрона достаточно, чтобы ее преодолеть и переместиться из валентной зоны в зону проводимости.

При отсутствии внешней ЭДС (внешнего поля) свободные электроны непрерывно хаотически перемещаются во всем объеме проводника. При действии внешней ЭДС (внешнего поля) возникает явление электрического тока проводимости, тока дрейфа (направленного движения носителей зарядов) или явление электрической индукции (появление нескомпенсированного заряда на поверхности проводника).

На рисунке 2.2б показана диаграмма для диэлектрика. При низких температурах, близких к температуре абсолютного нуля, зона проводимости не заполнена, но и при комнатной температуре энергии электрона не хватает, чтобы преодолеть зону запрещенных значений. Валентная зона полностью заполнена, практически все электроны находятся в связанном состоянии; под действием внешнего поля неполярный диэлектрик поляризуется, появляются диполи – биполярные частицы, которые выстраиваются в определенном порядке. Под действием переменного внешнего поля (ЭДС) в диэлектриках наблюдается ток поляризации и появляется нескомпенсированный связанный заряд на поверхности. Если некоторое количество электронов находится в свободном состоянии, то в диэлектриках под действием постоянных и переменных ЭДС возникают также токи проводимости – *токи утечки*. При чрезмерной интенсивности внешнего поля может наступить *пробой* диэлектрика (разрыв молекулярных связей), в этом случае диэлектрик теряет свои свойства.

На рисунке 2.2в показана зонная диаграмма чистого (беспримесного) полупроводника. При низких температурах, близких к температуре абсолютного нуля зона проводимости не заполнена, электроны расположены в валентной зоне, но ширина зоны запрещенных значений гораздо меньше, чем у диэлектрика ($\Delta W_{33} < 4 \text{ эВ}$). При комнатной температуре происходит тепловое возбуждение, энергии электрона хватает для того, чтобы из валентной зоны перейти в зону проводимости. Возбуждение электрона может быть обусловлено так же воздействием света. При этом уровни зоны проводимости у полупроводников заполнены не так плотно, как у проводников, валентная зона также заполнена не так плотно, как у диэлектриков. При комнатной температуре происходит непрерывное перемещение электронов из зоны проводимости в валентную

зону и наоборот. Зонная диаграмма примесного проводника меняется, внутри запрещенной зоны появляются дополнительные уровни примеси, концентрация носителей зарядов в зоне проводимости может быть гораздо больше или меньше, чем в валентной зоне.

2.2.2. Электропроводность собственных (беспримесных) полупроводников

Рассмотрим электропроводность чистых полупроводников на примере кристалла кремния. На внешних оболочках атома Si находятся по 4 валентных электрона; каждый атом в кристаллической решетке связан с 4 соседними атомами валентными электронами (см. рис. 2.16). При низкой температуре все квантовые слои полностью заполнены, свободных электронов практически нет. При повышении температуры часть валентных связей нарушается под действием теплового колебания решетки; выделяется квант энергии (*фонон*), который передается электрону. Электрон из валентной зоны перемещается в зону проводимости и становится свободным носителем заряда (рис. 2.3). При этом образуется незавершенная валентная связь – *дырка*, которую можно рассматривать как «квазичастицу», обладающую подвижностью и способную к направленному движению. Такой квазичастице – *дырке* придают условно положительный заряд, равный по модулю элементарному заряду электрона. Квазичастица – дырка может находиться только в валентной зоне, в то время как электрон может находиться и в зоне проводимости, и в валентной зоне, и даже покинуть поверхность полупроводника (фотоэффект).

Возникновение пары «электрон–дырка» в результате теплового возбуждения называют *термогенерацией*, при этом атом приобретает положительный заряд, так как появляется незавершенная валентная связь, и становится катионом. Процесс термогенерации сопровождается *рекомбинацией*, т.е. свободный электрон из зоны проводимости возвращается в валентную зону, пара «электрон–дырка» исчезает, атом становится нейтральным.

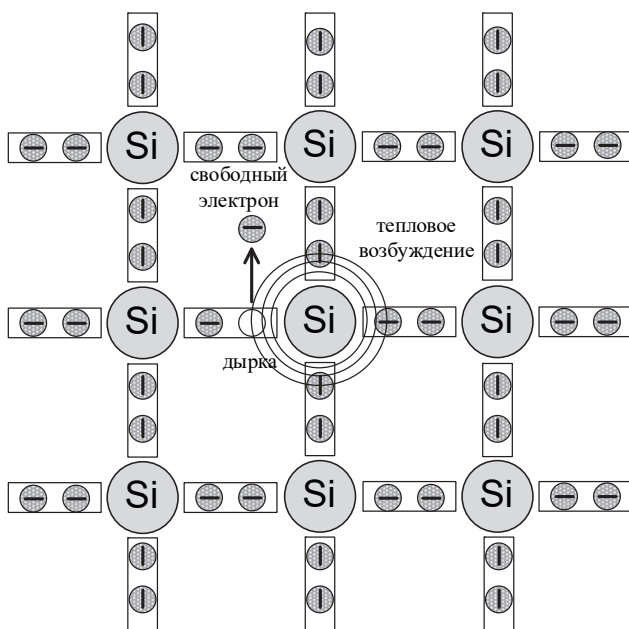


Рис. 2.3. Образование пары «электрон–дырка»

Для чистого беспримесного полупроводника (*i*-полупроводник) образование дырок, перемещение электронов в зону проводимости, происходит исключительно за счет тепловой энергии. Количество (*концентрация*) дырок (p_i) и количество (*концентрация*) свободных электронов (n_i) всегда одинаково: $n_i = p_i$. Концентрация зависит от ширины зоны запрещенных значений $\Delta W_{зз}$, температуры кристалла T [К] и материала полупроводника:

$$n_i = p_i = Ae^{-\frac{\Delta W_{зз}}{2kT}}, \text{ где } k = 1,37 \cdot 10^{-23} \text{ [Дж/К]} \\ (\text{постоянная Больцмана}).$$

Электропроводность γ [См/м] вещества характеризует способность свободных носителей зарядов участвовать в направленном движении в результате действия внешней электродвижущей

силы, т.е. способность к появлению электрического тока. Для полупроводников процессы, связанные с направленным движением свободных электронов в зоне проводимости, характеризует *электронная проводимость* γ_n , направленное движение в валентной зоне удобнее описывать как движение дырок и, соответственно, через *дырочную проводимость* γ_p . Направление электрического тока дырок противоположно направлению электрического тока свободных электронов. Электропроводность зависит от *концентрации* носителей зарядов и их *подвижности* μ [$\text{м}^2/\text{В}\cdot\text{с}$], электропроводность чистого полупроводника определяется суммой электронной и дырочной электропроводностей:

$$\gamma_{ni} = q \cdot n_i \cdot \mu_n, \gamma_{pi} = q \cdot p_i \cdot \mu_p, \gamma_i = \gamma_{ni} + \gamma_{pi}.$$

У полупроводников подвижность электронов в более свободной зоне проводимости больше, чем подвижность дырок в более заполненной валентной зоне $\mu_n > \mu_p$. При повышении температуры концентрация носителей зарядов увеличивается значительно быстрее, нежели уменьшается их подвижность, поэтому *электропроводность полупроводников увеличивается*. У металлических проводников при повышении температуры концентрация практически не меняется, а подвижность зарядов становится меньше, поэтому с увеличением температуры электропроводность уменьшается.

2.2.3. Электропроводность примесных проводников. Донорные и акцепторные примеси

Собственная электропроводность чистых полупроводников мала, для повышения электропроводности в структуру полупроводника вводят примеси. *Легирование* – контролируемое внедрение примесей с целью изменения свойств полупроводника (изменения концентрации носителей заряда для получения заданного *n*-типа или *p*-типа проводимости). Легирование может быть объёмным и поверхностным. Существует много технологий

легирования: ионная имплантация, ядерное легирование, термодиффузия и т.д. Обычно легирование осуществляется непосредственно на этапе выращивания монокристалла. Различают *донорные* и *акцепторные* примеси.

Донорная примесь обуславливает увеличение концентрации свободных электронов в зоне проводимости. В полупроводник, состоящий из атомов, находящийся в IV группе периодической системы Менделеева (германий Ge, кремний Si), внедряют атомы, находящиеся в V группе (фосфор P, сурьма Sb, мышьяк As). В результате легирования каждый атом примеси, например фосфора P, вступает в ковалентную связь с атомами кристалла полупроводника, например кремния Si; для пятого электрона примеси нет места в насыщенных валентных связях, и он переходит на дальние орбиты, становится свободным электроном. Атом примеси превращается в положительно заряженный ион (катион) (рис. 2.4а). Зонная диаграмма примесного полупроводника меняется, в запрещенной зоне полупроводника появляются дополнительные уровни доноров (рис. 2.4б). Уровни доноров заполнены даже при температуре абсолютного нуля. Примеси, отдающие лишние электроны, называются *донорными примесями*, сами вещества – *донорами*. Полупроводник с донорной примесью называется *полупроводником n-типа*.

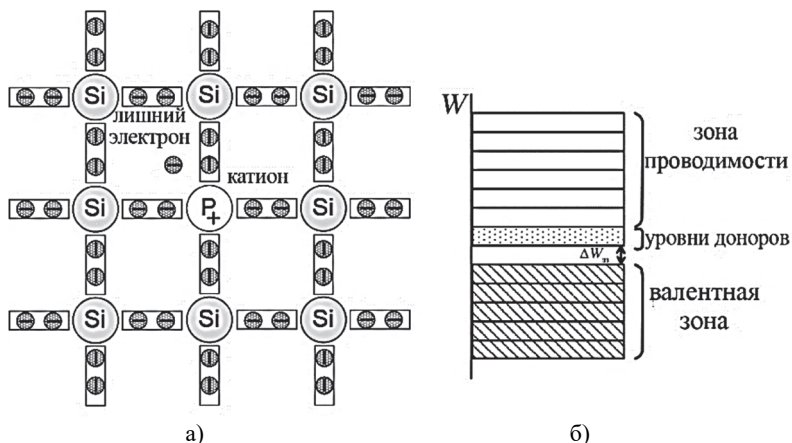


Рис. 2.4. Образование дополнительного электрона за счет донорской примеси (а) и изменение зонной диаграммы полупроводника n-типа (б)

Носители зарядов, концентрация которых преобладает в полупроводнике, называются *основными носителями зарядов*, *неосновные носители зарядов* имеют меньшую концентрацию. Для полупроводника *n*-типа основные носители заряда – электроны в зоне проводимости:

$$n_n = n_i + n_d, \quad p_n = p_i, \quad n_n \gg p_n.$$

Электропроводность полупроводника *n*-типа определяется практически как электронная проводимость: $\gamma_n = \gamma_{n_n} + \gamma_{p_n} \approx \gamma_{n_n}$.

Акцепторные примеси обуславливают увеличение концентрации дырок в валентной зоне. В полупроводник, состоящий из атомов, находящийся в IV группе периодической системы Менделеева (германий Ge, кремний Si), внедряют атомы, находящиеся в III группе (бор B, индий In, галлий Ga). В результате легирования каждый атом примеси, например бора, вступает в ковалентную связь с тремя соседними атомами кристалла полупроводника, например кремния Si; недостающий электрон с ближней орбиты соседнего атома кристалла завершает ковалентную связь, в результате рядом появляется незавершенная связь, т.е. дополнительная дырка в валентной зоне. Атом примеси превращается в отрицательно заряженный ион (анион) (рис. 2.5а). Зонная диаграмма примесного полупроводника меняется, в запрещенной зоне полупроводника появляются дополнительные уровни акцепторов (рис. 2.5б). Количество дырок превышает количество свободных электронов даже при температуре абсолютного нуля. Примеси, принимающие валентные электроны атомов кристаллической решетки кристалла, называются *акцепторными примесями*, сами вещества – *акцепторами*. Полупроводник с акцепторной примесью называется *полупроводником p-типа*.

Для полупроводника *p*-типа основные носители заряда – дырки в валентной зоне, а неосновные – электроны в зоне проводимости:

$$p_p = p_i + p_d, \quad n_p = n_i, \quad p_p \gg n_p.$$

Электропроводность полупроводника *p*-типа определяется практически как дырочная электропроводность: $\gamma_p = \gamma_{n_p} + \gamma_{p_p} \approx \gamma_{p_p}$.

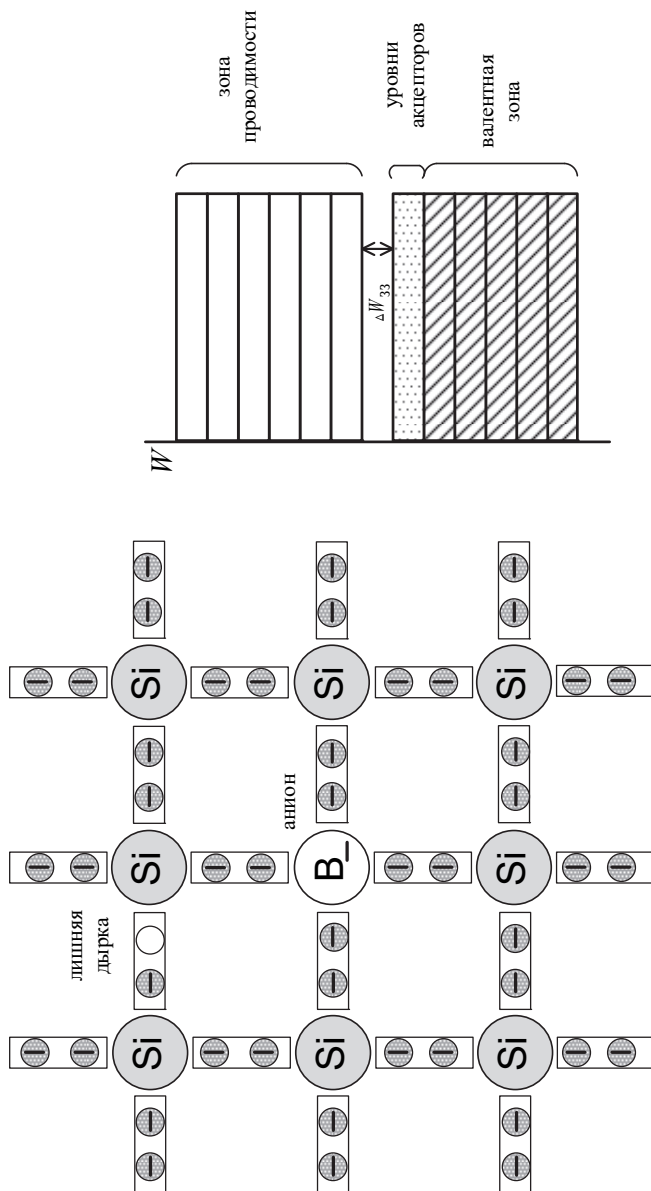


Рис. 2.5. Образование дополнительной дырки за счет акцепторной примеси (а) и изменение зонной диаграммы полупроводника *p*-типа (б)

В результате легирования в полупроводнике появляется повышенная концентрация основных носителей зарядов: электронов в зоне проводимости для полупроводника n -типа и дырок в валентной зоне для полупроводника p -типа. Основные и неосновные носители заряда перемещаются непрерывно и хаотически при отсутствии внешнего поля. При появлении внешней ЭДС движение и основных, и неосновных носителей заряда приобретает направленный характер. Кроме того, в узлах кристаллической решетки атомы кристаллов, катионы донорской примеси и анионы акцепторной примеси совершают мелкие колебательные движения теплового возбуждения, непрерывно происходят также тепловые процессы термогенерации и рекомбинации. При этом выполняется закон сохранения суммарного заряда, так как в результате легирования количество катионов (анионов) в узлах кристаллической решетки и дополнительных электронов в зоне проводимости (дырок в валентной зоне) одинаково, так же как и количество образовавшихся в результате термогенерации пар «электрон–дырка». Для беспримесного и легированного полупроводника выполним *принцип постоянства произведения концентрации основных и неосновных носителей* при заданной температуре T [K]:

$$n_i \cdot p_i = n_n \cdot p_n = n_p \cdot p_p = A e^{-\frac{\Delta W_m}{kT}}.$$

Также необходимо учитывать то, что концентрация основных носителей заряда, определяющая свойства полупроводника, зависит от температуры, но практически постоянна в диапазоне температур от 150 до 500 К. При превышении *верхнего температурного предела* примесный полупроводник будет иметь свойства беспримесного полупроводника, так как преобладают будут тепловые процессы термогенерации $n_i \gg n_d$, $p_i \gg p_d$. При понижении температуры до *нижнего температурного предела* полупроводник проявляет свойства диэлектрика. Так, для кристалла германия Ge нижний температурный предел порядка от -60 до -55°C , верхний температурный предел порядка от 75 до 85°C ; для кристалла кремния

Si нижний температурный предел порядка от -60 до -55°C , верхний температурный предел порядка от 150 до 170°C . В дальнейшем будем рассматривать использование полупроводников в том диапазоне температур, когда наблюдается постоянство концентрации донорной (акцепторной) примеси.

2.2.4. Токи в полупроводниках

При отсутствии внешнего поля основные и неосновные носители заряда перемещаются непрерывно и хаотически в кристалле полупроводника. Направленное движение может быть вызвано действием ЭДС, *градиентом (разностью) электрического напряжения*. Электрический ток, вызванный приложенной разностью потенциалов, называют *током дрейфа*. Ток дрейфа может быть постоянным или переменным, в зависимости от типа действующей ЭДС. В металлических проводниках ток проводимости – ток дрейфа – имеет такую же причину возникновения, но проводники имеют только один тип электропроводности, так как в направленном движении участвуют только свободные электроны в зоне проводимости. У полупроводников может быть направленное движение электронов в зоне проводимости и дырок в валентной зоне. Мерой направленного движения, вызванного приложенной разностью потенциалов, является *вектор плотности тока проводимости (дрейфа)* $\vec{J}_{\text{др}}$ $[\text{A}/\text{м}^2]$, направление вектора плотности тока проводимости выбирается по действию кулоновской силы, т.е. от большего потенциала в сторону меньшего потенциала. Ток дрейфа определяется как поток вектора плотности тока дрейфа через площадку S : $i_{\text{др}} = \oint_S \vec{J}_{\text{др}} d\vec{s}$ $[\text{A}]$.

Направление тока, как направленного движения свободных электронов, и тока, как направленного движения дырок, противоположно. При этом *направление движения дырок* совпадает с направлением кулоновской силы и *считается условно-положительным*. Модуль плотности тока дрейфа (плотность тока дрейфа) зависит от

электропроводности γ [См/м] и от интенсивности действующей кулоновской силы, т.е. от напряженности электрического поля E [В/м]. Так как электропроводность определяется концентрацией носителей зарядов и их подвижностью, вводят понятие *скорости дрейфа*. Пусть n – концентрация электронов, а p – концентрация дырок, тогда плотность тока дрейфа электронов и дырок:

$$J_{\text{ндр}} = \gamma_n E = q \cdot n \cdot \mu_n \cdot E = q \cdot n \cdot v_n ,$$

$$J_{\text{рдр}} = \gamma_p E = q \cdot p \cdot \mu_p \cdot E = q \cdot p \cdot v_p ,$$

где v_n и v_p [м/с] – скорость дрейфа электронов и дырок. Так как $\mu_n > \mu_p$, то $v_n > v_p$.

В полупроводниках возможен еще один тип электрического тока – *ток диффузии*, вызванный *градиентом (разностью) концентраций* носителей зарядов.² При создании в полупроводнике двух областей с разными концентрациями носителей заряда, например, в следствие неоднородного легирования носители зарядов будут перемещаться из области с высокой концентрацией в область с более низкой концентрацией. Плотность тока диффузии для электронов и дырок зависит от коэффициентов диффузии D_n и D_p [м²/с] и градиента концентраций. В одномерном случае плотность тока диффузии:

$$J_{\text{ндиф}} = q \cdot D_n \frac{dn}{dx} , \quad J_{\text{рдиф}} = -q \cdot D_p \frac{dp}{dx} .$$

Диффузионный ток совпадает с направлением градиента концентрации электронов, а диффузионный ток дырок противоположен направлению вектора градиента концентрации дырок (рис. 2.6).

² Диффузию носителей зарядов может вызывать также градиент температуры, диффузия будет из более нагретой области в более холодную

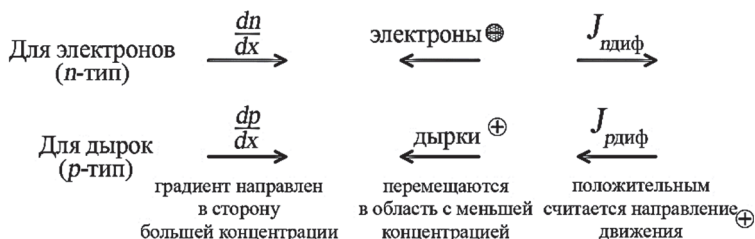


Рис. 2.6. Направление диффузионного тока электронов и дырок в полупроводнике относительно градиента концентраций

Между коэффициентом диффузии и подвижностью носителей заряда существует взаимосвязь, выражаемая соотношениями Эйнштейна:

$$D_n = \frac{kT}{q} \cdot \mu_n = \varphi_T \cdot \mu_n, \quad D_p = \frac{kT}{q} \cdot \mu_p = \varphi_T \cdot \mu_p,$$

где $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ [В] – тепловой потенциал.

Подвижность и коэффициент диффузии зависят от материала полупроводника и ширины зоны запрещенных значений. В таблице 2.1 приведены значения ширины зоны запрещенных значений, подвижности и коэффициента диффузии носителей зарядов для основных полупроводников.

Таблица 2.1

Полупроводник	Si	Ge	GaAs	InSb
$\Delta W_{зз}$, эВ	1,12	0,66	1.43	0,18
μ_n , м ² /В·с	0,15	0,39	0,85	7,8
D_n , м ² /с	0,0036	0,0029	0,01	0,91
μ_p , м ² /В·с	0,045	0,19	0,045	0,075
D_p , м ² /с	0,0013	0,0012	0,0045	0,0017

Если за счет внешнего воздействия будет создана избыточная концентрация носителей зарядов, а потом это внешнее воздействие будет убрано, то избыточные носители заряда будут распространяться

во всем объеме полупроводника и рекомбинировать. Для оценки таких процессов определяют *время жизни носителей заряда* τ [с] и *среднюю длину пробега* избыточных носителей заряда. Длина пробега определяется *диффузионной длиной* L [м] – средним расстоянием, на которое носители заряда перемещаются за время жизни. Диффузионная длина в первом приближении рассчитывается как $L = \sqrt{D\tau}$, типичные значения диффузионной длины составляют 0,2–3 мкм. Чем меньше дефектов и примесей в полупроводнике, тем больше время жизни избыточных носителей зарядов и больше диффузионная длина.

В полупроводниках могут одновременно возникать токи дрейфа и токи диффузии, в таком случае плотность полного тока $J_n = J_{nдр} + J_{ндиф}$, $J_p = J_{рдр} + J_{рдиф}$. Диффузия носителей зарядов в полупроводниках с одним типом электропроводности сопровождается появлением нескомпенсированного объемного заряда и появлением внутреннего электрического поля. В результате появляется дрейф носителей зарядов, направленный противоположно диффузии носителей заряда. При отсутствии внешнего поля в состоянии равновесия диффузионный и дрейфовый ток взаимно компенсируются. Наличие внешнего поля может усилить или уменьшить одну из составляющих полного тока в полупроводнике.

Ток проводимости и ток диффузии, термогенерация пар носителей зарядов и их рекомбинация – только часть из многообразия явлений, происходящих в полупроводнике. Тем не менее рассмотрение этих явлений дает возможность объяснить наиболее характерные свойства полупроводников и использовать наблюдаемые эффекты на практике.

2.3. Физические явления на границе двух полупроводников

В 1874 г. Карл Фердинанд Браун обнаружил эффект выпрямления переменного тока при контакте пирита и свинца, свойства контакта определялись величиной и знаком приложенного напряжения. В 1883 г. С. Фритте изготовил первый твердотельный выпрямитель переменного тока. В конце 1930-х гг. советский физик

Александр Сергеевич Давыдов, английский физик Невел Френсис Мотт и немецкий физик Вальтер Шоттки независимо друг от друга предложили теорию контактных явлений. В 1941 г. советский ученый Вадим Евгеньевич Лошкарёв экспериментально открыл явление p – n -перехода в записи меди и опубликовал свою теорию p – n -переходов. Надо учитывать, что в то время соответствие теоретическим и экспериментальным данным были только качественными. Свойства твердого тела очень чувствительны к структуре, присутствию дефектов. Только в последующие десятилетия с развитием технологических процессов стало возможным получение и исследование полупроводников с заданным типом проводимости и создание на их основе полупроводниковых приборов.

Контакт двух полупроводников с разными типами проводимости называется p – n -переходом (электронно-дырочный переход). Такой контакт нельзя получить, прижимая друг к другу два полупроводника, p – n -переход создается в одной пластине полупроводника путем образования в ней областей с разными типами проводимостей. Как было ранее сказано, на этапе выращивания монокристалла проводится легирование – внедрение добавок в полупроводник. Возможно также локальное внедрение примесей для формирования электронно-дырочного перехода. Электрические свойства легированных полупроводников полностью определяются типом и концентрацией вводимых примесей. На рисунке 2.7 показано получение p – n -перехода легированием чистого полупроводника донорной и акцепторной примесями, при этом легирование обычно осуществляют непосредственно на этапе выращивания монокристалла.

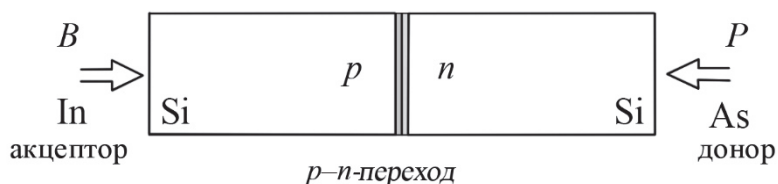


Рис. 2.7. Получение p – n -перехода легированием монокристалла

Тонкий контактный слой p – n -перехода может иметь примерно одинаковую концентрацию основных зарядов – электронов в n -области и дырок p -области (симметричный p – n -переход) или значительный перепад концентраций (несимметричный p – n -переход). На практике, как правило, используют несимметричные p – n -переходы с разностью концентраций основных носителей заряда 100–1000 раз. Низкоомная высоколегированная область называется *эмиттером*, высокоомная слаболегированная область – *базой*.

2.3.1. Свойства p – n -перехода при отсутствии внешнего поля, при прямом и обратном смещении

При отсутствии внешнего поля носители зарядов совершают ненаправленное тепловое движение, под действием градиента концентраций (рис. 2.8а) при контакте n -области и p -области происходит *диффузия* дырок из p -области в n -область и электронов из n -области в p -область. Движение зарядов из области с высокой концентрацией в область с низкой концентрацией приводит к тому, что вблизи границы p – n -перехода возникает область, обедненная носителями зарядов: в n -области создается нескомпенсированный объёмный заряд из положительных ионов донорной примеси, в p -области – нескомпенсированный объёмный заряд из отрицательных ионов акцепторной примеси. Поскольку в обеднённом слое практически отсутствуют подвижные носители заряда, его называют *запирающим слоем* или *областью объёмного заряда*.

Между двойным слоем объёмного заряда шириной d_0 (рис. 2.8б) создается электрическое поле с напряженностью E_k и *контактная разность потенциалов* $U_k = \varphi_0 = \varphi_n - \varphi_p$, при этом потенциал p -области принимается нулевым (рис. 2.8в). Контактная разность потенциалов зависит от:

– ширины запрещенной зоны полупроводника, т.е. при одинаковых концентрациях примесей она выше у полупроводников с большей шириной запрещенной зоны;

– концентрации примесей в смежных областях полупроводника, т.е. при увеличении концентрации контактная разность потенциалов возрастает;

– температуры проводника, т.е. при увеличении температуры контактная разность уменьшается.

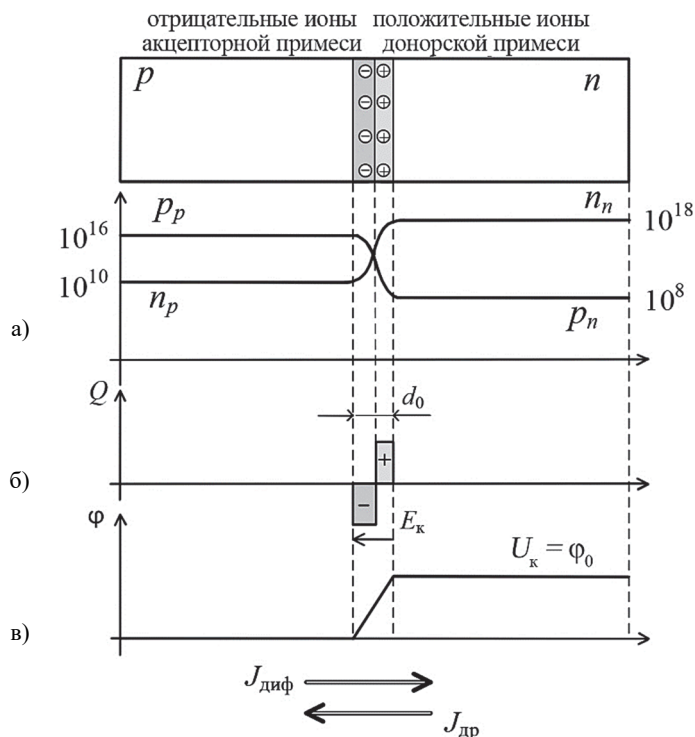


Рис. 2.8. p - n -переход при отсутствии внешнего поля:

а – градиент концентраций основных и неосновных зарядов;

б – область объёмного заряда; в – потенциальный барьер

Контактная разность потенциалов или электронно-дырочный (потенциальный) барьер препятствует дальнейшей диффузии основных носителей зарядов. Под действием контактного поля неосновные носители зарядов (электроны в p -области и дырки

в n -области) создают ток дрейфа. При комнатной температуре некоторое количество основных носителей заряда обладает энергией, достаточной для преодоления поля запирающего слоя, создавая ток диффузии. Этот ток уравнивается дрейфовым током. Поэтому при отсутствии внешнего поля в p - n -переходе устанавливается термодинамическое равновесие токов. В равновесном состоянии при отсутствии внешнего поля $J = J_{\text{диф}} - J_{\text{др}} = 0$.

При внешнем воздействии электрического поля, нагревании, освещении полупроводника возникает неравномерность концентрации носителей зарядов в полупроводнике. Равновесие концентраций электронов и дырок нарушается, и появляется дополнительная неравновесная концентрация носителей заряда. После прекращения внешнего воздействия происходит процесс рекомбинации электронов и дырок, и полупроводник переходит в равновесное состояние.

Рассмотрим p - n -переход при наличии внешнего электрического поля, т.е. приложенной разности потенциалов, называемой *напряжением смещения*. При подключении напряжения смещения равновесие токов нарушается, состояние p - n -перехода определяется полярностью приложенного напряжения.

При *прямом смещении* приложенное напряжение $U_{\text{пр}}$ направлено против контактной разности потенциалов, т.е. к p -области приложен «+», а к n -области «-» внешнего источника (рис. 2.9).

При прямом смещении потенциальный барьер уменьшается $U_{\text{к}} = \phi_0 - U_{\text{пр}}$. Основные носители областей полупроводника, приближаясь к p - n -переходу, частично компенсируют объемные пространственные заряды, уменьшая тем самым ширину запирающего слоя $d_{\text{пр}} < d_0$. Диффузионная составляющая тока через p - n -переход увеличивается, а дрейфовая составляющая уменьшается. При $U_{\text{пр}} = \phi_0$ толщина p - n -перехода стремится к нулю, при дальнейшем увеличении напряжения при прямом смещении запирающий слой исчезает. Как следствие, увеличивается диффузионный ток основных носителей зарядов, дырки из p -области перемещаются в n -область, а электроны из n -области перемещаются в p -область. Плотность тока

при прямом смещении $J_{\text{пр}} = J_{\text{диф}} - J_{\text{др}} \approx J_{\text{диф}}$. Процесс внедрения основных носителей зарядов через пониженный потенциальный барьер в область полупроводника, где они становятся неосновными носителями, называется *инжекцией* носителей зарядов. Область, из которой происходит инжекция, – *эмиттер*, а область, в которую инжектируются носители, – *база*. В несимметричном p – n -переходе, когда концентрация электронов в n -области во много раз больше концентрации дырок в p -области, диффузионный поток электронов во много раз превышает поток дырок и последним можно пренебречь, тогда имеет место *односторонняя инжекция* электронов.

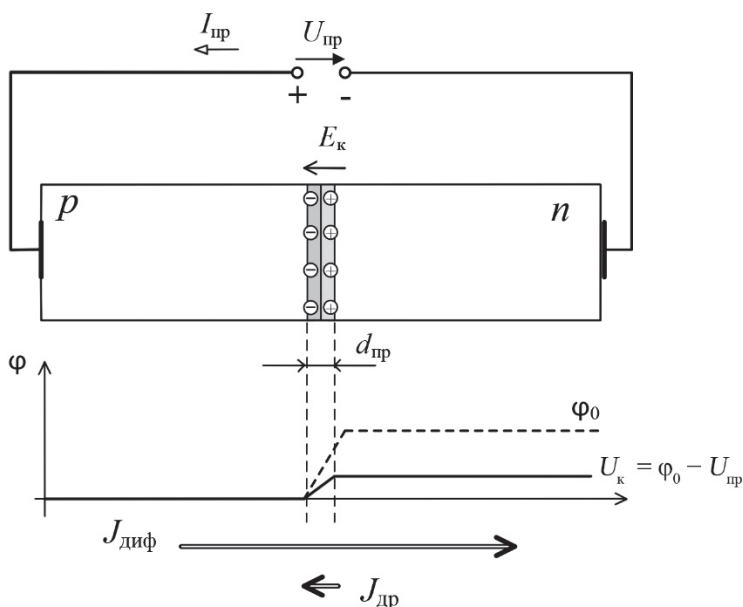


Рис. 2.9. p – n -переход при прямом смещении

При прямом смещении увеличивается концентрация неосновных носителей зарядов, которые перемещаются в глубь полупроводника. Компенсация дополнительных зарядов и обеспечение электронейтральности происходит за счет поступления носителей заряда от внешнего источника взамен ушедших к p – n -переходу и

исчезнувших в результате рекомбинации. Это приводит к появлению электрического тока во внешней цепи. Ток при прямом смещении называют *прямым током* $I_{пр}$ или *током инжекции* (см. рис. 2.9).

При *обратном смещении* к p -области применен «-», а к n -области «+» внешнего источника (рис. 2.10).

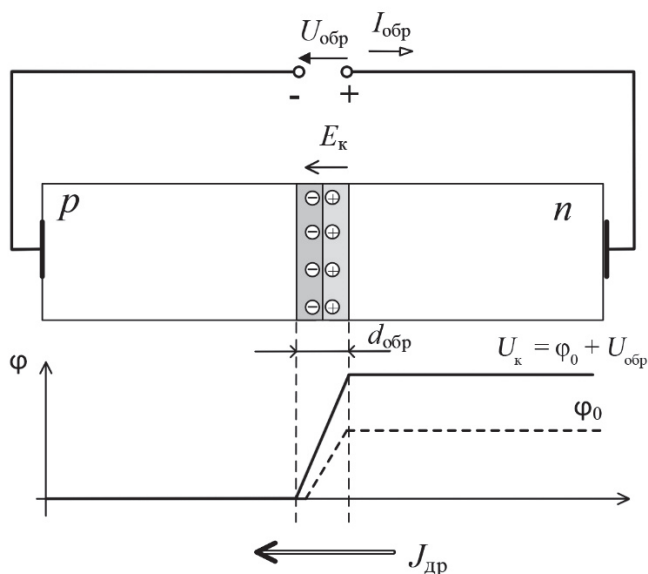


Рис. 2.10. p - n -переход при обратном смещении

При обратном смещении потенциальный барьер увеличивается $U_k = \varphi_0 + U_{обр}$, увеличивается ширина запирающего слоя $d_{обр} > d_0$. Диффузионное перемещение основных носителей заряда уменьшается и в предельном случае с ростом потенциального барьера прекращается, а ток дрейфа неосновных носителей зарядов остается неизменным, $J_{обр} \approx J_{др}$. Внедрение неосновных носителей заряда через p - n -переход при обратном смещении в область полупроводника, где они становятся основными носителями, называется *экстракцией носителей зарядов*.

Поскольку концентрация неосновных носителей относительно мала, то и дрейфовый ток не может быть большим. Кроме того, он практически не зависит от напряженности поля в p - n -переходе и в основном определяется концентрацией и подвижностью неосновных носителей заряда. Так как концентрация и подвижность носителей заряда зависит от температуры полупроводника, то дрейфовый ток, создаваемый неосновными носителями, называют *тепловым током* $I_0 = I_0(T)$. Тепловой ток также называют *обратным током* $I_{\text{обр}} = I_0 = I_0(T)$ или *током насыщения* (см. рис. 2.10).

Так как при прямом смещении значение тока много больше тока при обратном смещении $I_{\text{пр}} \gg I_{\text{обр}}$, следовательно, p - n -переход обладает односторонней проводимостью (вентильные свойства p - n -перехода). Прямой ток зависит от значения приложенного напряжения, а обратный ток зависит от температуры. Для германиевых и кремниевых полупроводников эта зависимость проявляется по-разному. Вентильные свойства p - n -перехода используются при создании полупроводниковых приборов.

2.3.2. Вольт-амперная характеристика p - n -перехода, пробой перехода

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) p - n -перехода представляет собой зависимость тока через p - n -переход от величины и полярности приложенного напряжения (рис. 2.11). ВАХ имеет прямую и обратную ветви, которые изображаются в разных масштабах, так как $I_{\text{пр}} \gg I_{\text{обр}}$; при $U_{\text{пр}} = \varphi_0 = U_0$ потенциальный барьер исчезает, и характеристика $I_{\text{пр}}(U_{\text{пр}})$ становится почти линейной; обратный ток практически не зависит от величины приложенного обратного напряжения, но зависит от температуры $I_{\text{обр}} = I_0(T)$.

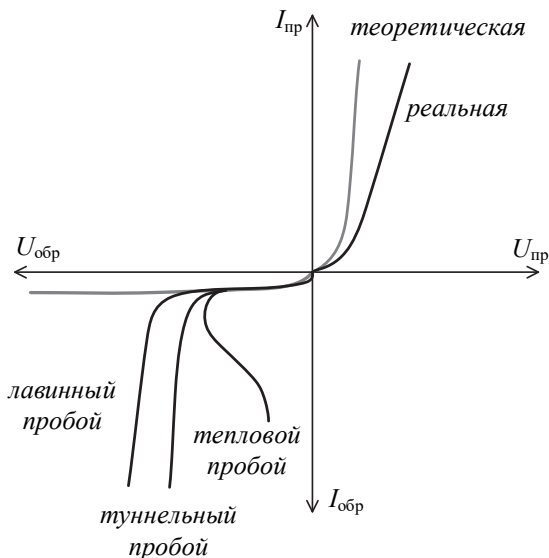


Рис. 2.11. ВАХ p - n -перехода

Теоретическая ВАХ представляет собой аналитическую аппроксимацию реальной ВАХ и описывается *уравнением Шокли*:

$$I = I_0(e^{\frac{U}{m\varphi_T}} - 1),$$

где U – приложенное напряжение; $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ – тепловой потенциал;

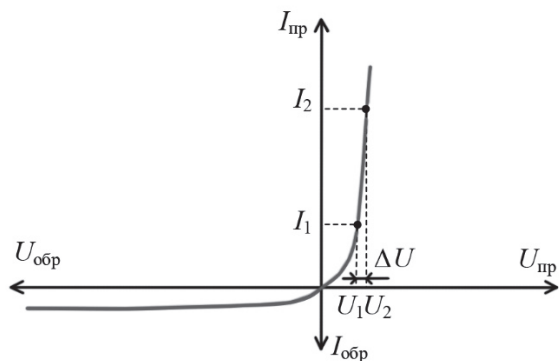
$m = 1 \dots 2$ – коэффициент материала полупроводника; I_0 – тепловой ток (ток насыщения). При расчетах полагают, что для $T = 20^\circ\text{C}$ $\varphi_T = 0,0253 \text{ В} \approx 25 \text{ мВ}$; для $T = 27^\circ\text{C}$ $\varphi_T = 0,0259 \text{ В} \approx 26 \text{ мВ}$.

При прямом смещении если $U \geq 0,5 \text{ В}$, то $e^{\frac{U}{m\varphi_T}} \gg 1$, и уравнение Шокли для прямой ветви, полагая $m = 1$, можно упростить:

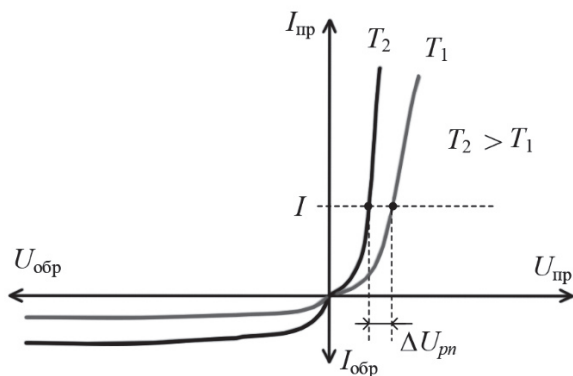
$$I = I_0 e^{\frac{U}{\varphi_T}}. \text{ Используют также зависимость } U = \varphi_T \ln\left(\frac{I}{I_0}\right) \text{ для}$$

двух точек на характеристике $U_1 = \varphi_T \ln\left(\frac{I_1}{I_0}\right), \quad U_2 = \varphi_T \ln\left(\frac{I_2}{I_0}\right)$

(рис. 2.12а). Для приращения напряжения $\Delta U = U_2 - U_1 = \phi_T \ln \left(\frac{I_2}{I_1} \right) \approx 2,3 \phi_T \log \left(\frac{I_2}{I_1} \right)$ если ток меняется в 10 раз, то напряжение меняется на $\Delta U \approx 2,3 \phi_T$. При расчетах полагают, что если ток меняется в 10 раз, то приращение напряжения составит для $T=20^\circ\text{C}$ $\Delta U \approx 57,5$ мВ; для $T=27^\circ\text{C}$ $\Delta U \approx 59,8$ мВ (для приближенных расчетов $\Delta U \approx 0,1$ В).



а)



б)

Рис. 2.12. Теоретическая ВАХ p - n -перехода (а), влияние температуры на ВАХ p - n -перехода (б)

При обратном смещении $I \approx -I_0$, для кремниевого полупроводника $I = I_0 \approx 10^{-15}$ А при $T = 20^\circ\text{C}$. Необходимо учитывать зависимость теплового тока от температуры полупроводника: считая известным значение теплового тока при $T = T_0 = 20^\circ\text{C}$, при изменении температуры на ΔT тепловой ток меняется по экспоненциальному закону $I(T) = I_0(T_0)e^{\alpha\Delta T}$, где $\alpha \approx 0,13$ 1/К для Si, $\alpha \approx 0,09$ 1/К для Ge. Для практических расчетов переходят к «удвоению» температуры, введя расчетную величину $T_2 = \ln 2/\alpha$. В таком случае зависимость теплового тока от температуры может быть представлена как $I(T) = I_0(T_0) \cdot 2^{\frac{\Delta T}{T_2}}$, где $T_2 = 7,7$ К для Si, $T_2 = 5,3$ К для Ge. Для приближенных расчетов полагают, что тепловой ток удваивается при увеличении температуры на 10 К.

При изменении температуры меняется характеристика и прямой ветви, при повышении температуры токи возрастают. Для оценки влияния вводят температурный коэффициент $\xi = 1,5 \div 2$ мВ/град, если изменение температуры составит $\Delta T = T_2 - T_1$, то изменение напряжения при прямом смещении p - n -перехода для одного значения тока составит $\Delta U_{pn} = -\xi \Delta T$ (рис. 2.126)

Замечание. Уравнение Шокли хорошо описывает характеристику реального диода только при прямом смещении и небольших токах. Реальный обратный ток значительно больше, при обратном смещении необходимо учитывать влияние физических эффектов, возникающих в полупроводнике, области пространственного заряда, поверхностных эффектов.

При практических расчетах используют метод кусочно-линейной аппроксимации (линеаризации) ВАХ и эквивалентные параметры (дифференциальное, статическое сопротивление и т.д.).

При некотором значении обратного напряжения наступает *пробой p - n -перехода*, многократно увеличивается обратный ток, так как уменьшается сопротивление запирающего слоя. Различают два вида пробоя перехода: *электрический* и *тепловой*.

При электрическом пробое количество носителей в переходе возрастает под действием сильного электрического поля и ударной ионизации атомов решетки. Разновидностями электрического пробоя являются туннельный пробой и лавинный пробой (см. рис. 2.11). Электрический пробой не разрушает p – n -переход, при уменьшении обратного напряжения свойства p – n -перехода восстанавливаются.

Туннельный пробой (эффект Зеннера) происходит в результате непосредственного отрыва валентных электронов от атомов кристаллической решетки полупроводника. Туннельный пробой возникает при относительно небольших обратных напряжениях пробоя (до 7 В) в сильнолегированных полупроводниках с узким p – n -переходом. Искривление энергетических зон полупроводника приводит к тому, что энергия электронов валентной зоны полупроводника p -типа становится такой же, как и энергия свободных электронов зоны проводимости n -типа. Это вызывает переход электронов «по горизонтали» из p -области в n -область, минуя запрещенную зону. С повышением температуры увеличивается энергия носителей заряда, растет и вероятность туннельного перехода, а напряжение пробоя падает.

Лавинный вид пробоя возникает в слаболегированных полупроводниках, в относительно широких p – n -переходах. Лавинный пробой заключается в лавинном увеличении носителей заряда под действием достаточно большого внешнего поля (десятки-сотни вольт). Происходит ударная ионизация атомов, так как быстро движущиеся неосновные носители зарядов обладают энергией, достаточной для того, чтобы «выбить» валентные электроны из ковалентных связей кристаллической решетки. Появляется новая пара электрон – дырка, которая ускоряется полем и, в свою очередь, вызывает ионизацию следующего атома. При лавинной ионизации ток в цепи ограничен только внешним сопротивлением. С повышением температуры уменьшается длина свободного пробега носителей и энергия, которую может достичь носитель; следовательно, увеличивается напряжение лавинного пробоя.

Если при электрическом виде пробоя нарушается тепловое равновесие перехода, то он переходит в тепловой.

Тепловой пробой возникает вследствие недопустимого перегрева p – n -перехода. Нагрев может происходить из-за протекания большого обратного тока через p – n -переход или наличия внешнего источника теплоты. За счет тепловой энергии происходит лавинообразная генерация пар электрон-дырка, что приводит к дальнейшему увеличению обратного тока и повышению температуры, разрушению структуры полупроводника. Характерной особенностью теплового пробоя является наличие на ВАХ участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением (см. рис. 2.11).

2.3.3. Емкостные свойства p – n -перехода

Наличие в p – n -переходе некомпенсированных объемных зарядов, находящихся вблизи границы перехода, обуславливает его емкостные свойства. Имеются две составляющие емкости p – n -перехода: *барьерная* (зарядная) *емкость* $C_{\text{бар}}$ и *диффузионная емкость* $C_{\text{диф}}$.

Барьерная емкость определяется наличием зарядов – ионов донорной и акцепторной примесей вблизи p – n -перехода, которая меняется при изменении толщины p – n -перехода вследствие изменения приложенного напряжения обратного смещения. Барьерная емкость увеличивается при увеличении площади p – n -перехода и уменьшении толщины запирающего слоя. В общем случае зависимость барьерной (зарядной) емкости от приложенного к p – n -переходу обратного напряжения $U_{\text{обр}}$ имеет вид:

$$C_{\text{бар}} = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{|U_{\text{обр}}|}{U_{\text{к}}}}},$$

где C_0 – емкость p – n -перехода при $U_{\text{обр}} = 0$; $U_{\text{к}}$ – контактная разность потенциалов (рис. 2.13).

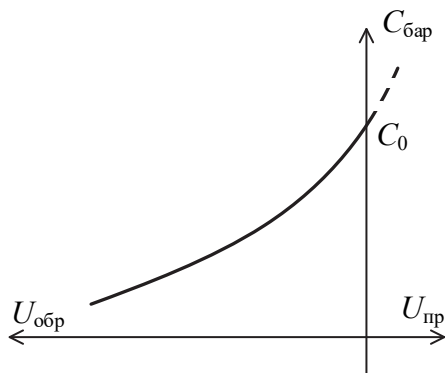


Рис. 2.13. Зависимость барьерной емкости от напряжения обратного смещения

Так, при напряжении обратного смещения $|U_{\text{обр}}| = 10 \text{ В}$, контактной разности полупроводника $U_{\text{к}} = 0,75 \text{ В}$ и $C_0 \approx 37,86 \text{ пФ}$ барьерная емкость $C_{\text{бар}} \approx 10 \text{ пФ}$. Зависимость барьерной емкости от приложенного напряжения используют в полупроводниковом приборе *варикап*.

Диффузионная емкость обусловлена изменением числа нескомпенсированных носителей заряда в базе при прямом напряжении на переходе. При увеличении напряжения прямого смещения растет концентрация неосновных носителей зарядов, так как после прохождения в базу носители заряда не успевают рекомбинировать. Диффузионная емкость зависит от $\tau_{\text{пр}}$ – времени пролета неосновных носителей зарядов в базе и от прямого тока $I_{\text{пр}}$. При заданной температуре, определяющей тепловой коэффициент Φ_T , зависимость имеет вид:

$$C_{\text{диф}} = \frac{I_{\text{пр}} \tau}{\Phi_T}.$$

Так как прямой ток зависит от напряжения прямого смещения, то и диффузионная емкость зависит от приложенного напряжения прямого смещения. На рисунке 2.14 показана зависимость $C_{\text{диф}}(U_{\text{пр}})$. Так, при $I_{\text{пр}} = 10 \text{ мА}$, $\phi_T = 25 \text{ мВ}$, $\tau = 10 \text{ мкс}$ $C_{\text{диф}} = 4 \text{ мкФ}$.

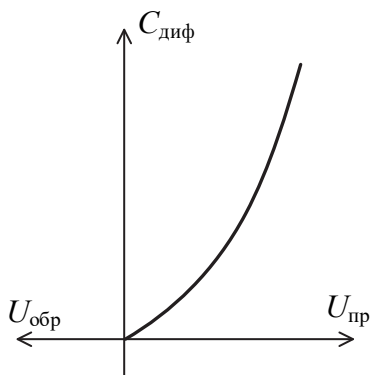


Рис. 2.14. Зависимость диффузионной емкости от напряжения прямого смещения

Деление емкости p – n -перехода на составляющие – барьерную и диффузионную – удобно при практических расчетах, так как соотношение составляющих различно при прямом и обратном смещении. Барьерная и диффузионная емкость влияют на частотный диапазон полупроводниковых приборов, а диффузионная емкость во многом определяет быстродействие полупроводниковых элементов.

2.4. Полупроводниковые диоды

2.4.1. Назначение, классификация, условно-графические и буквенные обозначения

Диод – полупроводниковый прибор с одним p – n -переходом и двумя выводами для подключения к внешней цепи. Принцип работы большинства диодов основан на использовании физических

явлений в переходе. В большинстве диодов применяется несимметричный электронно-дырочный переход, но в диоде Шоттки используется контакт металл – полупроводник (гетеропереход). Область с высокой концентрацией примесей (низкоомная) называют эмиттер, с низкой концентрацией (высокоомная) – базой.

Диод является нелинейным пассивным двухполюсником. Электрод диода, подключенный к p -области, называется *анодом* (А), а к n -области – *катодом* (К) (рис. 2.15а). На рисунке 2.15б показано условно-графическое обозначение выпрямительного диода, указывающее на одностороннюю проводимость используемого p – n -перехода: при прямом смещении ($\varphi_A > \varphi_K$) ток прибора гораздо больше, чем при обратном смещении ($\varphi_A < \varphi_K$). При прямом смещении полярность внешнего напряжения совпадает со знаком основных носителей зарядов в полупроводнике: «+» подключен к p -области (аноду), «–» подключен к n -области (катоду) (рис. 2.15в); при обратном смещении «–» подключен к p -области (аноду), «+» подключен к n -области (катоду).

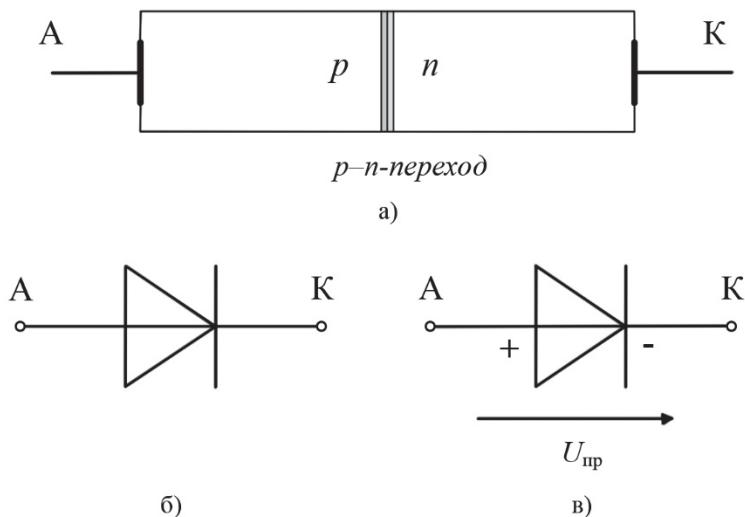


Рис. 2.15. Полупроводниковый диод (а) и условно-графическое обозначение диода (б), подключение при прямом смещении (в)

Классификацию полупроводниковых диодов проводят по исходному материалу (кристаллу) полупроводника (германиевые, кремниевые, селеновые, карбид-кремниевые, арсенид-галлиевые и др.); по конструкторско-технологическим особенностям (точечные, сплавные, микросплавные, диффузионные, эпитаксиальные, с барьером Шоттки, поликристаллические и др.), по назначению и т.д.

По функциональному назначению диоды делятся на две группы: *выпрямительные диоды* и *специальные диоды*. В выпрямительных диодах используются выпрямительные свойства $p-n$ -перехода, в специальных диодах используют явление пробоя, емкостные и другие свойства $p-n$ -перехода.

Выпрямительные (силовые) диоды предназначены для преобразования переменного напряжения источников в постоянное. Выпрямительные диоды характеризуются малыми потерями в переходе, а также способностью пропускать большие токи. Основой выпрямительного диода является несимметричный $p-n$ -переход с большой площадью поперечного сечения, которая необходима для получения большого прямого тока. Мощные выпрямительные диоды имеют массивный корпус для отвода тепла от перехода. Выпрямительные диоды обычно работают на частоте сети переменного тока 50–60 Гц. Для выпрямления высоких напряжений (от единиц до десятков кВ) используются специальные высоковольтные диоды – кремниевые (выпрямительные) столбы, состоящие из нескольких включенных последовательно диодов.

Диоды с барьером Шоттки (*диоды Шоттки*) названы по имени немецкого ученого В. Шоттки. В диодах этого типа используется переход металл–полупроводник. У диодов Шоттки отсутствует накопление зарядов в базе и время переключения значительно меньше, чем у кремниевого диода. Другая важная особенность барьера Шоттки – меньшее прямое напряжение, чем прямое напряжение кремниевого $p-n$ -перехода. Диоды Шоттки находят применение в логических элементах транзисторно-транзисторной логики (ТТЛШ), схемах высокочастотных выпрямителей и т.д.

К специальным можно отнести следующие диоды.

1. Стабилитроны (опорные диоды), предназначенные для стабилизации напряжений, имеющие на обратной ветви ВАХ участок с малой чувствительностью напряжения к изменению тока.

2. Стабисторы, предназначенные для стабилизации напряжения при прямом смещении (низковольтный стабилизатор напряжения).

3. Варикапы, предназначенные для использования в качестве нелинейного конденсатора с емкостью, зависящей от приложенного напряжения.

4. Импульсные, предназначенные для работы в быстродействующих импульсных схемах.

5. Туннельные и обращенные, предназначенные для усиления, генерирования и переключения высокочастотных колебаний.

6. Сверхвысокочастотные, предназначенные для преобразования, переключения, генерирования сверхвысокочастотных колебаний.

7. Светодиоды, предназначенные для преобразования электрического сигнала в световую энергию. Работа светодиодов основана на генерации оптического излучения в p – n -переходе при прямом смещении. Интенсивность излучаемого света пропорциональна числу рекомбинаций в области p – n -перехода, что, в свою очередь, пропорционально прямому току через него.

8. Фотодиоды, предназначенные для преобразования световой энергии в электрический сигнал. Простейший фотодиод представляет полупроводниковый диод, в корпус которого вмонтирована линза, пропускающая световой поток и фокусирующая его в области p – n -перехода.

Система обозначения полупроводниковых диодов состоит из буквенных и цифровых элементов.

Первым элементом обозначения является буква или цифра, определяющая исходный материал диода:

- Г или 1 – германий или его соединения;
- К или 2 – кремний или его соединения;
- А или 3 – арсенид галлия и соединения галлия.

Второй элемент – буква, указывающая назначение диода:

- Д – выпрямительные, импульсные;
- С – стабилитроны;
- В – варикапы;
- И – туннельные, обращенные;
- А – сверхвысокочастотные;
- Л – светодиоды;
- Ф – фотодиоды.

Третий элемент – цифра, указывающая на энергетические особенности диода. Например, для стабилитрона:

- 1 – с напряжением стабилизации меньше 10 В;
- 2 – с напряжением стабилизации от 10 В до 100 В;
- 3 – с напряжением стабилизации более 100 В.

Четвертый элемент – цифры, классификация по параметрам.

Пятый элемент – буква, характеризующая специальные параметры диода.

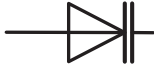
Например: КС156А – кремниевый стабилитрон с напряжением стабилизации 5,6 В; 2С213А – кремниевый стабилитрон с напряжением стабилизации 13 В.

В таблице 2.2 показаны условно-графические обозначения выпрямительного и некоторых специальных диодов.

Таблица 2.2

Условно-графическое обозначение	Наименование диода	Условно-графическое обозначение	Наименование диода
	выпрямительный диод		обращенный диод
	стабилитрон		светодиод

Окончание табл. 2.2

Условно-графическое обозначение	Наименование диода	Условно-графическое обозначение	Наименование диода
	диод Шоттки		фотодиод
	туннельный диод		варикап

2.4.2. Диод – нелинейный элемент электрической цепи.
ВАХ диода. Аналитическая, кусочно-линейная аппроксимация
ВАХ диода. Электрический вентиль

Диод – нелинейный пассивный двухполюсник. В зависимости от типа используется в схемах выпрямления, стабилизации напряжения и т.д. ВАХ выпрямительного диода практически совпадает с теоретической ВАХ $p-n$ -перехода и аналитически описывается уравнением Шоттки. На рисунке 2.16 показаны ВАХ кремниевого, германиевого диодов и диода Шоттки.

Нелинейность характеристики явно выражена до некоторого значения напряжения $U_{0пр}$ при прямом смещении, далее характеристика почти линейная. Для кремниевого диода $U_{0пр} \approx 0,6 \div 0,7$ В, для германиевого $U_{0пр} \approx 0,4$ В, для диода Шоттки $U_{0пр} \approx 0,1$ В. Обратный ток диода складывается из теплового и тока утечек. Тепловой ток для кремневых диодов $I_0 \approx 10^{-12} \div 10^{-15}$ А, для германиевых – на 2–3 порядка выше. Обратный ток кремневых диодов $I_0 \approx 10^{-9} \div 10^{-12}$ А (нА), у герма-

ниевых – на 2–3 порядка выше (мкА). При увеличении температуры на 10°C обратный ток I_0 германиевых диодов удваивается, а у кремниевых возрастает в два с половиной раза. Абсолютная величина приращения обратного тока I_0 у германиевых диодов с ростом температуры в несколько раз больше, чем у кремниевых. Это приводит к увеличению мощности, потребляемой диодом, и уменьшению напряжения теплового пробоя. У кремниевых диодов тепловой обратный ток I_0 мал и мала вероятность теплового пробоя, в связи с чем вначале развивается электрический пробой, который при больших обратных напряжениях может перерасти в тепловой.

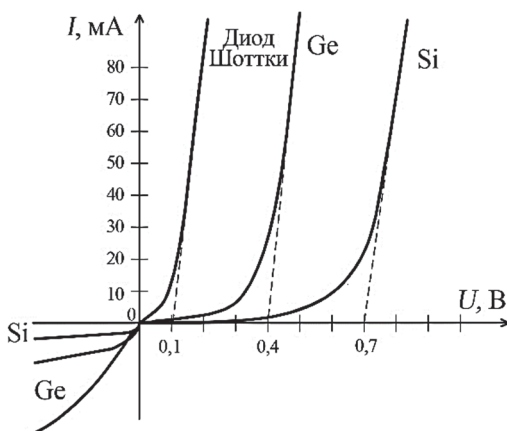


Рис. 2.16. ВАХ полупроводниковых диодов

Параметрами ВАХ диода прямой и обратной ветви являются:

- 1) $r_{\text{диф}}$ – дифференциальное сопротивление в заданной рабочей точке A на характеристике (рис. 2.17):

$$r_{\text{диф}} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{\Delta U}{\Delta I} \bigg|_{(U_A, I_A)} = \frac{dU}{dI} \bigg|_{(U_A, I_A)} \sim \text{tg} \alpha;$$

На линейных участках ВАХ дифференциальное сопротивление можно определить по малым приращениям в окрестностях рабочей точки:

$$r_{\text{диф}} \approx \left. \frac{\Delta U}{\Delta I} \right|_{(U_A, I_A)} ;$$

2) $r_{\text{ст}}$ – статическое сопротивление в заданной рабочей точке A на характеристике: $r_{\text{ст}} = \frac{U_A}{I_A} \sim \text{tg} \beta$.

Для ВАХ нелинейных элементов $r_{\text{диф}} \neq r_{\text{ст}}$.

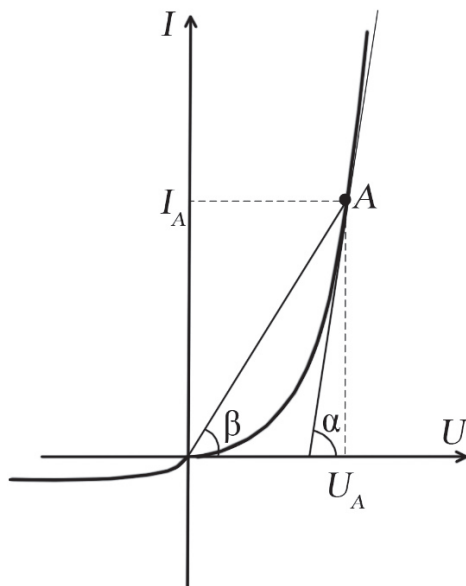


Рис. 2.17. К определению дифференциального и статического сопротивления

Для прямой ветви дифференциальное сопротивление кремниевого диода $r_{пр} \approx 10...100 \text{ Ом}$, германиевого диода $r_{пр} \approx 10...50 \text{ Ом}$; для обратной ветви дифференциальное сопротивление кремниевого диода $r_{обр} \approx 100...500 \text{ МОм}$, германиевого диода $r_{обр} \approx 1...10 \text{ МОм}$.

Теоретическое исследование процессов в нелинейных цепях оказывается много сложнее исследования процессов в линейных цепях. Процессы в нелинейных цепях описываются нелинейными дифференциальными уравнениями. Общего метода решений таких уравнений не существует.

Как правило, для исследования процессов в нелинейных цепях при действии постоянных ЭДС (источников напряжения или тока) применяют *графические, графоаналитические, аналитические и численные методы* расчета. При анализе нелинейных цепей при действии периодических ЭДС применяют различные *методы линеаризации*, графические и численные методы расчета, ряд специальных методов.

На выбор метода и характер решения оказывает влияние и форма задания характеристик нелинейных элементов – аналитическая, графическая, табличная, алгоритмическая.

Графические методы могут дать более точный результат, чем аналитические, так как при них используются действительные характеристики НЭ, заданные графически в виде кривых. Однако эти методы не дают возможности получить общих связей, позволяющих анализировать изменение характера процессов в цепи при изменении параметров цепи. Если в цепи постоянного тока содержится один НЭ, то используют графическое решение метода эквивалентного генератора (метод пересечений). Покажем применение метода на примере.

Пример 2.1. Для схемы, представленной на рис. 2.18 с заданными параметрами элементов, определить рабочий режим (U_d , I_d) диода, часть вольт-амперной характеристики которого приведена на рис. 2.19.

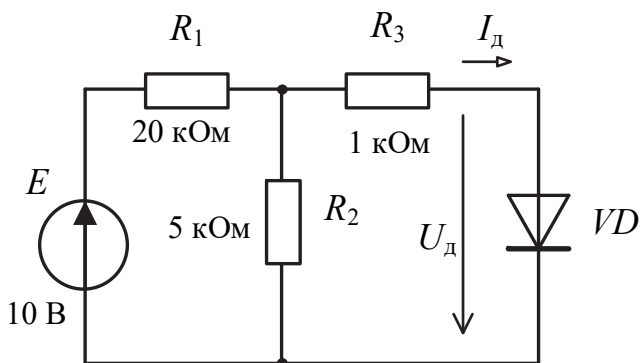


Рис. 2.18. Расчетная схема

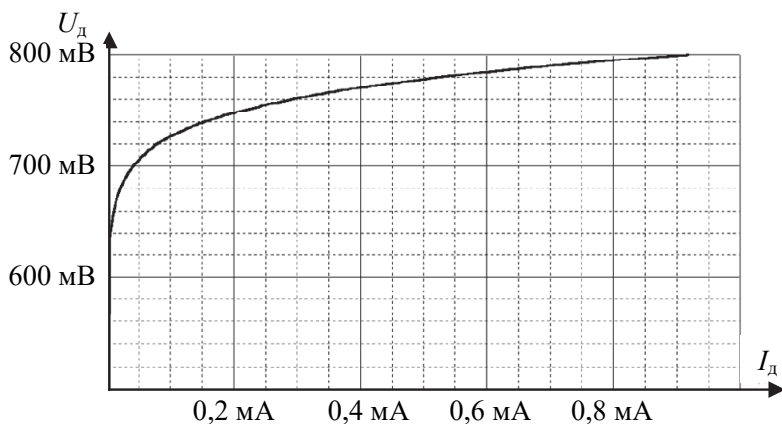


Рис. 2.19. Заданная область вольт-амперной характеристики диода

Решение. По отношению к ветви с диодом оставшаяся часть схемы представляет собой линейный активный двухполюсник, который можно представить как эквивалентный генератор (ЭГ) с параметрами U_{xx} и R_{bx} в последовательной схеме замещения (рис. 2.20).

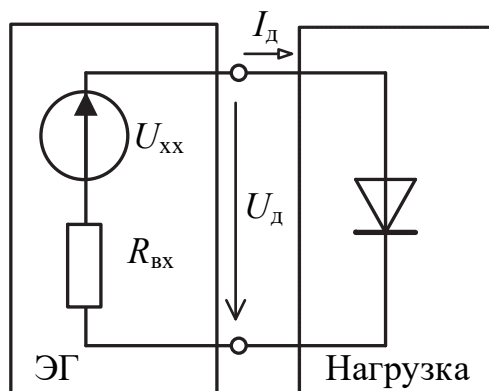


Рис. 2.20. Эквивалентная расчетная схема

Уравнение ЭГ $U(I) = U_{xx} - IR_{вх}$ должно выполняться для точки на характеристике диода ($U_д$, $I_д$). Определим параметры ЭГ:

напряжение холостого хода $U_{xx} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, $U_{xx} = 10 \frac{5 \cdot 10^3}{25 \cdot 10^3} = 2 \text{ В}$;

входное сопротивление $R_{вх} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3$, $R_{вх} = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^3}{25 \cdot 10^3} +$

$+ 1 \cdot 10^3 = 5 \cdot 10^3 \text{ Ом}$; ток короткого замыкания $I_{кз} = \frac{2}{5 \cdot 10^3} = 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ А}$ ($I_{кз} = 0,4 \text{ мА}$).

Уравнение ЭГ $U(I) = 2 - 5 \cdot 10^3 I$. В рабочей области характеристики нельзя отметить $I_{кз} = 0,4 \text{ мА}$ и $U_{xx} = 2 \text{ В}$ (выходит за размеры области). Определим ток ЭГ, если напряжение $U = 0,8 \text{ В}$: $0,8 = 2 - 5 \cdot 10^3 I$, $I = 0,24 \text{ мА}$. Определим ток ЭГ, если напряжение $U = 0,5 \text{ В}$: $0,5 = 2 - 5 \cdot 10^3 I$, $I = 0,3 \text{ мА}$. Через две точки на характеристике ($0,5 \text{ В}$, $0,3 \text{ мА}$) и ($0,8 \text{ В}$, $0,24 \text{ мА}$) проведем прямую – нагрузочную характеристику ЭГ (рис. 2.21).

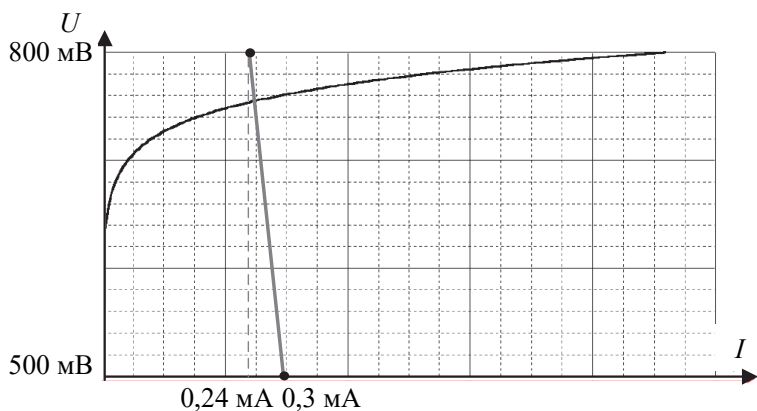


Рис. 2.21. Часть нагрузочной характеристики ЭГ

На пересечении характеристик ЭГ и диода определим графически точку рабочего режима диода (рис. 2.22): $U_d = 755 \text{ мВ}$, $I_d = 0,25 \text{ мА}$

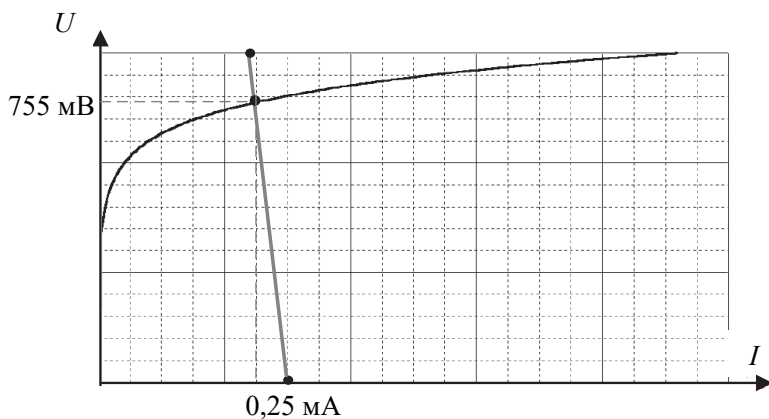


Рис. 2.22. Графическое решение методом ЭГ

Кусочно-линейная аппроксимация заключается в замене гладкой вольт-амперной характеристики диода отрезками прямых (участками линейности). Применение кусочно-линейной аппроксимации позволяет использовать графическое и аналитическое решение, представляя на каждом участке линейности диод эквивалентной линейной схемой замещения, соответствующей этому участку. На рисунке 2.23 показана замена гладкой кривой ВАХ (пунктирная линия) двумя участками линейности и соответствующие схемы замещения для этих участков. Для II участка линейности (при $U < U_0$) схема замещения – разрыв, так как ток на этом участке принят равным нулю.

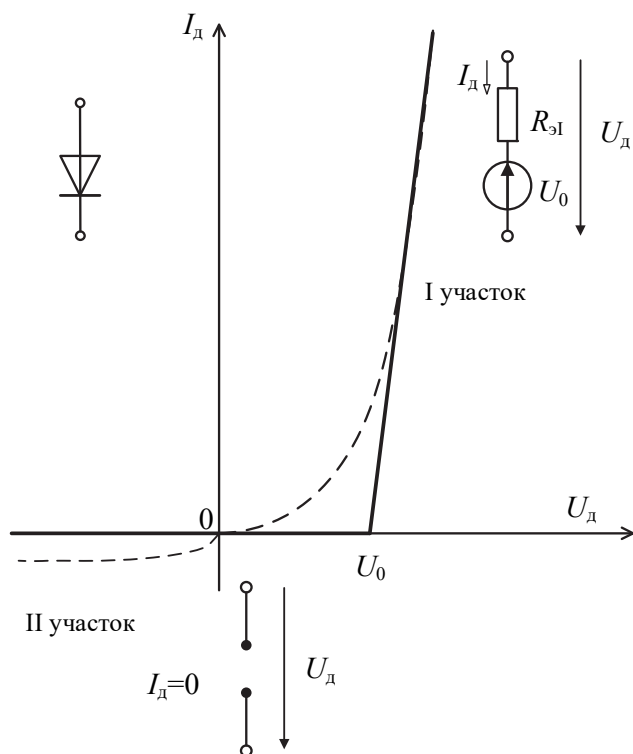


Рис. 2.23. Кусочно-линейная аппроксимация ВАХ диода двумя участками линейности

Идеальный диод имеет вольт-амперную характеристику, представленную на рис. 2.24. Идеальный диод может находиться в двух состояниях: при прямом смещении ток диода положителен $I_d \geq 0$, но напряжение на диоде $U_d = 0$; при обратном смещении $U_d < 0$, ток диода равен нулю $I_d = 0$. Идеальный диод (электрический вентиль) работает как ключ, открытое и закрытое состояние которого определяется полярностью приложенного напряжения: при прямом смещении диод «открыт», при обратном смещении диод «закрыт».

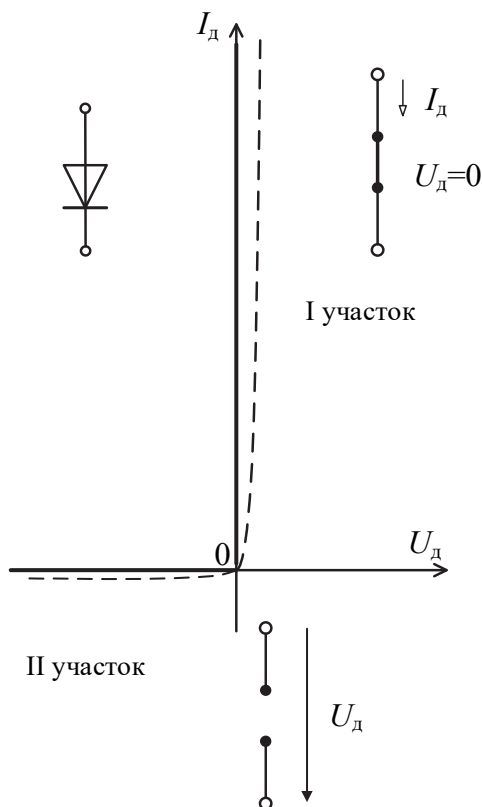


Рис. 2.24. ВАХ идеального диода

Пример 2.2. Построить передаточные характеристики цепей, схемы которых изображены на рис. 2.24. Диод считать идеальным, напряжение источника смещения $E = 3 \text{ В}$. Рассмотреть два случая: 1) схема не нагружена (рис. 2.25а), режим «холостого хода»; 2) при активной нагрузке $R_{\text{н}} = R$ (рис. 2.25б).

Решение. Рассмотрим схему цепи 2.25а. Так как диод идеальный, то если диод «открыт» $I_{\text{д}} \geq 0$, $U_{\text{д}} = 0$, если диод «закрыт» $I_{\text{д}} = 0$, $U_{\text{д}} < 0$. На рисунке 2.26 представлены соответствующие расчетные схемы цепи в режиме «холостого хода».

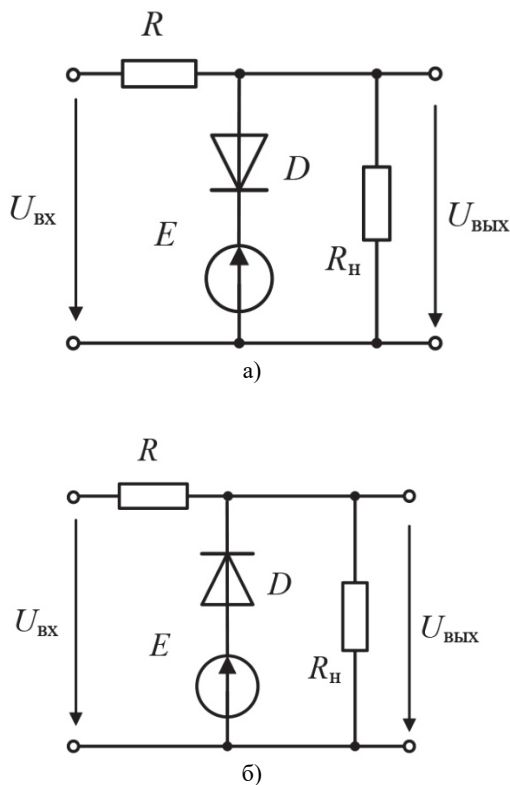


Рис. 2.25. Схемы примера 2.2:

а – режим «холостого хода»; б – режим активной нагрузки

Диод «открыт», если $I_d = \frac{U_{\text{вх}} - E}{R} \geq 0$, $U_{\text{вх}} \geq E$, в таком случае выходное напряжение $U_{\text{вых}} = E$. Если $U_{\text{вх}} < E$, то $I_d = 0$, выходное напряжение равно входному напряжению $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$. Передаточная характеристика также представлена на рис. 2.26.

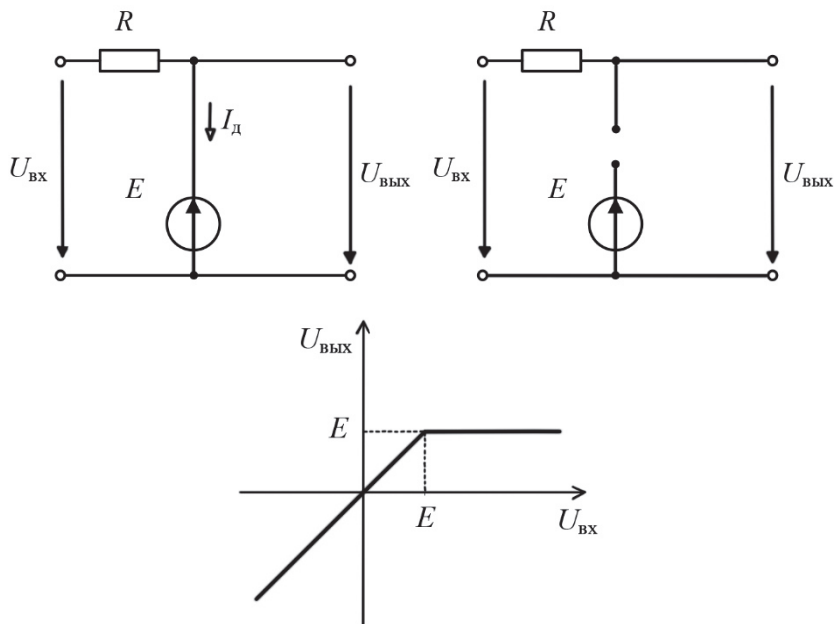


Рис. 2.26. Расчетные схемы и передаточная характеристика в режиме «холостого хода»

На рисунке 2.27 представлены расчетные схемы при условии, что диод «открыт» и диод «закрыт» в режиме активной нагрузки $R_n = R$. Диод «открыт», если $I_d = \frac{U_{\text{вх}} - E}{R} - \frac{E}{R} = \frac{U_{\text{вх}} - 2E}{R} \geq 0$, $U_{\text{вх}} \geq 2E$, в таком случае выходное напряжение $U_{\text{вых}} = E$. Если $U_{\text{вх}} < 2E$, то $I_d = 0$, выходное напряжение $U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{2}$. Передаточная характеристика также представлена на рис. 2.27.

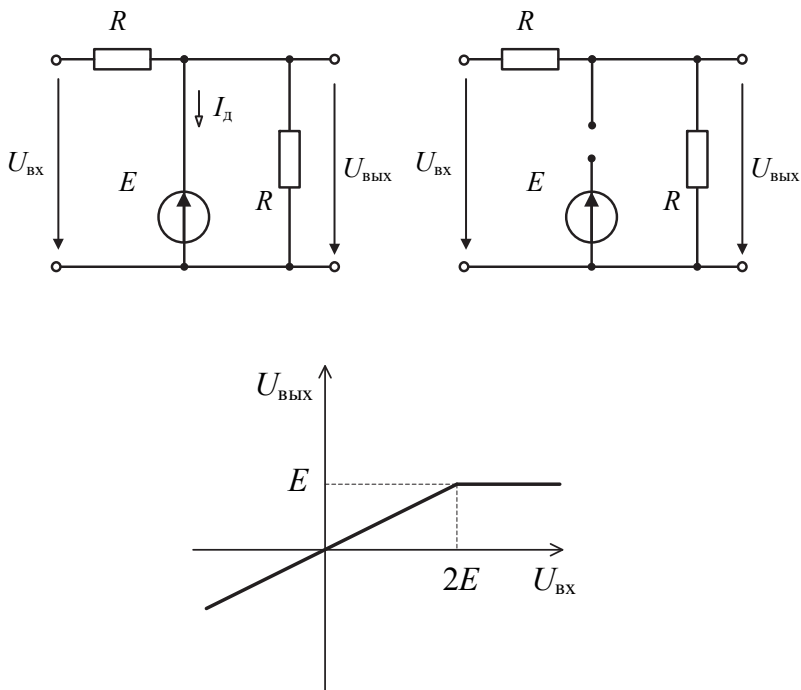


Рис. 2.27. Расчетные схемы и передаточная характеристика в режиме активной нагрузки

2.4.3. Примеры цепей с диодами

Выпрямительный диод – нелинейный элемент. При действии на входе цепи с диодами источников синусоидального напряжения токи в ветвях будут периодическими несинусоидальными (рис. 2.28).

При идеализации диода форма кривой тока будет кусочно-синусоидальной. Идеальные диоды используют для формирования импульсов, выделения сигналов определенной полярности, фиксации уровней напряжения.

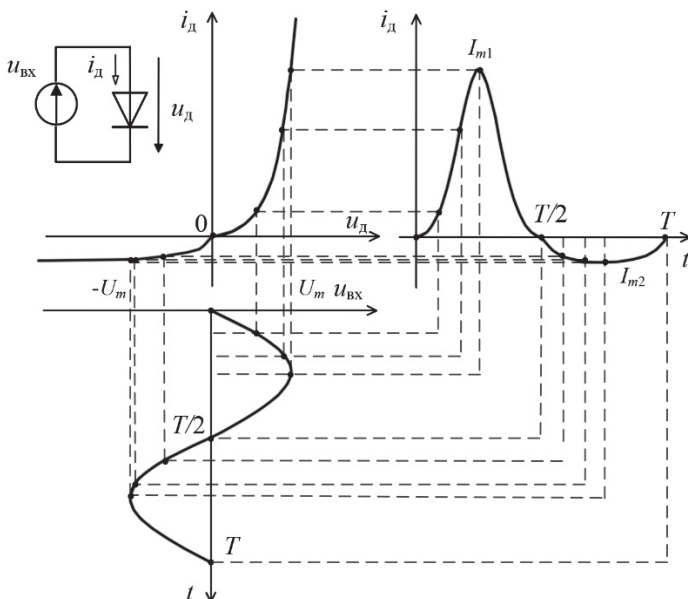


Рис. 2.28. Форма кривой тока выпрямительного диода

Пример 2.3. Построить временную диаграмму (осциллограмму) выходного напряжения, если на вход цепи (рис. 2.29) подается синусоидальное напряжение амплитудой $U_m = 10$ В. Диод считать идеальным, напряжение источников смещения $E_1 = E_2 = 3$ В.

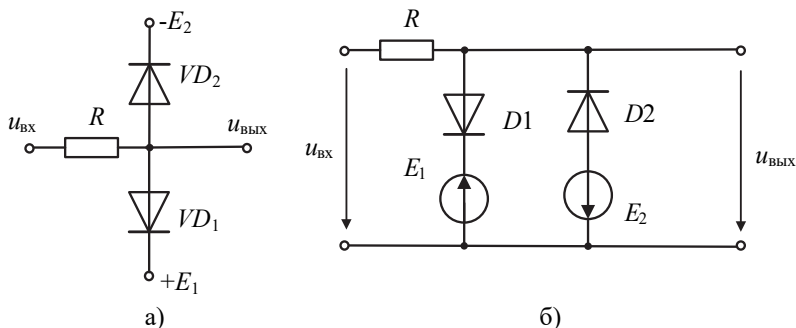


Рис. 2.29. Схема примера 2.3:

а – принятое в электронике; б – электротехнике

Решение. Пусть $u_{d1} = \varphi_a - \varphi_b$, $u_{d2} = \varphi_c - \varphi_a$, при этом $\varphi_b = E_1 = 3 \text{ В}$, $\varphi_c = -E_{12} = -3 \text{ В}$, (рис. 2.30).

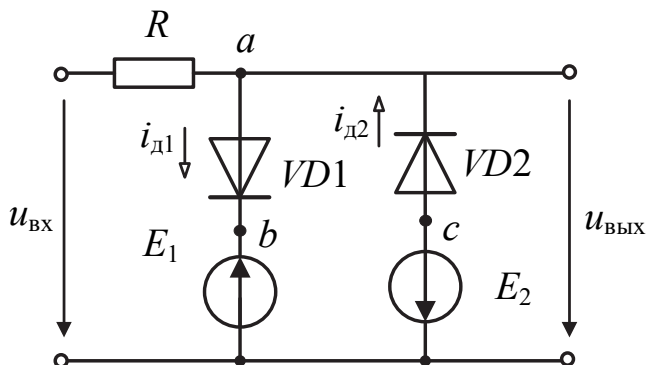


Рис. 2.30. Расчетная схема примера 2.3

Первый диод «открыт» $i_{d1} \geq 0$, если $\varphi_a \geq \varphi_b = 3 \text{ В}$, т.е. $\varphi_a \geq 3 \text{ В}$; второй диод «открыт» $i_{d2} \geq 0$, если $\varphi_a \leq \varphi_c = -3 \text{ В}$, т.е. $\varphi_a \leq -3 \text{ В}$. Одновременно два диода не могут быть «открыты». Если $-3 \leq \varphi_a \leq 3$, то оба диода «закрыты» и $\varphi_a = u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}} = 10 \sin \omega t$. Если первый диод «открыт», а второй диод «закрыт», то $u_{\text{ВЫХ}} = E_1 = 3 \text{ В}$; если второй диод «открыт», а первый диод «закрыт», то $u_{\text{ВЫХ}} = -E_2 = -3 \text{ В}$.

На рисунке 2.31 показана временная диаграмма выходного напряжения. Момент времени t_1 определяется условием $10 \sin \omega t_1 = 3$, $\omega t_1 = \arcsin 0,3 = 17,5^\circ$; момент времени t_2 условием $10 \sin \omega t_2 = -3$, $\omega t_2 = \arcsin(-0,3) = 162,5^\circ$.

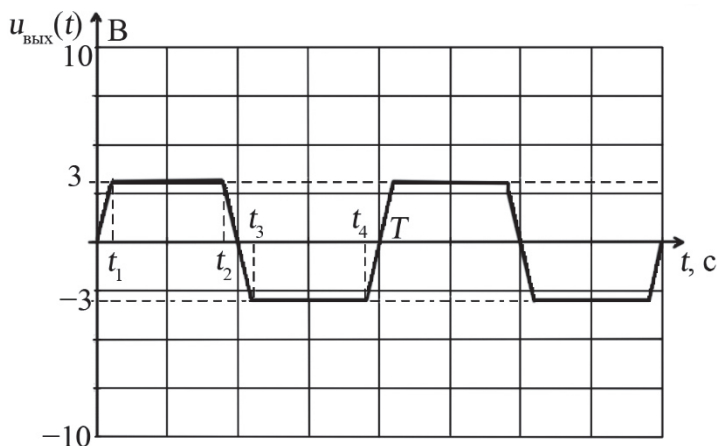


Рис. 2.31. Временная диаграмма выходного напряжения

2.4.4. Однополупериодное и двухполупериодное выпрямление. Коэффициент пульсации. Выпрямитель с фильтром

Основными компонентами выпрямителей являются выпрямительные диоды (электрические вентили), в основном кремниевые диоды. Свойство диодов иметь большую проводимость при прямом смещении и очень малую проводимость при обратном позволяет преобразовать форму входного гармонического сигнала, выходной сигнал будет иметь ненулевую постоянную составляющую, которую можно выделить.

В выпрямительном устройстве переменный ток «преобразуется» в постоянный ток. Используют однофазные схемы *однополупериодного выпрямления*, *двухполупериодного выпрямления* (мостовая схема и схема со средней точкой), схемы *выпрямления с емкостным фильтром*; в многофазных цепях применяют *многофазные выпрямители*.

Ниже перечислены основные параметры выпрямителей.

1. Среднее значение выходного напряжения за период (постоянная составляющая)

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}}(t) dt.$$

2. Среднее значение выходного тока за период (постоянная составляющая)

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{вых}}(t) dt.$$

3. Коэффициент пульсации выходного напряжения

$$k_{\text{п}} = \frac{U_{\text{мвых}}^{(1)}}{U_0},$$

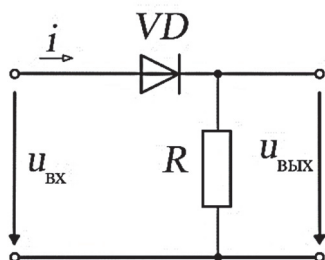
где $U_{\text{мвых}}^{(1)}$ — амплитуда первой (основной) гармоники напряжения на выходе выпрямителя.

Однополупериодный выпрямитель

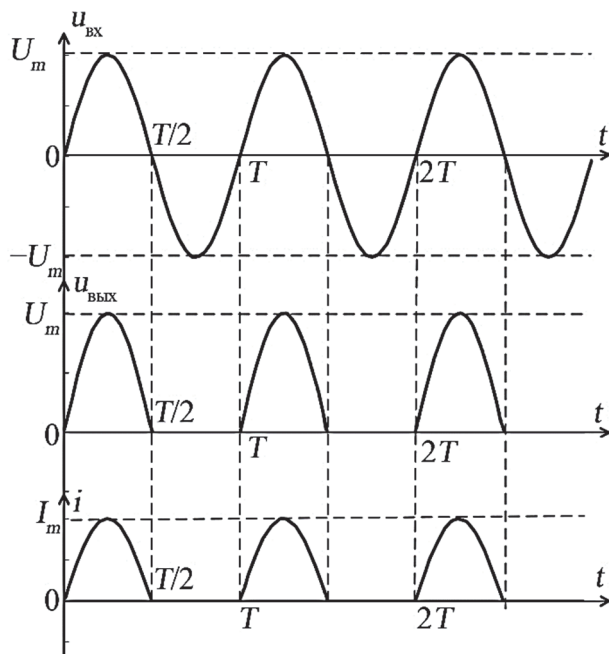
Простейшая схема однофазного однополупериодного выпрямителя показана на рис. 2.32. На рисунке 2.32 показаны графики (осциллограммы) входного и выходного напряжения, тока выпрямителя при условии, что диод — идеальный.

При заданном входном напряжении $u_{\text{вх}}(t) = U_m \sin \omega t$ выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} U_m \sin \omega t & 0 \leq t \leq T/2 \\ 0 & T/2 < t < T \end{cases}$, ток выпрямителя

$$i_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} I_m \sin \omega t & 0 \leq t \leq T/2 \\ 0 & T/2 < t < T \end{cases}, \text{ где } I_m = \frac{U_m}{R}.$$



а)



б)

Рис. 2.32. Однополупериодный выпрямитель:
а – схема; б – осциллограммы входного напряжения,
выходного напряжения и тока

Постоянная составляющая выходного напряжения

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}}(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi},$$

постоянная составляющая тока выпрямителя

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d\omega t = \frac{I_m}{\pi}.$$

При разложении в ряд Фурье амплитуда первой гармоники выходного напряжения $U_{m\text{вых}}^{(1)} = \frac{U_m}{2}$, коэффициент пульсации однополу-

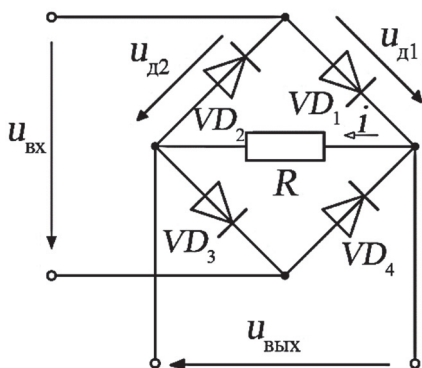
периодного выпрямителя $k_{\pi} = \frac{U_{m\text{вых}}^{(1)}}{U_0} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57$. Однополупериод-

ный выпрямитель имеет низкую эффективность из-за высокой пульсации выпрямленного напряжения.

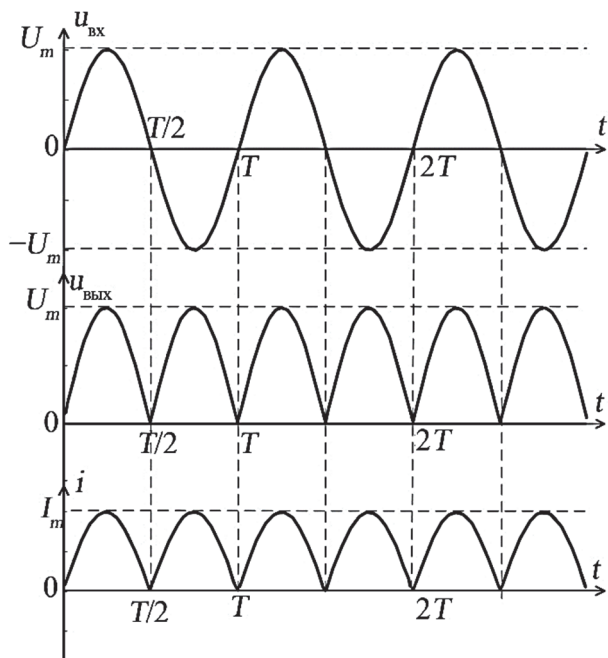
Для реального диода выпрямленный ток будет иметь форму положительных и отрицательных импульсов, близкую к полусинусоиде, максимальное значение тока при прямом смещении ($0 \leq t \leq T/2$) будет много больше максимального значения при обратном смещении ($T/2 < t < T$). Выходное напряжение также будет иметь несинусоидальную форму. Максимальное значение выходного напряжения на положительной полуволне будет меньше амплитуды входного напряжения, а на отрицательной полуволне иметь небольшое ненулевое значение.

Двухполупериодный выпрямитель

Мостовая схема двухполупериодного выпрямителя содержит четыре диода (рис. 2.33а) и резистор (нагрузка). На положительной полуволне $0 \leq t \leq T/2$ входное напряжение $u_{\text{вх}}(t) = U_m \sin \omega t$ смещает в прямом направлении включенные последовательно с нагрузкой диоды VD_1 и VD_3 . При этом диоды VD_2 и VD_4 смещены в обратном направлении напряжением, приложенным к нагрузке. На отрицательной полуволне входное напряжение смещает диоды VD_2 и VD_4 в прямом, а диоды VD_1 и VD_3 в обратном направлении напряжением, приложенным к нагрузке.



а)



б)

Рис. 2.33. Двухполупериодный выпрямитель:
а – мостовая схема; б – осциллограммы входного напряжения,
выходного напряжения и тока

Для идеальных диодов

$$u_{д1}(t) = u_{д3}(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq T/2 \\ U_m \sin \omega t & T/2 < t < T \end{cases},$$

$$u_{д2}(t) = u_{д4}(t) = \begin{cases} U_m \sin \omega t & 0 \leq t \leq T/2 \\ 0 & T/2 < t < T \end{cases}.$$

Выходное напряжение

$$u_{\text{вых}}(t) = u_R(t) = u_{д2}(t) - u_{д1}(t) = \begin{cases} U_m \sin \omega t & 0 \leq t \leq T/2 \\ -U_m \sin \omega t & T/2 < t < T \end{cases}.$$

На рисунке 2.33б показаны осциллограммы входного напряжения, выходного напряжения и тока выпрямителя. Ток выпрямителя

$$i(t) = \begin{cases} I_m \sin \omega t & 0 \leq t \leq T/2 \\ -I_m \sin \omega t & T/2 < t < T \end{cases}, \text{ где } I_m = \frac{U_m}{R}.$$

В схеме с общей точкой (рис. 2.34) используются две схемы однополупериодного выпрямления, работающие синхронно и противофазно на единую нагрузку. При этом $u'_{\text{вх}}(t) = U_m \sin \omega t$, $u''_{\text{вх}}(t) = U_m \sin(\omega t + \pi)$. Осциллограммы выходного напряжения и тока выпрямителя аналогичны осциллограммам, представленными на рис 2.33б.

Постоянная составляющая выходного напряжения

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}}(t) dt = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^\pi U_m \sin \omega t d\omega t + \int_\pi^{2\pi} (-U_m \sin \omega t) d\omega t \right] = \frac{2U_m}{\pi},$$

постоянная составляющая тока выпрямителя $I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt =$

$$= \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^\pi I_m \sin \omega t d\omega t + \int_\pi^{2\pi} (-I_m \sin \omega t) d\omega t \right) = \frac{2I_m}{\pi}.$$

При разложении в ряд Фурье амплитуда первой гармоники выходного напряжения

$U_{m\text{ВЫХ}}^{(1)} = \frac{4U_m}{3\pi}$, коэффициент пульсации однополупериодного выпрямителя $k_{\pi} = \frac{U_{m\text{ВЫХ}}^{(1)}}{U_0} = \frac{2}{3} \approx 0,67$. Эффективность двухполупериодного выпрямителя значительно выше однополупериодного выпрямителя.

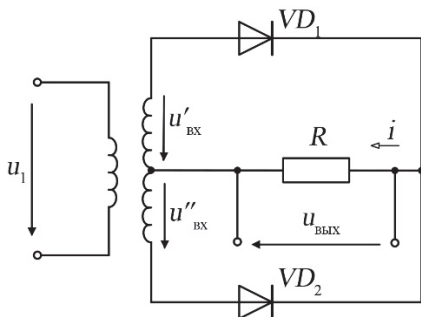


Рис. 2.34. Схема со средней точкой двухполупериодного выпрямителя

Для уменьшения коэффициента пульсации, т.е. для сглаживания пульсаций выходного напряжения, применяют специальные сглаживающие фильтры.

В выпрямителе с емкостным фильтром используется конденсатор емкостью C_{ϕ} , которая рассчитывается в соответствии с заданным коэффициентом пульсации (рис. 2.35а). Как правило, сопротивление резистора и частота входного напряжения заданы. Если идеальный диод смещен в прямом направлении, то $u_d = 0$, $i_d = i_C + i_R$, к конденсатору приложено входное напряжение $u_C = u_{\text{ВХ}} = U_m \sin \omega t$, конденсатор заряжается. Выходное напряжение при этом условии равно входному $u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}} = U_m \sin \omega t$. При смещении диода в обратном направлении $i_d = 0$, $0 = i_C + i_R$. Конденсатор разряжается через резистор, напряжение на конденсаторе уменьшается. Разряд конденсатора проходит по экспоненци-

альному закону, при этом для повышения эффективности постоянная времени $\tau = C_\phi R \gg T$, где T – период входного напряжения. Выходное напряжение, совпадающее с напряжением на конденсаторе и резисторе, имеет большую постоянную составляющую, которая может быть равна $(0,8 \div 0,95)U_m$.

На рисунке 2.35б показаны осциллограммы входного напряжения и выходного напряжения выпрямителя с фильтром. На интервале $t_1 \leq t \leq t_2$ конденсатор заряжается, на интервале $t_2 \leq t \leq t_1 + T$ происходит разряд конденсатора.

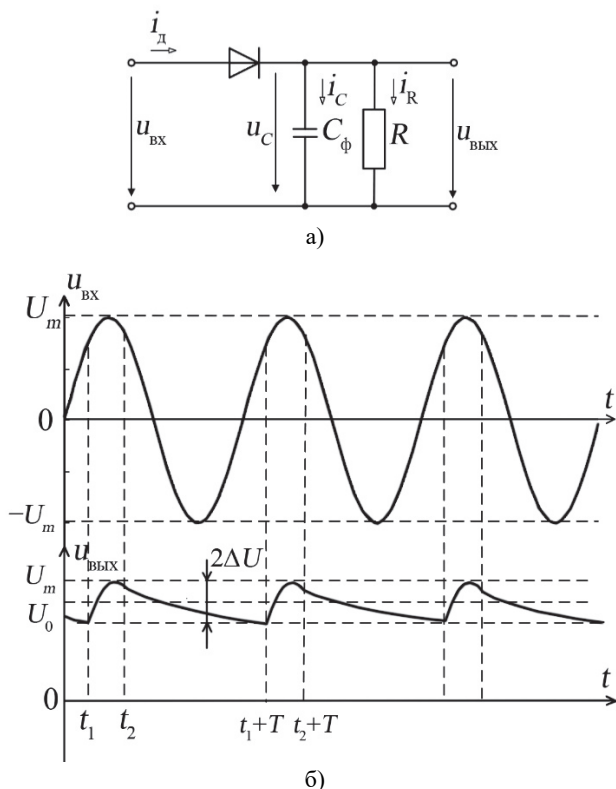


Рис. 2.35. Схема выпрямителя с фильтром (а); осциллограммы входного напряжения и выходного напряжения (б)

Для приближенных расчетов коэффициента пульсации полагаем, что $2\Delta U \approx U_m - U_m e^{-\frac{T}{\tau}} \approx U_m \frac{T}{\tau}$, амплитуда первой гармоники $U_{m\text{вых}}^{(1)} \approx \Delta U_m$, постоянная составляющая $U_0 \approx U_m$. Коэффициент пульсации выпрямителя с фильтром $k_{\text{п}} = \frac{U_{m\text{вых}}^{(1)}}{U_0} \approx \frac{\Delta U}{U_m} \approx \frac{T}{2\tau}$.

Коэффициент пульсации зависит от частоты входного напряжения и параметров элементов C_{ϕ} и R : $k_{\text{п}} = \frac{1}{2fRC_{\phi}}$. Меняя емкость конденсатора при заданной частоте и сопротивлении резистора, можно получить требуемый коэффициент пульсации. В некоторых случаях меняют частоту входного напряжения при заданных параметрах C_{ϕ} и R .

Емкостной фильтр применяют и в схеме двухполупериодного выпрямителя, в таком случае коэффициент пульсации $k_{\text{п}} = \frac{1}{4fRC_{\phi}}$.

2.4.5. Параметрический стабилизатор напряжения

Напряжение на выходе выпрямляющего устройства может меняться при изменении сопротивления нагрузки, параметров входного напряжения и других факторов. Если отклонение выходного напряжения превышает допустимые значения, используют *стабилизаторы* – устройства, обеспечивающее малое изменение выходного напряжения. *Параметрический стабилизатор* обеспечивает поддержание выходного напряжения за счет собственной нелинейности используемого полупроводникового элемента. В качестве полупроводникового элемента используется стабилитрон (диод Зенера). Для поддержания выходного напряжения на требуемом уровне используется участок обратного электрического

пробоя стабилитрона VD . На обратной ветви стабилитрона располагается рабочий участок, определяемый минимальным и максимальным значением тока при обратном питании (рис. 2.36а).

Ниже перечислены основные параметры стабилитрона.

1. Напряжение стабилизации $U_{ст}$ при заданном значении тока стабилизации $I_{ст}$ ($I_{ст\text{ ном}}$).

2. Диапазон изменения тока на рабочем участке ($I_{ст\text{ min}}$ $I_{ст\text{ max}}$).

3. Дифференциальное сопротивление в режиме стабилизации.

4. Температурный коэффициент стабилизации ТКН, который характеризует изменение напряжения $U_{ст}$ при изменении температуры на один градус

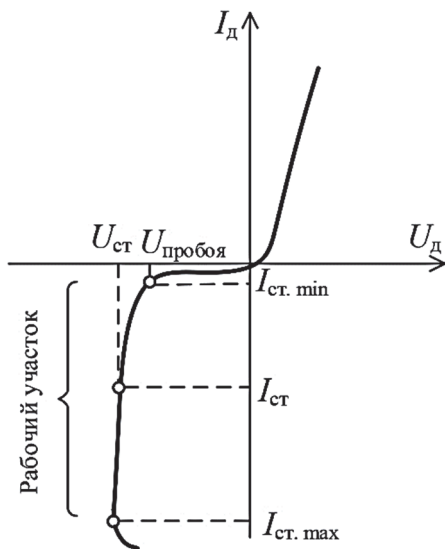
$$\text{ТКН} = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст} \Delta T} \cdot 100\%.$$

Для практических расчетов реальную ВАХ кусочно-линейно аппроксимируют, определяют параметры линейных участков прямой и обратной ветви (рис. 2.36б), при этом ток утечки принимается равным нулю. При определении параметров схем замещения линейных участков через выбранные точки на прямой и обратной ветви ВАХ проводят касательные до пересечения с осью абсцисс, в точке пересечения определяют параметры $U_{пр0}$ и $U_{обр0}$.

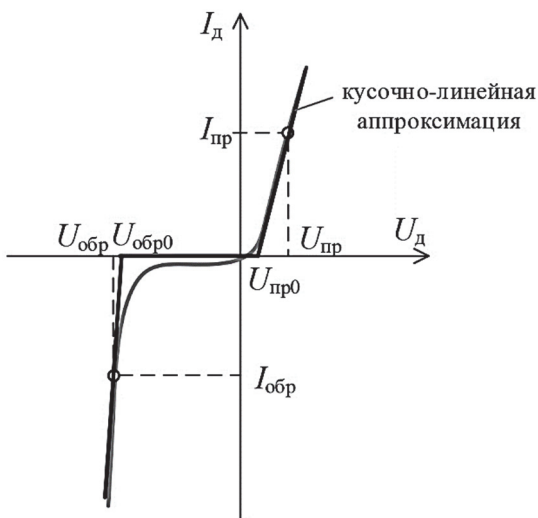
Параметры $r_{пр}$ и $r_{обр}$ (дифференциальные сопротивления прямой и обратной ветви) характеризуют наклон линеаризованных прямой и обратной ветви и определяются отношением приращения напряжения к приращению тока:

$$r_{пр} = \frac{U_{пр} - U_{пр0}}{I_{пр}}, \quad r_{обр} = \frac{U_{обр} - U_{обр0}}{I_{обр}}.$$

Для ВАХ идеального стабилитрона $r_{пр} = 0$, $r_{обр} = 0$, для реального дифференциальное сопротивление прямого и обратного участков составляет единицы и десятки Ом.



а)



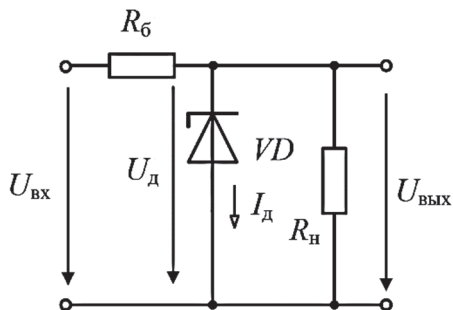
б)

Рис. 2.36. ВАХ стабилитрона:

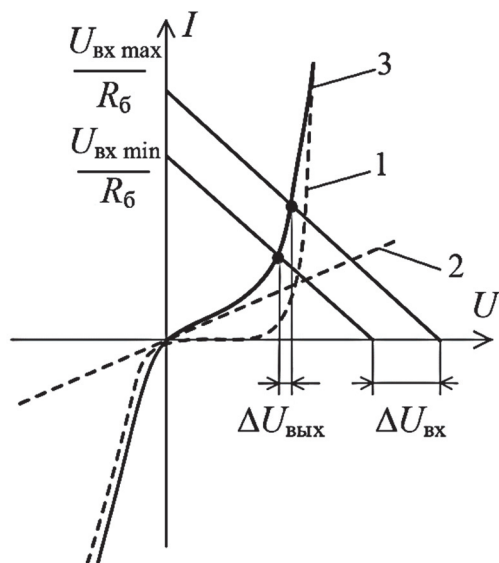
а – реальная ВАХ с указанием рабочего участка;

б – кусочно-линейная аппроксимация ВАХ стабилитрона

Типовая схема параметрического стабилизатора напряжения, выполненного на стабилитроне, приведена на рис. 2.37а. Это параллельная схема стабилизации.



а)



б)

Рис. 2.37. Схема параметрического стабилизатора (а);
графический метод решения (б)

Принцип работы стабилизатора можно пояснить, используя графический метод. С учетом полярности включения стабилизатора рабочая область располагается в первой четверти. На рисунке 2.36б показаны ВАХ стабилизатора (1), ВАХ линейного резистора R_n (2) и ВАХ нелинейного двухполюсника, эквивалентного параллельному соединению стабилизатора и резистора (3). Предположим, что задан диапазон изменения входного напряжения $U_{вх\ max}$ и $U_{вх\ min}$. Отложим на оси напряжений значения минимального и максимального напряжений и через эти точки проведем прямые, угол наклона которых определяется сопротивлением балластного резистора R_0 . Точки пересечения характеристики (3) с проведенными прямыми дадут значения изменения выходного напряжения, при этом $\Delta U_{вых} \ll \Delta U_{вх}$.

Основным параметром стабилизатора является коэффициент стабилизации по напряжению

$$K_{ст} = \frac{k_{п\ вх}}{k_{п\ вых}},$$

где

$$k_{п\ вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх\ ср}} = \frac{U_{вх\ max} - U_{вх\ min}}{U_{вх\ ср}}, \quad k_{п\ вых} = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых\ ср}} = \frac{U_{вых\ max} - U_{вых\ min}}{U_{вых\ ср}} -$$

коэффициенты пульсации на входе и выходе стабилизатора.

Аналитическое решение (выбор параметров, расчет коэффициента пульсации) проводится методом кусочно-линейной аппроксимации. Для рабочего участка схема замещения приведена на рис. 2.38, параметрами стабилизатора являются $r_{ст} = r_{обр}$ и $U_{ст} = U_{обр0}$. Составляются уравнения цепи, выводятся необходимые соотношения. При расчетах полагают, что $R_0 \gg r_{ст}$, $R_n \gg r_{ст}$.

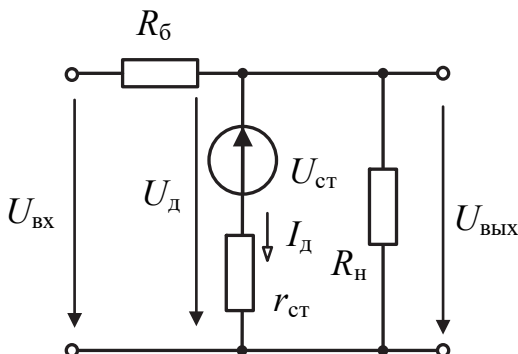


Рис. 2.38. Расчетная схема рабочего участка параметрического стабилизатора при кусочно-линейной аппроксимации

Наиболее часто стабилитрон работает в режиме, когда входное напряжение нестабильно ($U_{\text{вх min}} \leq U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх max}}$) при заданном сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$. Для обеспечения режима стабилизации рассчитывается сопротивление R_0 по средней точке рабочего участка характеристики стабилитрона:

$$R_0 = \frac{U_{\text{вх ср}} - U_{\text{д}}}{I_{\text{д ср}} + I_{\text{н}}},$$

где $U_{\text{вх ср}} = \frac{U_{\text{вх max}} + U_{\text{вх min}}}{2}$, $I_{\text{д ср}} = \frac{I_{\text{д max}} + I_{\text{д min}}}{2}$.

Недостаток рассматриваемой схемы стабилизации состоит в том, что потери мощности в стабилитроне и балластном сопротивлении достаточно большие. Кроме параметрической стабилизации используют схемы *компенсационной стабилизации*.

2.4.6. Источники вторичного электропитания

Источники вторичного электропитания (ИВЭП) предназначены для получения постоянного напряжения (десятки вольт), необходимого для питания различных ЭУ. На вход ИВЭП подается

напряжение промышленной частоты действующим значением 220 В, на выходе ИВЭП необходимо получить постоянное напряжение требуемого значения. Структурная схема ИВЭП показана на рис. 2.39. Такой источник имеет большой вес и габариты. В настоящее время применяются более современные преобразовательные устройства.

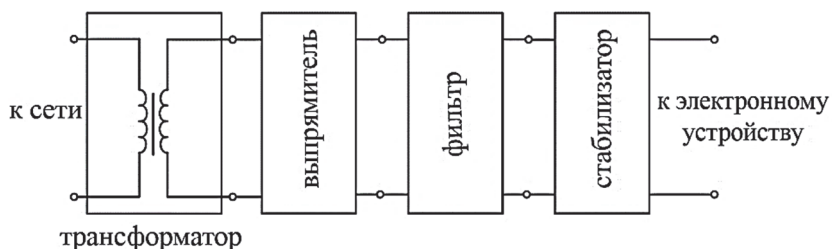


Рис. 2.39. Структурная схема вторичного источника электропитания

2.4.7. Применение специальных диодов

Стабисторами называют диоды, у которых для стабилизации напряжения используется прямая ветвь ВАХ. Особенностью стабисторов является малое напряжение стабилизации $U_{ст} \approx (0,35 \dots 1,9)$ В, которое определяется прямым напряжением на диоде. Для увеличения напряжения стабилизации используют последовательное соединение нескольких стабисторов, смонтированных в одном корпусе или в одном кристалле. Особенность стабисторов – отрицательный температурный коэффициент напряжения, т.е. напряжение стабилизации уменьшается с повышением температуры.

Стабисторы применяют в качестве термокомпенсирующих элементов, включая последовательно со стабилитронами, имеющими положительный температурный коэффициент напряжения.

В диодах Шоттки используется переход металл–полупроводник, ток обусловлен одним типом носителей зарядов. Важная особенность барьера Шоттки – меньшее прямое напряжение, чем прямое напряжение кремниевого p – n -перехода. Диоды Шоттки быстродействующие, используются в высокочастотных (до 300 МГц) электронных устройствах. Недостаток диода Шоттки – большой обратный ток, имеющий экспоненциальную зависимость от температуры. У диода Шоттки нет режима обратимого пробоя, при повышении максимально допустимого обратного напряжения диод выходит из строя.

Варикап – полупроводниковый прибор, нелинейный конденсатор переменной емкости, работающий при обратном напряжении. Барьерная емкость варикапа зависит от величины обратного напряжения, изменение обратного напряжения меняет емкость прибора. Варикапы применяются для настройки колебательных контуров, в специальных схемах – параметрических усилителях.

Контрольные вопросы и задания

1. Нарисуйте зонные диаграммы металлических проводников, полупроводников и диэлектриков. В чем их отличие?
2. Какую группу твердых тел по электропроводности относят к классу полупроводников?
3. Назовите химические элементы и соединения, проявляющие свойства полупроводников.
4. На примере чистого кремния (германия) объясните физику процессов, происходящих внутри кристалла при комнатной температуре.
5. Что такое основные и неосновные носители зарядов?
6. Что такое термогенерация? Рекомбинация?
7. Объясните процесс образования примесного полупроводника p -типа.

8. Объясните процесс образования примесного полупроводника n -типа.

9. Расскажите о токах в примесных полупроводниках. В чем отличие дрейфового и диффузионного тока?

10. Поясните образование электронно-дырочного p - n -перехода.

11. Расскажите о процессах в p - n -переходе при его прямом включении.

12. Расскажите о процессах в p - n -переходе при его обратном включении.

13. Нарисуйте идеализированную ВАХ p - n -перехода.

14. Что такое пробой p - n -перехода? Какие виды пробоя вы знаете?

15. В чем заключаются емкостные свойства p - n -перехода? В чем отличие диффузионной емкости от барьерной?

16. Расскажите про полупроводниковые диоды (назначение, классификация, условно-графические и буквенные обозначения диодов).

17. Какой вывод диода называется анодом и какой – катодом?

18. Какой слой диода называется эмиттером и какой – базой?

19. Нарисуйте ВАХ реального и идеального диодов. Что такое линеаризация характеристики?

20. Расскажите о применении диодов в выпрямительных схемах.

21. Расскажите о применении диодов в ограничительных схемах.

22. Для чего применяется однополупериодная схема выпрямителя с емкостным фильтром? Как проводится расчет емкости фильтра?

23. Что такое параметрический стабилизатор напряжения? Как определяется коэффициент стабилизации?

24. Нарисуйте структурную схему источника вторичного электропитания. Поясните назначение каждого блока.

25. Расскажите о применении специальных диодов.

Задачи с решениями

Задача 2.1. Построить передаточную характеристику цепи, схема которой изображена на рис. 2.40. Диод считать идеальным, напряжение источников смещения $E_1 = E_2$. Рассмотреть два случая: 1) схема не нагружена (холостой ход); 2) при активной нагрузке $R_n = R$.

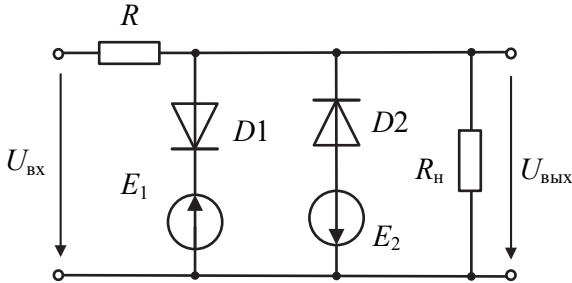


Рис. 2.40. Схема к задаче 2.1

Решение. Так как диод идеальный, то в случае, когда он «открыт» $I_d \geq 0$, $U_d = 0$, если диод «закрыт» $I_d = 0$, $U_d < 0$. Рассмотрим вариант, когда первый диод «открыт», а второй диод «закрыт» (рис. 2.41) в режиме «холостого хода»: $I_{d1} = \frac{U_{\text{вх}} - E_1}{R} \geq 0$, $U_{\text{вх}} \geq E_1$, выходное напряжение $U_{\text{вых}} = E_1$.

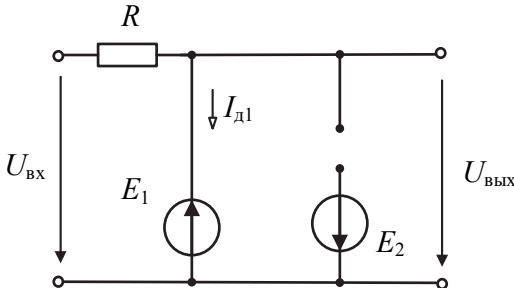


Рис. 2.41. Расчетная схема при $U_{\text{вх}} \geq E_1$

Рассмотрим вариант, когда первый диод «закрыт», а второй диод «открыт» (рис. 2.42) в режиме «холостого хода»:

$$I_{д2} = \frac{-U_{\text{вх}} - E_2}{R} \geq 0, U_{\text{вх}} \leq -E_2, \text{ выходное напряжение } U_{\text{вых}} = -E_2.$$

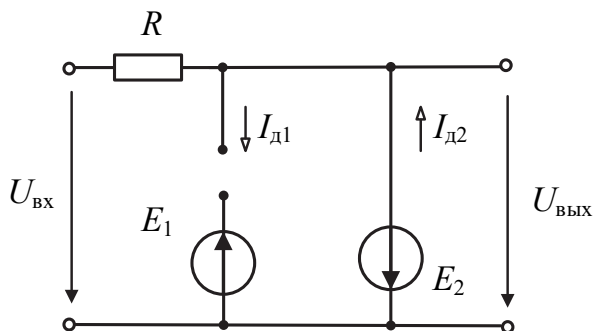


Рис. 2.42. Расчетная схема при $U_{\text{вх}} \leq -E_2$

Если входное напряжение $-E_2 \leq U_{\text{вх}} \leq E_1$, то оба диода «закрыты» (рис. 2.43), $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$.

$$\text{Таким образом, } U_{\text{вых}} = \begin{cases} E_1, & U_{\text{вх}} \geq E_1 \\ U_{\text{вх}}, & -E_2 \leq U_{\text{вх}} \leq E_1 \\ -E_2, & U_{\text{вх}} \leq -E_2 \end{cases}$$

Передаточная характеристика при $E_1 = E_2$ представлена на рис. 2.44.

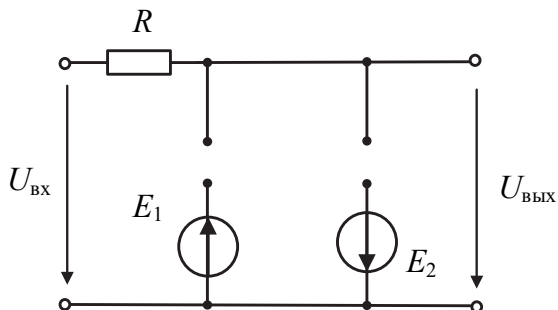


Рис. 2.43. Расчетная схема при $-E_2 \leq U_{\text{вх}} \leq E_1$

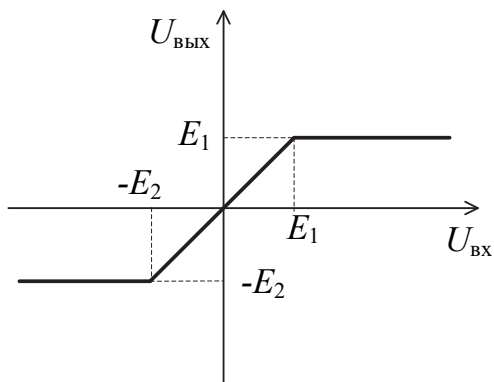


Рис. 2.44. Передаточная характеристика цепи в режиме «холостого хода»

При активной нагрузке $R_{\text{н}} = R$:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} E_1, & U_{\text{ВХ}} \geq 2E_1 \\ \frac{U_{\text{ВХ}}}{2}, & -2E_2 \leq U_{\text{ВХ}} \leq 2E_1 \\ -E_2, & U_{\text{ВХ}} \leq -2E_2 \end{cases}.$$

Передаточная характеристика при $E_1 = E_2$ представлена на рис. 2.45.

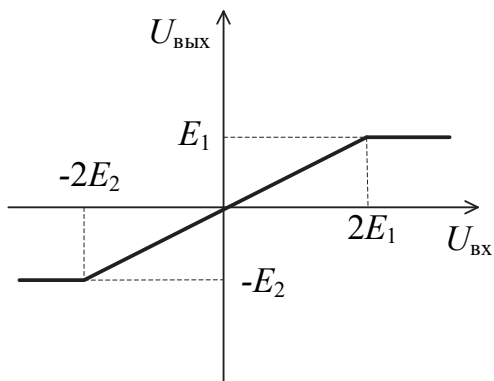


Рис. 2.45. Передаточная характеристика цепи в режиме активной нагрузки

Задача 2.2. Построить временные диаграммы (осциллограммы) выходного напряжения, если на вход подается синусоидальное напряжение амплитудой $U_m = 10$ В (рис. 2.46). Диод считать идеальным, напряжение источников смещения $E = 3$ В. Рассмотреть два случая: 1) схема не нагружена (холостой ход); 2) при активной нагрузке $R_H = R$.

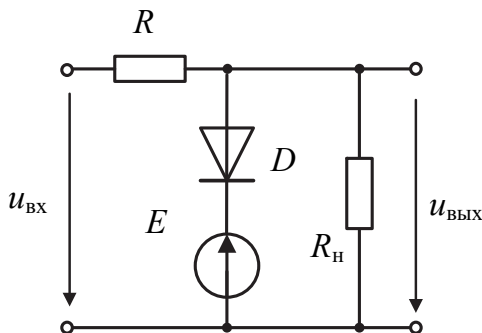


Рис. 2.46. Схема к задаче 2.2

Решение. Рассмотрим схему цепи (рис. 2.46) при отсутствии нагрузки (холостой ход). Пусть $u_d = \varphi_a - \varphi_b$ (рис. 2.47), при этом $\varphi_b = E = 3$ В. Так как диод идеальный, то при условии $i_d \geq 0$ (диод «открыт») $\varphi_a = \varphi_b = E = 3$ В, $i_d = \frac{u_{BX} - E}{R} = \frac{10 \sin \omega t - 3}{R} \geq 0$, $u_{VЫХ}(t) = E = 3$ В. Условие выполняется, если $10 \sin \omega t - 3 \geq 0$. Определим интервал изменения аргумента $10 \sin \omega t = 3$, $\omega t_{1,2} = \arcsin(0,3) = \begin{cases} 17,5^\circ = 0,3045 \text{ рад} \\ 162,5^\circ = (\pi - 0,3045) \text{ рад} \end{cases}, \quad \omega t_1 \leq \omega t \leq \omega t_2$. Если диод «закрыт», то $i_d = 0$, $u_{VЫХ}(t) = u_{BX}(t) = 10 \sin \omega t$ В, $0 \leq \omega t \leq \omega t_1, \omega t_2 \leq \omega t \leq 2\pi$. На рисунке 2.48 представлена временная диаграмма выходного напряжения в режиме «холостого хода».

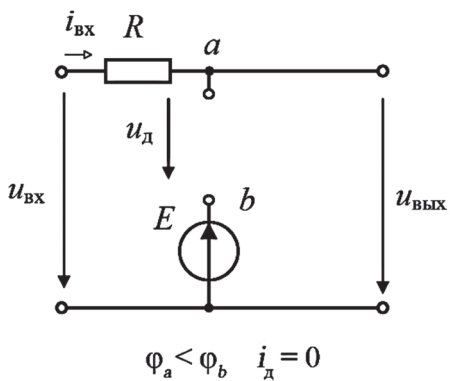
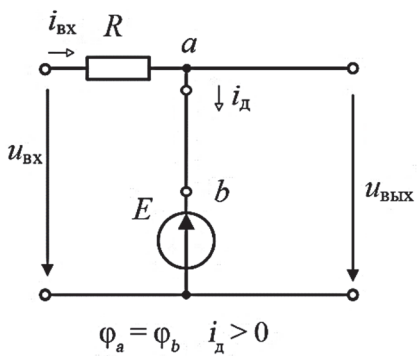
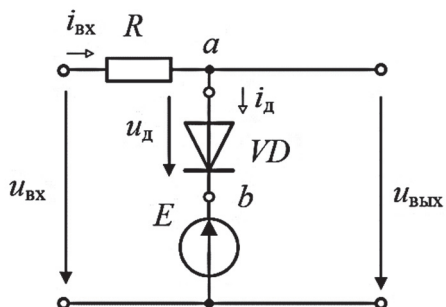


Рис. 2.47. Расчетные схемы к задаче 2.2
в режиме «холостого хода»

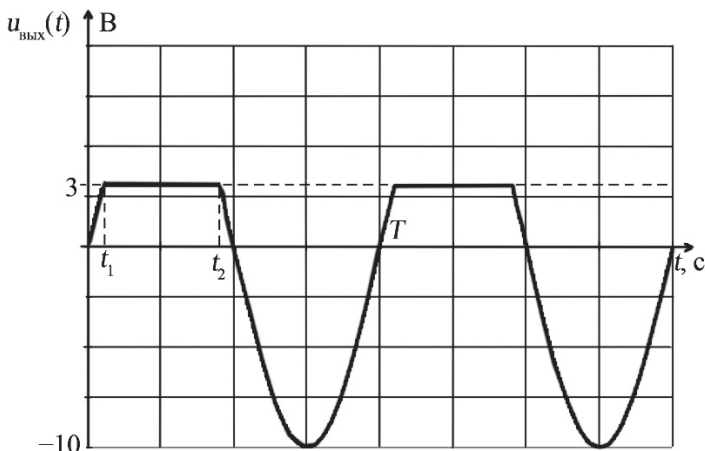


Рис. 2.48. Временная диаграмма выходного напряжения к задаче 2.2 в режиме «холостого хода»

При активной нагрузке $R_n = R$ аналогично $i_d \geq 0$ (диод «открыт»)
 $\varphi_a = \varphi_b = E = 3 \text{ В}$, $i_d = i - i_n = \frac{u_{\text{вх}} - E}{R} - \frac{E}{R} = \frac{10 \sin \omega t - 6}{R} \geq 0$
 (рис. 2.49), $u_{\text{вых}}(t) = E = 3 \text{ В}$. Условие выполняется, если $10 \sin \omega t - 6 \geq 0$. Определим интервал изменения аргумента

$$10 \sin \omega t = 6, \quad \omega t_{1,2} = \arcsin(0,3) = \begin{cases} 36,9^\circ = 0,643 \text{ рад} \\ 143,1^\circ = (\pi - 0,643) \text{ рад} \end{cases}$$

$$\omega t_1 \leq \omega t \leq \omega t_2.$$

Если диод «закрыт», то

$$i_d = 0, \quad i = i_n, \quad u_{\text{вых}}(t) = \frac{u_{\text{вх}}(t)}{2} = 5 \sin \omega t \text{ В},$$

$$0 \leq \omega t \leq \omega t_1, \quad \omega t_2 \leq \omega t \leq 2\pi.$$

На рисунке 2.49 представлена временная диаграмма выходного напряжения в режиме активной нагрузки $R_n = R$.

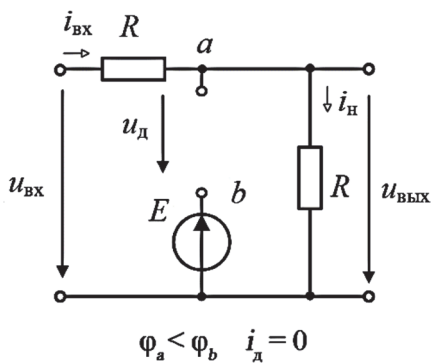
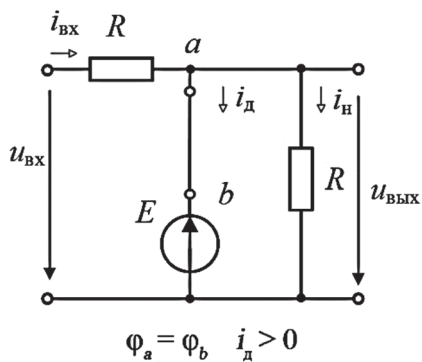
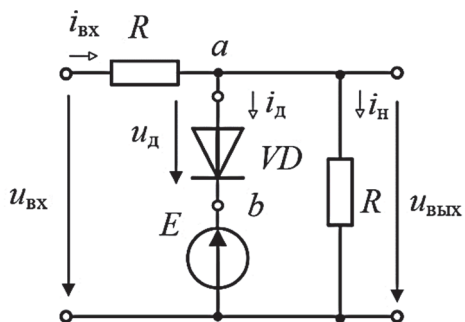


Рис. 2.49. Расчетные схемы к задаче 2.2
в режиме «холостого хода»

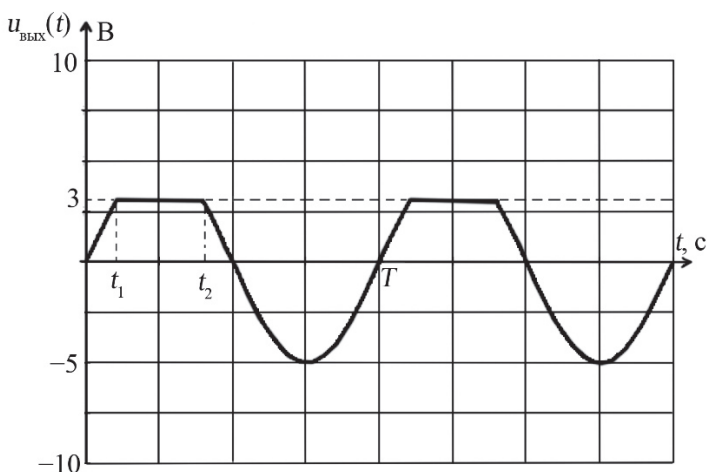


Рис. 2.50. Временная диаграмма выходного напряжения к задаче 2.2 в режиме активной нагрузки

Задача 2.3. Определить емкость конденсатора в схеме однополупериодного выпрямителя с фильтром, для того чтобы обеспечить коэффициент пульсации $k_{\pi} = 0,16$. Частота источника $f = 1250$ Гц, сопротивление нагрузки $R_{\pi} = 1000$ Ом. Чему равен коэффициент пульсации в схеме однополупериодного выпрямителя без фильтра?

Решение. Емкость конденсатора может быть рассчитана по формуле $C = \frac{1}{2fR_{\pi}k_{\pi}} = \frac{1}{2 \cdot 1250 \cdot 1000 \cdot 0,16} = 2,5 \cdot 10^{-6}$ Ф. Без конденсатора коэффициент пульсации однополупериодного выпрямителя равен $k_{\pi} = \frac{U_{\text{твых}}^{(1)}}{U_{\text{0вых}}} = \frac{\frac{U_m}{2}}{\frac{U_m}{\pi}} = \frac{\pi}{2} \cong 1,57$. Использование в схеме од-

нополупериодного выпрямителя конденсатора уменьшает коэффициент пульсации примерно в десять раз.

Задача 2.4. В схеме параметрического стабилизатора (рис. 2.51) определить сопротивление резистора R_6 и коэффициент пульсации выходного напряжения, если известно, что $U_{\text{вх}} = (17...23) \text{ В}$, $R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм}$, а стабилитрон имеет следующие параметры: $U_{\text{ст}} = 10 \text{ В}$, $R_{\text{ст}} = 20 \text{ Ом}$, номинальный ток через стабилитрон равен $I_{\text{ст ном}} = 5 \text{ мА}$.

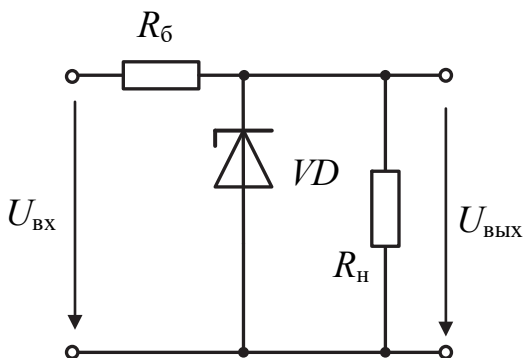


Рис. 2.51. Схема параметрического стабилизатора

Решение. Составим расчетную схему параметрического стабилизатора, используя параметры $U_{\text{ст}}$, $R_{\text{ст}}$ (рис. 2.52).

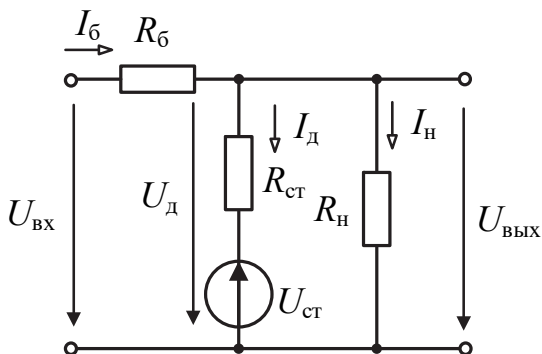


Рис. 2.52. Расчетная схема параметрического стабилизатора

Составим уравнения цепи, принимая $I_{\text{д}} = I_{\text{ст ном}} = 0,005 \text{ А}$:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{д}} = U_{\text{ст}} + R_{\text{ст}} I_{\text{ст ном}} = 10,1 \text{ В}, \quad I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{н}}} = 0,0101 \text{ А} . \quad \text{Усред-}$$

$$\text{ненное входное напряжение } U_{\text{вх ср}} = \frac{U_{\text{вх макс}} + U_{\text{вх мин}}}{2} = \frac{23 + 17}{2} = 20 \text{ В},$$

$$\text{сопротивление } R_{\text{б}} = \frac{U_{\text{вх ср}} - U_{\text{д}}}{I_{\text{д}} + I_{\text{н}}} = \frac{20 - 10,1}{0,005 + 0,0101} \approx 656 \text{ Ом} .$$

Коэффициент стабилизации при $R_{\text{ст}} \ll R_{\text{б}}$

$$K_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх ср}}} \cdot \frac{(R_{\text{ст}} + R_{\text{б}})}{R_{\text{ст}}} = \frac{10,1}{20} \cdot \frac{(20 + 656)}{20} \approx 17,07 ,$$

при этом $K_{\text{ст}} = \frac{k_{\text{п вх}}}{k_{\text{п вых}}}$, где коэффициент пульсации входного напря-

$$\text{жения } k_{\text{п вх}} = \frac{U_{\text{вх макс}} - U_{\text{вх мин}}}{U_{\text{вх ср}}} = \frac{23 - 17}{20} = 0,3 \text{ (30\%)} .$$

Коэффициент пульсации выходного напряжения

$$k_{\text{п вых}} = \frac{k_{\text{п вх}}}{K_{\text{ст}}} = \frac{0,3}{17,07} = 0,0176 \text{ (1,76\%)} .$$

Задача 2.5. В схеме параметрического стабилизатора (рис. 2.51) определить пределы изменения сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$, если $U_{\text{вх}} = 30 \text{ В}$, $R_{\text{б}} = 0,5 \text{ кОм}$, $U_{\text{ст}} = 13 \text{ В}$, $I_{\text{ст мин}} = 1 \text{ мА}$, $I_{\text{ст макс}} = 10 \text{ мА}$.

Решение. Составим расчетную схему параметрического стабилизатора, используя параметр $U_{\text{ст}}$ и считая $R_{\text{ст}} \approx 0$ (рис. 2.53).

Составим уравнения цепи:

$$I_{\text{б}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}}{R_{\text{б}}} = \frac{30 - 13}{500} = 0,034 \text{ А} .$$

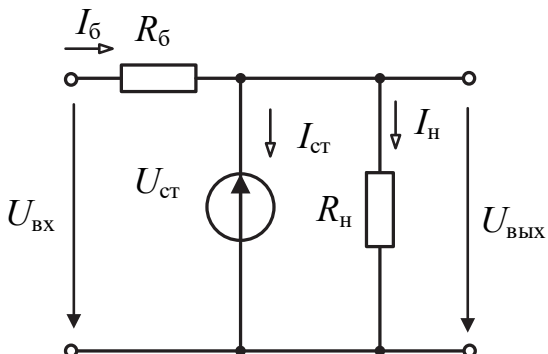


Рис. 2.53. Расчетная схема параметрического стабилизатора

Минимальный ток в нагрузке $I_{н\text{ мин}} = I_Г - I_{ст\text{ макс}} = 0,034 - 0,01 = 0,024 \text{ A}$, максимальное сопротивление нагрузки $R_{н\text{ макс}} = \frac{U_н}{I_{н\text{ мин}}} = \frac{13}{0,024} \cong 542 \text{ Ом}$. Максимальный ток в нагрузке $I_{н\text{ макс}} = I_Г - I_{ст\text{ мин}} = 0,034 - 0,001 = 0,033 \text{ A}$, минимальное сопротивление нагрузки $R_{н\text{ мин}} = \frac{U_н}{I_{н\text{ макс}}} = \frac{13}{0,033} \cong 394 \text{ Ом}$. В таком случае пределы изменения сопротивления нагрузки $394 < R_н < 542 \text{ [Ом]}$.

Глава 3. ТРАНЗИСТОР – ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРИБОР. БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР

3.1. Основные понятия, назначение, классификация транзисторов

Транзистор – трехполюсный полупроводниковый прибор, управляемый элемент, предназначенный для усиления, генерирования и преобразования электрических сигналов. Транзисторы позволяют регулировать ток в электрической цепи. Широко применяются в схемах усиления и в импульсных схемах.

Название прибора «транзистор» составлено из двух английских слов: *transfer* – *переносить* и *resistor* – *сопротивление*. «Главой» славной династии транзисторов стал германиевый прибор, изобретенный Д. Бардиным, У. Браттейном и У. Шокли, за который в 1956 г. они получили Нобелевскую премию. Необходимым условием создания и широкого применения транзистора были следующие технологические разработки:

- *метод зонной чистки*, который позволил получить слитки полупроводников высокой чистоты и равномерное распределение примесей в кристалле;
- *электрохимический метод* получения тонких базовых слоев, который позволил создать новые типы дискретных транзисторов: микросплавные, поверхностно-барьерные, сплавно-диффузионные, микрослойные;
- *диффузионный метод*, который положил начало групповой технологии производства приборов.

Транзисторы по принципу действия делятся на *биполярные* и *униполярные (полевые)*.

Биполярный транзистор состоит из чередующихся областей полупроводника, имеющих электропроводность различных типов, т.е. имеет два *p-n*-перехода. Ток через структуру транзистора и усиление сигнала обусловлены движением носителей зарядов обоих типов – электронов и дырок. Основные процессы – инжекция основных носителей заряда и диффузия неосновных носителей заряда.

В униполярных транзисторах ток через структуру транзистора и усиление сигнала обусловлены движением только одних носителей (либо электронов, либо дырок). Процессы инжекции и диффузии не играют принципиальной роли, основным способом движения носителей зарядов является дрейф в электрическом поле («полевые» транзисторы). На рисунке 3.1 показаны классификация транзисторов и условно-графические обозначения соответствующих типов транзисторов.

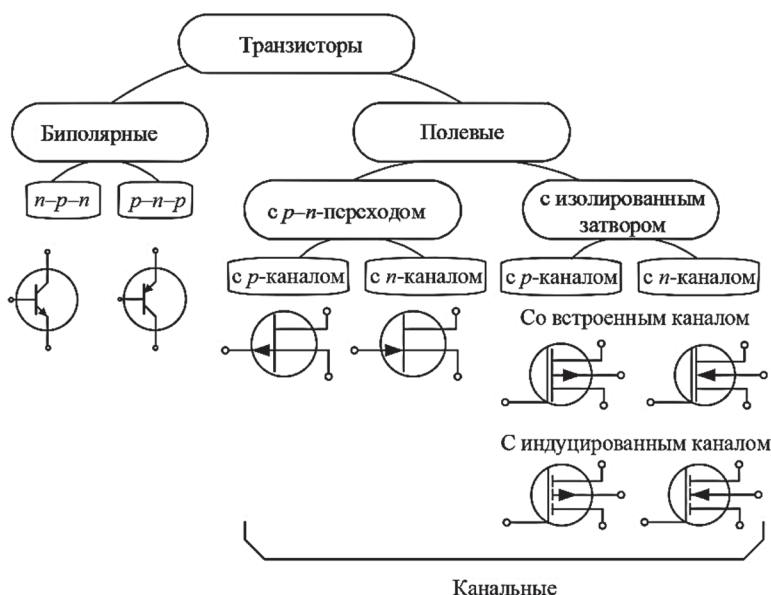


Рис. 3.1. Классификация и условно-графические обозначения транзисторов

3.2. Биполярный транзистор (БТ).

Устройство, обозначение, технологии изготовления биполярного транзистора. Принцип действия биполярного транзистора. Схемы включения

В транзисторах возможно разное число переходов между областями с различными типами проводимости. Наиболее распространены транзисторы с двумя $p-n$ -переходами, называемые *биполярными*

транзисторами (БТ), так как их работа основана на использовании носителей зарядов обоих знаков. В зависимости от чередования слоёв различают биполярные транзисторы $p-n-p$ - и $n-p-n$ -типа. Основными носителями заряда в транзисторе $n-p-n$ -типа являются электроны, а в $p-n-p$ -типа – дырки. На практике используются транзисторы обоих типов; принцип действия их одинаков. Так как в кремнии электроны обладают большей подвижностью, чем дырки, то чаще используют транзисторы $n-p-n$ -типа.

Биполярный транзистор представляет собой пластину кремния или германия, или другого полупроводника, в которой имеются три области с разной электропроводностью. Так, БТ $n-p-n$ -типа имеет среднюю область с дырочной, а две крайние области – с электронной электропроводностью. Соответственно, БТ $p-n-p$ -типа имеет среднюю область с электронной, а две крайние области – с дырочной электропроводностью. Средний слой является основанием конструкции и называется *базой* (Б). Один внешний слой называют *эмиттером* (Э), другой – *коллектором* (К). Также называются $p-n$ -переходы, создаваемые этими слоями со слоем базы: ЭП – *эмиттерный переход* (между Б и Э) и КП – *коллекторный переход* (между К и Б). Функция ЭП – инжектирование носителей заряда в базу, функция КП – сбор носителей заряда, прошедших через базовый слой. Взаимодействие переходов обусловлено тем, что они расположены очень близко друг от друга, на расстоянии, меньшем диффузионной длины носителей заряда. На рисунке 3.2 схематически показано устройство биполярного транзистора $p-n-p$ и $n-p-n$ -типа, и условно-графическое обозначение. Стрелка показывает направление *тока эмиттера* при прямом смещении эмиттерного перехода.

Трехслойная транзисторная структура создается по *сплавной* или *диффузионной* технологии. Чтобы носители заряда, инжектируемые эмиттером и проходящие через базу, полнее собирались коллектором, площадь КП делают больше площади ЭП. Для получения хороших частотных характеристик толщина базы должна быть порядка микрометра (10^{-6} м).

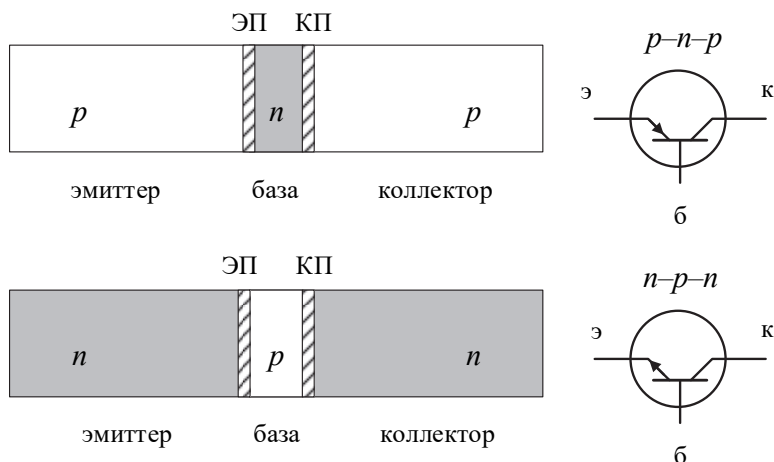


Рис. 3.2. Устройство биполярного транзистора $p-n-p$ - и $n-p-n$ -типа и условно-графическое обозначение транзистора

Основные свойства транзистора определяются процессами в базе. Если база однородна (примесь в базе распределена равномерно), то движение носителей в базе чисто диффузионное. Если база неоднородная, то появляется внутреннее электрическое поле, движение носителей зарядов будет и диффузионным, и дрейфовым. Транзисторы с однородной базой называют *бездрейфовыми* (диффузионными), а с неоднородной базой – *дрейфовыми*. Так как базовый слой располагается довольно близко от поверхности, на его однородность могут повлиять различные поверхностные дефекты.

Соотношение концентраций основных носителей заряда в эмиттерном и коллекторном слоях может быть примерно одинаково (*симметричный* транзистор), или концентрация основных носителей в эмиттере может быть много больше, чем в коллекторе (*несимметричный* транзистор). Концентрация основных носителей заряда в базе должна быть много меньше концентрации основных носителей заряда в эмиттере. Соотношение концентраций основных зарядов эмиттерного и базового слоев влияет на параметры транзистора, в частности на коэффициент передачи тока.

Схемы включения биполярного транзистора

Биполярный транзистор является трехполюсным элементом. В схемах с транзисторами, как правило, образуется две цепи: *входная цепь*, служащая для управления транзистором; *выходная цепь*, служащая для подключения нагрузки. В зависимости от того, какой внешний вывод транзистора является общим для входной и выходной цепи, существует три способа включения биполярного транзистора в усилительные или иные каскады: *с общей базой* (ОБ), *общим эмиттером* (ОЭ) и *общим коллектором* (ОК) (рис. 3.3). Принцип усиления колебаний всех схем одинаков, но свойства схем различны и будут подробно рассмотрены далее. Для установления соотношений между входными и выходными токами и напряжениями используют уравнения четырехполюсников в h -параметрах или y -параметрах.

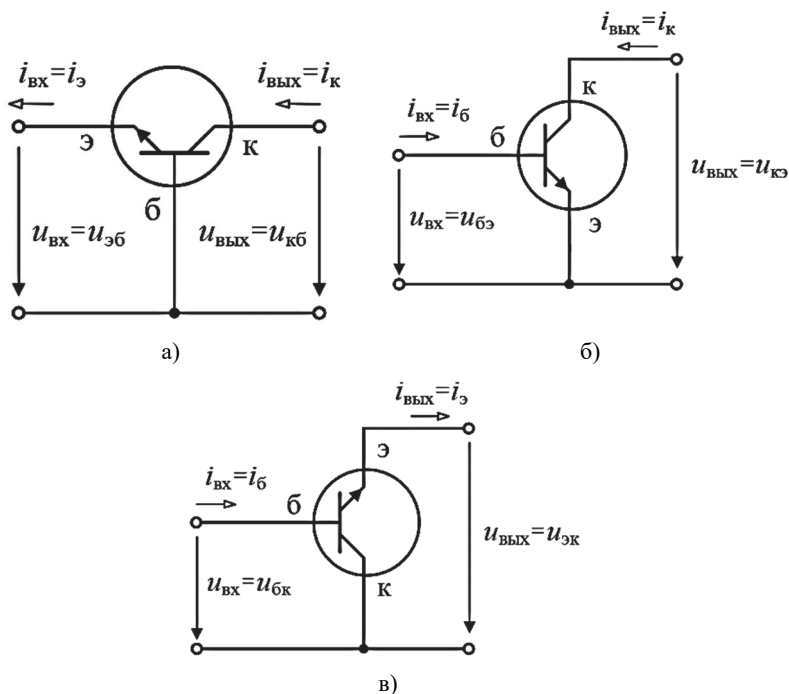


Рис. 3.3. Схемы включения биполярного транзистора:

а – с общей базой; б – с общим эмиттером; в – общим коллектором

Режимы работы биполярного транзистора

В зависимости от полярности приложенных к p – n -переходам напряжений различают четыре режима работы транзистора.

При работе транзистора n – p – n -типа в *активном (нормальном) режиме* на ЭП подается прямое смещение, на КП – обратное смещение (рис. 3.4а). В *режиме насыщения* (режим двойной инжекции) на ЭП и КП – прямое смещение (рис. 3.4б). В *режиме отсечки* на ЭП и КП – обратное смещение (рис. 3.4в). В *режиме инверсии* на ЭП – обратное смещение, на КП – прямое смещение (рис. 3.4г). Поскольку активный режим является основным, то именно этот режим используется в усилительных каскадах. Режим отсечки и насыщения используется при работе биполярных транзисторов в ключевых схемах.

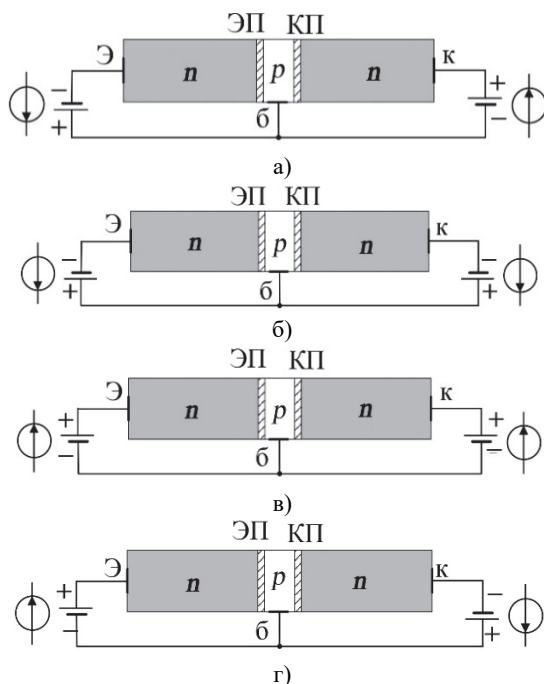


Рис. 3.4. Режимы работы биполярного транзистора:

а – активный режим; б – режим насыщения; в – режим отсечки; г – режим инверсии

Для обеспечения требуемых режимов работы транзистора p – n – p -типа полярность напряжений, обеспечивающих прямое и обратное смещение p – n -переходов, противоположно.

Принцип действия биполярного транзистора

Транзисторы – объёмные, трёхмерные структуры. Однако принцип работы транзистора можно качественно описать, используя одномерную модель, когда движение носителей зарядов рассматриваются в направлении, перпендикулярном плоскости p - n -переходов.

Рассмотрим физические процессы в транзисторе на примере n - p - n транзистора. Напряжения на переходах задаются внешними источниками постоянного напряжения E_6 (десятые доли В) и E_k (единицы, десятки В). Их полярность и величина обеспечивают смещение ЭП в прямом направлении, а КП – в обратном направлении ($U_{63} = E_6 > 0$, $U_{6к} = E_6 - E_k < 0$), т.е. активный режим работы. На рисунке 3.5 схематически показано движение электронов и дырок в транзисторе n - p - n -типа и электронов в базовой, коллекторной и эмиттерной цепях.

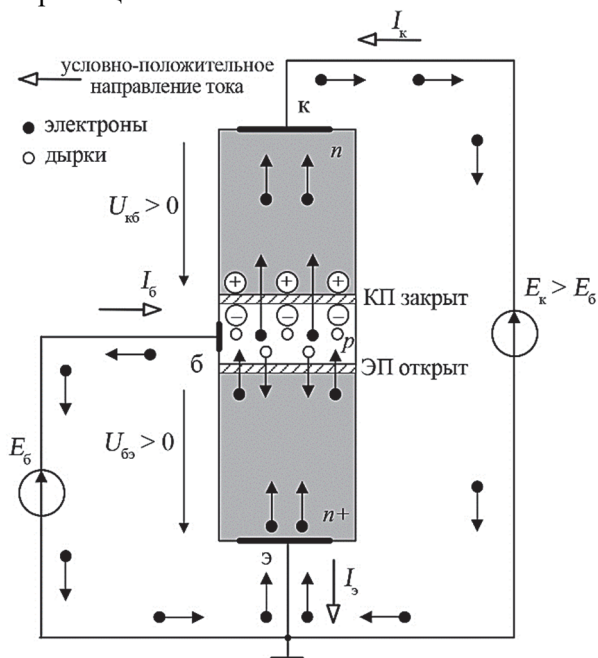


Рис. 3.5. Движение носителей зарядов при активном режиме работы транзистора n - p - n -типа

При увеличении входного напряжения понижается потенциальный барьер прямо смещённого ЭП, возрастает ток эмиттера. Основные носители заряда – электроны инжектируются из эмиттера в базу, далее происходит диффузия электронов (неосновных носителей зарядов для базы) сквозь базу в коллектор. Так как КП закрыт, возникают объёмные заряды (рис. 3.5), создающее электрическое поле. Электрическое поле способствует продвижению (экстракции) электронов через КП из базы в коллектор. Некоторое количество зарядов рекомбинируют в базе, но если толщина базы мала и концентрация дырок невелика, то большинство электронов не успевает рекомбинировать в базе и образует ток коллектора. В результате рекомбинации возникает ток базы, так как в установленном режиме число дырок в базе должно быть неизменным – уменьшение количества дырок в результате рекомбинации уравнивается за счет электронов, поступающих в цепь базы. Чтобы улучшить свойства биполярного транзистора, базу делают очень тонкой и уменьшают концентрацию примесей (дырок). В этом случае меньшее число электронов будет рекомбинировать в базе с дырками, и, следовательно, ток базы I_b будет меньше.

При включении биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером изменение напряжения $U_{бэ}$ оказывает существенное влияние на токи эмиттера и коллектора, при этом изменение теплового тока коллектора незначительно. Следовательно, входное напряжение $U_{бэ}$ управляет выходным током коллектора.

Итак, основными процессами при активном режиме работы транзистора (рис. 3.6) являются:

- 1) инжекция основных носителей (электронов) из эмиттера в базу;
- 2) диффузия электронов (неосновных носителей) через базу;
- 3) рекомбинация в базе;
- 4) экстракция электронов из базы в коллектор.

При увеличении инжекции носителей заряда из эмиттера в базу происходит накопление неосновных носителей зарядов в базе, т.е. увеличение концентрации и суммарного заряда неосновных носителей. При уменьшении инжекции происходит уменьшение концентрации и суммарного заряда неосновных носителей – *рассасывание неосновных носителей зарядов в базе*.

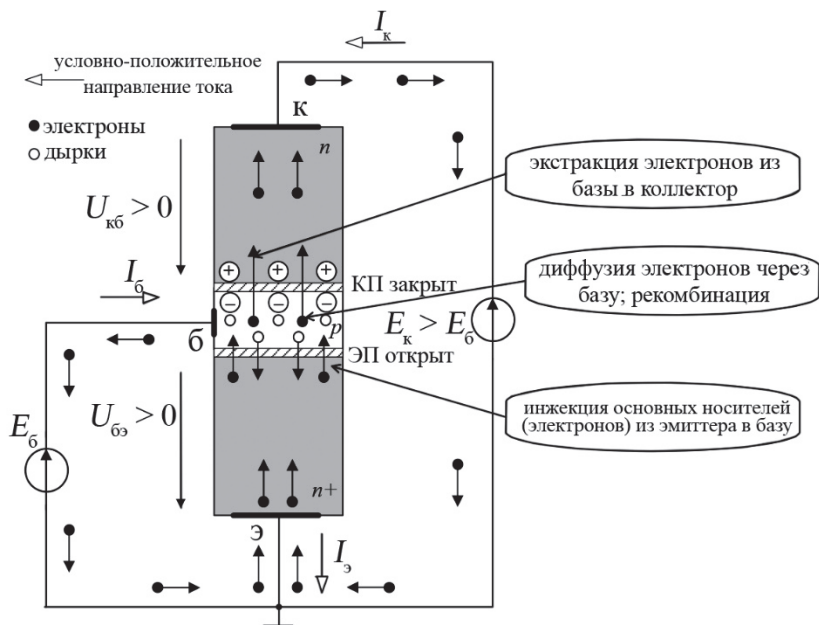


Рис. 3.6. Основные процессы при активном режиме работы транзистора *n-p-n*-типа

Запишем уравнения для токов (см. рис. 3.4): $I_э = I_к + I_б$, $I_б \ll I_э$, $I_э \approx I_к$ и установим соотношения для токов. Ток эмиттера определяется перемещением электронов из эмиттера в базу и перемещением дырок из базы в область эмиттера: $I_э = I_{нэ} + I_{рб} \approx I_{нэ}$, но именно электроны определяют его основную часть. Коэффициент инжекции γ показывает, какую часть тока эмиттера составляет ток

основных носителей заряда (электронной составляющей): $I_{нэ} = \gamma I_3$, $\gamma \approx 0,97 \dots 0,995$. В базе происходит диффузионное движение электронов через базу и рекомбинация, только часть электронов, прошедших из эмиттера в базу, попадает в коллектор. Коэффициент переноса α^* определяет, какая часть инжектированных электронов, прошедших через ЭП, попадает в коллектор, то есть проходит через КП: $I_{нк} = \alpha^* I_{нэ}$, $\alpha^* \approx 0,96 \dots 0,996$. Используя коэффициент инжекции и коэффициент переноса можно установить соотношение $I_{нк} = \alpha^* I_{нэ} = \alpha^* \gamma I_3 = \alpha I_3$, где α – коэффициент передачи тока из эмиттера в коллектор, определяемого основными носителями зарядов. С учетом теплового тока неосновных носителей зарядов полный ток коллектора $I_k = I_{нк} + (I_{нб} + I_{рк}) = I_{нк} + I_{к0}$. Тепловой ток $I_{к0}$ очень мал, если пренебречь тепловым током, то $I_k \approx I_{нк} = \alpha I_3$, $\alpha \approx 0,95 \dots 0,98$. Учитывая, что при включении биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером задан входной ток базы, удобнее использовать соотношение между током коллектора (выходным током) и током базы (входным током): $I_3 = I_k + I_6$,

$$I_k = \alpha I_3, I_k = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_6 = \beta I_6. \text{ Здесь } \beta - \text{коэффициент усиления базового тока, } \beta = 20 \dots 800.$$

Этот параметр широко используется в транзисторной электронике. В схемах включения с ОЭ и ОК кроме усиления мощности наблюдается значительное усиление тока.

Коэффициент усиления базового тока зависит от температуры, так как с ростом температуры увеличивается время жизни носителей зарядов τ , увеличивается диффузионная длина L и уменьшается рекомбинация носителей в базе. С увеличением времени жизни замедляется рекомбинация и в эмиттерном переходе, коэффициент инжекции увеличивается и, как следствие, с ростом температуры увеличивается коэффициент усиления базового тока.

При активном (нормальном) режиме работы сопротивление прямо смещённого ЭП составляет десятки Ом (при токе порядка 1 мА), сопротивление обратно смещённого КП много больше (от десятков до сотен кОм). В коллекторную цепь можно ставить большие нагрузочные сопротивления практически без изменения коллекторного тока, в сопротивлении нагрузки будет выделяться значительная мощность. При примерно одинаковых токах эмиттерной и коллекторной цепи мощность в цепи эмиттера меньше мощности в цепи коллектора. Следовательно, для *усиления мощности* используют активный режим работы транзистора.

Надо отметить, что схема включения транзистора с общей базой не обеспечивает усиления тока, так как входной (эмиттерный) и выходной (коллекторный) токи практически равны. Эта схема дает усиление мощности, имеет малое входное сопротивление. Применение схемы включения с ОБ преимущественно определяется ее частотными и температурными свойствами.

3.3. Моделирование аналоговых электронных устройств. Математические модели БТ

Различают задачи проектирования и моделирования электронных устройств. *Проектирование* – определение архитектуры, компонентов и внешнего вида (интерфейса) устройства или его части в соответствии с техническим заданием (ТЗ). Результатом проектирования является *проект* – устройство, пригодное для использования. Сложности проектирования связаны с многовариантностью решения, необходимостью выбора оптимального решения. *Моделирование* – исследование на моделях физических процессов реальных устройств (один или несколько этапов проектирования).

Моделирование подразделяются на:

- физическое;
- математическое;
- компьютерное (схемотехническое, имитационное и т.д.).

При моделировании сложных ЭУ используют разные подходы. Для одних задач модель ЭУ представляет собой совокупность моделей отдельных компонентов, а каждый компонент имеет свою модель. Для других задач используется упрощенная модель (*макромодель*) ЭУ, учитывающая только соотношение входных и выходных величин без рассмотрения внутренних связей.

Различают *глобальные макромодели* (моделируют работу ЭУ в широком диапазоне, во всех режимах) и *локальные макромодели* (моделируют работу ЭУ в одном режиме). Для транзисторов при малых изменениях токов и напряжений по сравнению с начальными значениями широко используются *малосигнальные макромодели*.

Модели для режима малого сигнала содержат только линейные элементы и моделируют характеристики вблизи рабочей точки, используются для анализа переменных составляющих токов и напряжений, имеющих малую величину. Модели для режима большого сигнала могут быть линейными или нелинейными (учитывают нелинейность характеристик транзистора).

Как и для диода, *математическая модель транзистора* – это совокупность эквивалентной схемы и математических выражений, связывающих токи и напряжения прибора. Эквивалентную схему (макромодель) транзистора можно составить, представляя транзистор *активным четырехполюсником*.

При помощи измерений входных и выходных токов и напряжений можно определить параметры четырехполюсника, характеризующие его работу в диапазоне соответствующих изменений токов и напряжений. Но внутренняя схема такого четырехполюсника не будет отражать физическую картину процессов, которые происходят в транзисторе, поэтому представление транзистора как четырехполюсника используется в основном для определения его эквивалентных параметров.

При моделировании физических процессов, протекающих в транзисторе, используют упрощенный подход, рассматривая реальный транзистор состоящим из *идеального транзистора* (процессы в базе, в p – n -переходах), *емкостей p – n -переходов и объемных сопротивлений p – n -переходов*. Такой подход существенно упрощает анализ. Составление эквивалентной схемы сводится к построению эквивалентной схемы идеального транзистора с последующим добавлением зарядных емкостей и объемных сопротивлений. Процессы в транзисторе можно характеризовать небольшим набором *величин (физических параметров транзистора)*, определяемых параметрами полупроводниковой пластины, ее конфигурацией и геометрическими размерами. Связь величин с параметрами устанавливается при помощи интегральных формул.

Модели (эквивалентные схемы) можно использовать не только для расчета статических характеристик, но и для анализа переходных процессов. В таком случае необходимо учитывать инерционность транзистора, влияние паразитных параметров конструктивных элементов (межэлектродные емкости, индуктивность выводов).

Модель Эберса–Молла

Одна из первых моделей была предложена Эберсом и Моллом в 1954 г. Основная модель Эберса–Молла состоит из двух диодов, моделирующих эмиттерный и коллекторный переходы, и управляемых источников (ИТУТ), учитывающих взаимодействие переходов (рис. 3.7). Модель отражает равноправность переходов, которая особенно проявляется в режиме двойной инжекции, когда ЭП и КП находятся в прямом смещении. В таком режиме каждый переход инжектирует носители зарядов в базу и собирает носители, дошедшие через базу. Токи управляемых источников определяются *инжекторными составляющими токов* эмиттерного и коллекторного диодов с использованием коэффициентов: α_i – коэффициент передачи инжекторной составляющей коллекторного тока в режиме инверсии; α_n – коэффициент передачи инжекторной составляющей эмиттерного тока в активном (нормальном) режиме.

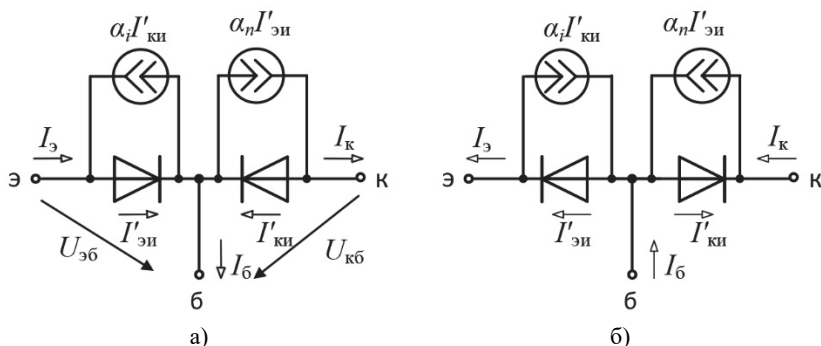


Рис. 3.7. Модель Эберса–Молла для транзистора p – n – p -типа (а) и транзистора n – p – n -типа (б)

Формулы Эберса–Молла используют для анализа статических режимов транзистора: $I_э = I'_{э0} - \alpha_i I'_{кн}$, $I_к = \alpha_n I'_{эн} - I'_{кн}$,

$$I'_{эн} = I'_{э0} \left(e^{\frac{U_{эб}}{\Phi_T}} - 1 \right), \quad I'_{кн} = I'_{к0} \left(e^{\frac{U_{кб}}{\Phi_T}} - 1 \right).$$

В формулах $I'_{э0}$, $I'_{к0}$ – тепловые инжекторные токи переходов, которые можно измерить, задавая обратное напряжение $|U| > 3\Phi_T$ на данном переходе, при этом второй переход должен быть короткозамкнут. На практике измеряют тепловые токи $I_{э0}$ и $I_{к0}$, не закорачивая, а обрывая цепь второго перехода и используя формулы связи $I'_{э0} = \frac{I_{э0}}{1 - \alpha_i \alpha_n}$, $I'_{к0} = \frac{I_{к0}}{1 - \alpha_i \alpha_n}$.

Схема Эберса–Молла не полностью соответствует физическим процессам; переход транзистора из одной области в другую определяется моментом отсутствия инжектируемого тока через коллекторный или эмиттерный диод и не учитывает процесс накопления или рассасывания заряда неосновных носителей, накопленных в базе непосредственно у коллекторного или эмиттерного переходов. В статическом режиме использование схемы Эберса–Молла не приводит к ошибкам, так как заряд неосновных носителей пропорционален инжектирован-

ному току. При анализе переходных процессов (воздействии импульсных сигналов) использование эквивалентной схемы Эберса–Молла приводит к принципиальным ошибкам. Есть модифицированная модель Эберса–Молла, применяемая для анализа динамических режимов (рис. 3.8).

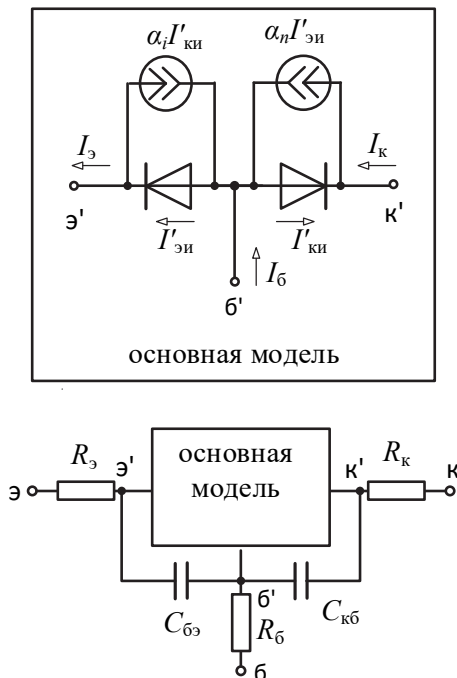


Рис. 3.8. Модифицированная модель Эберса–Молла

В большинстве практических случаев влияние токов основных носителей в базе настолько мало, что ими можно пренебречь и существенно упростить эквивалентную схему транзистора. Основная модель эквивалентной **схемы Агаханяна** состоит из двух диодов, отражающих эмиттерный и коллекторный переходы, и управляемых источников (ИТУТ), учитывающих взаимодействие переходов. На рисунке 3.9 представлена схема Агаханяна для *n–p–n*-транзистора. Токи управляемых источников определяются полными токами эмиттера и коллектора с использованием

коэффициентов: α_i – коэффициент передачи коллекторного тока в режиме инверсии; α_n – коэффициент передачи эмиттерного тока в нормальном (активном) режиме.

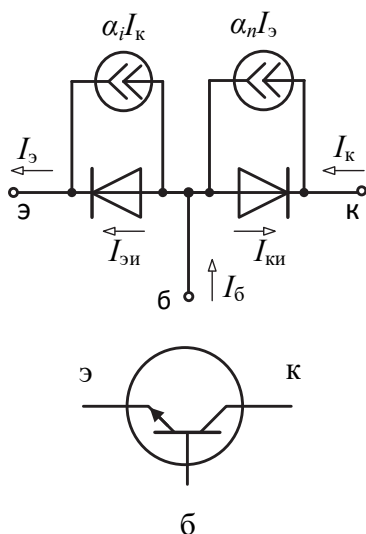


Рис. 3.9. Схема Агаханяна для $n-p-n$ транзистора

Формулы для схемы Агаханяна имеют вид:

$$I_э = I_{эи} + \alpha_i I_к, \quad I_к = \alpha_n I_э - I_{ки}, \quad I_{эи} = I_{э0} \left(e^{\frac{U_э}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad I_{ки} = I_{к0} \left(e^{\frac{U_к}{\varphi_T}} - 1 \right),$$

где $I_{э0}$ и $I_{к0}$ – тепловые токи, измеряемые при обрыве второго перехода.

Схемы Агаханяна очень удобно использовать при анализе работы транзистора в разных режимах. Так, для активного режима схема будет иметь вид, представленный на рис. 3.10. Уравнения для активного режима: $\alpha = \alpha_n$, $I_э = I_к + I_б$, $I_к = \alpha I_э + I_{к0} \approx \alpha I_э$, где $I_{к0}$ – обратный ток, протекающий из коллектора в базу (для $n-p-n$ -транзистора), составляет единицы мкА. В справочниках может обозначаться как $I_{кб0}$. Определяется при условии $I_э = 0$.

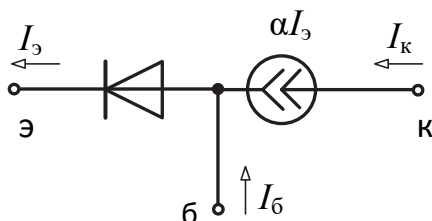


Рис. 3.10. Схема Агаханяна для активного режима n - p - n -транзистора

При включении транзистора по схеме с ОЭ или ОК он управляется базовым током, поэтому схему для удобства анализа преобразовывают (рис. 3.11). Уравнения для такой схемы имеют вид: $I_k = \beta I_b + I_{ko(э)}$, где $I_{ko(э)} = I_{ko}(\beta + 1) \approx \beta I_{ko}$ – обратный (начальный или сквозной) ток, протекающий из коллектора в эмиттер (для n - p - n -транзистора) через все переходы, составляет от десятков до сотен мкА. Определяется при условии $I_b = 0$.

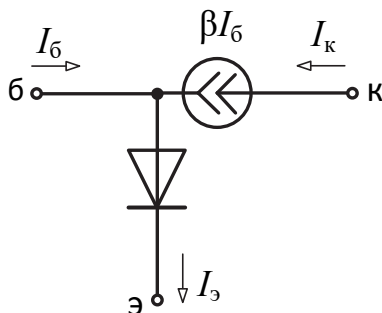


Рис. 3.11. Схема Агаханяна для активного режима n - p - n -транзистора при управлении базовым током

3.4. Статические характеристики БТ по схеме включения с общей базой (ОБ)

Основное применение на практике имеют *входные и выходные вольт-амперные характеристики*. Статические характеристики снимаются на постоянном токе и без нагрузки в выходной

цепи, могут быть представлены в аналитической форме или построены графически. Данные характеристики используются для рассмотрения свойств транзистора и для практического расчета транзисторных схем. Входные ВАХ отражают зависимость напряжения и тока во входной цепи $I_{\text{вх}}(U_{\text{вх}})$, выходные ВАХ – в выходной цепи $I_{\text{вых}}(U_{\text{вых}})$.

Для каждой из схем включения транзистора имеют место быть свои характеристики. Наиболее распространены ВАХ для схем ОЭ и ОБ, которые и приводятся в справочниках. Полярность напряжений на транзисторе и выбор направления токов определяется в соответствии с типом транзистора, но часто для удобства характеристики строят в первой четверти и, по необходимости, используя часть второй или четвертой четвертей координатной плоскости с указанием знака напряжения и тока.

Рассмотрим характеристики транзистора, включенного по схеме с ОБ. *Входные характеристики* транзистора в схеме с ОБ представляют собой зависимость тока эмиттера от напряжения на эмиттере при фиксированном напряжении $U_{\text{кб}} : I_{\text{э}} = f(U_{\text{эб}})|_{U_{\text{кб}}=\text{const}}$.

Входные характеристики близки к характеристике прямой ветви ВАХ диода. Схема для снятия входных характеристик транзистора $n-p-n$ -типа приведена на рис. 3.12. Для активного режима работы $U_{\text{эб}} < 0$, но характеристики располагают в первой четверти координатной плоскости с указанием знака приложенного напряжения. На рисунке 3.13 приведено семейство входных характеристик при двух значениях напряжения $U_{\text{кб}}$. Характеристики при разных значениях $U_{\text{кб}}$ расположены очень близко друг к другу, в справочниках часто приводится одна характеристика для некоторого значения $U_{\text{кб}} > 0$.

В рабочем диапазоне активного режима работы транзистора напряжение $U_{\text{эб}}$ остается почти неизменным и равным для кремниевых транзисторов $|U_{\text{эб}}| \approx 0,7 \text{ В}$.

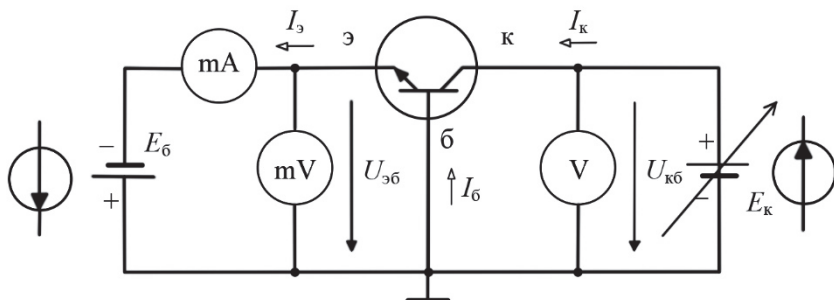


Рис. 3.12. Схема для экспериментального получения входных характеристик $n-p-n$ -транзистора, включенного по схеме с ОБ

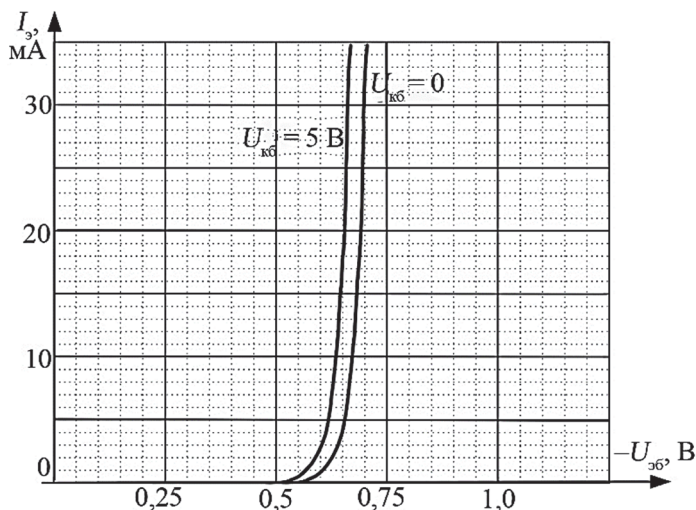


Рис. 3.13. Входные характеристики $n-p-n$ -транзистора, включенного по схеме с ОБ

Выходные характеристики транзистора в схеме с ОБ представляют собой зависимость тока коллектора от напряжения на коллекторе при фиксированном токе эмиттера: $I_k = f(U_{кб})|_{I_э = \text{const}}$. Схема для снятия выходных характеристик транзистора $n-p-n$ -типа приведена на рис. 3.14.

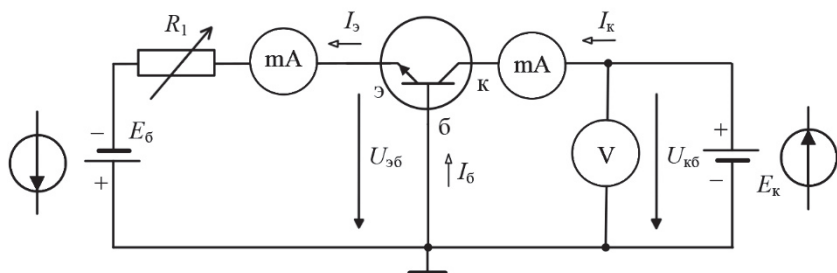


Рис. 3.14. Схема для экспериментального получения выходных характеристик n - p - n -транзистора, включенного по схеме с ОБ

На рисунке 3.15 приведено семейство выходных характеристик с тремя выраженными областями работы транзистора: областью активного режима при $U_{кб} > 0$, ток коллектора практически не зависит от напряжения $U_{кб}$: $I_{к} = \alpha I_{э} + I_{к0} \approx \alpha I_{э}$; нелинейной начальной областью (режим насыщения) при $U_{кб} \leq 0$; областью режима отсечки при $I_{э} = 0$, в таком случае $I_{к} = I_{к0}$.

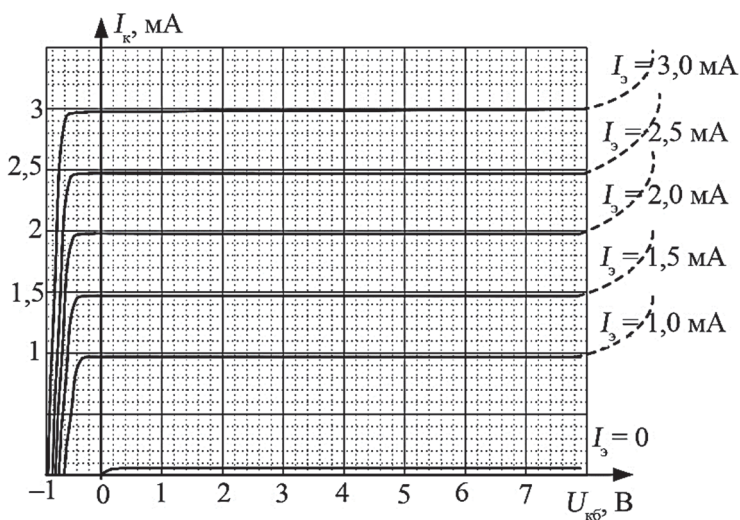


Рис. 3.15. Выходные характеристики n - p - n -транзистора, включенного по схеме с ОБ

3.5. Статические характеристики БТ по схеме включения с общим эмиттером (ОЭ)

Входные характеристики транзистора в схеме с ОЭ представляют собой зависимость тока базы от напряжения на базе $U_{бэ}$ при фиксированном напряжении $U_{кэ}$ и по виду близки к прямой ветви ВАХ диода: $I_{бэ} = f(U_{бэ})|_{U_{кэ}=\text{const}}$. Схема для снятия входных характеристик транзистора $n-p-n$ -типа приведена на рис. 3.16.

Для активного режима работы должно выполняться условие, что $U_{бк} = \varphi_{бэ} - \varphi_{кэ} = U_{бэ} - U_{кэ} < 0$, $U_{кэ} > U_{бэ} \approx 0,7 \text{ В}$. На рисунке 3.17 приведено семейство входных характеристик транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Эффект модуляции базы (см. п. 3.6) приводит к тому, что с увеличением $U_{кэ}$ растет по модулю $U_{бк}$, следовательно, толщина обратного смещенного КП увеличивается, а толщина базы уменьшается.

В базе рекомбинируют меньше носителей зарядов и ток базы уменьшается.

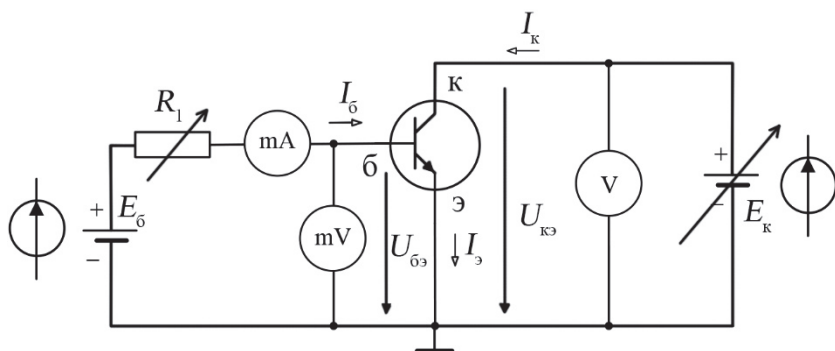


Рис. 3.16. Схема для экспериментального получения
входных характеристик $n-p-n$ -транзистора,
включенного по схеме с ОЭ

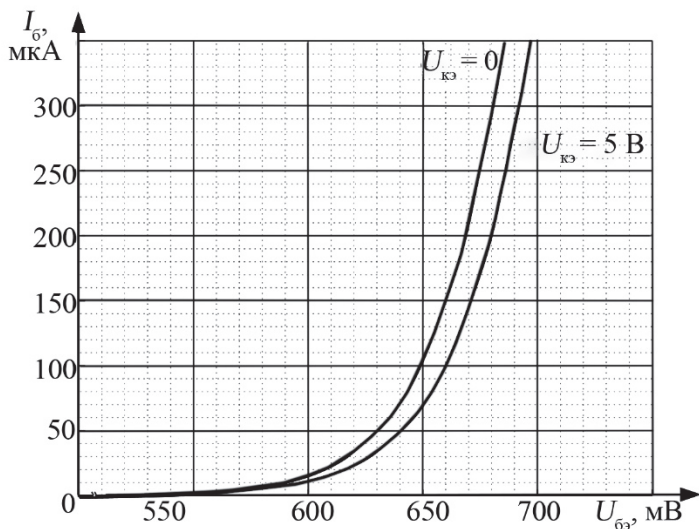


Рис. 3.17. Входные характеристики $n-p-n$ -транзистора, включенного по схеме с ОЭ

Выходные характеристики транзистора в схеме с ОЭ представляют собой зависимость тока коллектора от напряжения на коллекторе $U_{кэ}$ при фиксированном токе базы $I_k = f(U_{кэ})|_{I_b = \text{const}}$.

На рисунке 3.18 приведена схема для снятия входных характеристик транзистора $n-p-n$ -типа.

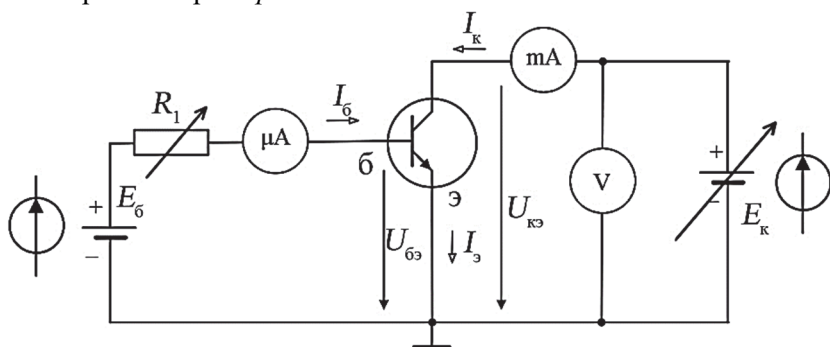


Рис. 3.18. Схема для экспериментального получения выходных характеристик $n-p-n$ -транзистора, включенного по схеме с ОЭ

Семейство выходных характеристик представлено на рис. 3.19. Можно выделить три области работы транзистора: область активного режима, когда ток коллектора практически не зависит от напряжения $U_{кз}$: $I_{к} = \beta I_{б} + I_{к0(э)} \approx \beta I_{б}$; нелинейная начальная область (режим насыщения) при $U_{кз} \leq U_{кз \text{ нас}}$; область режима отсечки при $I_{б} = 0$, в таком случае $I_{к} = I_{к0}$.

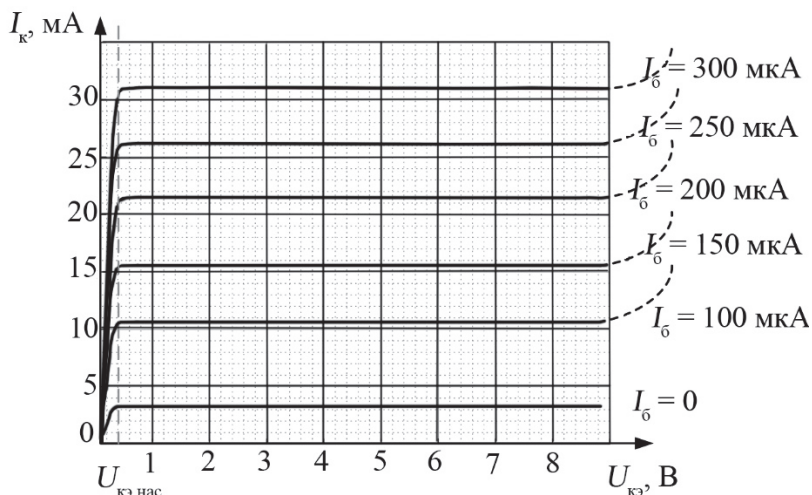


Рис. 3.19. Выходные характеристики $n-p-n$ -транзистора, включенного по схеме с ОЭ

При увеличении $U_{кз}$ толщина базы уменьшается, но так как ток базы необходимо поддерживать постоянным, то увеличивается $U_{бэ}$. Это отражается на входных характеристиках, появляется наклон характеристик. Этот наклон значительно больше, чем при включении транзистора по схеме с ОБ, а дифференциальное сопротивление, характеризующее этот наклон, меньше. Для практических расчетов дифференциальным сопротивлением пренебрегают, считая, что в активном режиме ток коллектора в рабочей области не зависит от напряжения $U_{кз}$.

Для расчета транзисторных схем, параметров эквивалентных схем замещения достаточно иметь входные и выходные характеристики. В ряде случаев используют дополнительные характеристики, показывающие почти линейную связь между выходным и входным током $I_k = f(I_{\text{б}})|_{U_{\text{кб}}=\text{const}}$ или отражающие нелинейную связь между выходным током и входным напряжением $I_k = f(U_{\text{бз}})|_{U_{\text{кб}}=\text{const}}$.

В Приложении 3 приведены технические характеристики bipolarных транзисторов серии КТЗ15 и примеры построения входной характеристики и выходных характеристик по заданным табличным значениям.

3.6. Эффект Эрли

Для практических расчетов можно принять, что в активном режиме при включении транзистора по схеме с ОБ напряжение $U_{\text{кб}}$ не оказывает влияния на входные и выходные характеристики транзистора. Однако и те и другие характеристики несколько меняются при изменении напряжения $U_{\text{кб}}$: входные характеристики сдвигаются, выходные имеют небольшой наклон, что определяет конечное сопротивление коллекторного перехода. Это проявление *эффекта Эрли* (эффекта модуляции толщины базы под действием электрического поля коллекторного перехода). Указанный эффект заключается в том, что при увеличении $U_{\text{кб}}$ коллекторный переход расширяется (рис. 3.20). Расширение коллекторного перехода осуществляется в основном за счет уменьшения толщины базы. Так, например, при фиксированном значении напряжения $U_{\text{эб}}$ уменьшается объемный заряд базового слоя и, как следствие, уменьшается объемное сопротивление базового слоя (рис. 3.21а). В схеме включения с ОБ при фиксированном значении напряжения $U_{\text{эб}}$ увеличивается эмиттерный ток, так как $I_{\text{э}}$ зависит от градиента концентрации электронов на границе эмиттерного перехода. Все это приводит к изменению входной характеристики (см. рис. 3.13),

токи увеличиваются вследствие возрастания градиента концентрации носителей в базе. При постоянном токе эмиттера (рис. 3.20б) уменьшается концентрация неосновных носителей на границе эмиттерного перехода, а это приводит к уменьшению напряжения $U_{эб}$, т.е. также приводит к смещению входной характеристики влево.

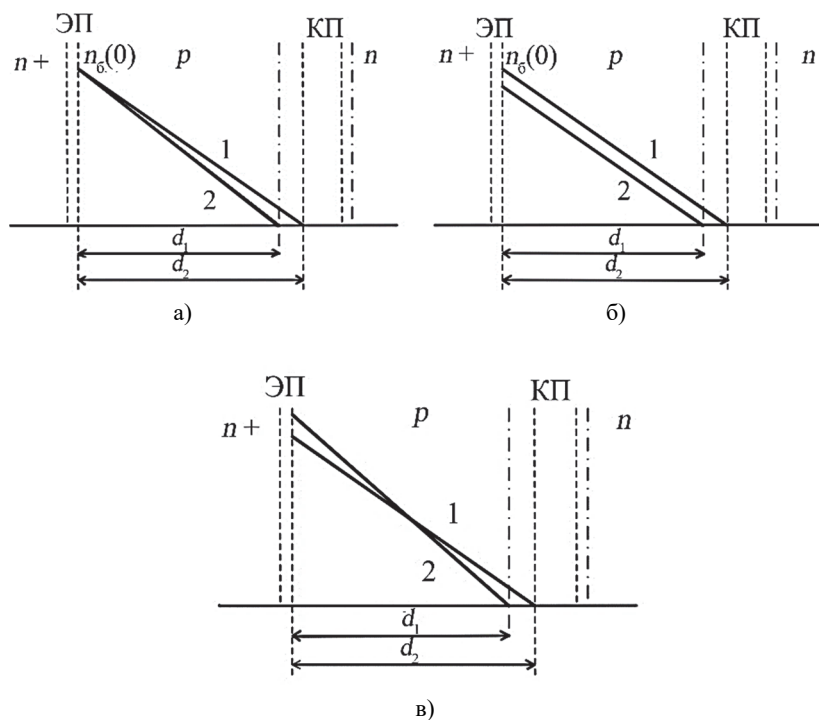


Рис. 3.20. Влияние эффекта Эрли на распределение неосновных носителей в базе при постоянном напряжении на ЭП (а), постоянном токе эмиттера в схеме с ОБ (б), постоянном токе базы в схеме с ОЭ (в)

Эффект Эрли меняет выходные характеристики: уменьшение толщины базы при увеличении $U_{кб}$ приводит к тому, что число рекомбинаций электронов и дырок в базе уменьшается. Увеличивается коэффициент переноса α^* и коэффициент передачи α , следовательно, возрастает ток коллектора (рис. 3.21б).

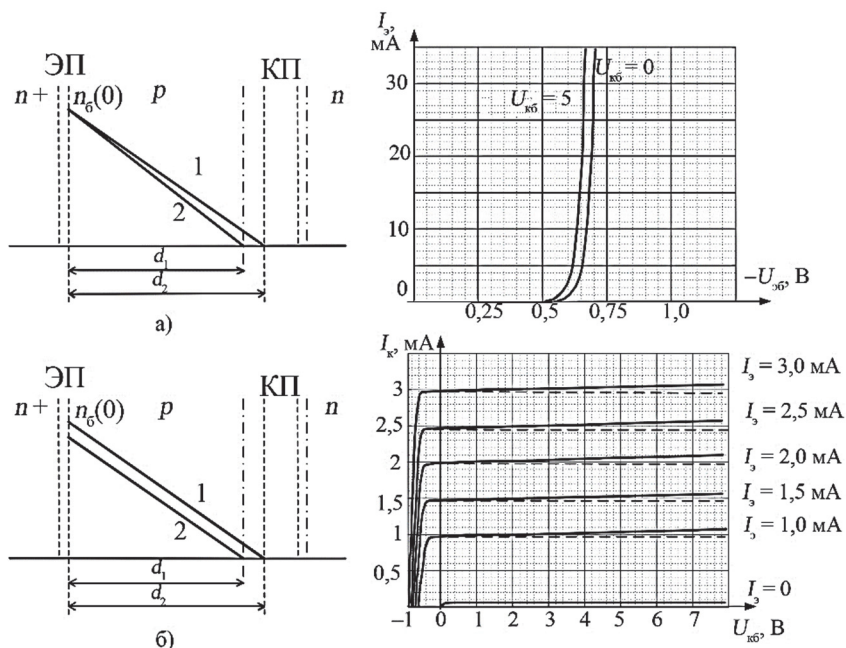


Рис. 3.21. Проявление эффекта Эрли (модуляции толщины базы) при снятии входных (а) и выходных характеристик (б) при включении с ОБ

В схеме включения ОЭ при фиксированном значении напряжения $U_{эб}$ уменьшается объемный заряд неосновных носителей, что приводит к уменьшению базового тока, так как I_b определяется процессом рекомбинации и зависит от общего заряда в базе. Это приводит к смещению входной характеристики вправо (рис. 3.22а).

При постоянном базовом токе I_b заряд в базе остается неизменным. Это приводит к увеличению концентрации неосновных носителей на границе эмиттерного перехода (рис. 3.20в), что приводит к увеличению напряжения $U_{эб}$, т.е. это также приводит к смещению входной характеристики вправо.

Эффект Эрли влияет и на выходные характеристики (рис. 3.22б). Причина та же самая, что и в схеме включения с ОБ.

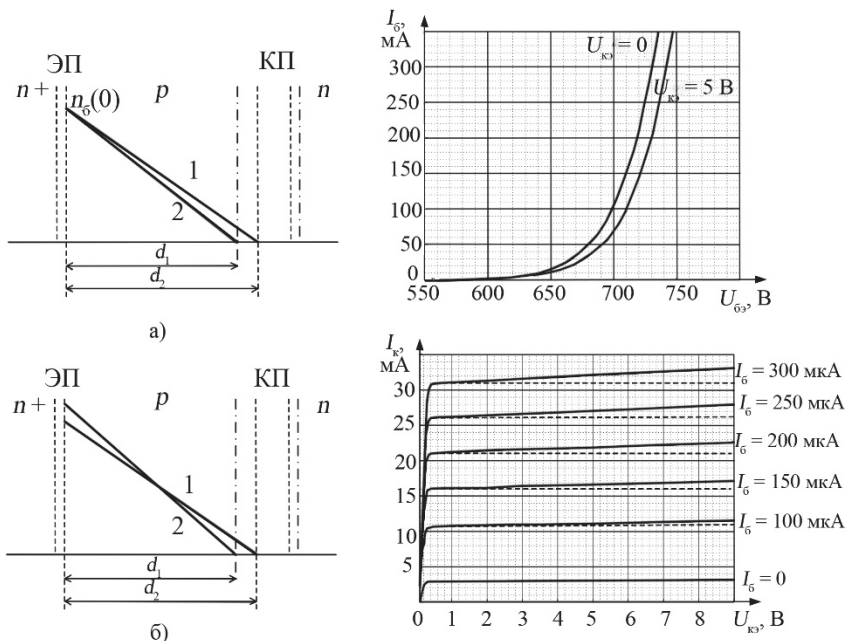


Рис. 3.22. Проявление эффекта Эрли (модуляции толщины базы) при снятии входных (а) и выходных характеристик (б) при включении с ОЭ

В транзисторах всегда проявляется *внутренняя обратная связь*, в частности связь выходного и входного напряжения. Характеристики обратной связи учитываются при составлении более точных моделей транзисторов. Характеристика обратной связи $U_{\text{бэ}} = f(U_{\text{кэ}})|_{I_{\text{бэ}}=\text{const}}$ показывает изменение напряжения на входе транзистора при изменении выходного напряжения, т.е. отражает проявление эффекта Эрли – модуляции толщины базы.

3.7. Малосигнальные схемы замещения БТ, использующие физические параметры

Параметры схем замещения характеризуют физические свойства трехслойной полупроводниковой структуры транзистора (*физические параметры*).

Границы применимости схем замещения:

- транзисторы работают в активном режиме;
- параметры рассчитываются для переменных составляющих токов и напряжений (*схема замещения на переменном токе*);
- справедливы для транзисторов, работающих на линейных участках входных и выходных статических характеристик.

Для ряда электронных устройств, например усилительных каскадов, работающих в линейном режиме, проводится расчет сравнительно больших постоянных составляющих токов и напряжений и малых переменных составляющих токов и напряжений. Постоянные и переменные составляющие рассчитываются раздельно. Для определения малых переменных составляющих используют *малосигнальные* схемы замещения, состоящие из линейных элементов, параметры которых также называют *малосигнальными*. Так как связь между малыми приращениями определяется не самими функциями, а их производными, в малосигнальных схемах используют дифференциальные параметры. Малые приращения переменных токов и напряжений обозначают ΔI , ΔU , при этом обозначение Δ в схемах часто не указывают.

Схема замещения транзистора, включенного по схеме с ОБ

Рассмотрим малосигнальную низкочастотную Т-образную схему замещения *n-p-n*-транзистора, включенного по схеме с ОБ. Для построения схемы замещения используем модель (схему) Агаханяна для линейного режима. Для отражения физических свойств структуры транзистора необходимо учесть *дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода* (определяется по

входной характеристике) $r_3 = \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta I_3} \Big|_{U_{кб}=\text{const}}$; *дифференциальное со-*

противление коллекторного перехода (определяется по выходной характеристике, обусловлено эффектом Эрли) $r_k = \frac{\Delta U_{кб}}{\Delta I_k} \Big|_{I_3=\text{const}}$.

Сопротивление базы является суммой двух сопротивлений $r_6 = r'_6 + r''_6$, где r'_6 – *объёмное сопротивление базы* (справочный

материал) и r''_6 – диффузионное сопротивление базы, которое определяется через коэффициент обратной связи $\mu_{\text{ЭК}} = \frac{\Delta U_{\text{эб}}}{\Delta U_{\text{кб}}} \Big|_{I_{\text{э}} = \text{const}}$ и r'_k .

Также необходимо учесть емкость коллекторного перехода C_k и емкость эмиттерного перехода $C_э$ (справочный материал). Малосигнальная схема замещения транзистора представлена на рис. 3.23.

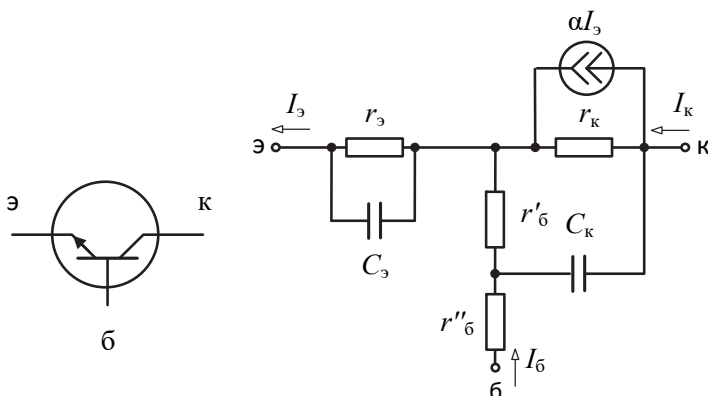


Рис. 3.23. Малосигнальная схема замещения n - p - n -транзистора, включенного по схеме с ОБ (с использованием физических параметров)

Схема замещения транзистора, включенного по схеме с ОЭ

Рассмотрим малосигнальную низкочастотную Т-образную схему замещения n - p - n транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Для построения схемы замещения используем модель (схему) Агаханяна для линейного режима с управлением током базы. Необходимо заменить дифференциальное сопротивление коллекторного перехода на $r_k^* = r_k / (1 + \beta)$, емкость коллекторного перехода $C_k^* = C_k (1 + \beta)$, при этом дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода и емкость эмиттерного перехода не меняются $r'_э = r'_э$, $C_э^* = C_э$. Малосигнальная схема замещения транзистора представлена на рис. 3.24.

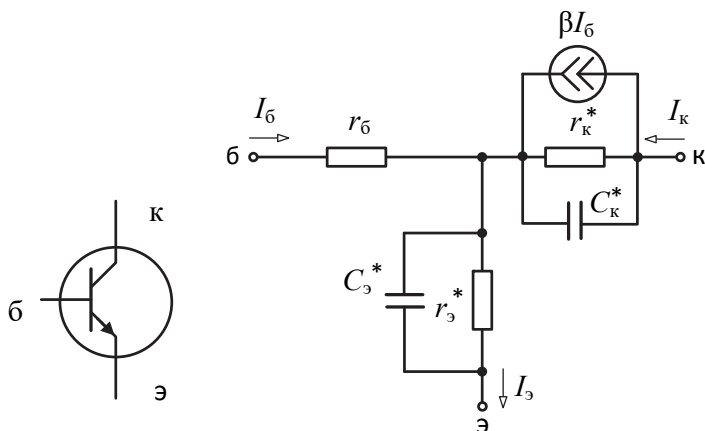


Рис. 3.24. Малосигнальная схема замещения n - p - n -транзистора, включенного по схеме с ОЭ (с использованием физических параметров)

3.8. Частотные свойства транзистора

С увеличением частоты необходимо рассматривать *влияние емкостей* в физической схеме замещения транзистора и *уменьшение коэффициентов α и β* . На высоких частотах часть тока источника тока преимущественно замыкается через ветвь с C_k^* (см. рис. 3.23), и лишь оставшаяся часть тока источника будет создавать коллекторный ток i_k , следовательно, с ростом частоты ток i_k уменьшается. Снижение β с увеличением частоты обусловлено инерционностью перемещения носителей из ЭП через базу в КП. Время пробега носителей через базу составляет десятые доли микросекунд. На частотах от единиц до десятков МГц это время соизмеримо (или больше) с периодом усиливаемого сигнала, в таком случае носители не успевают пройти через базу и задерживаются в ней. В результате коллекторный ток i_k отстает от эмиттерного (появляется фазовый сдвиг), i_k уменьшается, а ток базы $i_б$ увеличивается. Так как значение $\alpha < 1$, то изменение коэффициента усиления тока приводит к

незначительному изменению коэффициента передачи по току. Частотные свойства транзистора, включенного по схеме ОБ, лучшие, чем включенного по схеме с ОЭ. На рисунке 3.25 показаны частотные зависимости модулей коэффициента передачи эмиттерного тока в схеме с ОБ α и коэффициента усиления базового тока β в схемах с ОЭ. Принятые обозначения: α_0 , β_0 – коэффициенты передачи по постоянному току (статические); f_α , f_β – граничные частоты; f_T – предельная частота или частота единичного усиления, определяемая условием $\beta(f_T) = 1$.

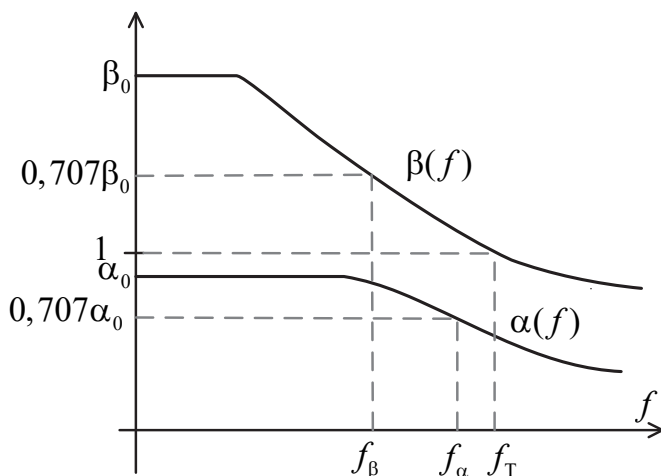


Рис. 3.25. Зависимость модулей коэффициентов передачи от частоты

При гармонических токах и напряжениях для расчета используют комплексный коэффициент передачи тока базы:

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}.$$

3.9. Малосигнальные схемы замещения БТ, эквивалентные схемы БТ на средних частотах с h -параметрами и y -параметрами

Физические параметры, входящие в Т-образную схему замещения биполярного транзистора, не могут быть измерены непосредственно, так как слои и p – n -переход транзистора недоступны к подключению измерительных приборов. Модели для *режима малого сигнала* служат для анализа переменных составляющих токов и напряжений, имеющих малую величину, и хорошо имитируют характеристики прибора в окрестности рабочей точки. Кроме малосигнальной схемы замещения с физическими параметрами для расчетов используют представление биполярного транзистора как *активного четырехполюсника*. В такой малосигнальной схеме замещения (макромодели) для анализа режимов работы транзистора используются дифференциальные параметры, связывающие входные и выходные токи и напряжения. Чаще всего используют *h -параметры* и *y -параметры*. Расчет параметров проводится по входным и выходным характеристикам транзистора.

Малосигнальная схема замещения транзистора в h -параметрах

Представим биполярный транзистор активным четырехполюсником, обозначим входные зажимы 1–1', выходные зажимы 2–2'. Отметим входные и выходные переменные токи и напряжения (рис. 3.26).

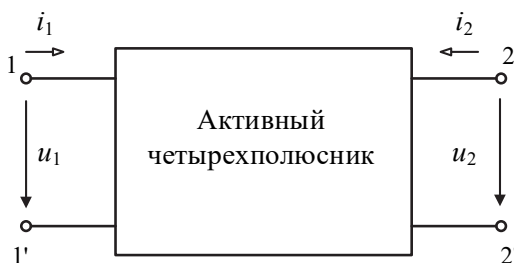


Рис. 3.26. Представление транзистора активным четырехполюсником

При включении транзистора по схеме с ОБ: $\underbrace{u_1 = u_{эб}; i_1 = i_э}_{\text{входные}}$;

$\underbrace{u_2 = u_{кб}; i_2 = i_к}_{\text{выходные}}$. При включении транзистора по схеме с ОЭ:

$\underbrace{u_1 = u_{бэ}; i_1 = i_б}_{\text{входные}}; \underbrace{u_2 = u_{кэ}; i_2 = i_к}_{\text{выходные}}$. Запишем уравнения для малых

приращений, используя h -параметры, используемые в теории четырехполосников:

$$\begin{aligned}\Delta U_1 &= h_{11} \Delta I_1 + h_{12} \Delta U_2 \\ \Delta I_2 &= h_{21} \Delta I_1 + h_{22} \Delta U_2.\end{aligned}$$

Дифференциальные параметры, устанавливающие связь между входными и выходными токами и напряжениями, могут быть определены по входным и выходным характеристикам транзистора (нижний индекс указывает на то, что использовались характеристики для транзистора, включенного по схеме с ОЭ):

- $h_{11э} = \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_б} \right|_{U_{кэ}=\text{const}} = r_{вк}$ – входное сопротивление транзистора

переменному току, определяется по входной характеристике;

- $h_{12э} = \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta U_{кэ}} \right|_{I_б=\text{const}}$ – коэффициент обратной связи по напряжению,

определяется по входной характеристике;

- $h_{21э} = \left. \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} \right|_{U_{кэ}=\text{const}} = \beta$ – коэффициент передачи тока базы,

определяется по выходным характеристикам;

- $h_{22э} = \left. \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{кэ}} \right|_{I_б=\text{const}}$ – выходная проводимость транзистора

переменному току, определяется по выходным характеристикам.

На рисунке 3.27 представлена малосигнальная схема замещения в h -параметрах транзистора, включенного по схеме с ОЭ, с использованием обозначений переменных токов и напряжений. В литературе при изображении малосигнальных схем замещения допускается обозначение малых приращений токов и напряжений $\Delta I_{\text{б}}$, $\Delta I_{\text{к}}$, $\Delta I_{\text{э}}$, $\Delta U_{\text{бэ}}$, $\Delta U_{\text{кэ}}$ и без знака приращения Δ .

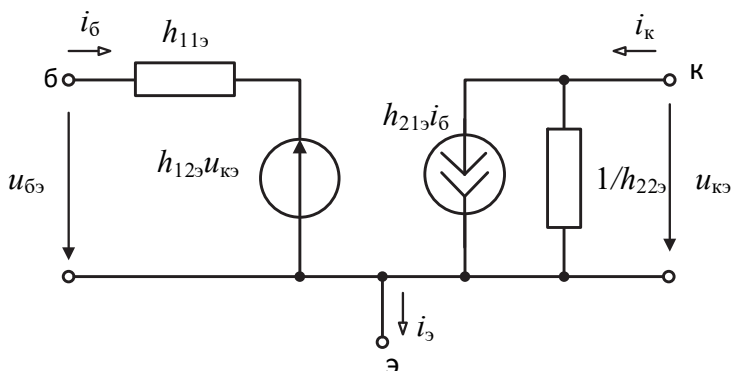


Рис. 3.27. Малосигнальная схема замещения транзистора в h -параметрах

В таблице 3.1 приведены примерные значения h -параметров для маломощных транзисторов.

Таблица 3.1

Параметр	ОЭ	ОБ
h_{11}	сотни Ом... единицы кОм	единицы... десятки Ом
h_{12}	$10^{-3} \dots 10^{-4}$	$10^{-3} \dots 10^{-4}$
h_{21}	десятки...сотни	0,95...0,988
$1/h_{22}$	десятки ... сотни кОм	сотни кОм... единицы МОм

Для менее точных расчетов используют упрощенную схему замещения в h -параметрах (принято $h_{12} \approx 0$, $1/h_{22} \rightarrow \infty$). Упрощенная схема замещения в h -параметрах транзистора, включенного по схеме с ОЭ, представлена на рис. 3.28.

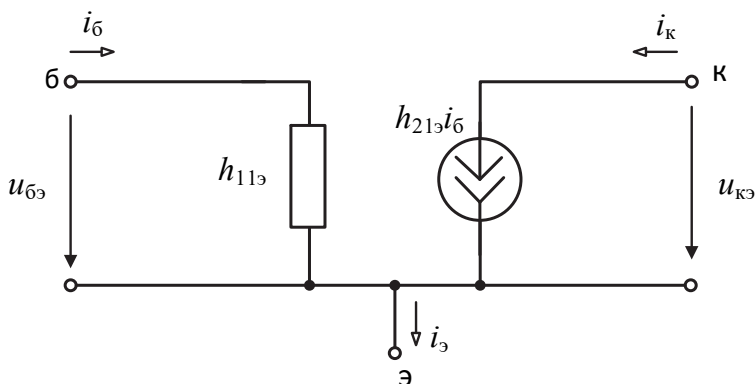


Рис. 3.28. Упрощенная малосигнальная схема замещения транзистора в h -параметрах

Малосигнальная схема замещения транзистора в y -параметрах

При составлении схемы замещения транзистора в y -параметрах используют уравнения, связывающие токи и напряжения на входе и выходе четырехполюсника (см. рис. 3.26). Для малых приращений:

$$\begin{aligned}\Delta I_1 &= y_{11}\Delta U_1 + y_{12}\Delta U_2 \\ \Delta I_2 &= y_{21}\Delta U_1 + y_{22}\Delta U_2.\end{aligned}$$

Дифференциальные параметры, устанавливающие связь между токами и напряжениями, могут быть определены по входным

и выходным характеристикам транзистора: $y_{11} = \left. \frac{\Delta I_1}{\Delta U_1} \right|_{U_2 = \text{const}}$,

$$y_{12} = \left. \frac{\Delta I_1}{\Delta U_2} \right|_{U_1=\text{const}}, \quad y_{21} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_1} \right|_{U_2=\text{const}}, \quad y_{22} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \right|_{U_1=\text{const}}. \quad \text{Размер-}$$

ность параметров [1/Ом] или [См]. На рисунке 3.29 представлена малосигнальная схема замещения транзистора в y -параметрах транзистора, включенного по схеме с ОЭ. В схеме использованы обозначения для приращений токов и напряжений.

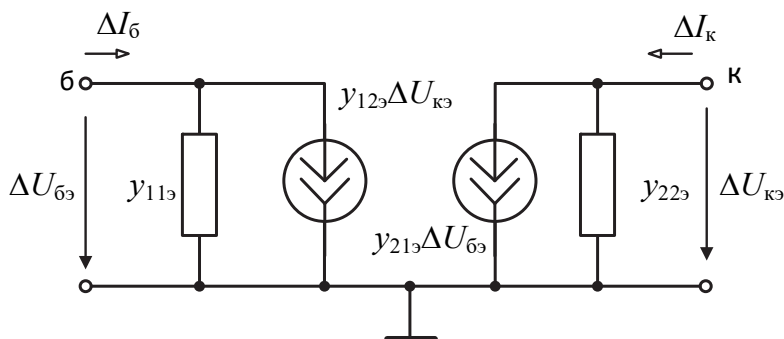


Рис. 3.29. Малосигнальная схема замещения транзистора в y -параметрах

Для менее точных расчетов используют упрощенную схему замещения в y -параметрах (рис. 3.30).

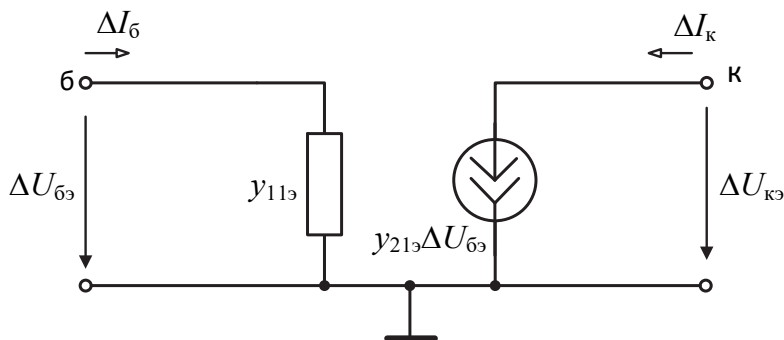


Рис. 3.30. Упрощенная малосигнальная схема замещения транзистора в y -параметрах

3.10. Основные параметры БТ

Выбор биполярных транзисторов осуществляется с учетом эксплуатационных и предельно-допустимых параметров транзисторов и области применения транзистора.

Эксплуатационные параметры:

1) коэффициент передачи тока из эмиттера в коллектор α или коэффициент усиления базового тока β ;

2) обратный ток коллекторного перехода при заданном обратном напряжении на КП: $I_{кбо} = I_{ко}$ (доли мкА ... десятки мА);

3) r_b – объемное сопротивление базы (сотни Ом);

4) r_k – дифференциальное сопротивление обратно смещенного КП (сотни кОм ... единицы МОм) или h_{22} – выходная проводимость;

5) $U_{кз\text{ нас}}$ – напряжение насыщения коллектор-эмиттер (десятые доли В, единицы В);

6) C_k – емкость обратно смещенного коллекторного перехода (единицы ... десятки пФ);

7) RT – тепловое сопротивление между КП и корпусом $RT = \frac{\Delta T}{P_{k\text{ max}}}$, где $\Delta T = T_{п} - T_{к}$ – перепад температур между переходом и корпусом транзистора;

8) f_{α} , f_{β} – граничная частота передачи тока в схеме ОБ и ОЭ, соответственно.

Предельно – допустимые параметры:

1) $I_{к\text{ max}}$ – максимально допустимый ток коллектора (сотни мА... десятки А);

2) $U_{кз\text{ max}}$ – максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер;

3) $P_{к\text{ max}}$ – максимально допустимая мощность, рассеиваемая коллектором (до десятков Вт);

4) $U_{бз\text{ обр max}}$ – максимально допустимое обратное напряжение ЭП;

5) $I_{б\text{ max}}$ – максимально допустимый прямой ток базы.

Превышение параметрами предельно-допустимых значений $I_{к\max}$, $U_{кз\max}$, $P_{к\max}$, $I_{б\max}$, $U_{бз\text{обр}\max}$ ведет к выходу транзистора из строя.

3.11. Спецификация и использование БТ

Условное обозначение (маркировка) транзистора состоит из 5 элементов.

ПЕРВЫЙ элемент системы обозначает исходный материал, на основе которого изготовлен транзистор и его содержание не отличается от системы обозначения диодов:

Г или 1 – германий или его соединения;

К или 2 – кремний или его соединения;

А или 3 – арсенид галлия;

И или 4 – соединения индия.

ВТОРОЙ элемент указывает на тип транзистора:

Т – биполярный;

П – полевой.

ТРЕТИЙ элемент (цифра) указывает на функциональные возможности транзистора по допустимой рассеиваемой мощности и частотным свойствам.

Транзисторы *малой мощности* ($P_{\max} < 0,3 \text{ Вт}$):

1 – маломощный низкочастотный ($f_{гр} < 3 \text{ МГц}$);

2 – маломощный среднечастотный ($3 \text{ МГц} < f_{гр} < 30 \text{ МГц}$);

3 – маломощный высокочастотный ($30 \text{ МГц} < f_{гр} < 300 \text{ МГц}$).

Транзисторы *средней мощности* ($0,3 \text{ Вт} < P_{\max} < 1,5 \text{ Вт}$):

4 – средней мощности низкочастотный ($f_{гр} < 3 \text{ МГц}$);

5 – средней мощности среднечастотный ($3 \text{ МГц} < f_{гр} < 30 \text{ МГц}$);

6 – средней мощности высокочастотный ($30 \text{ МГц} < f_{гр} < 300 \text{ МГц}$).

Транзисторы *большой мощности* ($P_{\max} > 1,5 \text{ Вт}$):

7 – большой мощности низкочастотный ($f_{гр} < 3 \text{ МГц}$);

8 – большой мощности среднечастотный ($3 \text{ МГц} < f_{\text{гр}} < 30 \text{ МГц}$);
9 – большой мощности высокочастотный ($30 \text{ МГц} < f_{\text{гр}} < 300 \text{ МГц}$) и сверхвысокочастотный ($f_{\text{гр}} > 300 \text{ МГц}$).

ЧЕТВЕРТЫЙ элемент – цифры от 01 до 99, указывающие порядковый номер разработки.

ПЯТЫЙ элемент – одна из букв от А до Я, обозначающая деление технологического типа приборов на группы.

Например, маркировка транзистора КТ540Б расшифровывается так: К – кремниевый транзистор, Т – биполярный, 5 – средней мощности среднечастотный, 40 – номер разработки, Б – группа.

Транзисторы могут маркироваться или буквенно-цифровым кодом, или кодом, состоящим из геометрических фигур. По коду можно узнать тип транзистора, месяц и год изготовления.

Комплементарная пара – пара транзисторов, полностью сходная по техническим характеристикам, но обладающая разными типами проводимости. Комплементарной парой транзистору КТ315Д является транзистор КТ361Д.

Контрольные вопросы и задания

1. Что такое полупроводниковый прибор – транзистор? Какие типы транзисторов вы знаете?

2. Поясните структуру и принцип действия биполярных $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторов.

3. В чем отличие диффузионного биполярного транзистора от дрейфового биполярного транзистора?

4. Поясните принцип действия биполярного $n-p-n$ -транзистора.

5. Назовите основные схемы включения биполярного транзистора.

6. Какие бывают режимы работы биполярного транзистора?

7. Как смещены эмиттерный и коллекторный переход при разных режимах работы биполярного транзистора?

8. Как обеспечить активный режим работы биполярных $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторов?

9. Расскажите о моделировании сложных электронных устройств. Что такое математическая модель транзистора?

10. Дайте определение физической модели биполярного $n-p-n$ -транзистора. Чем эта модель отличается от физической модели биполярного $p-n-p$ -транзистора?

11. Расскажите о моделировании биполярного транзистора активным четырехполюсником. Какие типы уравнений используются при моделировании?

12. Что такое статические характеристики БТ? Как используются статические характеристики БТ?

13. Как снимаются статические характеристики БТ по схеме включения с общей базой? Нарисуйте качественно входную и выходную характеристики.

14. Как снимаются статические характеристики БТ по схеме включения с общим эмиттером? Нарисуйте качественно входную и выходную характеристики.

15. В чем заключается эффект Эрли? Как влияет эффект Эрли на статические характеристики БТ?

16. Расскажите о частотных свойствах биполярного транзистора. Что такое граничная и предельная частота усиления?

17. Нарисуйте малосигнальную схему замещения транзистора, включенного по схеме с ОЭ, в h -параметрах и запишите соответствующие уравнения. Что такое упрощенная малосигнальная схема замещения и когда ее используют?

18. Поясните физический смысл h -параметров.

19. Нарисуйте малосигнальную схему замещения транзистора, включенного по схеме с ОЭ, в u -параметрах. Что такое упрощенная малосигнальная схема замещения и когда ее используют?

20. Поясните физический смысл u -параметров.

21. Расскажите об основных параметрах БТ. Что такое предельно-допустимые параметры?

22. Как проводится спецификация БТ?

23. Что такое комплементарные биполярные транзисторы?

Глава 4. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

4.1. Линейный усилитель (ЛУ), обобщенная схема ЛУ, характеристики и параметры. Использование БТ для усиления

К аналоговым электронным устройствам относятся усилители и устройства на их основе. *Усилителем электрических сигналов* называется устройство, предназначенное для усиления мощности входного сигнала. Усиление осуществляется активными элементами (биполярными, полевыми транзисторами) за счет потребления энергии от источника питания под действием входного сигнала. Входной сигнал управляет передачей энергии от источника питания в нагрузку. Принцип действия усилителя на одном транзисторе удобно объяснить с помощью структурной схемы (рис. 4.1).

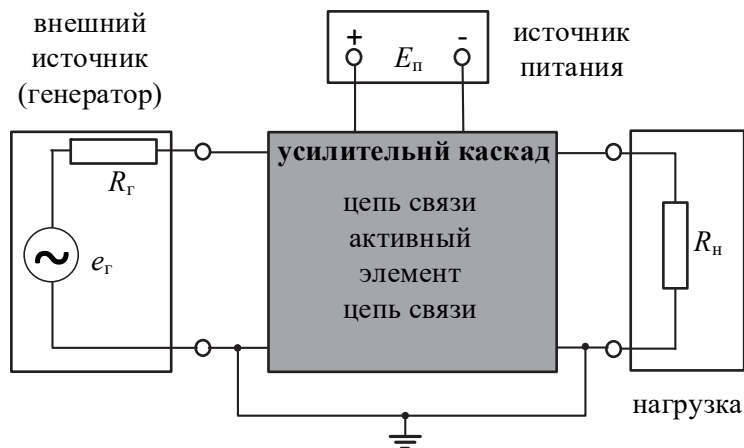


Рис. 4.1. Структурная схема усилителя

Процесс усиления основан на преобразовании активным элементом энергии источника питания E_n в энергию переменного напряжения в выходной цепи при изменении сопротивления

активного элемента под действием входного сигнала. *Линейный усилитель* служит для усиления электрических сигналов практически без изменения их формы. Назначение линейного усилителя – формирование выходного сигнала, который представляет собой входной сигнал, умноженный на некоторую постоянную величину: $a_{\text{вых}}(t) = K a_{\text{вх}}(t)$.

Усилители классифицируются по ряду признаков.

По характеру усиливаемых сигналов – усилители гармонических колебаний и импульсных сигналов.

По диапазону частот – усилители постоянного и переменного тока. Усилители постоянного тока усиливают как постоянную, так и переменную составляющие входного сигнала. Усилители переменного тока усиливают переменную составляющую от нижней граничной частоты $f_{\text{н}}$ до верхней граничной частоты $f_{\text{в}}$. Диапазон усиливаемых частот $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$ называют полосой пропускания. За ее пределами усиление падает. В зависимости от полосы пропускания усилители переменного тока бывают: низкой частоты (УНЧ), высокой частоты (УВЧ). Усилители низкой частоты предназначены для усиления переменных сигналов, их полоса пропускания лежит в пределах от десятков Гц до десятков кГц. Усилители высокой частоты усиливают сигналы, как правило, в узкой полосе частот. Узкая полоса пропускания обеспечивается применением в качестве нагрузки активного элемента колебательного контура. В связи с этим УВЧ иногда называют резонансными или полосовыми.

Усилители переменного сигнала, предназначенные для усиления сигналов в устройствах связи, телевизионной технике, радиолокационной аппаратуре, имеющие очень широкую полосу пропускания, называют широкополосными. Если усиливаемый сигнал регистрируется визуально, т.е. воспроизводится на экране электронно-лучевой трубки, то такие устройства называют видеоусилителями. У широкополосных усилителей полоса пропускания лежит в полосе от нескольких кГц и ниже до нескольких МГц и выше.

По типу используемых активных элементов усилители бывают на биполярных и полевых транзисторах, интегральных микросхемах.

По конструктивным признакам усилители бывают: на дискретных элементах, интегральных микросхемах и комбинированные.

По способу соединения (связи) каскадов усилители бывают: с гальванической, резистивно-емкостной и трансформаторной связью.

Непосредственная или гальваническая связь используется в усилителях постоянного тока, где вход последующего каскада соединяют с выходом предыдущего каскада непосредственно или с помощью резисторов. В усилителях переменного сигнала для связи каскадов используют конденсаторы, резисторы и трансформаторы. В усилителях мощности для связи каскадов между собой и с нагрузкой иногда используют трансформаторы. Конденсаторы и трансформаторы в усилителях переменного сигнала служат для разделения переменной и постоянной составляющих напряжения и тока.

По способу включения активного усилительного элемента биполярного (полевого) транзистора различают три основных типа усилительных каскадов:

- с общим эмиттером (общим истоком);
- с общим коллектором (общим стоком);
- с общей базой (общим затвором).

Характерной особенностью каждого из них является то, что один электрод транзистора является общим для входной и выходной цепи, он и определяет тип усилительного каскада.

По назначению усилители делятся на усилители напряжения, тока и мощности. При анализе необходимо учитывать соотношение между сопротивлением нагрузки R_n и выходным сопротивлением усилителя $R_{\text{вых}}$, внутренним сопротивлением генератора R_g и входным сопротивлением усилителя $R_{\text{вх}}$.

Усилитель напряжения обеспечивает на нагрузочном сопротивлении заданное выходное напряжение. Для усилителя напряжения выполняются соотношения $R_g \ll R_{\text{вх}}$, $R_{\text{вых}} \ll R_n$. Входная цепь практически не потребляет тока, т.е. работает в режиме холостого хода по входу. Усилитель в данном случае управляется напряжением и является источником напряжения, управляемым напряжением (ИНУН). Усилитель напряжения предназначен для усиления входного напряжения с определенным коэффициентом усиления:

$$u_{\text{вых}}(t) = K_u u_{\text{вх}}(t).$$

Усилитель тока характеризуется тем, что входное сопротивление усилителя значительно меньше внутреннего сопротивления источника сигнала $R_{\text{вх}} \ll R_{\text{г}}$, а выходное сопротивление много больше сопротивления нагрузки $R_{\text{вых}} \gg R_{\text{н}}$. Источник сигнала работает в режиме короткого замыкания, и усилитель является источником тока, управляемым током (ИТУТ).

Для *усилителя мощности* необходимо выполнение условия согласования входной цепи с источником сигнала $R_{\text{г}} \approx R_{\text{вх}}$ и выходной цепи с сопротивлением нагрузки $R_{\text{вых}} \approx R_{\text{н}}$ для передачи максимальной мощности.

В ряде случаев используются устройства, входным сигналом которых является ток, а выходным – напряжение (или наоборот, входным – напряжение, а выходным – ток), в таком случае $R_{\text{вх}} \ll R_{\text{г}}$, $R_{\text{вых}} \ll R_{\text{н}}$ (или $R_{\text{г}} \ll R_{\text{вх}}$, $R_{\text{вых}} \gg R_{\text{н}}$). Такие устройства представляют собой источник напряжения, управляемый током (ИНУТ) или источник тока, управляемый напряжением (ИТУН).

Технические показатели аналоговых устройств, представляющих количественную оценку его работы, – это *коэффициент усиления* (по напряжению, току и мощности), *входное и выходное сопротивления*, *коэффициент полезного действия*, *чувствительность* (номинальное входное напряжение), диапазон усиливаемых частот, линейные и нелинейные искажения, динамический диапазон, частотная, фазочастотная и переходная характеристики.

Коэффициентом усиления или коэффициентом передачи называют отношение выходного сигнала к входному. Он определяется обычно в установившемся режиме при гармоническом (синусоидальном) входном сигнале. Коэффициенты усиления по напряжению $\dot{K}_u$ и току $\dot{K}_i$ в общем случае являются комплексными величинами, характеризруемыми модулем и фазой. Это связано с тем, что отдельные составляющие спектра сигнала усиливаются по-разному из-за наличия реактивных элементов схемы и частотных свойств активных элементов – транзисторов. Коэффициент

усиления по мощности $K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}$ всегда есть число действитель-

ное, так как имеет смысл лишь при активном характере нагрузки. В линейном режиме при одинаковой форме входного и выходного сигнала коэффициенты усиления по напряжению и току – действительные числа и могут быть определены как отношение амплитуд (действующего значения) выходного и входного гармонического

$$\text{сигнала: } K_u = \frac{U_{\text{мвых}}}{U_{\text{мвх}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}, \quad K_i = \frac{I_{\text{мвых}}}{I_{\text{мвх}}} = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}.$$

Известно, что громкость слухового восприятия звукового сигнала пропорциональна логарифму его интенсивности (закон Вебера–Фехнера). Кроме того, логарифмический масштаб (шкала) удобен для отображения очень больших диапазонов величин. При сравнении мощности двух колебаний вводится логарифмическая единица – Бел или его десятая часть – децибел. Часто используют коэффициенты усиления, выраженные в логарифмических единицах: $LK_u (\text{дБ}) = 20 \lg(U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}})$, $LK_i (\text{дБ}) = 20 \lg(I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}})$, $LK_p (\text{дБ}) = 10 \lg(P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}})$.

Отметим на структурной схеме усилителя входные и выходные токи и напряжения (рис. 4.2). В установившемся режиме при гармоническом входном сигнале можно составить отношение комплексного входного напряжения и комплексного входного тока –

комплексное *входное сопротивление усилителя* $Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}}$, отно-

шение комплексного выходного напряжения и комплексного выходного тока – комплексное *выходное сопротивление усилителя*

$Z_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{I}_{\text{вых}}}$. Модуль и фазный угол входного и выходного сопро-

тивления зависят от диапазона усиливаемых частот. В линейном режиме входное и выходное сопротивления усилителя – действитель-

$$\text{ные числа: } R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мвх}}}{I_{\text{мвх}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}, \quad R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{мвых}}}{I_{\text{мвых}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}}.$$

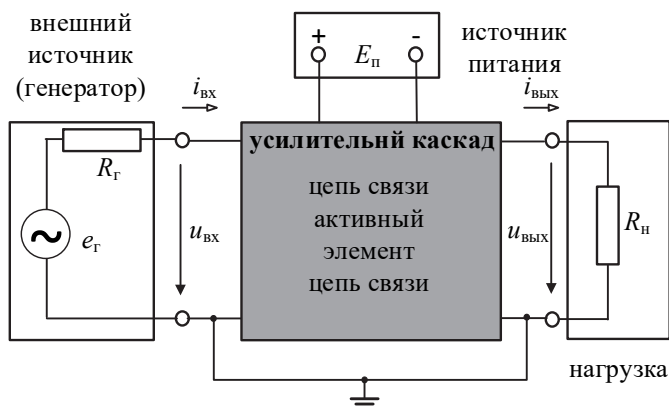


Рис. 4.2. Входные и выходные токи и напряжения усилителя

Выходная мощность характеризуется номинальной мощностью, развиваемой усилителем в нагрузке. Это мощность на выходе усилителя при работе на расчетную нагрузку и заданном коэффициенте гармоник или нелинейных искажений:

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{твых}}^2 / 2R_{\text{н}},$$

где $U_{\text{твых}}$ – амплитудное значение выходного напряжения. Увеличение выходной мощности усилителя ограничено искажениями, которые возникают за счет нелинейности характеристик транзисторов при больших амплитудах сигнала. *Коэффициент полезного действия* представляет собой отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания:

$$\eta = P_{\text{вых}} / P_0,$$

где P_0 – мощность, потребляемая от источника питания.

Чувствительностью (номинальным входным напряжением) называют напряжение, которое нужно подвести к входу усилителя, чтобы получить на выходе заданную мощность. Чем она меньше, тем выше чувствительность усилителя. Минимально допустимое напряжение ограничивается уровнем собственных шумов усилителя, на фоне которых нельзя выделить полезный сигнал.

Максимально допустимое входное напряжение усилителя ограничено искажением формы сигнала за счет работы усилителя на нелинейных участках ВАХ транзистора. Наибольшее значение входного напряжения, когда не наблюдаются нелинейные искажения, называют *динамическим диапазоном*.

Диапазоном усиливаемых частот (полосой пропускания) называется разность граничных частот $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$, в которой коэффициент усиления усилителя остается почти постоянным. Допустимые изменения коэффициента усиления в полосе пропускания не превышают 3 дБ. Полоса пропускания частот усилителя должна быть больше или равна ширине спектра усиливаемых частот. Она зависит от класса и качества аппаратуры. С расширением полосы пропускания растет стоимость аппаратуры, усложняется конструкция, увеличивается воздействие на усилитель различного рода помех. На практике полосу пропускания сужают до минимальных пределов, обеспечивающих необходимое качество работы усилителя.

Искажения сигнала. Кроме получения необходимого коэффициента усиления сигнала необходимо, чтобы линейный усилитель не изменял его формы. Отклонение формы выходного сигнала от формы входного принято называть искажением. Они бывают нелинейные и линейные. Источником *нелинейных искажений* является нелинейность вольтамперных характеристик элементов усилителя. При подаче на вход усилителя синусоидального напряжения форма входного и выходного тока может отличаться от синусоидальной. Это связано с нелинейностью характеристик транзисторов. Уровень нелинейных искажений характеризуется

коэффициентом нелинейных искажений усилителя, выраженным в процентах:

$$K_{\text{ни}} = \frac{\sqrt{P_2 + P_3 + \dots + P_n}}{\sqrt{P_1}} 100\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} 100\%,$$

где $P_2, P_3, \dots, P_n$ – мощности, выделяемые в нагрузке 2, 3, ... n -й гармонических составляющих выходного напряжения $U_2, U_3, \dots, U_n$; P_1 – мощность в нагрузке, обусловленная основной гармоникой U_1 . Нелинейные искажения зависят от амплитуды входного сигнала и не связаны с его частотой. Для уменьшения искажения формы выходного сигнала входной сигнал должен иметь малую амплитуду. *Линейные искажения* определяются зависимостью параметров транзисторов от частоты и реактивными элементами усилительных устройств. Частотные искажения зависят от частоты усиливаемого сигнала. Зависимость модуля комплексного коэффициента усиления от частоты входного сигнала $K(f)$ принято называть *амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ)* усилителя.

Типичным для АЧХ является наличие так называемой области средних частот, в которой K почти не зависит от частоты и равен K_0 . В диапазоне низких и высоких частот коэффициент усиления уменьшается. Фазовые искажения усилителя оцениваются его *фазо-частотной характеристикой* $\varphi(f)$ усилителя. Фазовые искажения в середине области средних частот практически отсутствуют. На практике АЧХ и ФЧХ удобнее строить в логарифмическом масштабе по оси частот или двойном логарифмическом масштабе.

На рисунке 4.3 построены АЧХ усилителя в линейном, однанном и двойном логарифмическом масштабе.

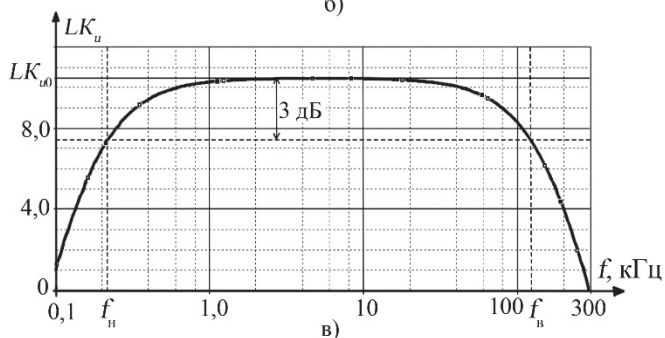
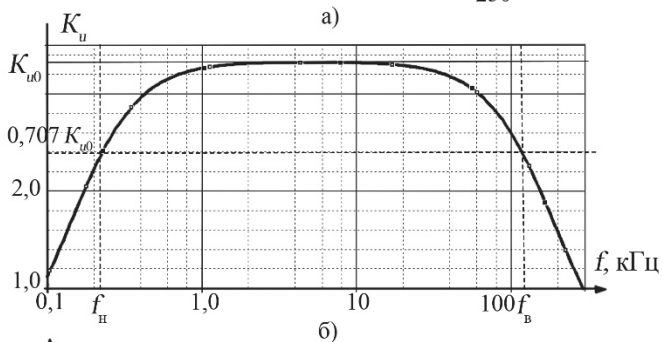
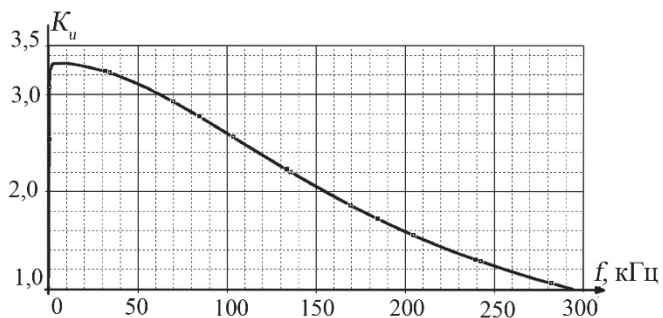


Рис. 4.3. АЧХ усилителя, построенная в линейном (а), одинарном (б) и двойном (в) логарифмическом масштабе

Амплитудная характеристика отражает зависимость амплитудного значения первой гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения: $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ (рис. 4.4). Амплитудная характеристика не проходит через начало

координат ввиду наличия на выходе напряжения собственных помех и шумов усилителя. Участок характеристики ниже точки A не используется, ибо полезный сигнал трудно отличить от напряжения собственных помех и шумов. На участке AB коэффициент усиления – величина постоянная, и этим участком определяется динамический диапазон усилителя. Кроме того, с его помощью можно определить коэффициент усиления по напряжению. Выше точки B линейность зависимости выходного напряжения от входного сигнала нарушается, в выходном напряжении появляются дополнительные частотные составляющие, возникают нелинейные искажения. Причиной является ограничение максимального напряжения одной или обеих полувольт выходного сигнала.

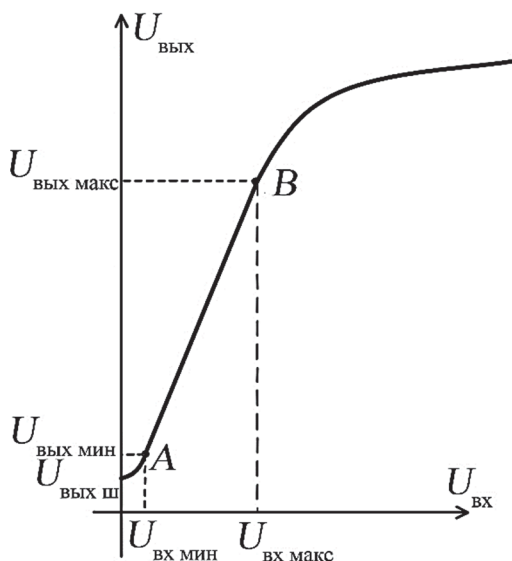


Рис. 4.4. Амплитудная характеристика усилителя

Амплитудная характеристика обладает хорошей наглядностью и позволяет определить коэффициент усиления, динамический диапазон, минимальные и максимальные допустимые значения входного сигнала, уровень собственных шумов.

Переходная характеристика выражает зависимость от времени выходного напряжения усилителя, на вход которого подан скачок напряжения. Применяется для исследования переходных процессов в устройстве.

Рассмотрим более подробно **линейный RC-усилитель напряжения**. На рисунке 4.5 представлена функциональная схема RC-усилителя.

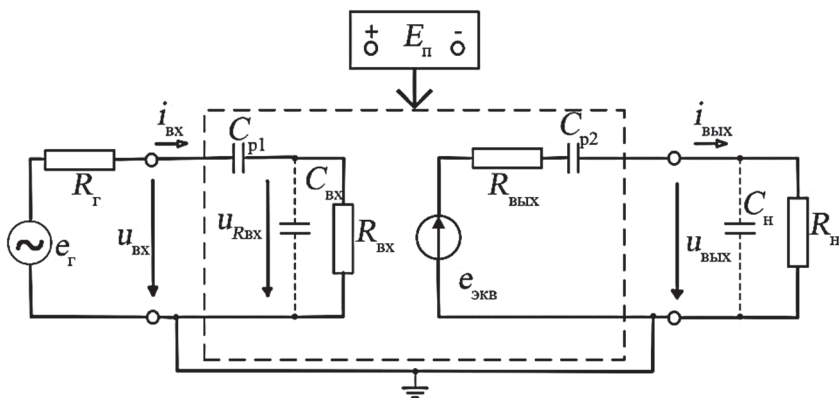


Рис. 4.5. Функциональная схема RC-усилителя

Основными параметрами усилителя являются:

- входное сопротивление усилителя;
- входная емкость усилителя $C_{\text{вх}}$;
- коэффициент усиления напряжения в режиме холостого хода $K_{u\text{хх}} : e_{\text{экв}} = K_{u\text{хх}} u_{\text{РВХ}}$;
- выходное сопротивление усилителя.

Разделительные конденсаторы $C_{\text{р1}}$ и $C_{\text{р2}}$ обеспечивают связь усилительного каскада с источником сигнала и нагрузкой, определяют частотные свойства усилителя. Как правило, нагрузка рассматривается как активно-емкостная с параметрами $C_{\text{н}}$, $R_{\text{н}}$. На рисунке 4.6 представлена АЧХ RC-усилителя с выделением области низких частот (НЧ), средних частот (СЧ) и высоких частот (ВЧ).

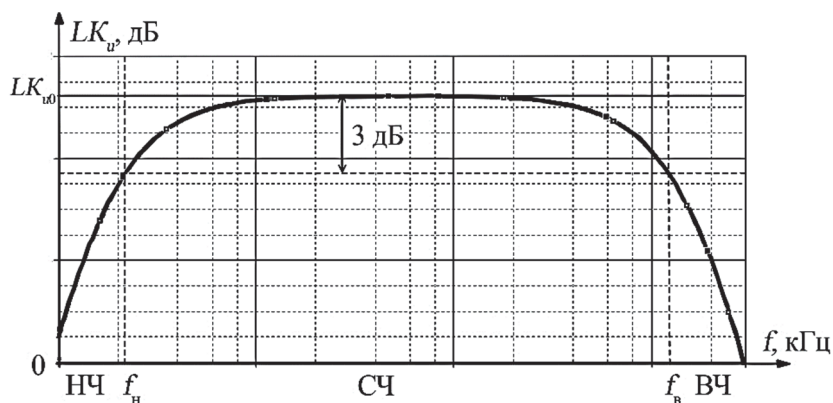


Рис. 4.6. АЧХ RC-усилителя

Временная характеристика (рис. 4.7) линейного усилителя при действии прямоугольного импульса снимается при условии $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}}$ (в динамическом диапазоне). Отмечена длительность фронта (нарастания) t_{ϕ} по уровню $0,1U_m$ и $0,9U_m$ выходного напряжения и спад плоской вершины Δu .

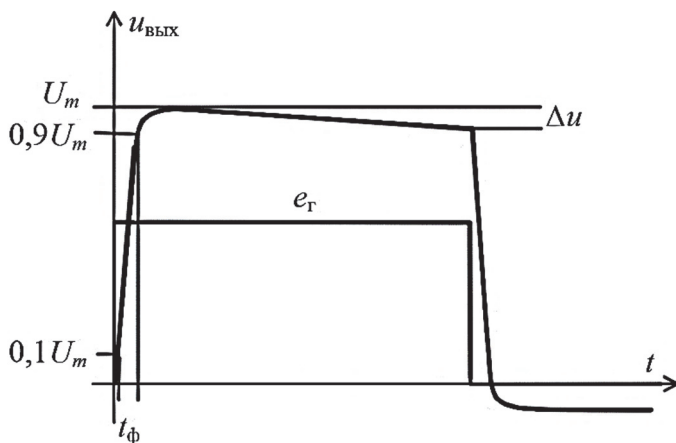


Рис. 4.7. Временная характеристика RC-усилителя

В области средних частот ($f_{\text{н}} \leq f \leq f_{\text{в}}$) коэффициент усиления практически не зависит от частоты $K_u(f) \approx \text{const}$. Для этого диапазона частот выполняются условия $\frac{1}{2\pi f C_{\text{вх}}} \rightarrow \infty$, $\frac{1}{2\pi f C_{\text{н}}} \rightarrow \infty$, $\frac{1}{2\pi f C_{\text{р1}}} \rightarrow 0$, $\frac{1}{2\pi f C_{\text{р2}}} \rightarrow 0$, поэтому влиянием реактивных элементов можно пренебречь.

Эквивалентная схема RC -усилителя в полосе средних частот – чисто резистивная (рис. 4.8).

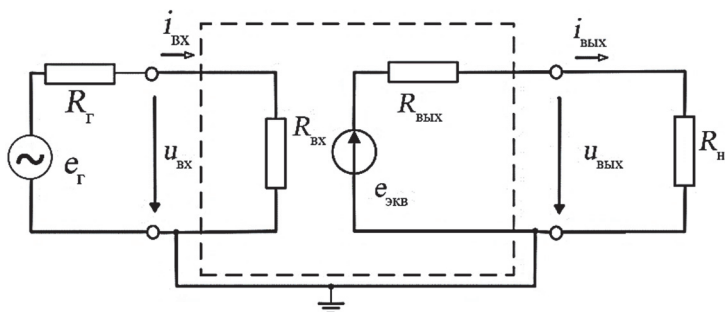


Рис. 4.8. Эквивалентная схема RC -усилителя в области средних частот

Коэффициент усиления напряжения

$$K_{u0} = \frac{U_{\text{мвхх}}}{U_{\text{мвх}}} = K_{u\text{хх}} \xi_{\text{вхх}}$$

и коэффициент усиления

$$K_{e0} = \frac{U_{\text{мвхх}}}{E_{\text{мг}}} = K_{u\text{хх}} \xi_{\text{вх}} \xi_{\text{вхх}}$$

где $\xi_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_r}$ – коэффициент деления сигнала на входе;

$\xi_{\text{вхх}} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{вхх}}}$ – коэффициент деления сигнала на выходе.

При $R_r = 0$ (идеальный генератор) $\xi_{\text{вх}} = 1$, $K_{e0} = K_{u0}$.

В области низких частот ($f < f_n$) и области верхних частот ($f > f_v$) проявляется частотная зависимость коэффициента усиления. В области низких частот пренебрегают влиянием входной емкости и емкости нагрузки ($\frac{1}{2\pi f C_{вх}} \rightarrow \infty$, $\frac{1}{2\pi f C_n} \rightarrow \infty$), в области высоких частот – влиянием разделительных конденсаторов ($\frac{1}{2\pi f C_{p1}} \rightarrow 0$, $\frac{1}{2\pi f C_{p2}} \rightarrow 0$). Эквивалентные схемы для анализа усилителя в области низких и средних частот представлены на рис. 4.9а и 4.9б.

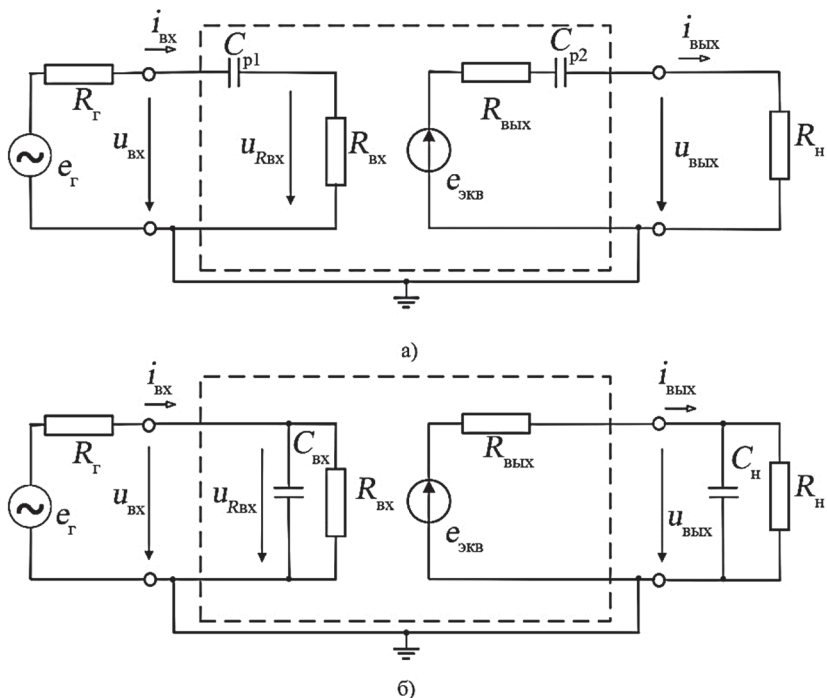


Рис. 4.9. Эквивалентная схема RC -усилителя в области нижних (а) и верхних (б) частот

В области низких частот в эквивалентной схеме два высокочастотных фильтра с постоянными времени $\tau_{н1} = (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}})C_{\text{п1}}$ и $\tau_{н2} = (R_{\text{вх}} + R_{\text{н}})C_{\text{п2}}$. Спад плоской вершины $\delta u = \frac{\Delta u}{U_m} \approx \approx \delta u_1 + \delta u_2 = \frac{t_{\text{н}}}{\tau_{н1}} + \frac{t_{\text{н}}}{\tau_{н2}} = \frac{t_{\text{н}}}{\tau_{\text{н}}} = 2\pi f_{\text{н}} t_{\text{н}}$. Нижняя граничная частота $f_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{н}}} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_{н1}} + \frac{1}{\tau_{н2}} \right)$. В области верхних частот в эквивалентной схеме два низкочастотных фильтра с постоянными времени $\tau_{\text{в1}} = \left(\frac{R_{\Gamma} R_{\text{вх}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}} \right) C_{\text{вх}}$ и $\tau_{\text{в2}} = \left(\frac{R_{\text{н}} R_{\text{вх}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{вх}}} \right) C_{\text{н}}$. На высокой частоте надо учитывать инерционные свойства самого усилителя, т.е. постоянную времени τ_{yc} . В таком случае $\tau_{\text{в}} = \sqrt{\tau_{\text{в1}}^2 + \tau_{\text{в2}}^2 + \tau_{\text{yc}}^2}$ и верхняя граничная частота $f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{в}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_{\text{в1}}^2 + \tau_{\text{в2}}^2 + \tau_{\text{yc}}^2}}$.

Использование БТ для усиления

Режим работы транзистора как усилителя определяется схемой включения, напряжением на входе, параметрами элементов схемы и самого транзистора. Если транзистор используется в качестве усилителя, входное напряжение должно иметь постоянную и переменную (сигнальную) составляющие.

Транзистор, включенный по схеме с ОЭ, в зависимости от его усилительных свойств может дать 10–200-кратное усиление по напряжению и 20–100-кратное усиление по току. Существенным недостатком является сравнительно малое входное сопротивление (сотни Ом), что усложняет согласование усилительных каскадов, транзисторы которых включены по такой же схеме. Выходное сопротивление достаточно большое (от единиц до десятков кОм), зависит от сопротивления нагрузки и усилительных свойств транзистора.

Транзистор, включенный по схеме с ОК, в зависимости от его усилительных свойств не дает усиления по напряжению, но по току усиление такое же, как при включении по схеме с ОЭ. Входное сопротивление может составлять от десятков до сотен кОм и хорошо согласуется с выходным сопротивлением каскада на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ.

4.2. Усилительный каскад (УК) с $n-p-n$ -транзистором с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ). Усилительный каскад (УК) с $p-n-p$ -транзистором с ОЭ, ОК и ОБ

Рассмотрим усилитель, в котором транзистор $n-p-n$ -типа включен по схеме с *общим эмиттером*. На рисунке 4.10 приведена одна из типовых схем усилителя.

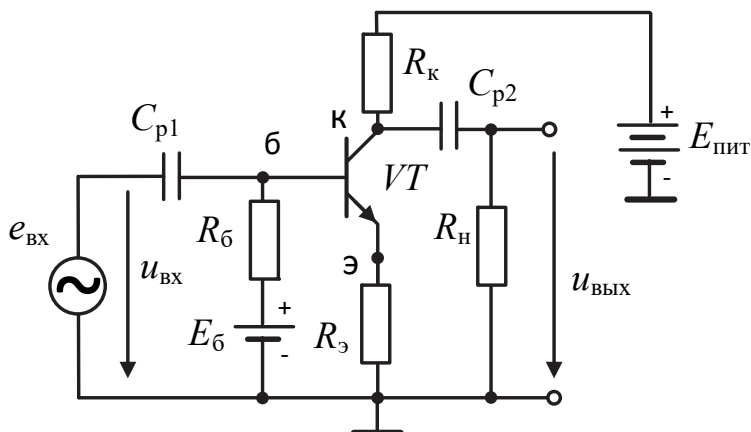


Рис. 4.10. Усилительный каскад с $n-p-n$ -транзистором, включенным по схеме с ОЭ

Функцию усилительного элемента в каскаде выполняет биполярный транзистор VT , работающий в активном режиме. Резистор в коллекторной цепи $R_к$ задает динамический режим работы

усилительного элемента. При отсутствии R_k невозможно изменение напряжения на выходе каскада, даже при создании всех необходимых условий. Резистор базовой цепи R_6 необходим для задания рабочей точки. Конденсаторы C_{p1} и C_{p2} являются разделительными: C_{p1} препятствует связи по постоянному току источника входного сигнала и усилителя, а C_{p2} служит для разделения по постоянному току коллекторной цепи и нагрузки.

Одна из типовых схем усилителя, в котором транзистор $n-p-n$ -типа включен по схеме с общим коллектором, представлена на рис. 4.11. Функцию усилительного элемента в каскаде выполняет транзистор VT , работающий в активном режиме. Коллектор подсоединен к источнику (шине) питания. Входной сигнал через разделительный конденсатор C_{p1} подается на базу и эмиттер через эмиттерный резистор R_3 , который является частью коллекторной цепи. Резистор R_6 необходим для задания рабочей точки.

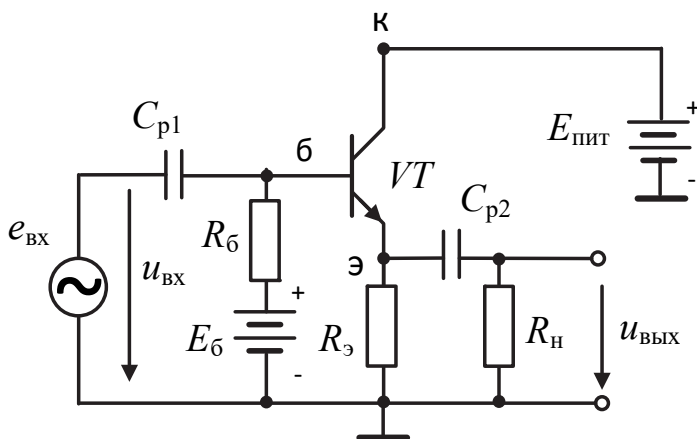


Рис. 4.11. Усилительный каскад с $n-p-n$ -транзистором, включенным по схеме с ОК

Каскад по схеме с *общей базой* дает усиление по току меньше единицы, а по напряжению – такое же усиление, как в схеме с ОЭ. Одна из типовых схем усилителя, в котором транзистор $n-p-n$ -типа включен по схеме с ОБ, представлена на рис. 4.12. Функцию усилительного элемента в каскаде выполняет транзистор VT , *работающий в активном режиме*. Входной сигнал подается через конденсатор C_{p1} на эмиттер транзистора, а усиленный сигнал снимают через конденсатор C_{p2} с его коллектора. Однако из-за малого входного сопротивления транзистора схема включения с ОБ не используется в НЧ-усилителях. Но из-за того, что транзистор в схеме включения с ОБ имеет лучшие частотные свойства по сравнению со схемой включения с ОЭ, он широко применяется в ВЧ-усилителях.

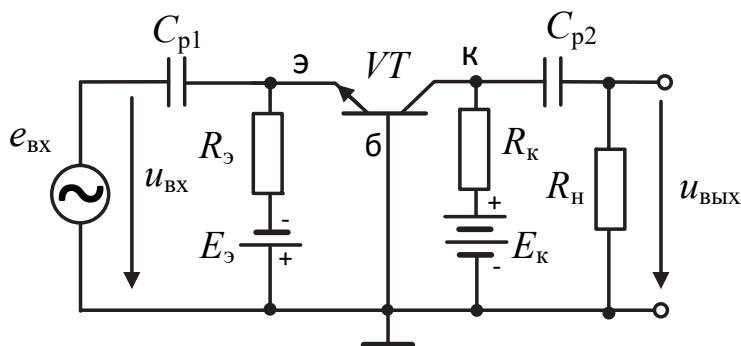
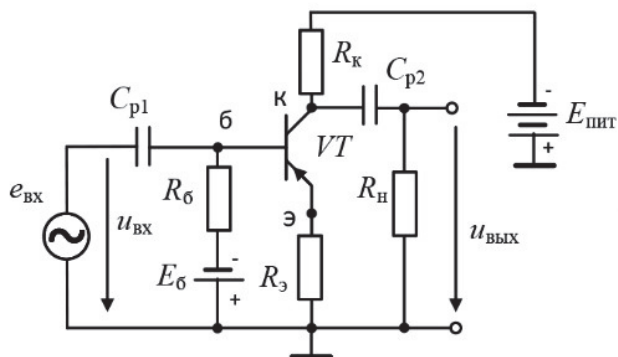
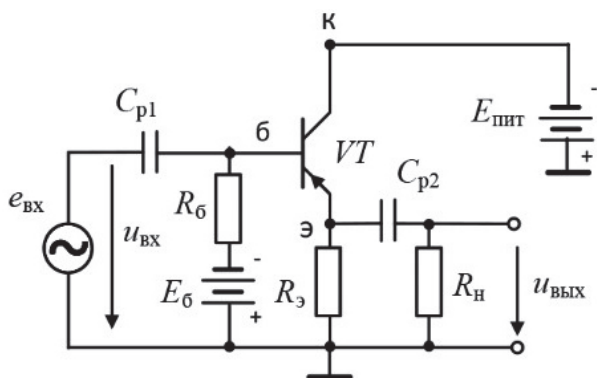


Рис. 4.12. Усилительный каскад с $n-p-n$ -транзистором, включенным по схеме с ОБ

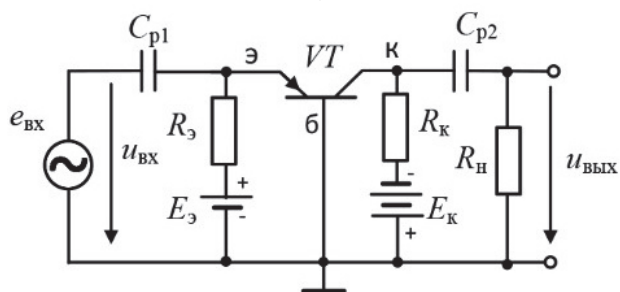
На рисунке 4.13 приведены типовые схемы УК с транзистором $p-n-p$ -типа, включенного по схеме с ОЭ, с ОК и ОБ. Назначения элементов и свойства УК такие же, как при использовании транзистора $n-p-n$ -типа.



а)



б)



в)

Рис. 4.13. Усилительный каскад с $p-n-p$ -транзистором, включенным по схеме с ОЭ (а), ОК (б) и ОБ (в)

4.3. Расчет усилительного каскада с ОЭ

Различают два режима работы УК: статический режим или *режим по постоянному току* (режим покоя) и динамический режим или *режим по переменному току*.

В статическом режиме входной переменный сигнал отсутствует, так как разделительные конденсаторы заменяются разомкнутыми участками. В цепях усилительного элемента протекают постоянные токи за счет действия постоянных источников питания (источников смещения). Величина постоянных составляющих определяется заданным классом усиления.

В динамическом режиме под действием входного переменного сигнала в цепь усилительного элемента добавляются переменные составляющие, которые накладываются на постоянные составляющие. При расчете переменных составляющих исключаются постоянные источники питания, емкость разделительных конденсаторов выбирают такими, что для переменного тока их влиянием можно было пренебречь (участки с разделительными конденсаторами заменяются короткозамкнутыми участками). Расчет переменных составляющих проводится с помощью малосигнальных схем замещения.

Токи и напряжения, таким образом, определяются как сумма составляющих:

$$\begin{aligned} \text{входные токи и напряжения} & \begin{cases} u_{\text{бэ}} = U_{\text{бэА}} + \Delta U_{\text{бэ}} \\ i_{\text{б}} = I_{\text{бА}} + \Delta I_{\text{б}} \end{cases}, \\ \text{выходные токи и напряжения} & \begin{cases} u_{\text{кэ}} = U_{\text{кэА}} + \Delta U_{\text{кэ}} \\ i_{\text{к}} = I_{\text{кА}} + \Delta I_{\text{к}} \end{cases}, \end{aligned}$$

где $U_{\text{бэА}}, I_{\text{бА}}, U_{\text{кэА}}, I_{\text{кА}}$ – постоянные составляющие токов и напряжений в рабочей точке А; $\Delta U_{\text{бэ}}, \Delta I_{\text{б}}, \Delta U_{\text{кэ}}, \Delta I_{\text{к}}$ – переменные составляющие.

При проектировании электронных устройств требуется определить постоянные и переменные составляющие токов и напряжений. Постоянные составляющие характеризуют режим работы транзистора, переменные составляющие – величины усиливаемых сигналов, обусловленных действием входного напряжения или тока.

4.3.1. Схема УК с ОЭ, назначение элементов

Для нормальной работы любого усилительного каскада необходимо установить определенные токи и напряжения во входной и выходной цепях транзистора при отсутствии входного переменного сигнала.

В практических схемах отдельный источник питания (смещения) во входной цепи используется редко (рис. 4.11, 4.12 и 4.13), а вводятся дополнительные элементы смещения (обычно резисторы), на которые подается напряжение от источника питания. Рассмотрим основные способы обеспечения режима по постоянному току в схеме с ОЭ, для удобства упростив схему ($R_s = 0$). Основным требованием при этом является обеспечение постоянства выбранного режима покоя при изменении температуры и замене транзистора. Постоянные токи и напряжения будем обозначать с нижним индексом «0».

Схема с фиксированным током базы

В схеме на рис. 4.14 режим по постоянному току задается с помощью резисторов $R_{\text{б}}$, $R_{\text{к}}$ и источника питания.

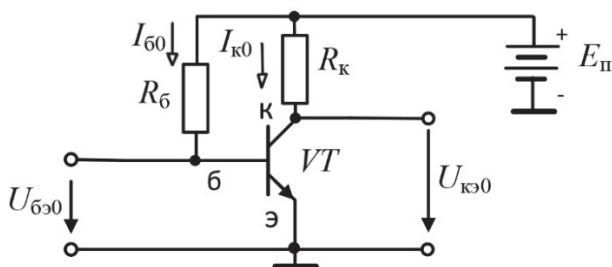


Рис. 4.14. Схема обеспечения режима покоя транзистора

Смещение эмиттерного перехода осуществляется за счет тока базы $I_{\text{б}0}$ от источника питания $E_{\text{п}}$ через резистор $R_{\text{б}}$. Уравнение Кирхгофа для входной цепи имеет вид: $E_{\text{п}} = I_{\text{б}0}R_{\text{б}} + U_{\text{бэ}0}$. При этом $U_{\text{бэ}0} = 0,6 \dots 0,8$ В (эмиттерный переход открыт). Тогда

$$I_{60} = \frac{E_{\pi} - U_{6\pi0}}{R_6} \approx \frac{E_{\pi}}{R_6}, \text{ откуда следует, что начальный ток базы } I_{60}$$

не зависит от транзистора и определяется только внешними параметрами E_{π} и R_6 . Поэтому такой метод обеспечения режима работы транзистора по постоянному току называется *смещением фиксированным током базы*. Недостатками данной схемы являются:

1) трудность обеспечения режима покоя в выходной цепи при установке транзисторов с допустимым промышленным разбросом параметра β без изменения сопротивления резистора R_6 : $I_{к0} = I_{60}\beta + (1 + \beta)I_{ко}$, где $I_{ко}$ – обратный коллекторный ток. Ток I_{60} мало зависит от параметров транзистора, а точка покоя в выходной цепи ($I_{к0}, U_{к\pi0}$) может оказаться или в области насыщения, или вблизи границы режима отсечки;

2) не учитывается изменение обратного коллекторного тока транзистора $I_{ко}$ от температуры. Схема с фиксированным током базы может быть использована для работы в диапазоне изменения температур, не превышающем 10–20°C.

Схема с фиксированным напряжением база–эмиттер

В схеме на рис. 4.15 режим покоя обеспечивается фиксированным напряжением на базе $U_{6\pi0}$ транзистора с помощью источника питания и делителя из резисторов R_1 и R_2 .

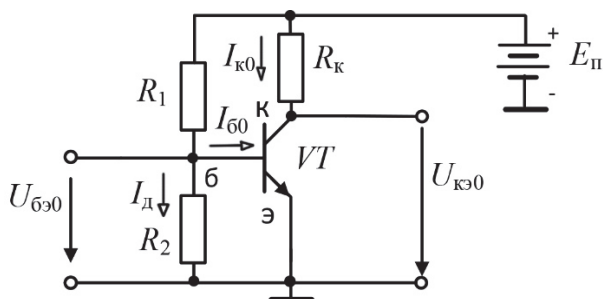


Рис. 4.15. Схема обеспечения режима покоя транзистора фиксированным напряжением база–эмиттер

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 при заданном начальном токе базы $I_{\text{б}0}$, соответствующем напряжению $U_{\text{б}0}$, определяют по формулам $R_1 = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{б}0}}{I_{\text{д}} + I_{\text{б}0}}$, $R_2 = \frac{U_{\text{б}0}}{I_{\text{д}}}$, где $I_{\text{д}}$ – ток делителя, который выбирается из условия обеспечения необходимой стабильности режима работы; при этом $I_{\text{д}} \gg I_{\text{б}0}$. Напряжение $U_{\text{б}0} = R_2 I_{\text{д}} \approx \approx E_{\text{п}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ не зависит от параметров транзистора, определяется параметрами элементов цепи делителя и источника питания. В связи с этим такой способ задания режима по постоянному току называют *смещением фиксированным напряжением базы*.

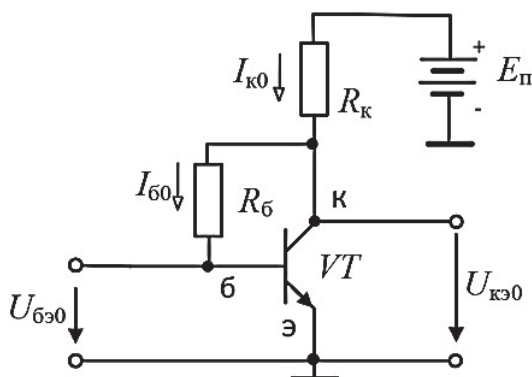
С увеличением температуры ток $I_{\text{б}0}$ изменяются, что приводит к увеличению тока $I_{\text{к}0}$. Точка покоя перемещается в сторону режима насыщения. Для обеспечения температурной стабилизации усилительных каскадов используют обратные связи по постоянному току или постоянному напряжению, которые снижают действие дестабилизирующих температурных факторов.

Схемы с температурной стабилизацией

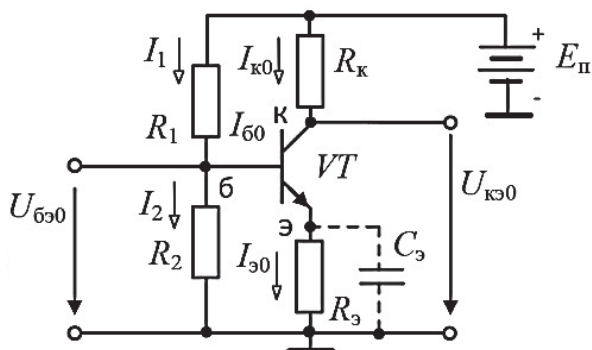
На рисунке 4.16а представлена схема с коллекторной стабилизацией. Ее отличие от схемы, приведенной на рис. 4.14, состоит в том, что резистор $R_{\text{с}}$ подключен к коллекторному выводу транзистора с напряжением $U_{\text{к}0}$, а не к источнику питания $E_{\text{п}}$. В этом случае ток базы определяется по формулам:
$$I_{\text{б}0} = \frac{U_{\text{к}0} - U_{\text{б}0}}{R_{\text{с}}} \approx \frac{U_{\text{к}0}}{R_{\text{с}}} \approx \frac{E_{\text{п}} - I_{\text{к}0} R_{\text{к}}}{R_{\text{с}}}.$$

Физический смысл коллекторной температурной стабилизации заключается в том, что при повышении температуры коллекторный ток увеличивается, а напряжение $U_{\text{к}0}$ уменьшается. Это приводит к уменьшению потенциала базы, а следовательно, к уменьшению тока базы $I_{\text{б}0}$ и коллекторного тока $I_{\text{к}0}$, который

стремится к своему первоначальному значению. Таким образом, это существенно ослабляет влияние температуры на характеристики усилительного каскада.



а)



б)

Рис. 4.16. Схема транзисторного каскада с температурной стабилизацией:
а – коллекторной; б – эмиттерной

Наиболее эффективной является схема с эмиттерной температурной стабилизацией (рис. 4.16б) с резистором и конденсатором в эмиттерной цепи. При расчете по постоянному току ветвь с кон-

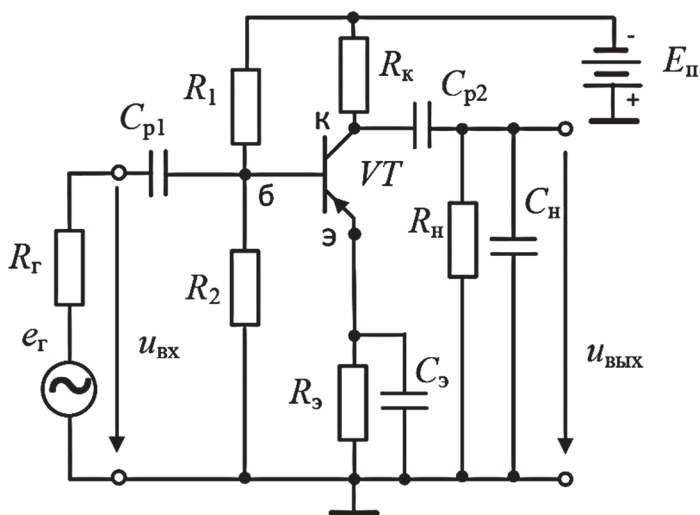
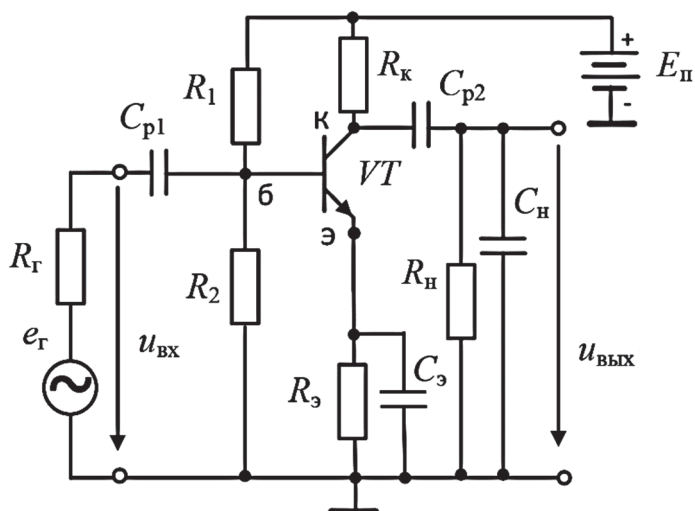
денсатором заменяется ветвью с разрывом. Повышение температуры увеличивает ток $I_{к0}$, что приводит к увеличению эмиттерного тока $I_{э0}$. При этом потенциал эмиттера увеличивается, а напряжение база–эмиттер $U_{бэ0}$ уменьшается. Напряжение $U_{бэ0}$ в такой схеме определяется выражением

$$U_{бэ0} = U_{R_2} - U_{R_3} \approx (E_{п} - I_1 R_1) \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{э0} R_2.$$

Это приводит к уменьшению напряжения на эмиттерном переходе, что вызывает уменьшение базового тока $I_{б0}$, в результате чего ток коллектора $I_{к0}$ также уменьшается, стремясь возвратиться к своему первоначальному значению.

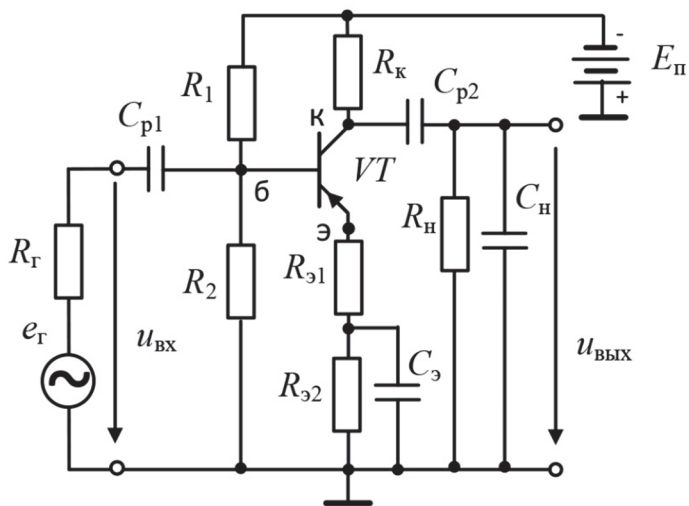
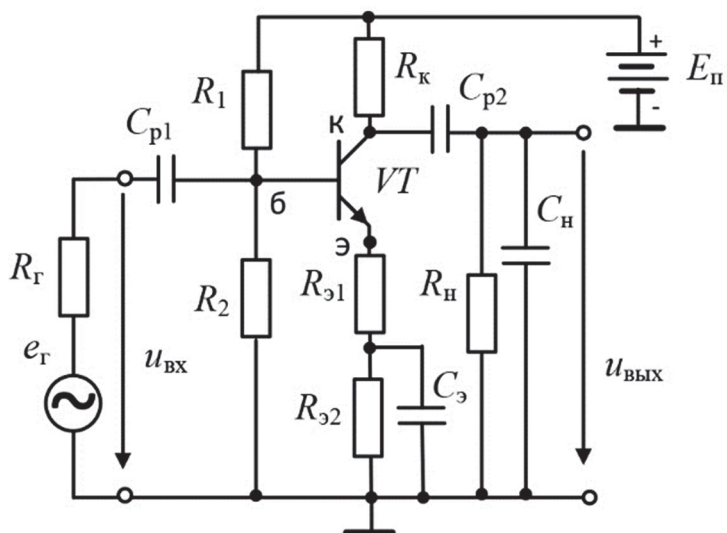
Введение резистора R_3 при отсутствии конденсатора C_3 изменяет работу усилительного каскада не только в режиме покоя, но и при наличии входного сигнала. Переменная составляющая эмиттерного тока $\Delta I_э$ создает на резисторе R_3 напряжение, называемое *напряжением обратной связи*, которое уменьшает усиливаемое напряжение, подводимое к транзистору. Коэффициент усиления усилительного каскада будет уменьшаться. Для ослабления влияния отрицательной обратной связи по переменному току параллельно резистору R_3 включается шунтирующий конденсатор C_3 . Емкость конденсатора C_3 выбирают таким образом, чтобы в полосе пропускания усилителя его комплексное сопротивление было значительно меньше сопротивления резистора R_3 . В некоторых случаях для обеспечения требуемого коэффициента усиления необходимо включать два резистора R_{31} и R_{32} в эмиттерную цепь, при этом один резистор шунтируется конденсатором C_3 .

На рисунке 4.17 приведены типовые схемы усилительного каскада с биполярным транзистором $n-p-n$ - и $p-n-p$ -типа, включенным по схеме с ОЭ с делителем напряжения и отрицательной обратной связью с полным и частичным шунтированием сопротивления в эмиттерной цепи.



а)

Рис. 4.17. Схемы УК с делителем напряжения и полным (а) или частичным (б) шунтированием сопротивления в эмиттерной цепи



б)

Окончание рис. 4.17

Таким образом, стабильность режима покоя можно обеспечить заданием:

- требуемого тока базы с помощью резистора R_6 с большим сопротивлением;
- потенциала базы с помощью делителя напряжения $R_1 - R_2$ и отрицательной обратной связи за счет включения R_3 .

4.3.2. Графический расчет рабочего режима, общие требования к выбору положения рабочей точки

Постоянные составляющие токов и напряжений достаточно просто и точно можно определить *графоаналитически* при помощи вольт-амперных характеристик транзистора и нагрузочных прямых. Используются две нагрузочные прямые – для входной и выходной цепи (рис. 4.18).

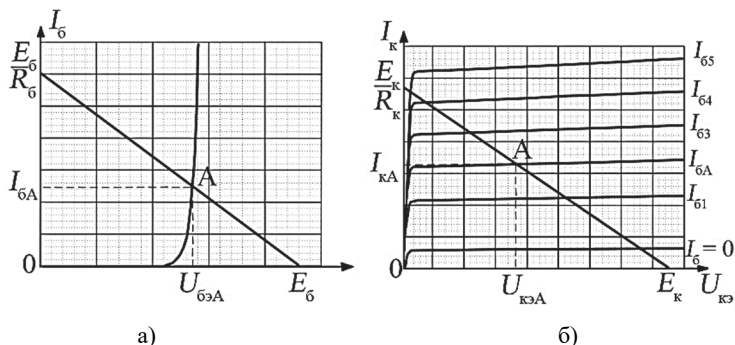


Рис. 4.18. Графоаналитический расчет положения рабочей точки А на входной (а) и семействе выходных характеристик (б)

По выходным характеристикам и предварительно заданной точке А (рабочей точке, точке покоя) определяется «размах» переменной составляющей коллекторного тока и выходного напряжения с помощью нагрузочной прямой. На рисунке 4.19 показан графоаналитический расчет режима усиления транзистора при помощи входной и выходных характеристик.

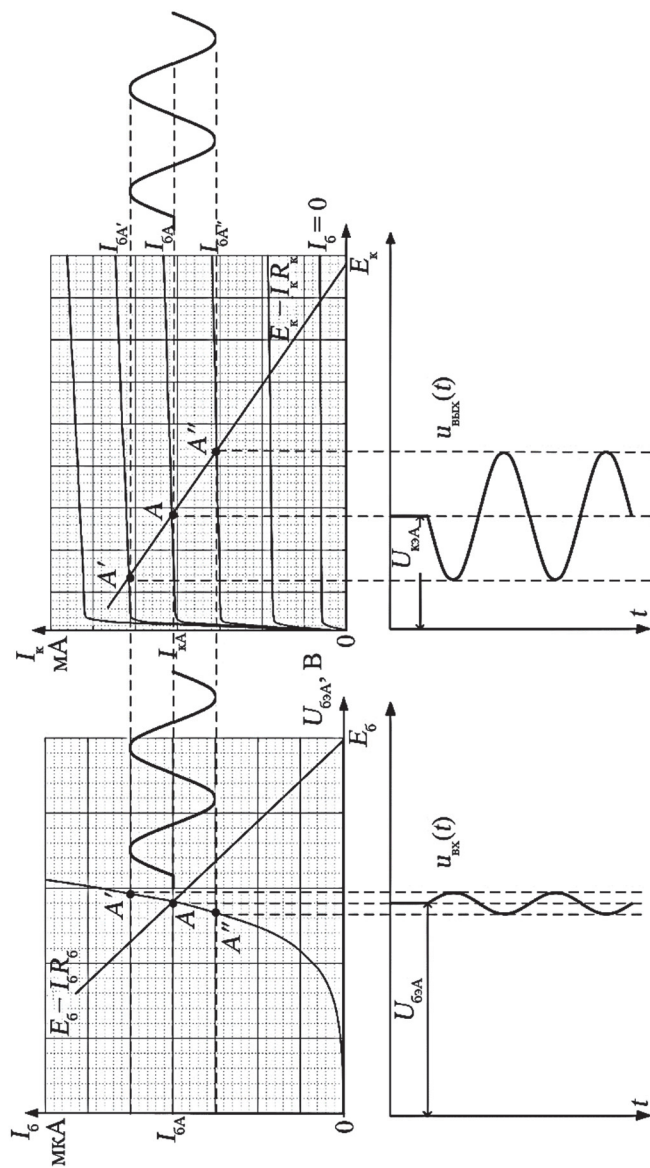


Рис. 4.19. Графоаналитический расчет режима усиления транзистора

Токи и напряжения имеют постоянные и переменные составляющие. Переменные составляющие должны иметь форму гармонического сигнала без видимых искажений. При наличии искажений положение рабочей точки должно быть скорректировано; проведена проверка, что амплитуда входного гармонического напряжения находится в динамическом диапазоне.

Общие требования к положению рабочей точки в режиме покоя

Выбирается класс работы усилителя, как правило *класс А*, позволяющий передавать без искажения формы выходного сигнала. Режим класса *А* характеризуется работой транзистора на почти линейных участках своих вольт-амперных характеристик. Это обуславливает минимальные нелинейные искажения сигнала ($K_{ни} < 1\%$). Режим класса *А* является наименее экономичным в виду того, что полезной является мощность, выделяемая в выходной цепи за счет переменной составляющей выходного тока. Потребляемая мощность определяется значительно большими величинами постоянных составляющих $I_{к0}$, $U_{кз0}$. В связи с этим КПД усилительного каскада в режиме *А* невелик, всегда меньше 25%. Этот режим применяется в тех случаях, когда необходимы минимальные нелинейные искажения, а полезная мощность и КПД не являются решающими. В режимах *AB*, *B*, *C* и *D* транзистор работает с отсечкой тока.

Для работы в режиме класса *А* должны быть выполнены следующие требования:

- рабочая точка должна находиться на пологом участке коллекторных характеристик (*в области активного режима* биполярного транзистора);
- рабочая точка должна находиться на практически линейном участке входной характеристики;
- рассеиваемая мощность коллектора не должна превышать максимально допустимую;
- выходные токи и напряжения не должны превышать максимальные значения.

Область безопасной работы ограничена тремя линиями предельных значений I_k , $U_{кэ}$, P_k . Разработчику необходимо обеспечить нахождение рабочей точки транзистора внутри области безопасной работы (рис. 4.20).

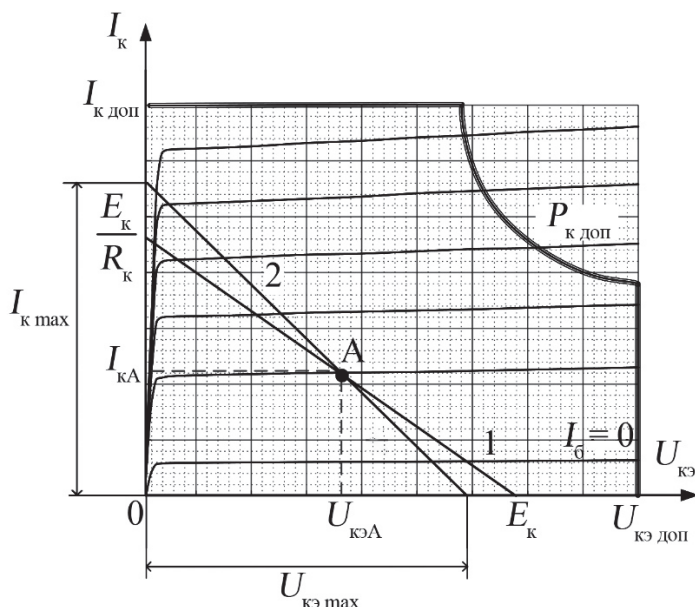


Рис. 4.20. Безопасная область работы транзистора:

1 – статическая линия нагрузки; 2 – динамическая линия нагрузки

4.3.3. Аналитический расчет U_K с ОЭ по постоянному току (расчет рабочего режима)

Графоаналитический метод не совсем удобен для учета влияния разброса характеристик транзисторов и изменения их параметров во времени и диапазоне температур. Использование эквивалентных схем для большого сигнала позволяет определить постоянные составляющие токов и напряжений аналитически. В схемах по постоянному току отсутствуют реактивные элементы, участки с конденсаторами

заменяются разомкнутыми участками. На рисунке 4.21а показана расчетная схема УК с $n-p-n$ -транзистором, включенным по схеме с ОЭ. Как правило, переходят к упрощенной схеме (рис. 4.21б) и составляют уравнения для расчета постоянных составляющих токов и напряжений. Параметры базовой ветви упрощенной схемы: $E_6 = E_{\Pi} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$,

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

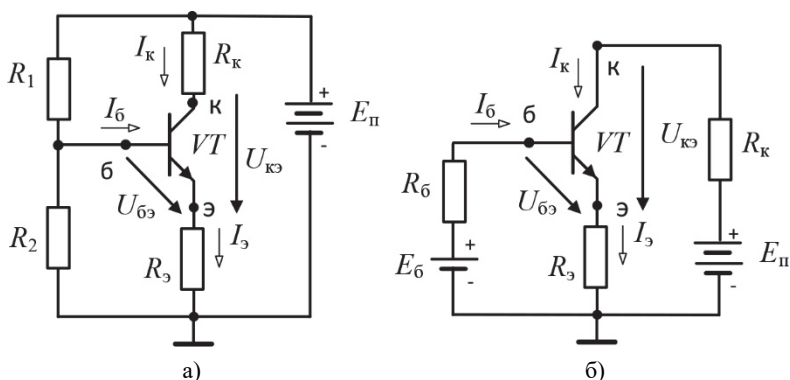


Рис. 4.21. Расчетная схема УК с $n-p-n$ -транзистором по постоянному току:
а – исходная; б – упрощенная

Для первоначального анализа можно задать напряжение база-эмиттер: $U_{63} \approx \text{const} = 0,6 \dots 0,7$ В (для кремниевого транзистора), в таком случае коллекторный ток будет порядка миллиампер.

Уравнения для упрощенной цепи: $U_{63} = E_6 - I_6 R_6$; $I_K = \beta I_6$; $U_{K3} = E_{\Pi} - I_K R_K$. Если коэффициент усиления базового тока задан в диапазоне изменения $\beta = (\beta_{\min} \dots \beta_{\max})$, то для предварительного анализа выбирают среднее значение $\beta = \beta_{\text{cp}} = \frac{\beta_{\min} + \beta_{\max}}{2}$. Для анализа по постоянному току можно использовать схему замещения (модель) Агаханяна для активного режима (рис. 4.22).

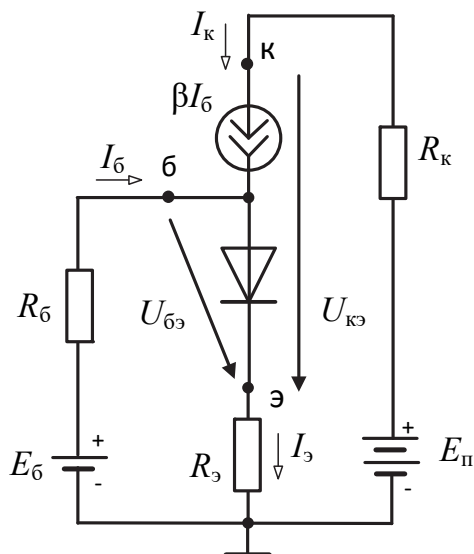


Рис. 4.22. Расчетная схема УК с $n-p-n$ -транзистором по постоянному току

На рисунке 4.23 представлены исходная и упрощенная схема для расчета постоянных составляющих УК с $p-n-p$ -транзистором, включенным по схеме с ОЭ.

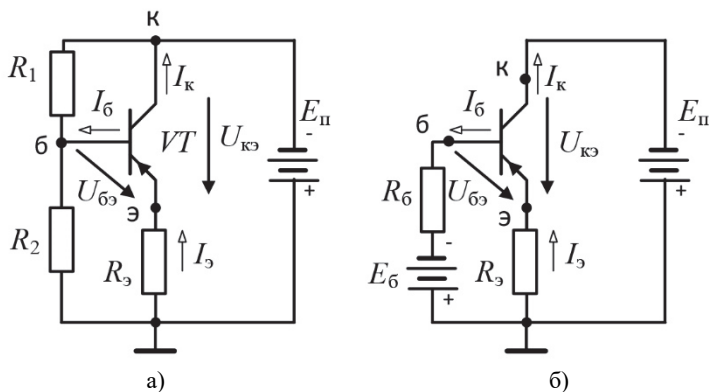


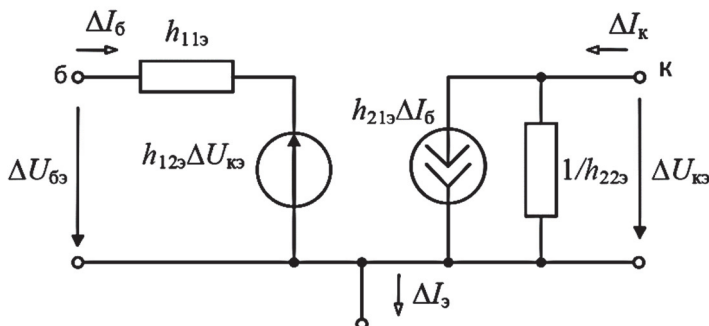
Рис. 4.23. Расчетная схема УК с $p-n-p$ -транзистором по постоянному току:
а – исходная; б – упрощенная

4.3.4. Аналитический расчет УК с ОЭ по переменному току.

Малосигнальная схема замещения УК в h -параметрах.

Экспериментальное определение h -параметров

Для определения переменных составляющих, как правило, используются аналитические методы расчета, основанные на использовании эквивалентных схем. Если амплитуда переменных составляющих значительно меньше постоянных составляющих токов и напряжений, то используется *малосигнальная эквивалентная схема*, например в h -параметрах. В соответствии с уравнениями в h -параметрах для малых приращений схема будет иметь вид, представленный на рис. 4.24.



$$\Delta U_{бэ} = h_{11э} \Delta I_б + h_{12э} \Delta U_{кэ}$$

$$\Delta I_к = h_{21э} \Delta I_б + h_{22э} \Delta U_{кэ}$$

Рис. 4.24. Малосигнальная схема и уравнения в h -параметрах

Для определения h -параметров используются входные и выходные характеристики транзистора. Рассмотрим порядок определения h -параметров малосигнальной схемы замещения.

Пример 4.1. Используя входную и выходные характеристики транзистора КТ317В в схеме включения ОЭ определить коэффициент усиления базового тока транзистора $h_{21э}$ (β), дифференциальное выходное сопротивление $1/h_{22э}$, дифференциальное входное сопротивление $h_{11э}$ в заданной рабочей точке $U_{кэ} = 7,5$ В, $I_к = 15$ мА (рис. 4.25).

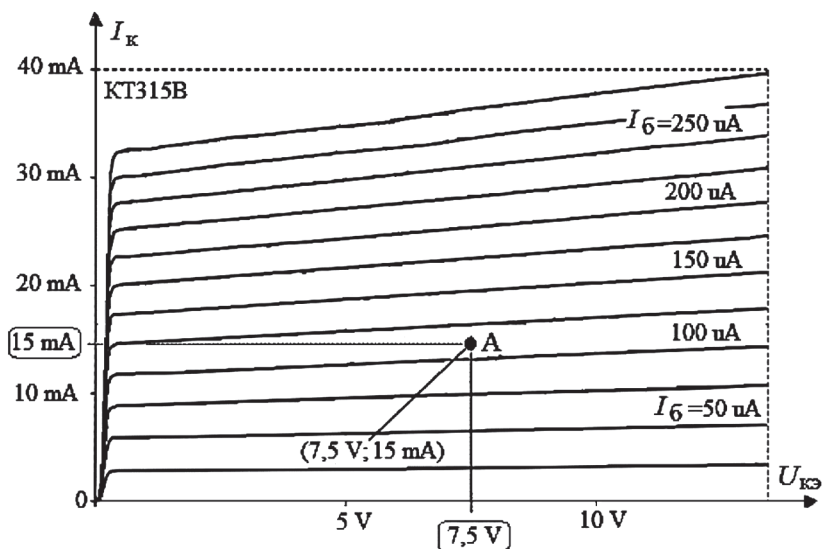


Рис. 4.25. Выходные характеристики транзистора с заданной рабочей точкой

Решение. Определим коэффициент усиления базового тока транзистора $h_{213} = \beta = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_Б} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}}$ и дифференциальную выход-

ную проводимость $h_{223} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_Б = \text{const}}$.

На рисунках 4.26 и 4.27 показано графическое определение приращений токов и напряжения в окрестности рабочей точки А по выходным характеристикам транзистора.

Коэффициент усиления базового тока транзистора

$$h_{213} = \beta = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_Б} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} = \frac{(16,4 - 13,2) \cdot 10^{-3}}{(125 - 100) \cdot 10^{-6}} \bigg|_{U_{КЭ} = 7,5} = 128,$$

дифференциальная выходная проводимость

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KЭ}} \right|_{I_6 = \text{const}} = \frac{(16 - 14) \cdot 10^{-3}}{(8,75 - 6,25)} \bigg|_{I_6 = 114 \cdot 10^{-6}} = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ См},$$

дифференциальное выходное сопротивление $1/h_{22} = 1250 \text{ Ом}$.

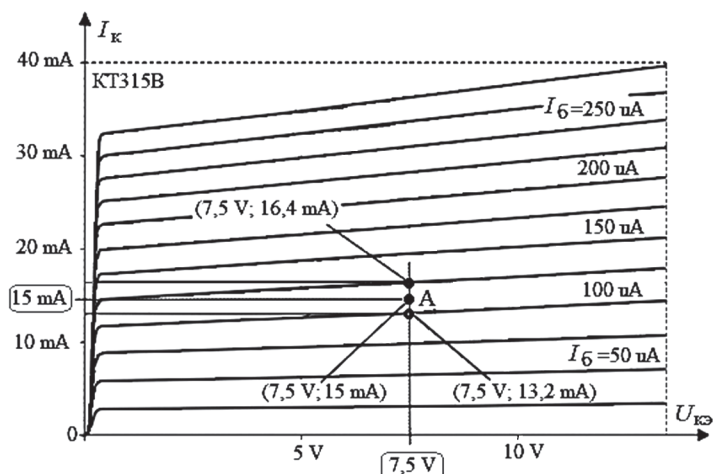


Рис. 4.26. К определению коэффициента усиления базового тока

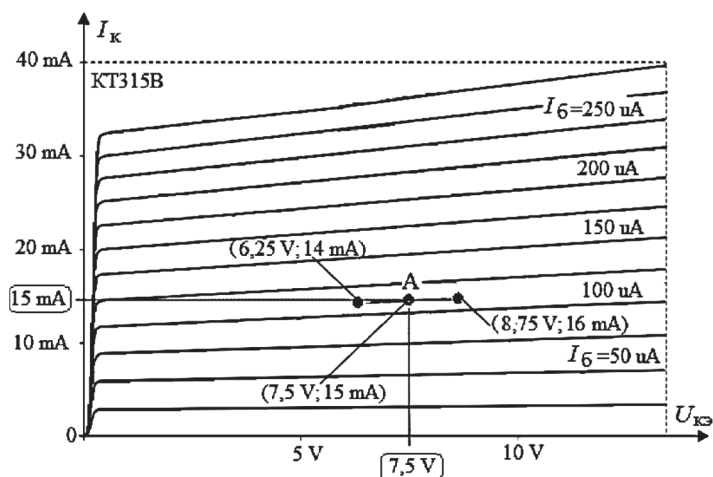


Рис. 4.27. К определению дифференциальной выходной проводимости

Для расчета дифференциального входного сопротивления h_{11} используется входная характеристика, положение рабочей точки определяется значением тока базы $I_6 = 114 \cdot 10^{-6}$ А в заданной рабочей точке (рис. 4.28). Напряжение $U_{63} = 0,68$ В.

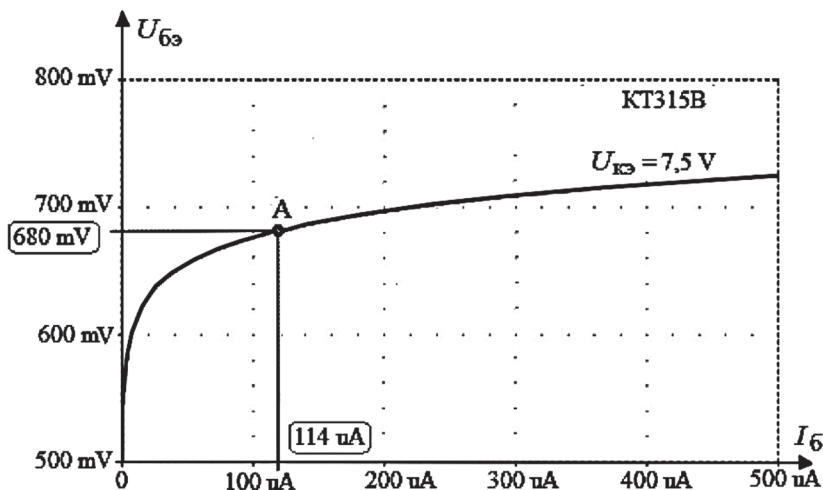


Рис. 4.28. Входная характеристика транзистора с рабочей точкой

$$\begin{aligned} \text{Дифференциальное входное сопротивление } h_{11} &= \left. \frac{\Delta U_{63}}{\Delta I_6} \right|_{U_{кз}=\text{const}} = \\ &= \frac{(690 - 675) \cdot 10^{-3}}{(170 - 100) \cdot 10^{-6}} \bigg|_{U_{кз}=7,5} = 214,3 \text{ Ом (рис. 4.29).} \end{aligned}$$

Малосигнальная схема замещения в h -параметрах используется при расчете основных параметров УК (коэффициента усиления, входного и выходного сопротивления усилительного каскада). Для менее точных расчетов можно использовать упрощенную малосигнальную схему замещения, считая $h_{12} \approx 0, 1/h_{22} \rightarrow \infty$.

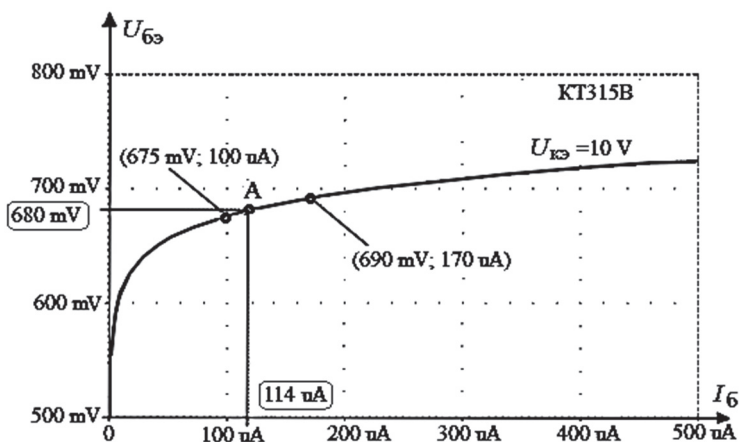
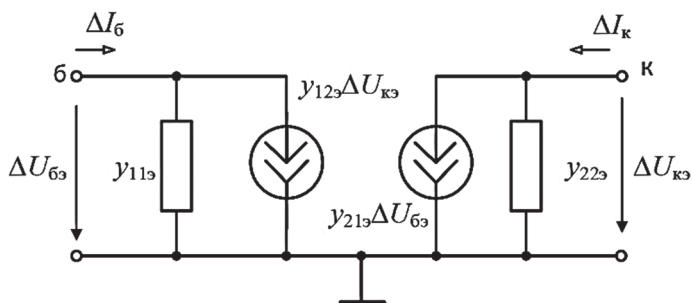


Рис. 4.29. К определению дифференциального входного сопротивления

4.3.5. Малосигнальная схема замещения УК в y -параметрах. Экспериментальное определение y -параметров

Для определения переменных составляющих также используется малосигнальная эквивалентная схема в y -параметрах. В соответствии с уравнениями в y -параметрах для малых приращений схема будет иметь вид, представленный на рис. 4.30.



$$\Delta I_6 = y_{113} \Delta U_{63} + y_{123} \Delta U_{K3}$$

$$\Delta I_K = y_{213} \Delta U_{63} + y_{223} \Delta U_{K3}$$

Рис. 4.30. Малосигнальная схема замещения и уравнения в y -параметрах

Методика определения y -параметров по входным и выходным характеристикам аналогична определению h -параметров. Семейство выходных характеристик снимается для разных значений U_{63} . Графически рассчитываются приращения токов и напряжений в окрестностях рабочей точки. На рисунке 4.31 показано графическое определение приращений тока и напряжений на семействе входных характеристик. Рассчитываются дифференциальная входная проводимость $y_{113} = \left. \frac{\Delta I_6}{\Delta U_{63}} \right|_{U_{к3} = \text{const}}$, проводимость обратной связи $y_{123} = \left. \frac{\Delta I_6}{\Delta U_{к3}} \right|_{U_{63} = \text{const}}$.

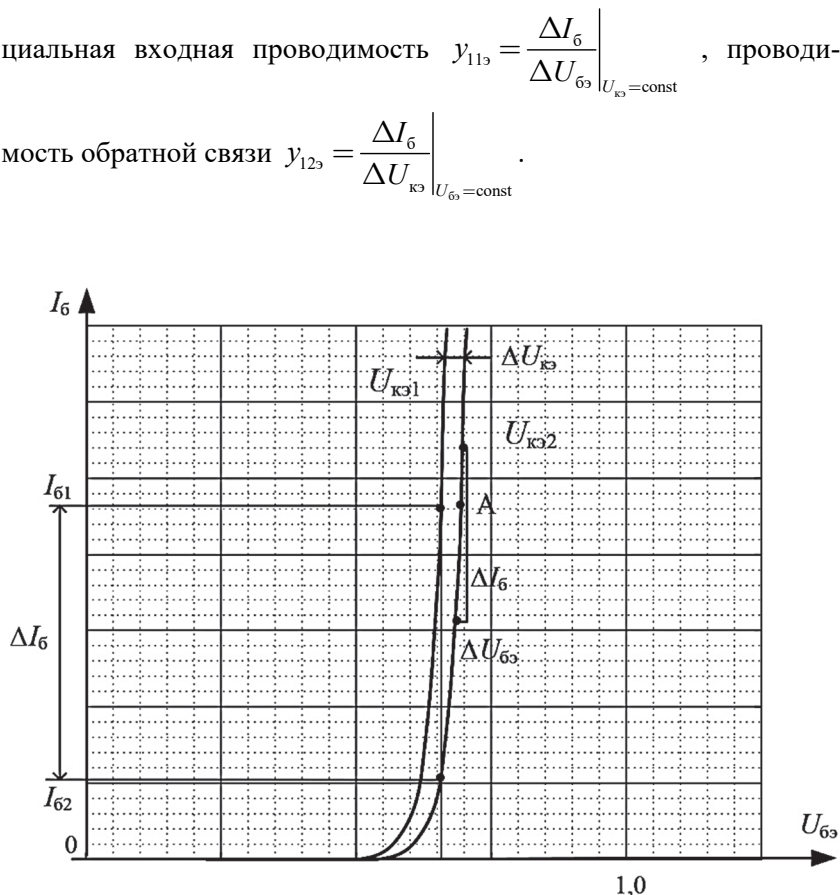


Рис. 4.31. К определению параметров y_{113} и y_{123}

На рисунке 4.32 показано графическое определение приращений тока и напряжений на семействе выходных характеристик. Рассчитываются дифференциальная выходная проводимость

$$y_{21з} = \left. \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta U_{\text{бз}}} \right|_{U_{\text{кз}} = \text{const}}$$

и дифференциальное выходное сопротивление

$$\text{ние } y_{22з} = \left. \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta U_{\text{кз}}} \right|_{U_{\text{бз}} = \text{const}}.$$

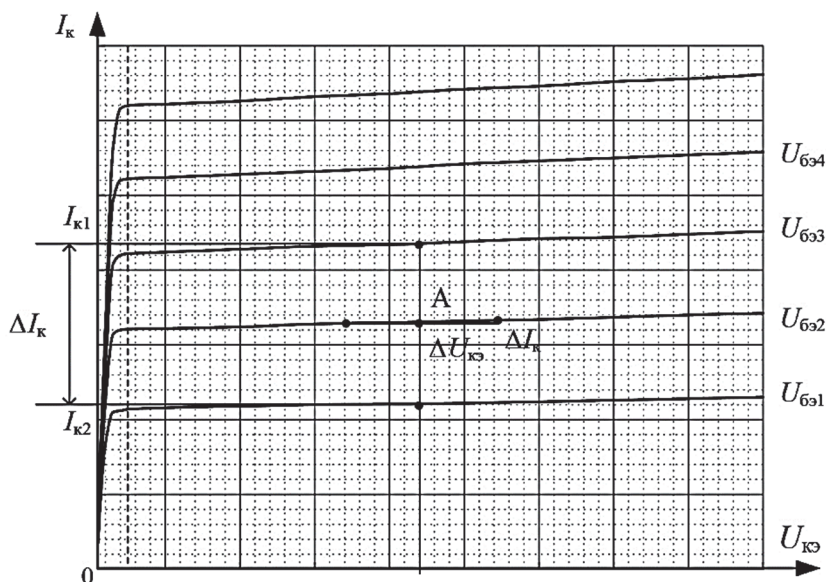


Рис. 4.32. К определению параметров $y_{21з}$ и $y_{22з}$

Малосигнальная схема замещения в y -параметрах также используется при расчете основных параметров УК. Для менее точных расчетов можно использовать упрощенную малосигнальную схему замещения, считая $y_{12з} \approx 0$, $y_{22з} \approx 0$.

Для биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, даже небольшое изменение входного напряжения $U_{\text{бз}}$ оказывает существенное влияние на выходной ток $I_{\text{к}}$. Изменение коллекторного

тока при изменении напряжения база–эмиттер характеризуется крутизной $S = \frac{dI_K}{dU_{бэ}}$. При малых приращениях $S = \frac{dI_K}{dU_{бэ}} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{бэ}} = y_{21э}$. Для расчетов применяют также упрощенную мало-сигнальную схему замещения, используя крутизну S и дифференциальное входное сопротивление $r_{вхэ} = \frac{dU_{бэ}}{dI_б} \approx \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_б} = \frac{1}{y_{11э}}$. Для более точных расчетов учитывают дифференциальное выходное сопротивление $\frac{1}{r_{выхэ}} = \frac{dI_K}{dU_{кэ}} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{кэ}}$ (рис. 4.33). Для упрощенной схемы $\frac{1}{r_{выхэ}} \rightarrow 0$.

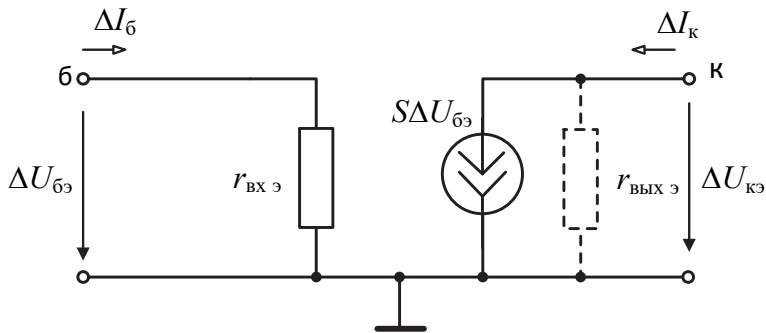


Рис. 4.33. Малосигнальная схема замещения с S , $r_{вхэ}$ и $r_{выхэ}$

Уравнения связи, соответствующие малосигнальной схеме замещения, представленной на рис 4.33, имеют вид:

$$\Delta I_б = \frac{1}{r_{вхэ}} \Delta U_{бэ},$$

$$\Delta I_к = S \Delta U_{бэ} + \frac{1}{r_{выхэ}} \Delta U_{кэ}.$$

4.3.6. Связь h -параметров и y -параметров с рабочим режимом (положением рабочей точки)

Установим связь параметров малосигнальных схем замещения с рабочим режимом (расчетом по постоянному току). Характеристика прямой ветви коллекторного тока, как и диода, имеет экс-

поненциальную зависимость $I_k = I_{k0} e^{\frac{U_{бэ}}{\varphi_T}}$, где φ_T – температурный (тепловой) коэффициент ($T = 20^\circ\text{C}$ $\varphi_T \approx 25 \text{ мВ}$). Крутизна про-

порциональна коллекторному току $S = \frac{dI_k}{dU_{бэ}} = \frac{I_{k0}}{\varphi_T} e^{\frac{U_{бэ}}{\varphi_T}} = \frac{I_k}{\varphi_T}$.

Характеристика прямой ветви эмиттерного тока тоже имеет экспоненциальную зависимость $I_э = I_{э0} \left(e^{\frac{U_{бэ}}{\varphi_T}} - 1 \right) \approx I_{э0} e^{\frac{U_{бэ}}{\varphi_T}}$, для тока базы

$$I_б = \frac{I_э}{\beta + 1} \approx \frac{I_{э0} e^{\frac{U_{бэ}}{\varphi_T}}}{\beta + 1}.$$

В таком случае:

$$y_{11э} = \frac{1}{r_{вхэ}} = \frac{\Delta I_б}{\Delta U_{бэ}} \approx \frac{dI_б}{dU_{бэ}} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{I_k}{\varphi_T} = \frac{S}{\beta}, \quad h_{11э} = \frac{1}{y_{11э}} = \beta \cdot \frac{\varphi_T}{I_k} = r_{вхэ},$$

$$y_{12э} = \frac{\Delta I_б}{\Delta U_{кэ}} = -\frac{h_{12э}}{h_{11э}} \approx 0, \quad y_{21э} = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{бэ}} = S = \frac{I_k}{\varphi_T}, \quad h_{21э} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_б} = \beta,$$

$$y_{22э} = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{кэ}} = \frac{h_{11э} h_{22э} - h_{21э} h_{12э}}{h_{11э}} \approx h_{22э} = \frac{1}{r_{выхэ}}.$$

Также используют соотношения

$$h_{11э} = \beta \cdot \frac{\varphi_T}{I_k} = \frac{\beta}{S} = \frac{h_{21э}}{h_{11э}}, \quad S = \frac{h_{21э}}{h_{11э}}.$$

Пример 4.2. Для биполярного транзистора задан коэффициент усиления базового тока $\beta = 100$ и известен ток в коллекторной цепи $I_k = 25 \text{ мА}$. Определить крутизну и дифференциальное входное сопротивление.

Решение. В соответствии с уравнениями связи параметров малосигнальной схемы замещения с рабочим режимом

$$S = \frac{I_K}{\varphi_T} = 1000 \text{ мА/В и } r_{\text{вх} \ominus} = \beta \cdot \frac{\varphi_T}{I_K} = 100 \text{ Ом}.$$

4.3.7. Расчет основных параметров УК с ОЭ

Основными параметрами УК являются коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления усилителя. Определим эти параметры, используя малосигнальную схему замещения с h -параметрами. Рассмотрим вариант, когда сопротивление в эмиттерной цепи полностью шунтируется конденсатором (см. рис. 4.17а). Составим расчетную схему УК с транзистором $n-p-n$ -типа для расчета переменных составляющих в области средних частот. При составлении схемы замещения постоянные источники, участки с разделительными конденсаторами C_{p1} и C_{p2} заменяются короткозамкнутыми участками, пренебрегают влиянием $C_{\text{вх}}$ и $C_{\text{н}}$. Генератор идеальный $e_{\text{вх}} = u_{\text{вх}}$, при использовании схемы с делителем напряжения эквивалентное сопротивление базовой цепи $R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. На рисунке 4.34 представлена исходная схема для расчета переменных составляющих УК.

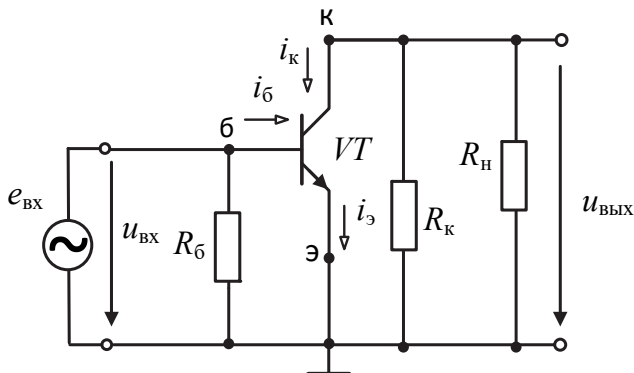
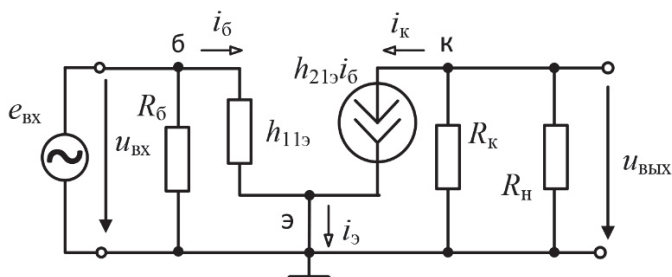
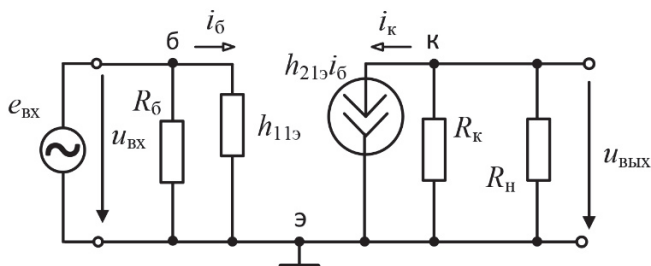


Рис. 4.34. Расчетная схема УК для переменных составляющих в области средних частот

На рисунке 4.35а представлена расчетные схемы с использованием малосигнальной схемы замещения биполярного транзистора с h -параметрами. Схема на рис. 4.35б является более наглядной и удобной для расчета основных параметров УК.



а)



б)

Рис. 4.35. Расчетные схемы УК с использованием малосигнальной схемы замещения транзистора

Коэффициент усиления $K_u = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}}$. Для токов и напряжений

можно составить соотношения, используя эквивалентные преобразования участков и связь величин:

$$u_{\text{ВХ}} = h_{11э} i_б, \quad u_{\text{ВЫХ}} = -i_к (R_к \parallel R_н) = -h_{21э} i_б \left(\frac{R_к R_н}{R_к + R_н} \right),$$

$$K_u = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = \frac{-h_{21э} (R_к \parallel R_н)}{h_{11э}} = -S \left(\frac{R_к R_н}{R_к + R_н} \right).$$

Коэффициент усиления зависит от крутизны, сопротивления в коллекторной цепи и сопротивления нагрузки. Зависимость коэффициента усиления от крутизны определяет зависимость от положения рабочей точки, изменение положения меняет коэффициент усиления. Знак «—» означает, что выходное и входное напряжения находятся в *противофазе*, т.е. УК с включением транзистора по схеме с ОЭ *инвертирует* входное напряжение (см. рис. 4.19). В режиме холостого хода $K_{u\text{ хх}} = -SR_K$.

Для расчета входного сопротивления УК запишем соотношение $R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{б}} h_{113}}{R_{\text{б}} + h_{113}}$. Выходное сопротивление равно сопротивлению коллекторной цепи $R_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}} = R_K$.

4.3.8. Термостабилизация. Отрицательная обратная связь

Разброс параметров транзисторов одной серии значительно затрудняет проектирование стабильных усилительных устройств. Кроме того, параметры биполярных транзисторов сильно зависят от внешних факторов: изменения температуры, радиационного воздействия. Все это приводит к смещению рабочей точки на вольт-амперных характеристиках транзистора. Смещение положения рабочей точки на вольт-амперных характеристиках транзистора из-за изменения температуры называется *термонестабильностью* усилительных каскадов.

Качество температурной стабилизации (*термостабилизации*) схемы определяется выбором положения исходной рабочей точки и ее стабильностью при изменении температуры. Положение рабочей точки при колебаниях температуры меняется, во-первых, из-за обратных токов коллекторного $I_{\text{к0}}$ и эмиттерного $I_{\text{э0}}$ переходов и, во-вторых, из-за коэффициента передачи тока базы β , который незначительно меняется при изменении температуры, но имеет существенное изменение из-за технологического разброса от

экземпляра к экземпляру, например при замене транзистора. Влияние теплового тока эмиттерного перехода $I_{эо}$ обычно учитывают через изменение напряжения $\Delta U_{бэ} = -\xi \Delta T$, где температурный коэффициент $\xi = (1,5 \dots 2)$ мВ/град.

Температурную нестабильность схемы можно оценить полным приращением тока коллектора:

$$\Delta I_{\kappa} = \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial I_{\text{ко}}} \Delta I_{\text{ко}} - \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial U_{эб}} \Delta U_{эб} + \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial \beta} \Delta \beta.$$

Учитывая, что $I_{\kappa} = \beta I_{б} + (1 + \beta) I_{\text{ко}}$, получим

$$\Delta I_{\kappa} = \Delta \beta I_{б} + \beta \Delta I_{б} + (1 + \beta) \Delta I_{\text{ко}} + \Delta \beta I_{\text{ко}}.$$

В общем случае значение приращения тока базы равно $\Delta I_{б} = -\frac{\Delta U_{бэ}}{R_{э} + R_{б}} - \gamma_{б} \Delta I_{\kappa}$, где $\gamma_{б} = \frac{R_{э}}{R_{э} + R_{б}}$, $R_{б} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ – эквивалентное сопротивление в базовой цепи транзистора для УК с делителем напряжения. В результате подстановок и преобразований для приращения тока коллектора ΔI_{κ} получим формулу для оценки приращения тока в коллекторной цепи:

$$\Delta I_{\kappa} = \frac{\beta}{1 + \gamma_{б} \beta} \left(\frac{\beta}{\beta + 1} \Delta I_{\text{ко}} - \frac{\Delta U_{бэ}}{R_{э} + R_{б}} + \frac{I_{б} + I_{\text{ко}}}{\beta} \Delta \beta \right).$$

Величину $\frac{\beta}{1 + \gamma_{б} \beta} = S_T$ называют *коэффициентом температурной нестабильности*. Коэффициент температурной нестабильности показывает, во сколько раз изменение тока в режиме покоя больше в данном каскаде, чем в идеальном стабилизированном устройстве. Чем меньше S_T , тем стабильнее усилительный каскад.

Учитывая, что $I_6 + I_{\text{ко}} = \frac{I_3}{1+\beta}$, полное приращение коллекторного

тока с учетом коэффициента неустойчивости будет равно

$$\Delta I_{\text{к}} = S_T \left(\frac{\Delta I_{\text{ко}}}{\alpha} - \frac{\Delta U_{\text{бэ}}}{R_3 + R_6} + \frac{I_3}{1+\beta} \cdot \frac{\Delta \beta}{\beta} \right).$$

Формула может быть использована для определения $\Delta I_{\text{к}}$ тока коллектора усилительного каскада для любой схемы включения биполярного транзистора.

Выполнив анализ коэффициента неустойчивости, получим предельные значения S_T . Для получения максимальной устойчивости нужно стремиться к выполнению условия $R_3 \gg R_6$. Это условие является желательным при создании устойчивых усилительных каскадов, однако уменьшение значения сопротивления R_6 ограничивается снижением входного сопротивления каскада. На практике удовлетворительные результаты получаются при $R_3 / R_6 = 0,5 \dots 1,0$, которым соответствуют $\gamma_6 = 0,3 \dots 0,5$ и $S_T = 2 \dots 5$.

Приращение коллекторного тока за счет изменения напряжения $\Delta U_{\text{бэ}}$ учитывается в формуле слагаемым $\frac{\Delta U_{\text{бэ}}}{R_3 + R_6}$, причем

$\Delta U_{\text{бэ}} = -\xi \Delta T$. Это указывает на то, что с ростом температуры изменение $\Delta U_{\text{бэ}}$ приводит к уменьшению приращения коллекторного тока.

Изменение коллекторного тока $\Delta I_{\text{к}}$ за счет изменения коэффициента усиления транзистора по току учитывается через $\Delta \beta$.

Обычно $\frac{\Delta \beta}{\beta} = 0,5 \dots 1$.

Применяется и другой способ оценки термостабильности. Температура влияет на все параметры, но основное влияние на режим схемы оказывают тепловые (обратные) токи p - n -переходов. Тепловой ток коллекторного перехода влияет су-

щественно меньше теплового тока эмиттерного перехода. Это связано с тем, что в настоящее время, как правило, применяются кремниевые транзисторы, у которых тепловые токи малы в широком диапазоне температур, поэтому изменением теплового тока коллекторного перехода можно пренебречь.

Следовательно, относительное изменение тока коллекторной цепи можно оценить через изменение теплового тока эмиттерного перехода и технологический разброс параметров: $\delta I_k = \delta I_{kT} + \delta I_{k\beta}$.

Изменение теплового тока эмиттерного перехода учитывается через изменение напряжения на эмиттерном переходе:

$$\Delta U_{\text{бэ}} = -\xi \Delta T. \text{ В таком случае } \delta I_{kT} = \frac{\Delta I_k}{I_k} = \frac{\xi}{\varphi_T} \Delta T. \text{ Так, изменение}$$

ние $\Delta T = 10^\circ\text{C}$ вызывает относительное изменение $\delta I_{kT} \approx 60\%$.

На практике для минимизации влияния температуры применяют специальные схемные решения: дополнительные цепи термокомпенсации и термостабилизации. Для выходного напряжения

относительное изменение составит $\frac{\delta U_{\text{кз}}}{\Delta T} = K_u \frac{\delta U_{\text{бэ}}}{\Delta T} = -\xi \cdot K_u,$

$\delta U_{\text{кз}} \approx -K_u \cdot \Delta T \cdot 1,7 \text{ мВ/град.}$ Изменение выходного напряжения из-за изменения температуры пропорционально коэффициенту усиления, при меньшем усилении стабильность рабочей точки улучшается. Кроме того, в схеме с общим эмиттером даже весьма малое изменение положения рабочей точки может привести к нелинейным искажениям. Для термостабилизации рабочей точки и уменьшения зависимости коэффициента усиления от положения рабочей точки используют *отрицательную обратную связь* (ООС), включая в эмиттерную цепь резистор. Убрать отрицательную обратную связь для переменного тока можно посредством частотно-зависимой отрицательной обратной связи, добавляя емкостную ветвь в цепь эмиттера (см. 4.17).

Технологический разброс коэффициента усиления β вызывает для той же схемы относительное изменение коллекторного

тока, равное $\delta I_{k\beta} = \frac{\Delta I_k}{I_k} = \frac{\Delta \beta}{\beta} = \delta \beta.$ Учитывая, что разброс

по коэффициенту усиления может составлять сотни процентов, схема без резистора в эмиттерной цепи $R_э$ не может иметь практического применения, так как при включении в эмиттерную цепь резистора $\delta I_{к\beta} = \frac{\Delta I_{к}}{I_{к}} = \frac{\delta\beta}{1 + \gamma_6\beta}$, где $\gamma_6 = \frac{R_э}{R_э + R_6}$. Для лучшей стабилизации рабочего режима необходимо, чтобы $R_э \gg R_6$ и $\gamma_6 \approx 1$.

Кроме того, при наличии отрицательной обратной связи по переменному току параметры УК в меньшей степени зависят от положения рабочей точки. При отсутствии ООС изменение положения рабочей точки меняет коэффициент усиления УК. При наличии ООС расчетная схема УК по переменному току с использованием малосигнальной схемы замещения будет иметь вид, представленный на рис. 4.36.

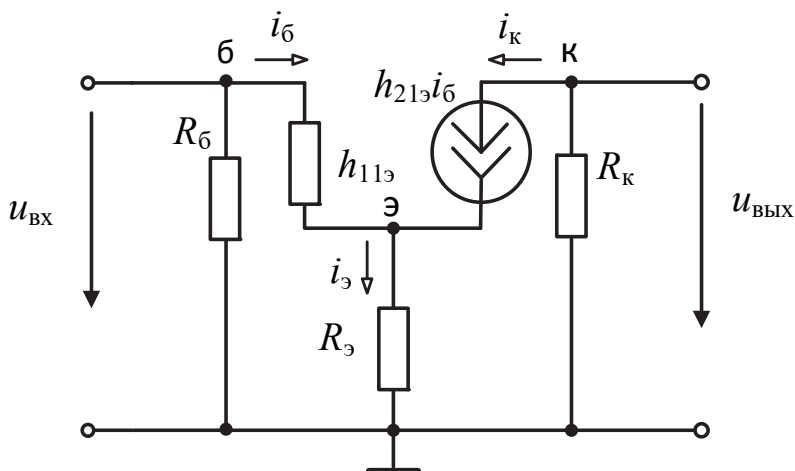


Рис. 4.36. Расчетная схема УК при наличии резистора в эмиттерной цепи с использованием малосигнальной схемы замещения транзистора

Коэффициент усиления при наличии ООС определяется соотношением параметров резисторов в коллекторной, эмиттерной цепи и цепи нагрузки:

$$K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = -h_{21э} \frac{R_k \parallel R_n}{h_{11э} + R_э(1 + h_{21э})} \approx -\frac{R_k \parallel R_n}{R_э},$$

где $R_k \parallel R_n = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n}$. В режиме холостого хода, при отсутствии

нагрузки $K_{u \text{ хх}} \approx -\frac{R_k}{R_э}$.

4.4. Расчет усилительного каскада с ОК

Транзистор, включенный по схеме с общим коллектором, в зависимости от его усилительных свойств не дает усиления по напряжению, но по току усиление такое же, как при включении по схеме с ОЭ.

Как и в случае включения транзистора по схеме с ОЭ, токи и напряжения определяются как сумма составляющих:

$$\text{входные токи и напряжения} \begin{cases} u_{бэ} = U_{бэА} + \Delta U_{бэ}, \\ i_{бэ} = I_{бэА} + \Delta I_{бэ} \end{cases},$$

$$\text{выходные токи и напряжения} \begin{cases} u_{кэ} = U_{кэА} + \Delta U_{кэ}, \\ i_{кэ} = I_{кэА} + \Delta I_{кэ} \end{cases},$$

где $U_{бэА}$, $I_{бэА}$, $U_{кэА}$, $I_{кэА}$ – постоянные составляющие токов и напряжений в рабочей точке А; $\Delta U_{бэ}$, $\Delta I_{бэ}$, $\Delta U_{кэ}$, $\Delta I_{кэ}$ – переменные составляющие.

При проектировании электронных устройств требуется определить постоянные и переменные составляющие токов и напряжений. Постоянные составляющие характеризуют режим работы транзистора, переменные составляющие – величины усиливаемых сигналов, обусловленных действием входного напряжения или

тока. Рассчитываются основные параметры УК (коэффициент усиления, входное сопротивление, выходное сопротивление УК). Входное сопротивление может составлять от десятков до сотен кОм и хорошо согласоваться с выходным сопротивлением каскада на транзисторе, включенным по схеме с ОЭ.

4.4.1. Схемы УК с ОК

Принципиальные схемы усилительного каскада с $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзистором, включенным по схеме с общим коллектором (ОК) приведены на рис. 4.37. Функцию усилительного элемента в каскаде выполняет транзистор VT , работающий в активном режиме. Коллектор подсоединен к источнику (шине) питания.

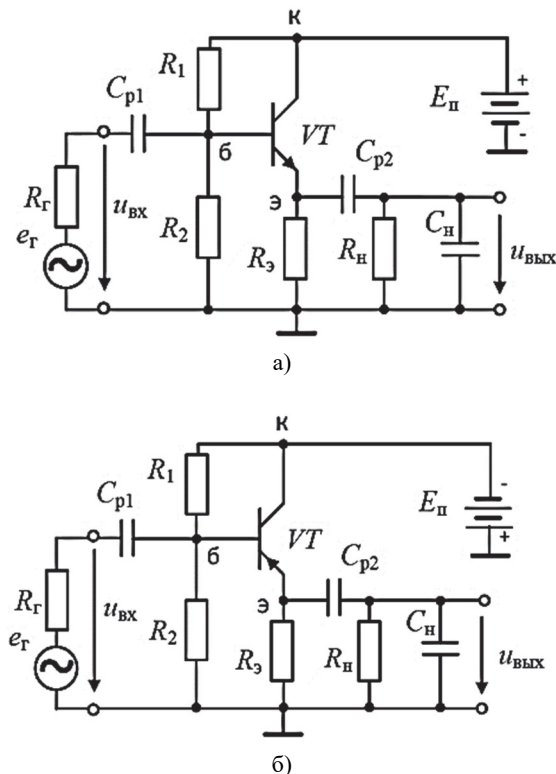


Рис. 4.37. Типовые схема УК с транзистором, включенным по схеме с ОК $n-p-n$ -типа (а) и $p-n-p$ -типа (б)

Входной сигнал через разделительный конденсатор C_{p1} подается на базу. Резисторы цепи делителя напряжений R_1 и R_2 необходимы для задания рабочей точки. Через разделительный конденсатор C_{p2} подключается цепь нагрузки с параметрами R_n , C_n . Емкости C_{p1} и C_{p2} выбирают такими, что для переменного тока их влиянием можно было пренебречь.

4.4.2. Аналитический расчет УК с ОК по постоянному току (расчет рабочего режима)

На рисунке 4.38а показана расчетная схема УК с $n-p-n$ -транзистором, включенным по схеме с ОК. Как правило, переходят к упрощенной схеме (рис. 4.38б) и составляют уравнения для расчета постоянных составляющих токов и напряжений. Пара-

метры базовой ветви упрощенной схемы: $E_6 = E_n \frac{R_2}{R_1 + R_2}$,

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

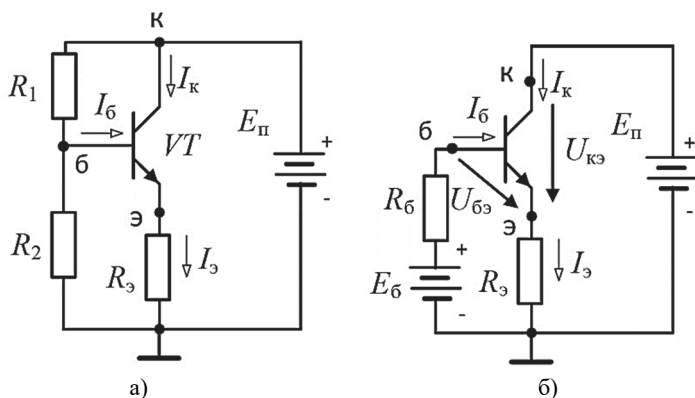


Рис. 4.38. Расчетная схема УК с $n-p-n$ -транзистором по постоянному току:
а – исходная; б – упрощенная

Для первоначального анализа можно задать напряжение база-эмиттер: $U_{бэ} \approx \text{const} = 0,6 \dots 0,7 \text{ В}$ (для кремниевого транзистора), в таком случае коллекторный ток будет порядка миллиампер.

Уравнения для упрощенной цепи: $U_{бэ} = E_б - I_б R_б - I_э R_э$; $I_к = \beta I_б$; $U_{кэ} = E_п - I_э R_э$. Если коэффициент усиления базового тока задан в диапазоне изменения $\beta = (\beta_{\min} \dots \beta_{\max})$, то для предварительного анализа выбирают среднее значение $\beta = \beta_{\text{ср}} = \frac{\beta_{\min} + \beta_{\max}}{2}$. Для анализа по постоянному току можно использовать схему замещения (модель) Агаханяна для активного режима (рис. 4.39).

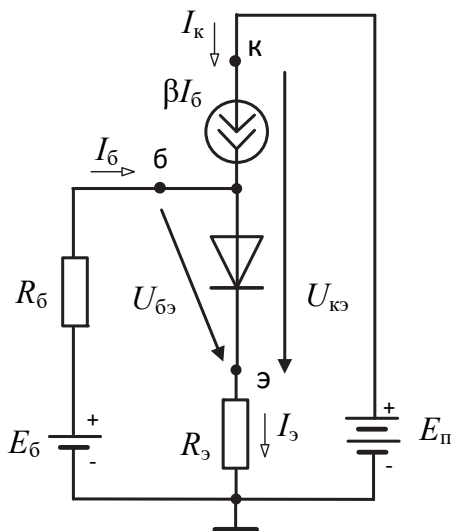


Рис. 4.39. Расчетная схема УК с $n-p-n$ -транзистором по постоянному току

На рисунке 4.40 представлены исходная и упрощенная схема для расчета постоянных составляющих УК с $p-n-p$ -транзистором, включенным по схеме с ОК.

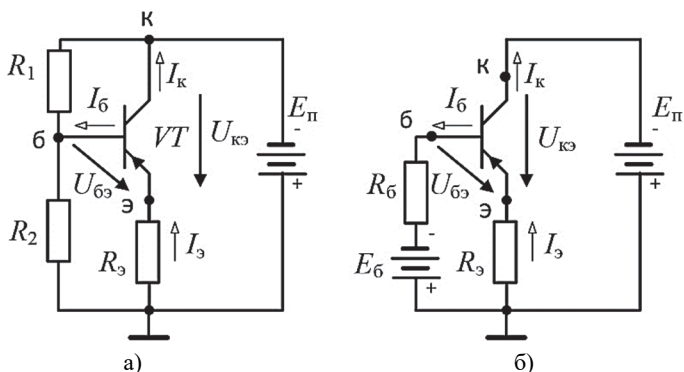


Рис. 4.40. Расчетная схема УК с $p-n-p$ -транзистором по постоянному току:
а – исходная; б – упрощенная

4.4.3. Аналитический расчет УК с ОК по переменному току Малосигнальная схема замещения УК в h -параметрах

Для определения переменных составляющих, как правило, используется малосигнальная эквивалентная схема, например, в h -параметрах. В соответствии с уравнениями в h -параметрах для малых приращений малосигнальная схема замещения $p-n-p$ -транзистора, включенного по схеме с ОК, будет иметь вид, представленный на рис. 4.41.

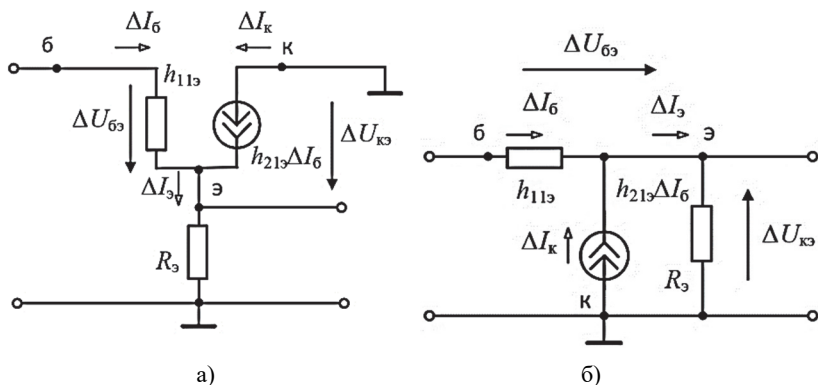


Рис. 4.41. Малосигнальная схема в h -параметрах транзистора,
включенного по схеме с ОК:
а – исходная; б – более наглядная

Используя малосигнальную схему в h -параметрах можно аналитически определить параметры усилительного каскада с ОК: коэффициент усиления по напряжению, входное и выходное сопротивления. При расчете переменных составляющих исключаются постоянные источники питания; разделительные конденсаторы заменяются короткозамкнутыми участками (емкость разделительных конденсаторов выбирают такими, что для переменного тока их влиянием можно было пренебречь), пренебрегают влиянием $C_{\text{вх}}$ и $C_{\text{н}}$. На рисунке 4.42 представлены расчетные схемы УК по переменному току при включении n - p - n -транзистора по схеме с ОК. Генератор идеальный $e_{\text{вх}} = u_{\text{вх}}$, при использовании схемы с делителем напряжения эквивалентное сопротивление базовой цепи $R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

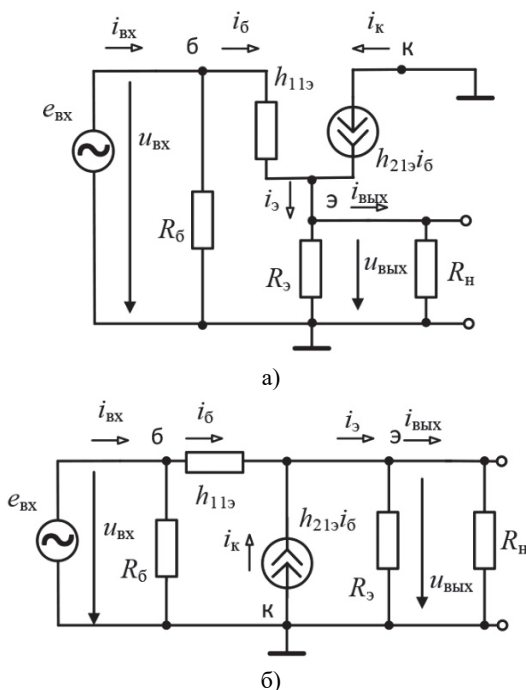


Рис. 4.42. Расчетная схема по переменному току УК с ОК:
а – исходная; б – более наглядная

4.4.4. Расчет основных параметров УК с ОК, особенности схемы с ОК

Основными параметрами усилительного каскада являются коэффициент усиления, входные и выходные сопротивления. Определим эти параметры, используя малосигнальную схему замещения с h – параметрами (рис. 4.42б).

Коэффициент усиления $K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}}$. Выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = i_3(R_3 \parallel R_n) = (1 + h_{21})i_6(R_3 \parallel R_n),$$

где $R_3 \parallel R_n = \frac{R_3 R_n}{R_3 + R_n}$.

Входное напряжение

$$u_{\text{вх}} = h_{11}i_6 + u_{\text{вых}} = i_6[h_{11} + (1 + h_{21})(R_3 \parallel R_n)].$$

В таком случае

$$K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{(1 + h_{21})(R_3 \parallel R_n)}{h_{11} + (1 + h_{21})(R_3 \parallel R_n)} < 1.$$

Входное и выходное напряжение совпадают по фазе, амплитуды входного и выходного напряжения примерно равны. Схему с ОК называют *эмиттерным повторителем*.

Входное сопротивление УК $R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}}$. Введем расчетную величину, определяющую отношение входного напряжения и тока базы $r_6 = \frac{u_{\text{вх}}}{i_6}$, $u_{\text{вх}} = i_6 \underbrace{[h_{11} + (1 + h_{21})(R_3 \parallel R_n)]}_{r_6}$. Входное сопротивление

$$\text{УК } R_{\text{вх}} = \frac{R_6 r_6}{R_6 + r_6} = \frac{R_6 [h_{11} + (1 + h_{21})(R_3 \parallel R_n)]}{R_6 + [h_{11} + (1 + h_{21})(R_3 \parallel R_n)]}.$$

Входное сопротивление эмиттерного повторителя может составлять 10–500 кОм.

Выходное сопротивление УК $R_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}}$. Введем расчетную величину, определяющую отношение выходного напряжения и тока эмиттера $r_3 = \frac{u_{\text{вых}}}{i_3}$. Так как $i_3 = i_6(1 + h_{213})$, то $r_3 = \frac{u_{\text{вых}}}{i_6(1 + h_{213})} = \frac{i_6 h_{113}}{i_6(1 + h_{213})} = \frac{h_{113}}{(1 + h_{213})}$. Выходное сопротивление УК $R_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}} = \frac{R_3 r_3}{R_3 + r_3}$. Выходное сопротивление УК с ОК зависит от сопротив-

ления в цепи эмиттера и крутизны транзистора $R_{\text{вых}} = R_3 \parallel \left(\frac{1}{S} \right) \approx \frac{1}{S}$.

На рисунке 4.43 представлена схема УК с ОК для расчета по переменному току при условии, что $R_r \neq 0$.

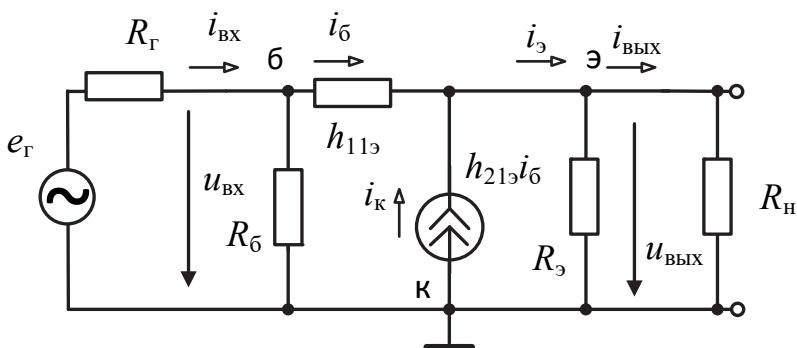


Рис. 4.43. Расчетная схема по переменному току УК с ОК с $R_r \neq 0$

С учетом сопротивления генератора формулы меняются, так как $i_6 = \frac{u_{\text{вых}}}{h_{11} + (R_r \parallel R_6)}$, где $R_r \parallel R_6 = \frac{R_r R_6}{R_r + R_6}$, $r_3 = \frac{h_{11} + (R_r \parallel R_6)}{(1 + h_{21})}$. Тогда выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = R_3 \parallel \left(\frac{1}{S} + \frac{R_r}{\beta} \right)$, где S – крутизна транзистора, β – коэффициент усиления базового тока.

Пример 4.3. Для УК с включением транзистора по схеме с ОК ток коллектора $I_k = 2 \text{ мА}$, сопротивление резистора в цепи эмиттера $R_3 = 3 \text{ кОм}$. Коэффициент усиления базового тока $\beta = 300$. Определить выходное сопротивление УК, если сопротивление генератора $R_r = 40 \text{ кОм}$. Каким будет выходное сопротивление, если генератор будет идеальным?

Решение. Крутизна транзистора $S = \frac{I_k}{\varphi_T} = \frac{2 \text{ мА}}{25 \text{ мВ}}$. Выходное сопротивление УК с ОК $R_{\text{вых}} = R_3 \parallel \left(\frac{1}{S} + \frac{R_r}{\beta} \right)$, $\frac{1}{S} + \frac{R_r}{\beta} = \frac{25}{2} + \frac{40 \cdot 10^3}{300} \approx 145,83 \text{ Ом}$. Выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = R_3 \parallel \left(\frac{1}{S} + \frac{R_r}{\beta} \right) = \frac{3000 \cdot 145,83}{3000 + 145,83} \approx 139 \text{ Ом}$. Для идеального генератора $R_{\text{вых}} = R_3 \parallel \left(\frac{1}{S} \right) = \frac{3000 \cdot 12,5}{3000 + 12,5} \approx 12,5 \text{ Ом}$.

4.5. Многокаскадные усилители

Один каскад обычно не обеспечивает необходимого усиления входного сигнала. Существенным недостатком усилительного каскада с включением транзистора по схеме с ОЭ является сравнительно малое входное сопротивление (от десятков до сотен Ом), при этом выходное сопротивление – достаточно большое (от единиц до десятков кОм), зависит от сопротивления нагрузки и усиительных свойств. Входное сопротивление эмиттерного повторителя (транзистор включен по схеме с ОК) может составлять от десятков до сотен кОм и хорошо согласоваться с выходным сопротивлением каскада на транзисторе, включенным по схеме с ОЭ. Для обеспечения требуемого усиления между двумя каскадами с ОК, включают каскад с ОЭ (рис. 4.44).

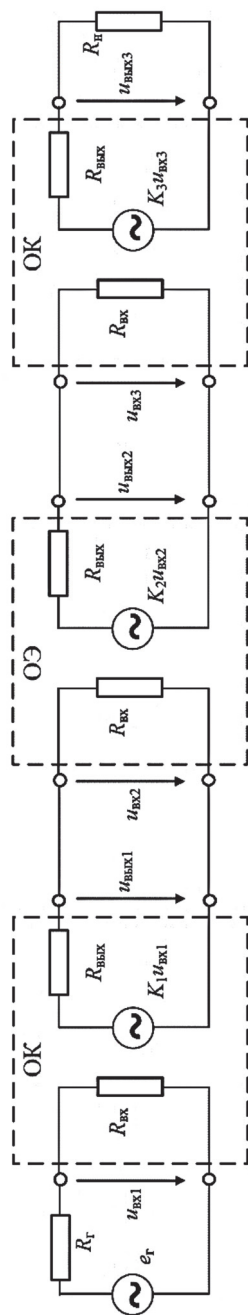


Рис. 4.44. Соединение трех УК в многокаскадный усилитель

Пример 4.3. Определить отношение $\frac{u_{\text{вых1}}}{e_{\Gamma}}$, $\frac{u_{\text{вых2}}}{e_{\Gamma}}$ и $\frac{u_{\text{вых3}}}{e_{\Gamma}}$. Параметры УК с ОК $K_1 = K_3 \approx 1$, $R_{\text{вх к}} \approx 10 \text{ кОм}$, $R_{\text{вых к}} \approx 10 \text{ Ом}$, параметры УК с ОЭ $K_2 \approx 10$, $R_{\text{вх э}} \approx 100 \text{ Ом}$, $R_{\text{вых э}} \approx 1000 \text{ Ом}$. Сопротивление генератора $R_{\Gamma} = 1 \text{ кОм}$.

Решение. Входное напряжение первого УК с ОК $u_{\text{вх1}} = e_{\Gamma} \frac{R_{\text{вх к}}}{R_{\text{вх к}} + R_{\Gamma}} \approx e_{\Gamma}$, выходное напряжение первого УК с ОК и входное напряжение второго УК с ОЭ: $u_{\text{вых1}} = u_{\text{вх2}} = K_1 u_{\text{вх1}} \frac{R_{\text{вх э}}}{R_{\text{вых к}} + R_{\text{вх э}}} \approx e_{\Gamma}$. Выходное напряжение второго УК с ОЭ и выходное напряжение третьего УК с ОК: $u_{\text{вых2}} = u_{\text{вх3}} = K_2 u_{\text{вх2}} \frac{R_{\text{вх к}}}{R_{\text{вых э}} + R_{\text{вх к}}} \approx 10 e_{\Gamma}$. Выходное напряжение третьего УК с ОК $u_{\text{вых3}} = K_3 u_{\text{вх2}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вых к}} + R_{\text{н}}} \approx 10 e_{\Gamma}$.

Многокаскадные усилители – усилители, образованные путем соединения между собой с помощью элементов связи нескольких усилительных каскадов. Как правило, усилители состоят из нескольких каскадов, при этом каждый отдельный каскад в составе усилителя выполняет свои функции. Преимуществом многокаскадных усилителей мощности является то, что они позволяют достичь высокого уровня усиления и обеспечить стабильность работы на различных частотах. Для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов: $K_u = K_u^{(1)} \cdot K_u^{(2)} \cdot \dots \cdot K_u^{(n)}$. Коэффициент усиления многокаскадного усилителя, выраженный в децибелах, представляет собой сумму коэффициентов усиления отдельных каскадов усилителя, выраженных в тех же единицах: $LK_u (\text{дБ}) = LK_u^{(1)} + LK_u^{(1)} + \dots + LK_u^{(1)}$. Для многокаскадного усилителя общий коэффициент нелинейных искажений принимается равным сумме коэффициентов отдельных каскадов.

4.6. Транзисторный источник тока

Идеальный источник тока обеспечивает ток в нагрузке, не зависящий от напряжения на нагрузке. У идеального источника тока внутреннее сопротивление практически «бесконечно» ($r_{\text{вн}} \rightarrow \infty$), у источника тока, близкого к идеальному, внутреннее сопротивление во много раз превышает сопротивление нагрузки $r_{\text{вн}} \gg R_{\text{н}}$. Дифференциальное сопротивление выходной характеристики транзистора составляет несколько сотен килоом, а с помощью ООС может быть увеличено на несколько порядков. Таким образом, схемы с транзисторами могут быть использованы в качестве схем источников тока, близких к идеальным («стабильных» источников тока). Источники тока широко применяются в схемотехнике для задания режима работы транзистора, в качестве активной нагрузки в усилительных каскадах, в схемах дифференциальных и операционных усилителей.

4.6.1. Основные схемы источников тока на транзисторах

На рисунке 4.45 приведены схемы источника тока, построенные на основе схемы с ОЭ и ООС. Нагрузка включена в цепь коллектора.

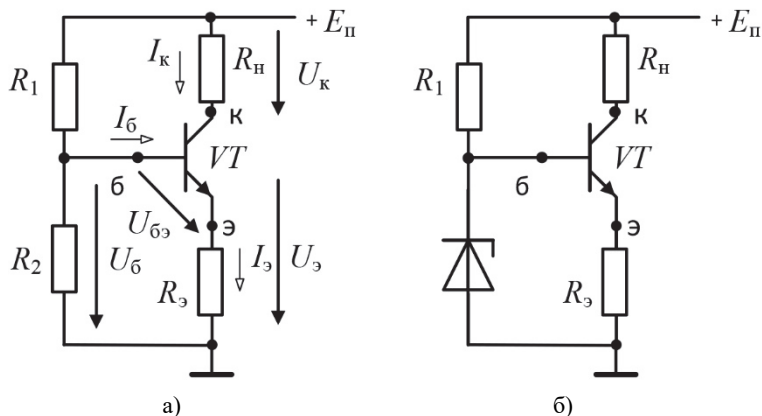


Рис. 4.45. Схемы транзисторных источников тока с делителем напряжения (а) и стабилитроном (б)

В схеме на рис. 4.44 напряжение $U_{\text{бэ}} \approx \text{const} = 0,6...0,7 \text{ В}$, напряжение $U_{\text{э}} = U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}$, ток в цепи эмиттера $I_{\text{э}} = \frac{U_{\text{э}}}{R_{\text{э}}} = \frac{U_{\text{б}} - U_{\text{бэ}}}{R_{\text{э}}} \approx \frac{U_{\text{б}} - 0,7}{R_{\text{э}}}$. Для достаточно больших значений β ток в цепи нагрузки $I_{\text{к}} \approx \beta I_{\text{э}}$, в таком случае $I_{\text{к}} \approx \beta \frac{U_{\text{б}} - 0,7}{R_{\text{э}}}$ и не зависит от приложенного напряжения $U_{\text{к}}$. Внутреннее сопротивление транзисторного источника тока $r_{\text{вн}} = r_{\text{кэ}} \left[1 + \frac{\beta R_{\text{э}}}{(R_1 \parallel R_2) + r_{\text{бэ}} + R_{\text{э}}} \right]$. При токе в нагрузке $I_{\text{к}} = 1 \text{ мА}$, сопротивлении в цепи эмиттера $R_{\text{э}} = 5 \text{ кОм}$, эквивалентном сопротивлении делителя напряжения $R_1 \parallel R_2 = 10 \text{ кОм}$, параметрах транзистора $\beta = 300$, $r_{\text{кэ}} = 100 \text{ кОм}$, $r_{\text{бэ}} = \frac{\beta \varphi_T}{I_{\text{к}}} \approx 7,8 \text{ кОм}$ внутреннее сопротивление составляет $r_{\text{вн}} \approx 6,7 \text{ МОм}$. Эквивалентное сопротивление делителя напряжения влияет на величину внутреннего сопротивления, поэтому резистор R_2 заменяют на стабилитрон (рис. 4.45б), при этом потенциал базы практически не будет зависеть от питающего напряжения.

4.6.2. Схема «токового зеркала»

Недостатком транзисторного источника тока является температурная зависимость напряжения $U_{\text{бэ}}$ и параметров транзистора. Изменение напряжения $U_{\text{бэ}}$ на 2 мВ на каждый градус необходимо компенсировать. Для этого в ветвь с резистором R_2 включают последовательно диод (рис. 4.46а).

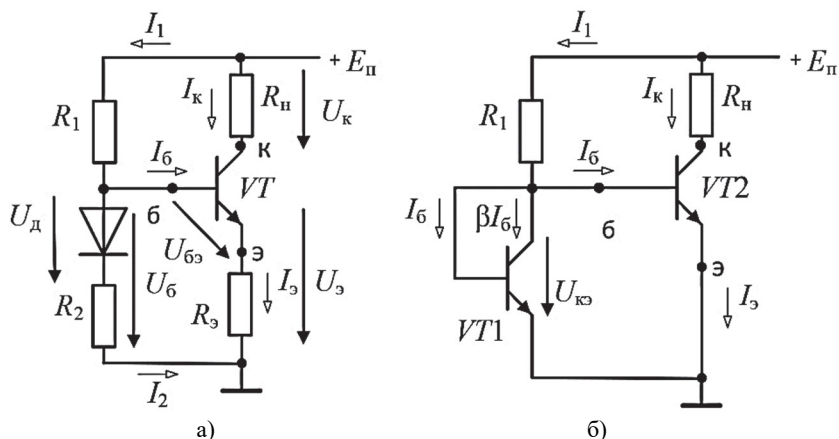


Рис. 4.46. Схемы «токового зеркала» с диодом (а) и с транзистором в диодном включении (б)

В схеме (рис. 4.46а) ток в нагрузке $I_k \approx I_3 = \frac{U_6 - U_{63}}{R_3} = \frac{I_2 R_2 + U_d - U_{63}}{R_3}$. Можно принять $U_d \approx U_{63}$, $I_2 \approx I_1$,

тогда ток в нагрузке пропорционален тоу в резисторе R_1 : $I_k \approx \frac{R_2}{R_3} I_1$.

Такая схема называется схемой «токового зеркала». Часто вместо диода используют транзистор в диодном включении, у которого коллектор соединен с базой (рис. 4.46б). Транзистор VT1 в этом режиме ненасыщен, так как $U_{кэ} = U_{63} > U_{кэ \text{ нас}}$. Схема реализуется на транзисторах с одинаковыми параметрами транзисторов VT1 и VT2. В таком случае $U_{631} = U_{632}$, $I_{61} = I_{62} = I_6$, $I_{к1} = I_{к2} = I_k = \beta I_6$. Тогда $I_1 = \beta I_6 + 2I_6$, $I_k = \beta I_6$ и $I_k = \frac{\beta}{\beta + 2} I_1 \approx I_1$. Схема «токового зеркала», представленная на рис. 4.46б работает при $R_3 = 0$. Для повышения внутреннего сопротивления транзисторного источника тока и компенсации различий в параметрах транзисторов в эмиттерную цепь иногда включают резистор R_3 .

Контрольные вопросы и задания

1. Дайте определение линейного усилителя. Какие типы линейных усилителей вы знаете?

2. Нарисуйте эквивалентную схему линейного усилителя. Как выглядит эквивалентная схема для области низких частот, средних и высших частот?

3. Чем отличаются усилители тока, напряжения и мощности?

4. Что такое динамический диапазон усилителя? По какой характеристике можно определить динамический диапазон?

5. Дайте определение амплитудно-частотной характеристики линейного усилителя. Как снимается АЧХ?

6. Как по АЧХ определить полосу пропускания усилителя?

7. Дайте определение переходной характеристики линейного усилителя. Как снимается переходная характеристика? В чем отличие переходной характеристики от временной характеристики?

8. Что такое искажение сигнала? Каковы причины появления искажений?

9. Нарисуйте схемы усилительных каскадов на биполярном $n-p-n$ -транзисторе с общим эмиттером, с общим коллектором и с общей базой. Объясните назначение элементов.

10. Нарисуйте схемы усилительных каскадов на биполярном $p-n-p$ -транзисторе с общим эмиттером, с общим коллектором и с общей базой. Объясните назначение элементов.

11. Используя графоаналитический расчет режима усиления, объясните работу усилительного каскада в схеме включения ОЭ и ОК.

12. Как проводится расчет УК с ОЭ?

13. Какие требования к выбору положения рабочей точки должны быть выполнены?

14. Нарисуйте схему УК с делителем напряжения на биполярном $n-p-n$ -транзисторе при включении с общим эмиттером для расчета по постоянному току. Для чего применяют упрощенную схему по постоянному току? Запишите уравнения для расчета постоянных токов и напряжений.

15. Нарисуйте схему УК с делителем напряжения на биполярном $p-n-p$ -транзисторе при включении с общим эмиттером для расчета по постоянному току. Для чего применяют упрощенную схему по постоянному току? Запишите уравнения для расчета постоянных токов и напряжений.

16. Как проводится экспериментальное определение h -параметров?

17. Как проводится экспериментальное определение u -параметров?

18. Запишите связь h -параметров и u -параметров с рабочим режимом (положением рабочей точки)?

19. Нарисуйте малосигнальную схему замещения УК на биполярном $n-p-n$ -транзисторе при включении с общим эмиттером в h -параметрах. Как рассчитываются основные параметры УК?

20. Нарисуйте малосигнальную схему замещения УК на биполярном $p-n-p$ -транзисторе при включении с общим эмиттером в u -параметрах. Как рассчитываются основные параметры УК?

21. Укажите область применения усилительного каскада при включении транзистора по схеме с общим коллектором.

22. Нарисуйте схему УК на биполярном $n-p-n$ -транзисторе при включении с общим коллектором для расчета по постоянному току. Для чего применяют упрощенную схему по постоянному току? Запишите уравнения для расчета постоянных токов и напряжений.

23. Нарисуйте схему УК на биполярном $p-n-p$ -транзисторе при включении с общим коллектором для расчета по постоянному току. Для чего применяют упрощенную схему по постоянному току? Запишите уравнения для расчета постоянных токов и напряжений.

24. Нарисуйте малосигнальную схему замещения УК на биполярном $n-p-n$ -транзисторе при включении с общим коллектором в h -параметрах. Как рассчитываются основные параметры УК?

25. Нарисуйте малосигнальную схему замещения УК на биполярном $p-n-p$ -транзисторе при включении с общим коллектором в u -параметрах. Как рассчитываются основные параметры УК?

26. Что такое термонеустойчивость и как её можно уменьшить?

27. Что такое многокаскадный усилитель?

Задачи с решениями

Задача 4.1. Известны параметры линейного усилителя (рис. 4.47) $C_{p1} = 5$ мкФ, $C_{вх} = 1$ нФ, $R_{вх} = 5000$ Ом, $C_{p2} = 5$ мкФ, $R_{вых} = 100$ Ом, $K_{иХХ} = 10$. Сопротивление генератора $R_{г} = 100$ Ом, параметры нагрузки $C_{н} = 2$ нФ, $R_{н} = 2000$ Ом. Рассчитать характеристики линейного усилителя: коэффициент усиления в области средних частот K_{e0} , граничные частоты $f_{н}$ и $f_{в}$, относительный спад плоской вершины при $t_{и} = 100$ мС.

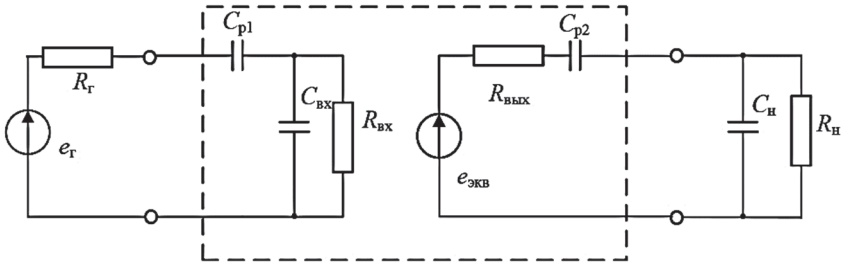


Рис. 4.47. Схема линейного усилителя

Решение. Коэффициент усиления в области средних частот (рис. 4.48) $K_{e0} = \frac{u_{вЫХ}}{e_{г}}$ с учетом того, что $e_{эКВ} = K_{иХХ} u_{вх}$, может быть рассчитан как $K_{e0} = K_{иХХ} \cdot \xi_{вх} \cdot \xi_{вЫХ}$, где коэффициент деления сигнала на входе $\xi_{вх} = \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{г}} = \frac{5000}{5000 + 100} = 0,9804$, коэффициент деления сигнала на выходе $\xi_{вЫХ} = \frac{R_{н}}{R_{н} + R_{вЫХ}} = \frac{2000}{2000 + 100} = 0,9524$. Коэффициент усиления в области средних частот $K_{e0} = K_{иХХ} \cdot \xi_{вх} \cdot \xi_{вЫХ} = 10 \cdot 0,9804 \cdot 0,9524 = 9,337$.

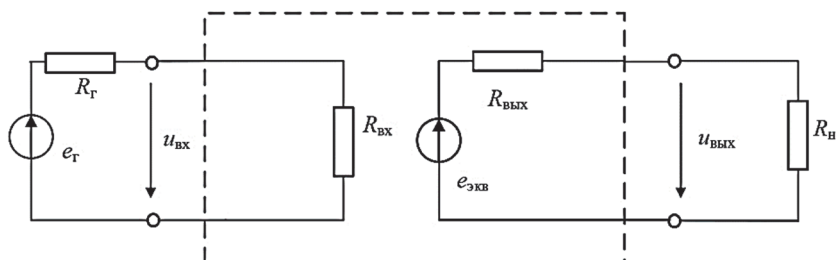


Рис. 4.48. Схема замещения в области средних частот

Для расчета нижней граничной частоты определим постоянные времена входной и выходной цепи в области нижних частот (рис. 4.49): $\tau_{н1} = (R_Г + R_ВХ)C_{п1} = (5000 + 100) \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 25,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$,
 $\tau_{н2} = (R_ВЫХ + R_Н)C_{п2} = (2000 + 100) \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 10,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$.

Нижняя граничная частота $\omega_н = \frac{1}{\tau_{н1}} + \frac{1}{\tau_{н2}} = 134,454 \text{ 1/с}$,

$$f_н = \frac{\omega_н}{2\pi} = 21,41 \text{ Гц}.$$

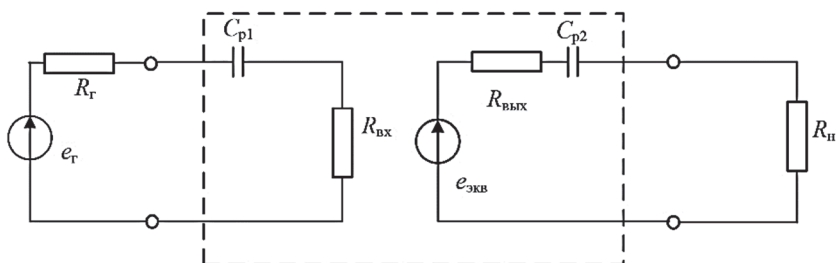


Рис. 4.49. Схема замещения в области нижних частот

Относительный спад плоской вершины при $t_н = 100 \text{ мс}$ составит $\delta u = \omega_н t_н = 13,44\%$.

Для расчета верхней граничной частоты определим постоянные времени входной и выходной цепи в области верхних частот (рис. 4.50):

$$\tau_{в1} = \frac{R_{вх} R_{г}}{R_{вх} + R_{г}} C_{вх} = \frac{5000 \cdot 100}{(5000 + 100)} \cdot 10^{-9} = 98,04 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

$$\tau_{в2} = \frac{R_{вых} R_{н}}{R_{вых} + R_{н}} C_{н} = \frac{2000 \cdot 100}{(2000 + 100)} \cdot 2 \cdot 10^{-9} = 190,476 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

$$\tau_{в} = \sqrt{\tau_{в1}^2 + \tau_{в2}^2} = 214,39 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

верхняя граничная частота $f_{в} = \frac{1}{2\pi\tau_{в}} = 743,3 \cdot 10^3 \text{ Гц}.$

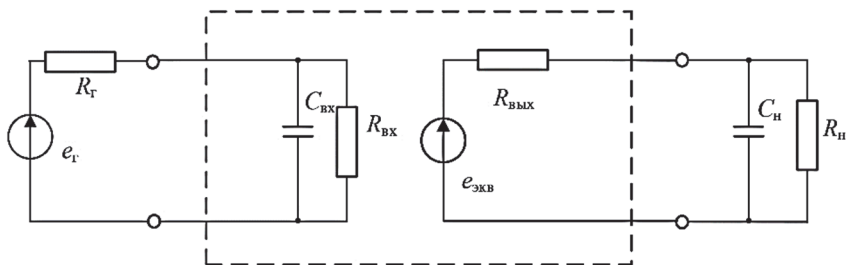


Рис. 4.50. Схема замещения в области верхних частот

Задача 4.2. Для линейного усилителя были получены АЧХ для двух значений сопротивлений нагрузок (рис. 4.51). Коэффициент усиления в полосе пропускания при $R_{н1} = 780 \text{ Ом}$ равен $K_{у1} = 4,969$, при $R_{н2} = 430 \text{ Ом}$ равен $K_{у2} = 3,698$. Определить выходное сопротивление усилителя.

Решение. Коэффициент усиления в области средних частот

$$K_{e0} = K_{у\text{сх}} \cdot \xi_{вх} \cdot \frac{R_{н}}{R_{н} + R_{вых}}, \text{ где } K_{у\text{сх}} \text{ и } \xi_{вх} \text{ не зависят от сопротивления}$$

$$\text{нагрузки. Тогда } K_{e1} = K_{у\text{сх}} \cdot \xi_{вх} \cdot \frac{R_{н1}}{R_{н1} + R_{вых}}, K_{e2} = K_{у\text{сх}} \cdot \xi_{вх} \cdot \frac{R_{н2}}{R_{н2} + R_{вых}},$$

$\frac{K_{e1}}{K_{e2}} = \frac{R_{н1}}{R_{н2}} \cdot \frac{(R_{н2} + R_{вых})}{(R_{н1} + R_{вых})}$. После подстановки численных значений

и решения уравнения получаем $R_{вых} = 571 \text{ Ом}$.

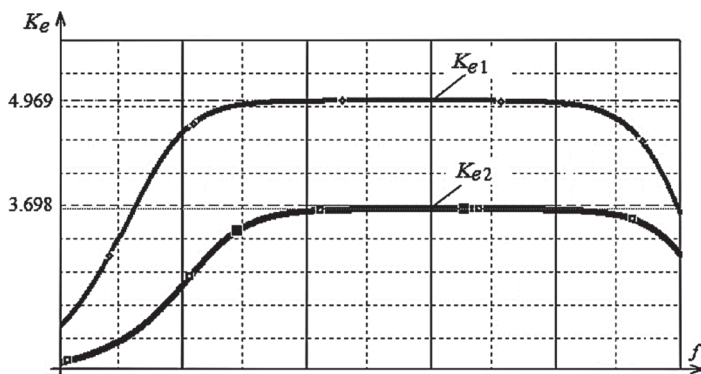


Рис. 4.51. АЧХ задачи 4.2

Задача 4.3. Для усилительного каскада ОЭ на биполярном транзисторе (рис. 4.52) определить рабочий режим транзистора: коллекторный ток I_k и напряжение коллектор–эмиттер $U_{кэ}$. Параметры элементов: $E_{пит} = 10 \text{ В}$, $R_1 = 8,4 \text{ кОм}$, $R_2 = 1,6 \text{ кОм}$, $R_k = 100 \text{ Ом}$, $R_3 = 25 \text{ Ом}$, $R_{н1} = 2 \text{ кОм}$, $C_{p1} = C_{p2} = 22 \text{ мкФ}$. Коэффициент усиления транзистора $\beta = 200$.

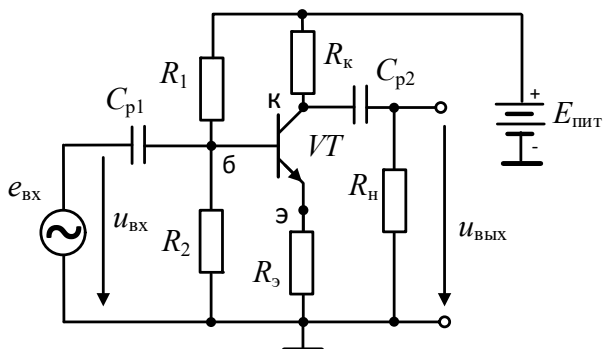


Рис. 4.52. Схема усилительного каскада ОЭ

Решение. Расчет рабочего режима проводится по постоянному току. Схема замещения по постоянному току (рис. 4.53а) упрощается (рис. 4.53б) и составляются уравнения цепи.

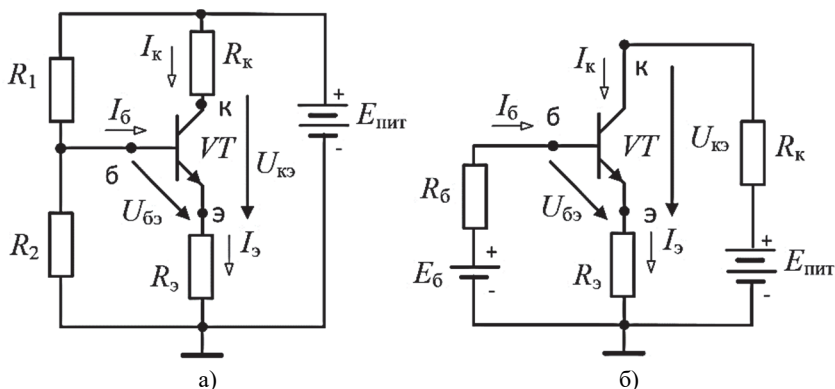


Рис. 4.53. Расчетная схема по постоянному току (а) и упрощенная расчетная схема (б)

В упрощенной расчетной схеме (рис. 4.53а)

$$E_6 = E_{пит} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \frac{1,6 \cdot 10^3}{(1,6 + 8,4) \cdot 10^3} = 1,6 \text{ В},$$

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1,6 \cdot 10^3 \cdot 8,4 \cdot 10^3}{(1,6 + 8,4) \cdot 10^3} = 1,344 \text{ кОм}.$$

Уравнения упрощенной цепи:

$$E_6 = R_6 I_6 + U_{бэ} + R_3 I_3, \quad E_{пит} = R_k I_k + U_{кэ} + R_3 I_3,$$

$$I_3 = I_6 + I_k, \quad I_k = \beta I_6.$$

Принимая $U_{бэ} = 0,7 \text{ В}$, рассчитываем ток базы

$$I_6 = \frac{E_6 - U_{бэ}}{R_6 + R_3(1 + \beta)} = \frac{1,6 - 0,7}{1,344 \cdot 10^3 + 25 \cdot (1 + 200)} = 141,3 \cdot 10^{-6} \text{ А},$$

$$I_6 = 141,3 \text{ мкА}.$$

Ток коллекторной цепи

$$I_k = \beta I_6 = 200 \cdot 141,3 \cdot 10^{-6} = 28,3 \cdot 10^{-3} \text{ А}, \quad I_k = 28,3 \text{ мА}.$$

$$\text{Напряжение } U_{кз} = E_{пит} - (\beta R_k + (1 + \beta) R_3) I_6 = 6,46 \text{ В}.$$

Задача 4.4. Для усилительного каскада рассчитать емкость конденсатора C_3 (рис. 4.54), убирающего отрицательную обратную связь по переменному току. Параметры элементов: $E_{пит} = 10 \text{ В}$, $R_1 = 8,4 \text{ кОм}$, $R_2 = 1,6 \text{ кОм}$, $R_k = 100 \text{ Ом}$, $R_3 = 25 \text{ Ом}$, $C_{p1} = C_{p2} = 22 \text{ мкФ}$. Нижняя граничная частота $f_n = 200 \text{ Гц}$. Считая известными параметры малосигнальной схемы замещения транзистора $h_{11} = 250 \text{ Ом}$, $h_{21} = \beta = 200$, определить, как изменился коэффициент усиления ненагруженного усилителя после подключения конденсатора.

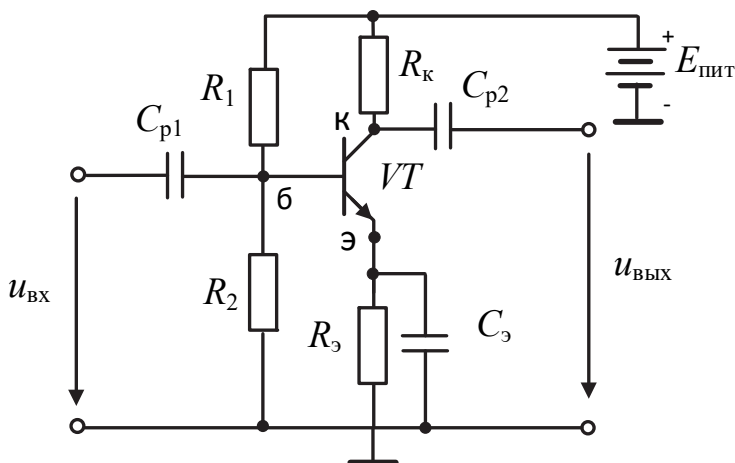


Рис. 4.54. Схема ненагруженного усилительного каскада

Решение. Расчет проводится по переменному току с использованием малосигнальной схемы замещения транзистора (рис. 4.55) с $R_6 = 1,344 \text{ кОм}$.

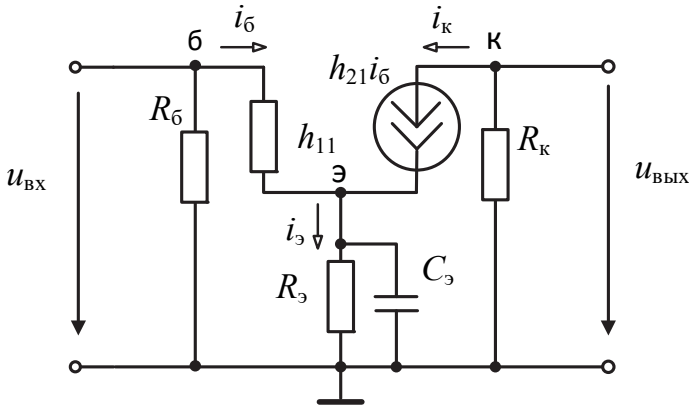


Рис. 4.55. Расчетная схема замещения ненагруженного усилительного каскада

По условию в полосе средних частот при $f > f_n$ и отсутствии обратной связи коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада $K_{u\kappa\kappa} = -h_{21} \frac{R_k}{h_{11}} = -SR_k$. Необходимо подобрать емкость $C_э$, формирующую фильтр нижних частот с постоянной времени $\tau_n = \frac{1}{\omega_n} = \frac{1}{2\pi f_n}$, где $\frac{1}{\tau_n} = \frac{1}{\tau_{н1}} + \frac{1}{\tau_{н2}} + \frac{1}{\tau_{нэ}}$. Полагая $\tau_{н1} = \tau_{н2} = \tau_{нэ} = 3\tau_n = \frac{3}{2\pi f_n}$, при этом $\tau_{нэ} = C_э(R_э \parallel r_{трэ})$, где входное сопротивление транзистора относительно $(R_э C_э)$

$$r_{трэ} = \frac{h_{11} + (R_б \parallel R_r)}{1 + h_{21}} \approx \left. \frac{h_{11}}{h_{21}} \right|_{R_r=0}.$$

После подстановки численных значений

$$r_{трэ} = \left. \frac{h_{11}}{h_{21}} \right|_{R_r=0} = \frac{250}{200} = 1,25 \text{ Ом},$$

$$R_э \parallel r_{трэ} = \frac{R_э \cdot r_{трэ}}{R_э + r_{трэ}} = \frac{25 \cdot 1,25}{25 + 1,25} = 1,19 \text{ Ом}.$$

Емкость

$$C_3 = \frac{\tau_{н3}}{(R_3 \parallel r_{тp3})} = \frac{3}{2\pi f_n (R_3 \parallel r_{тp3})} = \frac{3}{2\pi \cdot 200 \cdot 1,19} = 2007,2 \text{ мкФ}.$$

Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада при наличии обратной связи по переменному току

$$K_{и\kappa\kappa} = -\frac{SR_{\kappa}}{1 + SR_3} = -\frac{0,8 \cdot 100}{1 + 0,8 \cdot 25} = -3,8 \approx -4.$$

Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада без обратной связи по переменному току $K_{и\kappa\kappa} = -SR_{\kappa} = -80$ (увеличился в двадцать раз).

Задача 4.5. Для усилительного каскада рассчитать емкость конденсатора C_3 (рис. 4.56), убирающего отрицательную обратную связь по переменному току. Параметры элементов: $E_{пит} = 10 \text{ В}$, $R_1 = 8,4 \text{ кОм}$, $R_2 = 1,6 \text{ кОм}$, $R_{\kappa} = 100 \text{ Ом}$, $R_{31} = R_{32} = 12,5 \text{ Ом}$, $C_{p1} = C_{p2} = 22 \text{ мкФ}$. Нижняя граничная частота $f_n = 200 \text{ Гц}$. Считая известными параметры малосигнальной схемы замещения $h_{11} = 250 \text{ Ом}$, $h_{21} = \beta = 200$ определить, как изменился коэффициент усиления ненагруженного усилителя $K_{и\kappa\kappa}$ после подключения конденсатора.

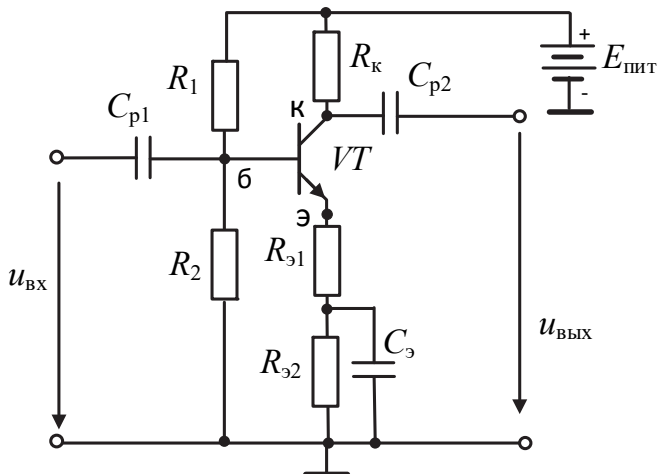


Рис. 4.56. Схема ненагруженного усилительного каскада

Решение. Расчет проводится по переменному току с использованием малосигнальной схемы замещения (рис. 4.57) с $R_6 = 1,344 \text{ кОм}$ и $E_6 = 1,6 \text{ В}$.

По условию в полосе средних частот при $f > f_n$ и отсутствии обратной связи коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада $K_{\text{ухх}} = -h_{21} \frac{R_k}{h_{11}} = -SR_k$. Необходимо подобрать

емкость C_3 , формирующую фильтр нижних частот: $\tau_n = \frac{1}{\omega_n} = \frac{1}{2\pi f_n}$

, где $\frac{1}{\tau_n} = \frac{1}{\tau_{n1}} + \frac{1}{\tau_{n2}} + \frac{1}{\tau_{n3}}$. Полагаем $\tau_{n1} = \tau_{n2} = \tau_{n3} = 3\tau_n = \frac{3}{2\pi f_n}$,

при этом $\tau_{n3} = C_3 (R_{32} \parallel (R_{31} + r_{\text{трз}}))$, где входное сопротивление

транзистора относительно $(R_{32}C_3)$ $r_{\text{трз}} = \frac{h_{11} + (R_6 \parallel R_r)}{1 + h_{21}} \approx \frac{h_{11}}{h_{21}} \Big|_{R_k=0}$.

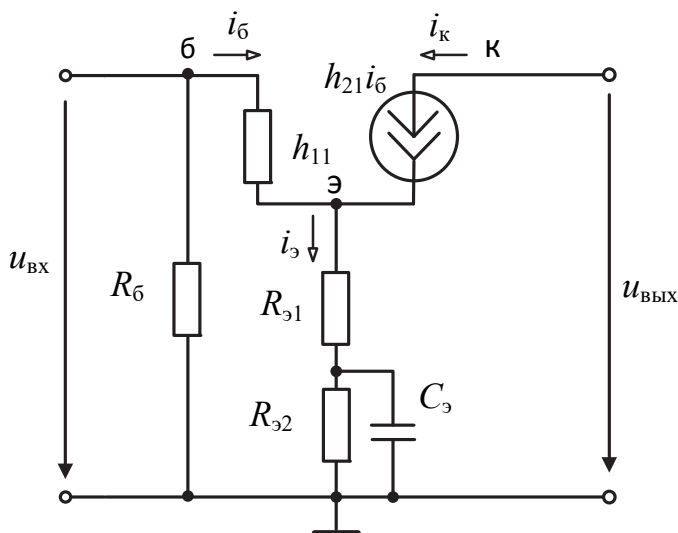


Рис. 4.57. Расчетная схема замещения усилительного каскада

После подстановки численных значений

$$r_{\text{тпр}} = \left. \frac{h_{11}}{h_{21}} \right|_{R_t=0} = \frac{250}{200} = 1,25 \text{ Ом},$$

$$R_{32} \parallel (R_{31} + r_{\text{тпр}}) = \frac{R_{32} \cdot (R_{31} + r_{\text{тпр}})}{R_{32} + (R_{31} + r_{\text{тпр}})} = \frac{12,5 \cdot (12,5 + 1,25)}{25 + 1,25} = 6,533 \text{ Ом}.$$

Емкость

$$C_3 = \frac{\tau_{\text{нз}}}{(R_{32} \parallel (R_{31} + r_{\text{тпр}}))} = \frac{3}{2\pi f_{\text{н}} (R_{32} \parallel (R_{31} + r_{\text{тпр}}))} = 365,6 \text{ мкФ}.$$

Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада при наличии обратной связи по переменному току, обусловленной резисторами R_{31} и R_{32} :

$$K_{\text{uxx}} = -\frac{SR_{\text{к}}}{1 + S(R_{31} + R_{32})} = -\frac{0,8 \cdot 100}{1 + 0,8 \cdot 25} = -3,8 \approx -4.$$

Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада при наличии обратной связи по переменному току, обусловленной резистором R_{31} :

$$K_{\text{uxx}} = -\frac{SR_{\text{к}}}{1 + SR_{31}} = -\frac{0,8 \cdot 100}{1 + 0,8 \cdot 12,5} = -7,27 \approx -7.$$

Задача 4.6. Для усилительного каскада ОК на биполярном транзисторе (рис. 4.58) определить рабочий режим транзистора: коллекторный ток $I_{\text{к}}$ и напряжение коллектор–эмиттер $U_{\text{кэ}}$. Параметры элементов: $E_{\text{пит}} = 18 \text{ В}$, $R_1 = 7,5 \text{ кОм}$, $R_2 = 13 \text{ кОм}$, $R_3 = 390 \text{ Ом}$, $R_{\text{н}} = 750 \text{ Ом}$, $R_{\text{т}} = 150 \text{ Ом}$, $C_{\text{р1}} = 125 \text{ нФ}$, $C_{\text{р2}} = 750 \text{ нФ}$. Коэффициент усиления тока $\beta = 155$. Определить основные параметры усилительного каскада: входное сопротивление $R_{\text{вх}}$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ и коэффициент усиления напряжения $K_{\text{и}}$.

Решение. Расчет рабочего режима проводится по постоянному току. Схема замещения по постоянному току (рис. 4.59а) упрощается (рис. 4.59б) и составляются уравнения цепи.

В упрощенной расчетной схеме (рис. 4.59б)

$$E_6 = E_{\text{пит}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 18 \frac{13 \cdot 10^3}{(7,5 + 13) \cdot 10^3} = 11,415 \text{ В},$$

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7,5 \cdot 10^3 \cdot 13 \cdot 10^3}{(7,5 + 13) \cdot 10^3} = 4,756 \text{ кОм}.$$

Уравнения упрощенной цепи:

$$E_6 = R_6 I_6 - U_{63} + R_3 I_3, \quad E_{\text{пит}} = -U_{\text{кз}} + R_3 I_3, \quad I_3 = I_6 + I_{\text{к}}, \quad I_{\text{к}} = \beta I_6.$$

Принимая $U_{63} = -0,7 \text{ В}$ (используется $p-n-p$ -транзистор) рассчитываем ток базы

$$I_6 = \frac{E_6 + U_{63}}{R_6 + R_3(1 + \beta)} = \frac{11,415 - 0,7}{4,756 \cdot 10^3 + 390 \cdot (1 + 155)} = 163,3 \cdot 10^{-6} \text{ А},$$

$$I_6 = 163,3 \text{ мкА}.$$

Ток коллекторной цепи

$$I_{\text{к}} = \beta I_6 = 155 \cdot 163,3 \cdot 10^{-6} = 25,311 \cdot 10^{-3} \text{ А},$$

$$I_{\text{к}} = 25,311 \text{ мА}.$$

Напряжение коллектор–эмиттер

$$U_{\text{кз}} = -E_{\text{пит}} + R_3 I_3 = -E_{\text{пит}} + (1 + \beta) R_3 I_6 = -7,96 \text{ В}.$$

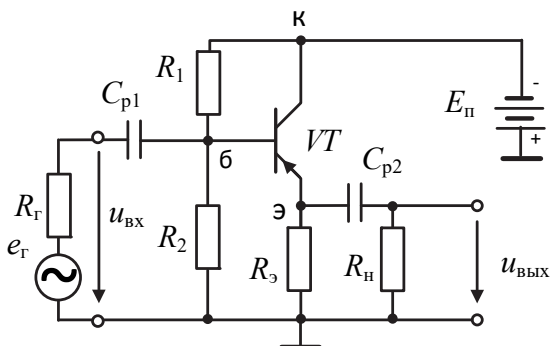


Рис. 4.58. Схема усилительного каскада ОК

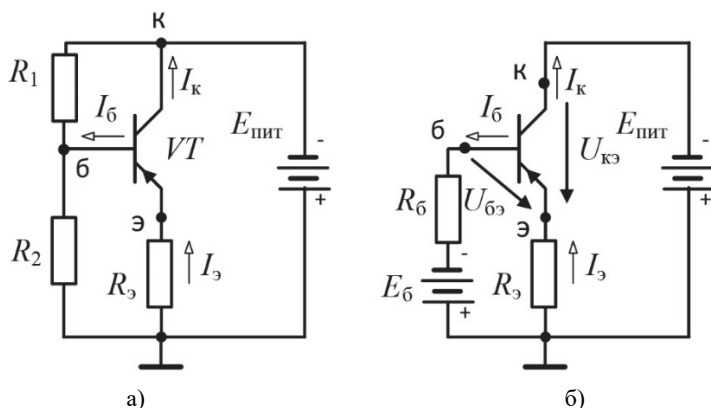


Рис. 4.59. Расчетная схема по постоянному току (а) и упрощенная расчетная схема (б)

Задача 4.7. Для усилительного каскада задачи 4.6 составить малосигнальную схему замещения, определить основные параметры ненагруженного усилительного каскада: входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$ и коэффициент усиления $K_{ухх}$.

Решение. Малосигнальная схема замещения ненагруженного усилительного каскада представлена на рис. 4.60. Параметры малосигнальной схемы замещения в рабочем режиме: $h_{21} = \beta = 155$,

$$S = \frac{I_{к}}{\varphi_{г}} = \frac{25,311 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 10^{-3}} = 1,012 \text{ См}, \quad h_{11} = h_{21} / S = 157 \text{ Ом}.$$

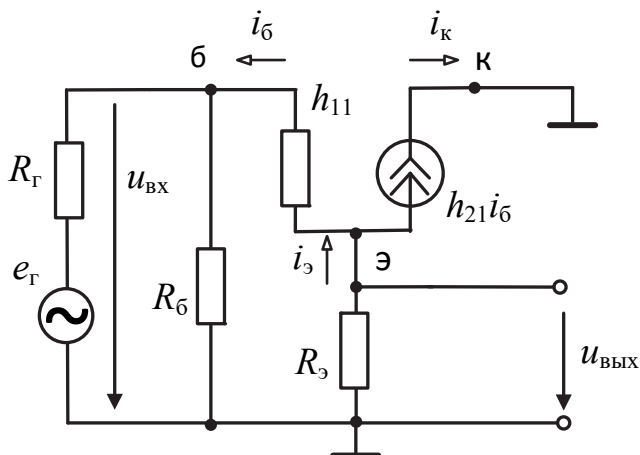


Рис. 4.60. Малосигнальная схема замещения ненагруженного усилительного каскада

Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада

$$K_{\text{uXX}} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}},$$

где

$$\begin{aligned} u_{\text{ВЫХ}} &= -i_э R_э = -(1 + h_{21})i_б R_э, \\ u_{\text{ВХ}} &= -h_{21}i_б + u_{\text{ВЫХ}} = -(h_{11} + (1 + h_{21})R_э)i_б, \end{aligned}$$

Следовательно,

$$K_{\text{uXX}} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = \frac{(1 + h_{21})R_э}{(h_{11} + (1 + h_{21})R_э)} = \frac{156 \cdot 390}{(157 + 156 \cdot 390)} = 0,997.$$

Входное сопротивление транзистора относительно ($R_э$)

$$r_{\text{трз}} = \frac{h_{11} + (R_б \parallel R_r)}{1 + h_{21}} = \frac{157 + \frac{150 \cdot 4576}{150 + 4576}}{1 + 155} = 1,938 \text{ Ом},$$

выходное сопротивление усилительного каскада

$$R_{\text{вых}} = R_3 \parallel r_{\text{трз}} = \frac{R_3 \cdot r_{\text{трз}}}{R_3 + r_{\text{трз}}} = \frac{390 \cdot 1,938}{390 + 1,938} = 1,928 \text{ Ом}.$$

Входное сопротивление усилительного каскада

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_6 \cdot (h_{11} + (1 + h_{21})R_3)}{R_6 + (h_{11} + (1 + h_{21})R_3)} = \frac{4756 \cdot (157 + 156 \cdot 390)}{4756 + (157 + 156 \cdot 390)} = 4412 \text{ Ом}.$$

Задача 4.8. Для усилительного каскада задачи 4.6 определить емкости разделительных конденсаторов, если $f_{\text{н}} = 200 \text{ Гц}$.

Решение. Нижняя граничная частота $\omega_{\text{н}} = 2\pi f_{\text{н}} = \frac{1}{\tau_{\text{н1}}} + \frac{1}{\tau_{\text{н2}}}$,

где постоянные времени входной и выходной цепи в области нижних частот: $\tau_{\text{н1}} = (R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})C_{\text{п1}}$, $\tau_{\text{н2}} = (R_{\text{вых}} + R_{\text{н}})C_{\text{п2}}$. Примем

$\tau_{\text{н1}} = \tau_{\text{н1}}$, тогда

$$\begin{aligned} C_{\text{п1}} &= \frac{\tau_{\text{н1}}}{(R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})} = \frac{1}{\pi f_{\text{н}} (R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})} = \\ &= \frac{1}{3,14 \cdot 200 \cdot (150 + 4412)} = 350 \text{ нФ}, \\ C_{\text{п2}} &= \frac{\tau_{\text{н2}}}{(R_{\text{вых}} + R_{\text{н}})} = \frac{1}{\pi f_{\text{н}} (R_{\text{вых}} + R_{\text{н}})} = \\ &= \frac{1}{3,14 \cdot 200 \cdot (1,928 + 750)} = 2120 \text{ нФ}. \end{aligned}$$

Задача 4.9. Для усилительного каскада задачи 4.6 рассчитать верхнюю граничную частоту, если частота единичного усиления $f_1 = 300 \text{ МГц}$, емкости коллекторного перехода $C_{\text{к}} = 7,5 \text{ пФ}$, эмиттерного перехода $C_{\text{э}} = 6,2 \text{ пФ}$.

Решение. Верхнюю границу полосы пропускания $f_{\text{в}}$ можно оценить через постоянную времени

$$\tau_{\text{в}} = \sqrt{\tau_{\text{в1}}^2 + \tau_{\text{в2}}^2 + \tau_{\text{т}}^2},$$

где $\tau_{\text{в1}} = (R_{\text{г}} \parallel R_{\text{вх}})C_{\text{вх}}$ – постоянная времени входной цепи,

$C_{\text{вх}} = C_{\text{к}} \cdot K_{\text{е0}} + C_{\text{э}}, K_{\text{е0}} = \frac{u_{\text{вых}}}{e_{\text{г}}}$; $\tau_{\text{в2}} = (R_{\text{н}} \parallel R_{\text{вых}})C_{\text{н экв}}$ – постоянная

времени выходной цепи, $C_{\text{н экв}} = C_{\text{н}} + C_{\text{к}} \cdot \beta$; $\tau_{\text{т}} = \frac{\beta}{2\pi f_1(1 + \beta\gamma_6)}$ –

постоянная времени транзистора, определяемая его частотой единичного усиления, $\gamma_6 = \frac{R_3}{R_3 + R_6} = \frac{390}{390 + 4756} = 0,0756$.

Рассчитаем

$$K_{\text{е0}} = K_{\text{uxx}} \xi_{\text{вх}} \xi_{\text{вых}},$$

где $\xi_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{г}}}$ – коэффициент деления сигнала на входе усилителя,

$\xi_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{вых}}}$ – коэффициент деления сигнала на выходе

усилителя: $K_{\text{е0}} = 0,997 \cdot 0,967 \cdot 0,9974 = 0,962$.

Рассчитаем емкости входной и нагрузочной цепи:

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{э}} + C_{\text{к}} \cdot K_{\text{е0}} = 7,5 \cdot 10^{-12} + 0,962 \cdot 6,2 \cdot 10^{-12} = 13,464 \cdot 10^{-12} \text{ Ф},$$

$$C_{\text{н экв}} = C_{\text{н}} + C_{\text{к}} \cdot \beta = 0 + 155 \cdot 6,2 \cdot 10^{-12} = 0,961 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Постоянные времени

$$\begin{aligned}\tau_{\text{Б1}} &= (R_{\text{Г}} \parallel R_{\text{БХ}})C_{\text{БХ}} = C_{\text{БХ}} \frac{R_{\text{Г}} \cdot R_{\text{БХ}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{БХ}}} = \\ &= 13,464 \cdot 10^{-12} \frac{150 \cdot 4412}{(150 + 4412)} = 1,923 \cdot 10^{-9} \text{ с},\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tau_{\text{Б2}} &= (R_{\text{Н}} \parallel R_{\text{БВХ}})C_{\text{Н ЭКВ}} = C_{\text{Н ЭКВ}} \frac{R_{\text{Н}} \cdot R_{\text{БВХ}}}{R_{\text{Н}} + R_{\text{БВХ}}} = \\ &= 0,961 \cdot 10^{-9} \frac{750 \cdot 1,928}{750 + 1,928} = 1,848 \cdot 10^{-9} \text{ с},\end{aligned}$$

$$\tau_{\text{Г}} = \frac{\beta}{2\pi f_1(1 + \beta\gamma_6)} = \frac{155}{6,28 \cdot 300 \cdot 10^6(1 + 155 \cdot 0,0756)} = 6,469 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

$$\tau_{\text{Б}} = \sqrt{\tau_{\text{Б1}}^2 + \tau_{\text{Б2}}^2 + \tau_{\text{Г}}^2} = 7,006 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

Верхняя граничная частота

$$f_{\text{Б}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{Б}}} = \frac{1}{6,28 \cdot 7,006 \cdot 10^{-9}} = 22,7 \cdot 10^6 \text{ Гц} \text{ или } f_{\text{Б}} = 22,7 \text{ МГц}.$$

Глава 5. УНИПОЛЯРНЫЕ (ПОЛЕВЫЕ) ТРАНЗИСТОРЫ

5.1. Полевые транзисторы (ПТ): общие сведения, классификация

Полевой транзистор – полупроводниковый прибор, который управляется электрическим полем практически без потери мощности управляющего сигнала. В *униполярных транзисторах* ток через структуру транзистора обусловлен движением только одних носителей (либо электронов, либо дырок). Основным способом движения носителей является дрейф в электрическом поле. Процессы инжекции и диффузии в таких транзисторах практически отсутствуют, во всяком случае они не играют принципиальной роли. Для того чтобы управлять током, нужно менять удельную проводимость проводящего слоя или площадь его поперечного сечения. На практике используется и тот, и другой способ, причем в основе обоих способов лежит *эффект поля* (*полевые транзисторы*).

По конструкции полевые транзисторы можно разбить на две группы:

- с управляющим p – n -переходом;
- с изолированным затвором.

Проводящий слой, по которому проходит ток, называют *каналом*. Отсюда еще одно название такого класса транзисторов – *канальные транзисторы*. Каналы могут быть *приповерхностными* и *объемными*. Проводимость канала полевого транзистора может быть электронной или дырочной. Если канал имеет электронную проводимость, то его называют n -каналом, канал с дырочной проводимостью называют p -каналом.

Полевые транзисторы имеют три (четыре) вывода. Выводы (электроды) полевого транзистора называют истоком (И), стоком (С) и затвором (З). Один из них, вывод затвора, является управляющим и

регулирует ток между выводом истока и выводом стока, т.е. управляющим напряжением является напряжение затвор–исток $U_{зи}$. От напряжения между затвором и истоком зависит проводимость канала, следовательно, и ток истока и стока. Полевой транзистор можно рассматривать как источник тока, управляемый напряжением.

Таким образом, понятие «полевой транзистор» объединяет шесть различных видов полупроводниковых приборов: с управляющим p - n -переходом n -типа и p -типа; с изолированным затвором (встроенным или индуцированным, n -типа и p -типа). На рисунке 5.1 показано условно-графическое обозначение полевых транзисторов разного вида.

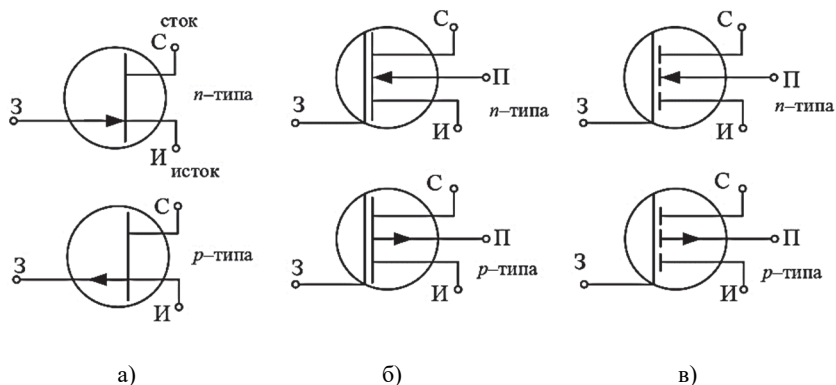


Рис. 5.1. Условно-графическое обозначение полевых транзисторов:

- а – с управляющим p - n -переходом;
- б – с изолированным затвором и встроенным каналом;
- в – с изолированным затвором и индуцированным каналом

Большинство ПТ является симметричными, т.е. если выходы стока и истока поменять местами, то свойства транзистора не изменятся. Если амплитуда изменения управляющего сигнала достаточно велика, сопротивление канала может изменяться в очень больших пределах. В этом случае полевой транзистор можно использовать в качестве электронного ключа.

5.2. Полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом

В транзисторах с *управляющим p - n -переходом* затвор отделен от канала сток–исток p - n -переходом. У ПТ с управляющим p - n -переходом объемный канал, принцип действия основан на изменении сопротивления канала за счёт изменения его поперечного сечения. При правильной полярности управляющего напряжения $U_{зи}$ p - n -переход запирается и изолирует затвор от канала (ток утечки через затвор не превышает $10^{-12} - 10^{-9}$ А), при этом основные носители заряда перемещаются от истока к стоку, образуя ток в канале. При изменении величины $U_{зи}$ изменяется толщина запирающего (обедненного) слоя, и как следствие, меняется площадь поперечного сечения канала и ток в канале. Чем больше это напряжение, тем шире запирающий слой и уже канал. При $U_{зи} = 0$ в канале протекает наибольший ток стока, говорят, что такой транзистор «*нормально открыт*». При некоторой величине напряжения $U_{зи}$ запирающий слой полностью перекрывает канал. Напряжение затвор–исток, при котором перекрывается канал, называют *напряжением отсечки* и обозначают $U_{отс}$ (U_o). При обратной («неправильной») полярности управляющего напряжения p - n -переход открывается и транзистор сгорает. Полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом выпускаются на токи до 50 мА и напряжения до 50 В.

Как и биполярный транзистор, полевой транзистор с управляющим p - n -переходом можно включать по одной из трех основных схем. Наиболее часто применяется схема с общим истоком (ОИ), аналогичная схеме включения биполярного транзистора с общим эмиттером.

Рассмотрим полевой транзистор с каналом n -типа при включении с общим истоком (рис. 5.2). Для n -канального полевого транзистора управляющее напряжение $U_{зи} < 0$, что обеспечивает закрытое состояние p - n -перехода и перемещение электронов в канале от истока к стоку (рис. 5.2а). На схеме условно-положительное направление тока канала n -типа отмечается как направление от С к И (рис. 5.2б).

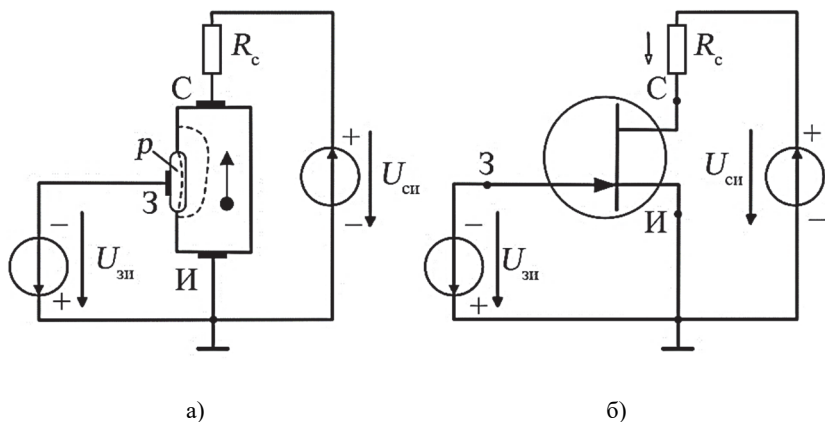


Рис. 5.2. Схема включения транзистора с управляющим *p–n*-переходом и каналом *n*-типа (а); схема с условным изображением транзистора и управляющим *p–n*-переходом и каналом *n*-типа (б)

Рассмотрим *стоко-затворную характеристику* полевого транзистора с управляющим *p–n*-переходом, т.е. зависимость тока стока I_c от напряжения затвор–исток $U_{зи}$ при постоянном напряжении сток–исток $U_{си}$:

$$I_c = f(U_{зи})|_{U_{си}=\text{const}}.$$

При нулевом напряжении на затворе ток стока имеет максимальное значение, которое называют *начальным* $I_{c \text{ нач}}$.

При увеличении напряжения затвор–исток ток стока уменьшается и при напряжении отсечки $U_{отс}$ становится близким к нулю.

При $|U_{зи}| \geq |U_{отс}|$ канал перекрывается и $I_c = 0$ (режим *отсечки*). На рисунке 5.3 показано семейство стоко-затворных характеристик полевого транзистора с управляющим *p–n*-переходом и каналом *n*-типа.

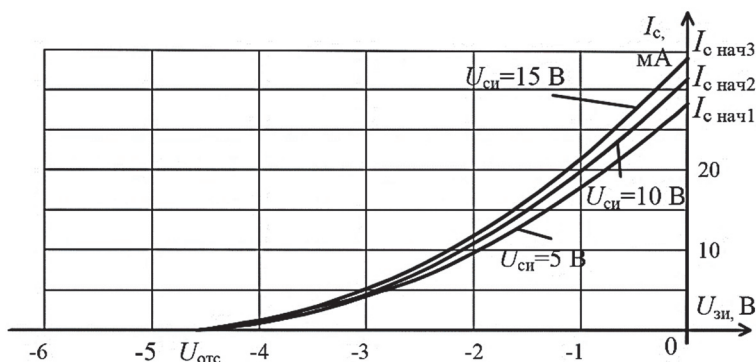


Рис. 5.3. Семейство стоко-затворных характеристик транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа

На практике в основном используются выходные характеристики ПТ. *Выходная характеристика* полевого транзистора с управляющим p - n -переходом – зависимость тока стока I_c от напряжения сток–исток $U_{си}$ при постоянном напряжении затвор–исток $U_{зи}$: $I_c = f(U_{си})|_{U_{зи}=\text{const}}$. С увеличением напряжения $U_{си}$ ток стока I_c увеличивается довольно быстро (*крутая область* характеристики), затем нарастание замедляется. Данная область используется, когда полевой транзистор выполняет функции *управляемого сопротивления* как резистор, сопротивление которого регулируется напряжением затвора.

В *пологой области* характеристики ток стока практически не меняет своего значения. Это объясняется тем, что при увеличении напряжения сток–исток ток должен увеличиваться, но одновременно повышается обратное напряжение на p - n -переходе, в результате чего запирающий слой расширяется, канал сужается. Растет сопротивление канала, что приводит к уменьшению тока в канале. Два взаимно противоположных действия приводят к тому, что ток в полой области почти не меняется. На рисунке 5.4 показано семейство выходных характеристик с выделением крутой и полой области. При увеличении по модулю управляющего

напряжения затвор–исток ток канала уменьшается, и характеристика располагается ниже. Управляющее напряжение $U_{зи}$ не должно превышать предельно-допустимое значение, напряжение пробоя полевого транзистора является одним из предельных параметров ПТ.

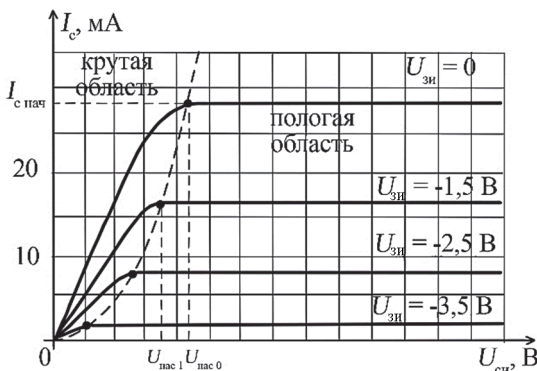


Рис. 5.4. Семейство выходных характеристик транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа

Работа транзистора обычно происходит на пологих участках характеристики. Напряжение, при котором начинается эта область (рис. 5.4), называют *напряжением насыщения* $U_{нас}$, $U_{нас} = U_{зи} - U_{отс}$.

Для идеализированной стоко-затворной характеристики используют аналитическое выражение $I_c(U_{зи}) = I_{снач} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{отс}} \right)^2$ при условии, что транзистор работает в пологой области. Идеализированная выходная характеристика полевого транзистора аппроксимируется выражениями:

- **крутая область** $0 \leq U_{си} \leq U_{нас}$: $I_c = b \left[2(U_{зи} - U_{отс})U_{си} - U_{си}^2 \right]$,

где $b = \frac{I_{снач}}{U_{отс}^2}$ – приведенная крутизна;

- **пологая область** $U_{си} \geq U_{нас}$: $I_c = b(U_{зи} - U_{отс})^2$.

Для полевого транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом p -типа полярности напряжений $U_{зи}$ и $U_{си}$ противоположны (5.5а). Для p -канального полевого транзистора управляющее напряжение $U_{зи} > 0$, что обеспечивает закрытое состояние p - n -перехода и перемещение дырок в канале от истока к стоку. При $U_{зи} \geq U_{отс}$ канал перекрывается и $I_c = 0$ (режим *отсечки*). На рисунке 5.5б показана стоко-затворная характеристика полевого транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом p -типа.

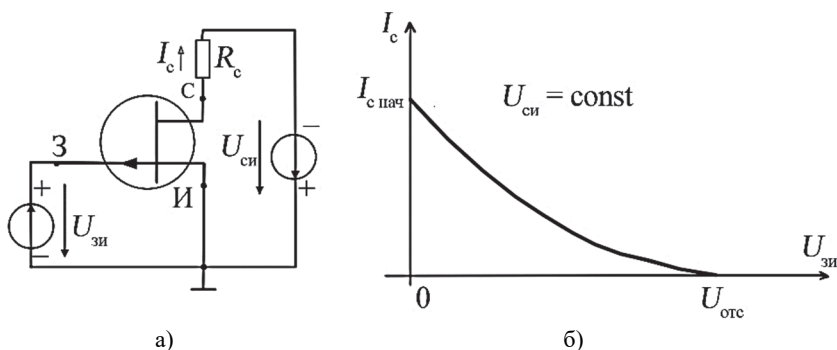


Рис. 5.5. Схема включения транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом p -типа (а); стоко-затворная характеристика (б)

Идеализированные характеристики полевого транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом p -типа аппроксимируется аналитически также, как и для канала n -типа.

Полевой транзистор с управляющим p - n -переходом характеризуют следующие параметры:

- **напряжение отсечки** $U_{отс}$ – напряжение затвор–исток, при котором ток стока практически отсутствует (справочный материал $|U_{отс}| \approx 0,5 \dots 10 \text{ В}$);
- **начальный (максимальный) ток стока** $I_{с\text{нач}}$ при $U_{зи} = 0$ («нормально открытый» транзистор $I_{с\text{нач}} \approx 1 \dots 50 \text{ мА}$);
- **крутизна** S стоко-затворной характеристики;

- дифференциальное выходное сопротивление r_c определяется по выходной характеристике;

- входное сопротивление $r_{вх}$, обусловленное током утечки затвора (справочный материал $r_{вх} \approx 10^8 \dots 10^{13} \text{ Ом}$);

- межэлектродные емкости, обусловленные наличием p - n -переходов: $C_{зи}$, $C_{си}$, $C_{зс}$ (справочный материал $C_{зи} = C_{си} \approx 6 \dots 20 \text{ пФ}$, $C_{зс} \approx 2 \dots 8 \text{ пФ}$).

Основной параметр – крутизна S характеризует управляющее действие затвора, этот параметр аналогичен параметру S или y_{21} биполярных транзисторов. Крутизна определяется по формуле

$$S = \left. \frac{dI_c}{dU_{зи}} \right|_{U_{си} = \text{const}} = \frac{2I_{c \text{ нач}}}{U_{отс}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{отс}} \right).$$

Крутизна полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом может изменяться в пределах $0,3 \dots 20 \text{ мА/В}$ у маломощных приборов и существенно меньше, чем у БТ. Максимальное значение крутизна имеет при $U_{зи} = 0$, с увеличением напряжения на затворе крутизна уменьшается и при $U_{зи} = U_{отс}$ становится равной нулю.

Реальная выходная характеристика полевого транзистора с управляющим p - n -переходом в пологой области имеет некоторый наклон, ток стока увеличивается при увеличении напряжения сток–исток. Дифференциальное выходное сопротивление r_c характеризует

наклон выходной характеристики: $r_c = \left. \frac{dU_{си}}{dI_c} \right|_{U_{зи} = \text{const}} \approx \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} \Big|_{U_{зи} = \text{const}},$

этот параметр аналогичен параметру $1/y_{22}$ биполярного транзистора. На пологих участках выходных характеристик $r_c \approx 0,02 \dots 0,5 \text{ МОм}$, для идеализированной характеристики $r_c \rightarrow \infty$.

Для транзистора с управляющим p - n -переходом, включенным по схеме с ОИ, для пологого участка выходной характеристики можно составить малосигнальную схему замещения по переменному току с использованием параметров транзистора (рис. 5.6).

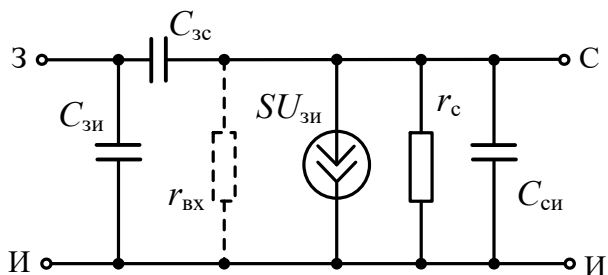


Рис. 5.6. Малосигнальная схема замещения по переменному току для пологого участка выходной характеристики

Для практических расчетов в области средних частот можно пренебречь влиянием межэлектродных емкостей и входным сопротивлением. Упрощенная малосигнальная схема замещения представлена на рис. 5.7, этой схеме соответствует уравнение

$$\Delta I_c = S \Delta U_{зи} + \frac{\Delta U_{си}}{r_c}.$$

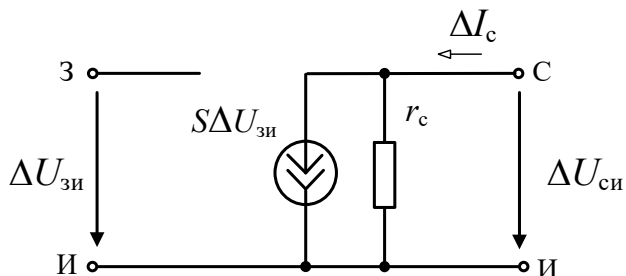


Рис. 5.7. Малосигнальная схема замещения в области средних частот

5.3. МДП-транзисторы с изолированным затвором

У полевых транзисторов с *изолированным затвором* затвор отделен от канала сток–исток тонким слоем диэлектрика. Такие транзисторы имеют структуру металл–диэлектрик–полупроводник, поэтому их называют МДП-транзисторами. В большинстве случаев диэлектриком является двуокись кремния SiO_2 , поэтому обычно

используется название МОП-транзисторы (металл–окисел –полупроводник). В современных МОП-транзисторах для изготовления затвора часто используется поликристаллический кремний, но название МОП-транзистор используют и для таких приборов. У МОП-транзисторов ток в управляющем электроде ничтожно мал (ток утечки порядка $10^{-15} - 10^{-12}$ А). У МОП-транзисторов часто делают четвертый вывод от так называемой «подложки». Этот электрод, так же как и затвор, может выполнять управляющие функции, но он отделен от канала только p – n -переходом. Управляющие свойства подложки обычно не используются, а ее выводы соединяются с выводом истока. У МОП-транзисторов приповерхностный канал может быть встроенным или индуцированным. Ток канала регулируется за счет изменения электропроводности канала.

У МОП-транзистора **со встроенным каналом** тип канала – инверсный по отношению к подложке, говорят, что приповерхностный слой «обеднен» основными носителями заряда подложки (МОП-транзистор «обедненного типа»). Такой транзистор «нормально открыт», т.е. при $U_{зи} = 0$ в канале есть ток. Рассмотрим полевой транзистор со встроенным каналом n -типа. В качестве диэлектрика используется слой двуокиси кремния толщиной 0,002–0,05 мкм, выращиваемый на поверхности кремния n -типа (рис. 5.8).

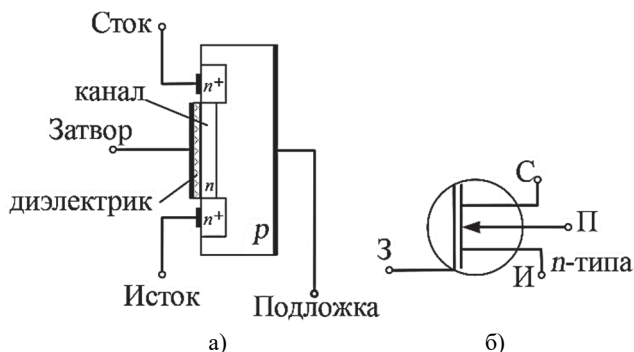


Рис. 5.8. Структурная схема полевого транзистора со встроенным каналом n -типа (а); условно-графическое обозначение транзистора (б)

При подаче отрицательного напряжения на затвор металлический электрод затвора заряжается отрицательно. У прилегающей к диэлектрику поверхности канала образуется обедненный слой. Ширина обедненного слоя зависит от напряжения $U_{зи}$. Такой режим работы МОП-транзистора, когда концентрация носителей в канале меньше равновесной, называют *режимом обеднения*. При некоторой величине отрицательного напряжения $U_{зи}$ канал полностью перекрывается, так как канал «насыщается» зарядами подложки и инверсных носителей зарядов в канале нет. Это напряжение называют напряжением отсечки МОП-транзистора с встроенным каналом и обозначают $U_{отс}$ (U_o).

Ток МОП-транзистора с встроенным каналом при нулевом напряжении на затворе имеет ненулевое значение, называемое начальным $I_{с\text{ нач}}$, транзистор «нормально открыт». Величина начального тока определяется как

$$I_{с\text{ нач}} = \mu C_0 \frac{W}{L} U_o^2,$$

где μ – приповерхностная подвижность носителей; C_0 – удельная емкость затвор–канал; L – расстояние между областями стока и истока; W – ширина протяженности этих областей.

Если $U_{зи} > 0$, число электронов в канале увеличивается, что приводит к увеличению проводимости канала и увеличению тока. Такой режим работы транзистора с встроенным каналом, при котором концентрация носителей в канале больше равновесной, называют *режимом обогащения*. Таким образом, МОП-транзистор с встроенным каналом может работать как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения. На рисунке 5.9 показаны стоко-затворная и выходные характеристики полевого транзистора со встроенным каналом n -типа.

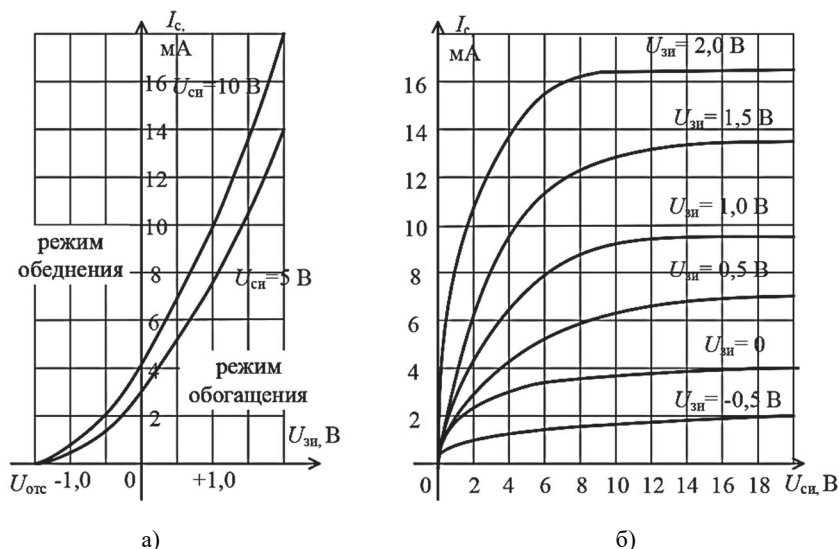


Рис. 5.9. Стоко-затворная характеристика полевого транзистора со встроенным каналом n -типа (а); выходные характеристики полевого транзистора со встроенным каналом n -типа (б)

Если кристалл имеет электропроводность n -типа, то канал должен быть p -типа, транзистор «нормально открыт», но напряжение отсечки $U_{отс} > 0$.

На рисунке 5.10 показаны условно-графическое обозначение полевого транзистора со встроенным каналом p -типа и его стоко-затворная характеристика.

Для работы полевого транзистора напряжение $U_{си} < 0$, режим обеднения наблюдается при $0 < U_{зи} < U_{отс}$, а режим обогащения при $U_{зи} < 0$.

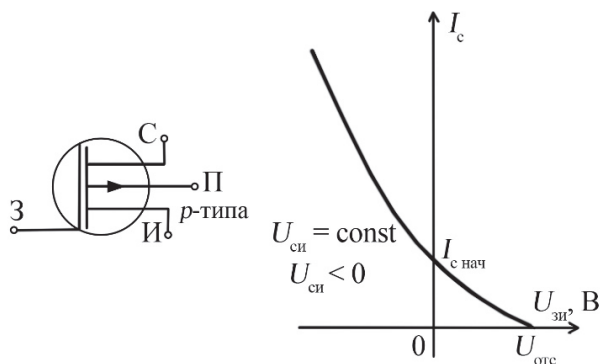


Рис. 5.10. Условно-графическое обозначение и стоко–затворная характеристика полевого транзистора со встроенным каналом *p*-типа

У МОП-транзистора с **индуцированным каналом** канал возникает только при подаче на затвор напряжения определенной полярности. Иначе между стоком и истоком включены два обратнo смещенных *p–n*-перехода. Один *p–n*-переход образуется на границе между подложкой и стоком, а другой – между подложкой и истоком. При нулевом напряжении на затворе сопротивление между стоком и истоком очень велико, ток стока ничтожно мал (транзистор «нормально закрыт»). Рассмотрим полевой транзистор с индуцированным каналом *n*-типа. На рисунке 5.11 показаны структурная схема и условно-графическое обозначение транзистора.

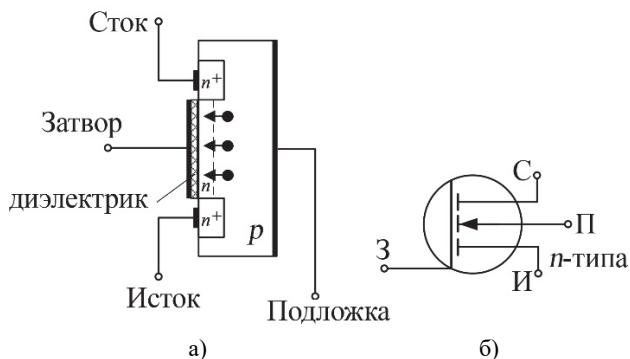


Рис. 5.11. Структурная схема полевого транзистора со индуцированным каналом *n*-типа (а); условно-графическое обозначение транзистора (б)

Если между затвором и истоком приложено напряжение определенной полярности, то поле затвора «выталкивает» дырки из приповерхностного слоя подложки и притягивает в этот слой электроны. В результате в области подложки, примыкающей к диэлектрику, образуется проводящий канал n -типа. С увеличением положительного напряжения затвор–исток $U_{зи}$ растет концентрация электронов в канале, следовательно, увеличивается его электропроводность. Напряжение затвора, при котором появляется заметный ток стока, называют *пороговым* и обозначают U_0 или $U_{зи\text{ пор}}$. Пороговое напряжение МОП-транзистора с индуцированным каналом n -типа положительно. Его величина зависит от технологии изготовления, области применения МОП-транзистора и составляет для современных интегральных транзисторов 0,5–2,0 В. На рисунке 5.12 показаны стоко-затворная и выходные характеристики полевого транзистора с индуцированным каналом n -типа.

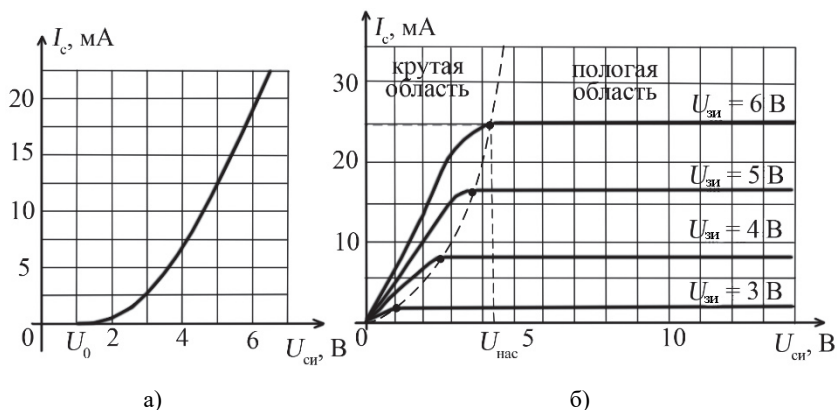


Рис. 5.12. Стоко-затворная характеристика полевого транзистора с индуцированным каналом n -типа (а); выходные характеристики полевого транзистора с индуцированным каналом n -типа (б)

На выходных характеристиках можно выделить крутую и пологую области и область отсечки. В режиме отсечки $U_{зи} < U_0$, $I_c = 0$. Область отсечки расположена ниже ветви выходной характеристики,

соответствующей напряжению $U_{зи} = U_0$. В *крутой области* характеристики ток стока I_c увеличивается довольно быстро, затем нарастание замедляется. При малых напряжениях сток–исток МОП-транзистор эквивалентен резистору, сопротивление которого регулируется напряжением затвора. Сопротивление регулируемого резистора может меняться от десятков Ом до десятков Мом, с увеличением $U_{зи}$ сопротивление уменьшается. Идеализированная выходная характеристика полевого транзистора с изолированным затвором на крутом участке аппроксимируется выражением: $U_{си} \leq U_{зи} - U_0 = U_{нас}$, $I_c = b[2(U_{зи} - U_0)U_{си} - U_{си}^2]$. Приведенная крутизна b определяется выражением: $b = \mu C_0 \frac{W}{2L}$, где μ – приповерхностная подвижность носителей, C_0 – удельная емкость затвор–канал, длина L – расстояние между областями стока и истока, W – ширина протяженности этих областей. В *пологой области* характеристики ток стока практически не меняет своего значения: $U_{си} \geq U_{нас}$, $I_c = b(U_{зи} - U_0)^2$.

Номинальным током МОП-транзистора считается ток при напряжении $U_{зи} = 2U_0$: $I_{с ном} = bU_0^2$.

Параметрами полевого транзистора с изолированным затвором являются:

- *дифференциальное сопротивление канала* r_c ($r_{си}$) характеризует наклон выходной характеристики в полой области $r_c = \left. \frac{dU_{си}}{dI_c} \right|_{U_{зи}=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} \right|_{U_{зи}=\text{const}}$ (справочный материал); для идеализированной характеристики $r_c \rightarrow \infty$;

- *крутизна* S *стоко-затворной* *характеристики*: $S = \left. \frac{dI_c}{dU_{зи}} \right|_{U_{си}=\text{const}} \approx \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \right|_{U_{си}=\text{const}}$.

Для практических расчетов в области средних частот используют упрощенную малосигнальную схему замещения (рис. 5.13), этой схеме соответствует уравнение $\Delta I_c = S\Delta U_{зи} + \frac{\Delta U_{си}}{r_c}$.

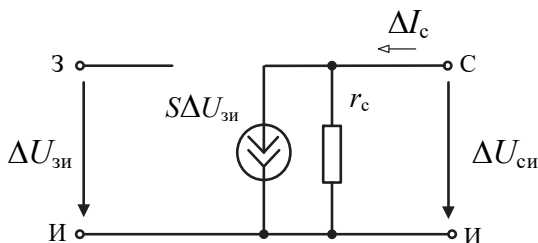


Рис. 5.13. Малосигнальная схема замещения в области средних частот полевого транзистора с индуцированным каналом

Экспериментальное определение крутизны и дифференциальных параметров полевых транзисторов проводится по стоко-затворной и выходным характеристикам. Методика определения аналогична методике определения параметров БТ.

Транзисторы с изолированным затвором имеют преимущества в отношении температурных, шумовых, радиационных и других свойств по сравнению с полевыми транзисторами с управляющим $p-n$ -переходом. МДП или МОП-транзисторы с индуцированным каналом являются доминирующими элементами современных сверхбольших интегральных схем (СБИС). Геометрические размеры канала являются важными параметрами МОП-транзистора, определяющими его характеристики. От размеров канала зависит площадь, которую занимает транзистор на кристалле интегральной схемы. Технологии изготовления СБИС принято характеризовать минимальной длиной канала $L_{\min}$. Стандартными в настоящее время являются технологии, обеспечивающие 0,13–0,18 мкм, ширина канала W варьируется в пределах 0,2–100 мкм.

Обозначения полевых транзисторов аналогичны обозначению биполярных транзисторов. Вместо буквы Т ставится буква П, например КП723А.

Электронные схемы, в которых используется сочетание МОП-транзисторов с каналами n -типа и p -типа, называют *комплементарными* (КМОП). Хотя технология изготовления КМОП-структур сложнее, чем цепей, содержащих только n -канальные транзисторы, наличие транзисторов с каналами разных типов предоставляет дополнительные возможности. В настоящее время комплементарные структуры стали преобладающими как в цифровых, так и аналоговых интегральных схемах.

5.4. Схемы включения ПТ. Использование ПТ для усиления

Так же как и биполярный транзистор, полевой транзистор можно включить по одной из трех основных схем. В предыдущем параграфе была показана наиболее часто применяемая схема включения полевого транзистора по схеме с общим истоком (см. рис. 5.2). На рисунке 5.14 показано включение ПТ по схеме с общим затвором (ОЗ) и общим стоком (ОС). При включении ПТ с изолированным затвором, как правило, подложка и исток соединяются.

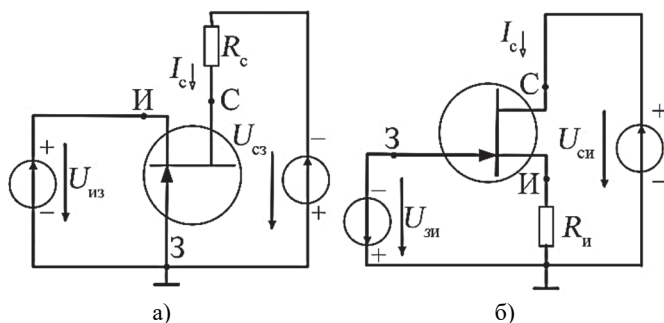


Рис. 5.14. Включение ПТ по схеме с общим затвором (а) и по схеме с общим стоком (б)

В усилительных каскадах ПТ всегда работают на пологих участках характеристик, где крутизна и коэффициент усиления имеют максимальные значения. При включении ПТ по схеме с ОЗ не используется свойство большого входного сопротивления цепи затвор–исток, поэтому в схемах усиления этот тип включения,

практически не используется. Наиболее часто в УК применяется схема включения с ОИ, аналогичная УК по схеме включения БТ с ОЭ. Каскад с ОИ имеет очень большое усиление и инвертирует входное напряжение. Каскад с ОС называют *истоковым повторителем*, он аналогичен каскаду с БТ при включении по схеме с ОК. В отличие от эмиттерного повторителя выходное сопротивление истокового повторителя не зависит от внутреннего сопротивления входного переменного источника. При этом схема с ОС обладает большим входным сопротивлением, чем схема с ОИ и существенно уменьшает входную емкость каскада.

5.5. Усилительные каскады с общим истоком (ОИ)

Схема УК с полевым транзистором, включенным по схеме с общим истоком, соответствует схеме УК с общим эмиттером для биполярного транзистора. Схема усилительного каскада с одним источником питания и делителем напряжения на полевом транзисторе с индуцированным каналом n -типа, включенном по схеме с общим истоком, приведена на рис. 5.15.

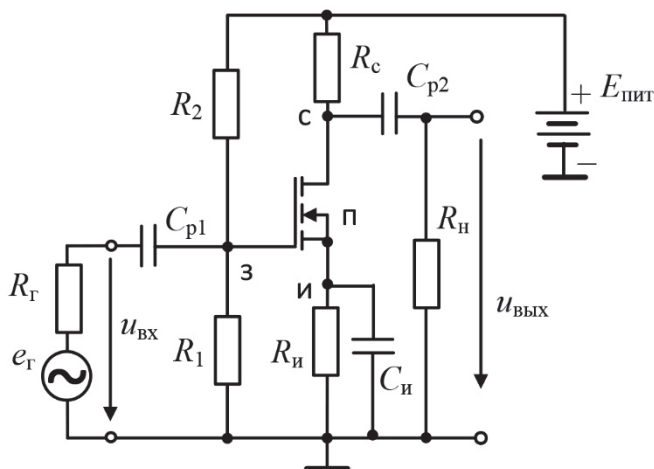


Рис. 5.15. Схема УК на полевом транзисторе при включении по схеме с ОИ

Конденсаторы C_{p1} и C_{p2} являются разделительными: C_{p1} препятствует связи по постоянному току источника входного сигнала и усилителя, C_{p2} служит для разделения по постоянному току цепи стока и нагрузки. Емкости C_{p1} и C_{p2} выбирают такими, что для переменного тока их влиянием можно было пренебречь, но могут быть гораздо меньше, чем в схемах с БТ. Конденсатор $C_{и}$ устраняет отрицательную обратную связь для переменной составляющей. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель, определяющий напряжение затвора.

Для практических расчетов часто используют эквивалентную схему, представленную на рис. 5.16 с параметрами

$$E_3 = E_{пит} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ и } R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

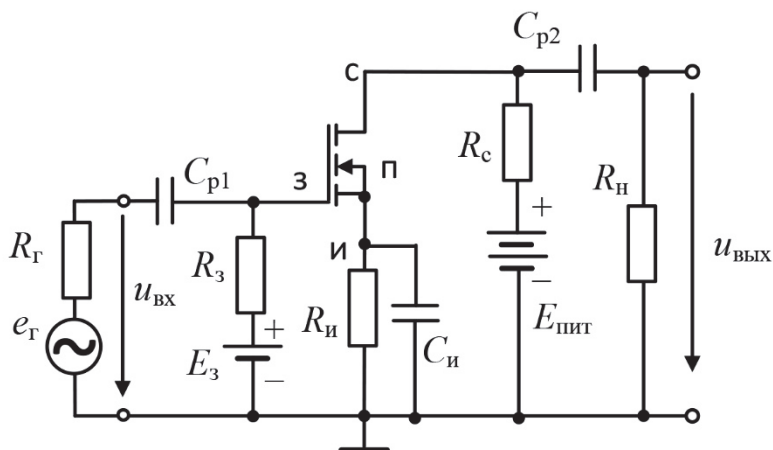


Рис. 5.16. Эквивалентная схема УК на полевом транзисторе при включении по схеме с ОИ

Как и в случае использования БТ, различают два режима работы усилительного каскада: статический режим, или *режим по постоянному току* (покоя), и динамический режим, или *режим по переменному току*.

В статическом режиме входной сигнал отсутствует (источник входного сигнала короткозамкнут, разделительные конденсаторы заменяются разомкнутыми участками), в цепях усилительного элемента – постоянные токи и напряжения (постоянные составляющие) за счет действия постоянных источников питания (источников смещения). Величина постоянных составляющих определяется заданным классом усиления. В динамическом режиме под действием входного переменного сигнала в цепь усилительного элемента добавляются переменные составляющие, которые накладываются на постоянные составляющие. При расчете переменных составляющих исключаются постоянные источники питания, емкость разделительных конденсаторов выбирают такими, что для переменного тока их влиянием можно было пренебречь (разделительные конденсаторы заменяются короткозамкнутыми участками).

Для расчета постоянных составляющих токов и напряжений используют эквивалентную расчетную схему (рис. 5.17). Составляют уравнения цепи, принимая, что ток в цепи затвора практически равен нулю:

$$I_{\text{и}} = I_{\text{с}} + I_{\text{з}} \approx I_{\text{с}}, \quad E_{\text{з}} = I_{\text{з}}R_{\text{з}} + U_{\text{зи}} + I_{\text{и}}R_{\text{и}} \approx U_{\text{зи}} + I_{\text{с}}R_{\text{и}},$$

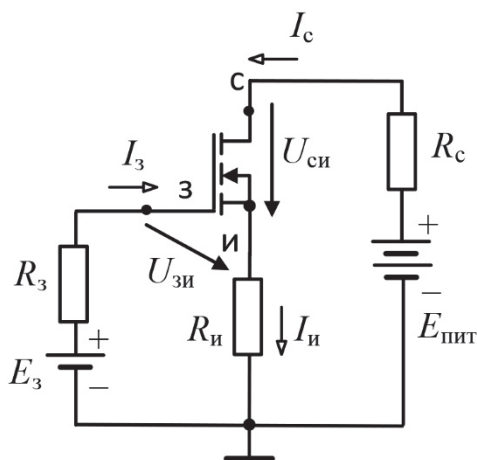
$$E_{\text{пит}} = I_{\text{с}}R_{\text{с}} + U_{\text{си}} + I_{\text{и}}R_{\text{и}} \approx U_{\text{си}} + I_{\text{с}}(R_{\text{с}} + R_{\text{и}}).$$


Рис. 5.17. Эквивалентная схема УК на полевом транзисторе при включении по схеме с ОИ для расчета по постоянному току

Так как в режиме усиления ПТ работает исключительно на пологом участке выходной характеристики, то уравнения цепи дополняются уравнением для тока: $I_c = b(U_{зи} - U_o)^2$, $U_{си} \geq U_{нас}$. При заданных параметрах элементов цепи $E_{пит}$, $R_{и}$, R_c , рассчитанных параметрах эквивалентной схемы E_3 , R_3 и параметрах транзистора U_o (или $U_{отс}$) и b составляется квадратное уравнение $U_{зи} + b(U_{зи} - U_o)^2 R_{и} - E_3 = 0$. Решение должно удовлетворять условию $U_{зи} > U_o$, так как в качестве усилительного элемента в данной схеме используется ПТ с индуцированным каналом n -типа. Для ПТ другого типа выбор решения определяется условием наличия тока стока и нахождения рабочей точки на пологом участке выходной характеристики.

При расчете переменных составляющих и основных параметров УК используется малосигнальная схема замещения с параметрами S и r_c . Эквивалентная схема УК по переменному току при условии, что в области средних частот резистор в цепи истока шунтирован конденсатором $C_{и}$, будет иметь вид, представленный на рис. 5.18. При этом полагают, что $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \gg R_r$, следова-

тельно $u_{вх} = e_r \frac{R_3}{R_r + R_3} \approx e_r$.

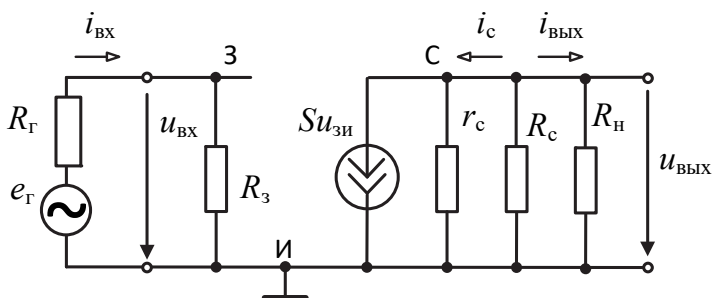


Рис. 5.18. Эквивалентная схема УК с ОИ в области средних частот с использованием малосигнальной схемы замещения ПТ

Основными параметрами усилительного каскада являются коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления. Определим коэффициент усиления: $K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}}$, входное напряжение

$u_{\text{вх}} = u_{\text{зи}}$, выходное напряжение $u_{\text{вых}} = -i_c \left(\frac{R_c R_n}{R_c + R_n} \right)$. Так как

$\frac{r_c R_c}{r_c + R_c} \approx R_c$, то $u_{\text{вых}} \approx -S u_{\text{зи}} \left(\frac{R_c R_n}{R_c + R_n} \right)$, коэффициент усиления

$K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = -S \left(\frac{R_c R_n}{R_c + R_n} \right) = -S(R_c \parallel R_n)$. Для ненагруженного УК

коэффициент усиления определяется крутизной транзистора и сопротивлением резистора в цепи стока $K_{\text{иХХ}} = -S R_c$.

Входное сопротивление $R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}}$, $R_{\text{вх}} = R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}}$, $R_{\text{вых}} = \frac{r_c R_c}{r_c + R_c} \approx R_c$.

Следует также отметить, что:

1) коэффициент усиления УК с ПТ с управляющим p - n -переходом практически не зависит от тока стока в диапазоне $0, I_{\text{с нач}} < I_c < I_{\text{с нач}}$ и для n -канальных ПТ имеет значение 100–300;

2) для p -канальных полевых транзисторов коэффициент усиления примерно в два раза меньше, чем у n -канальных.

5.6. Усилительные каскады с общим стоком (ОС)

Схема УК с полевым транзистором, включенным по схеме с общим стоком (истоковый повторитель), соответствует схеме УК с общим коллектором для биполярного транзистора (эмиттерный повторитель). Схема усилительного каскада с одним источником питания и делителем напряжения на полевом транзисторе с индуцированным каналом n -типа, включенном по схеме с общим стоком, приведена на рис. 5.19.

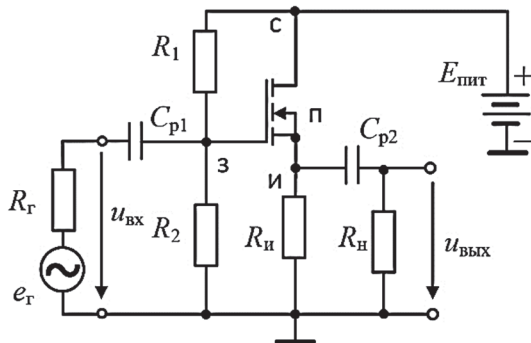


Рис. 5.19. Схема УК на полевом транзисторе при включении по схеме с ОС

Конденсаторы C_{p1} и C_{p2} являются разделительными: C_{p1} препятствует связи по постоянному току источника входного сигнала и усилителя, C_{p2} служит для разделения по постоянному току цепи стока и нагрузки. Емкости C_{p1} и C_{p2} выбирают такими, что для переменного тока их влиянием можно было пренебречь. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель, определяющий напряжение затвора. Для практических расчетов часто используют эквивалентную схему с параметрами $E_3 = E_{\text{пит}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ и $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, представленную на рис. 5.20.

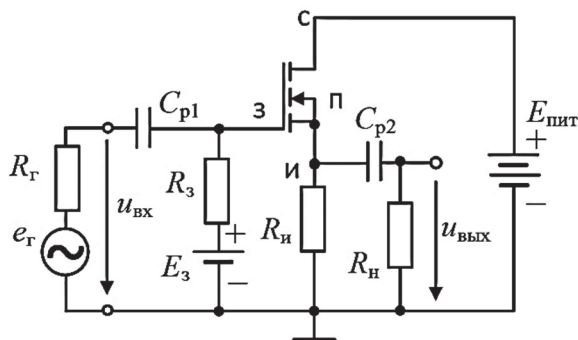


Рис. 5.20. Эквивалентная схема УК на полевом транзисторе при включении по схеме с ОС

При расчете постоянных составляющих токов и напряжений для эквивалентной расчетной схемы (рис. 5.21) составляют уравнения цепи, принимая, что ток в цепи затвора практически равен нулю: $I_{\text{и}} = I_{\text{с}} + I_{\text{з}} \approx I_{\text{с}}$, $E_{\text{з}} = I_{\text{з}}R_{\text{з}} + U_{\text{зи}} + I_{\text{и}}R_{\text{и}} \approx U_{\text{зи}} + I_{\text{с}}R_{\text{и}}$, $E_{\text{пит}} = U_{\text{си}} + I_{\text{и}}R_{\text{и}} \approx U_{\text{си}} + I_{\text{с}}R_{\text{и}}$.

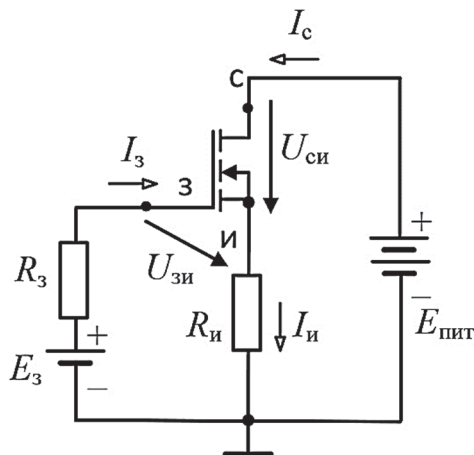


Рис. 5.21. Эквивалентная схема УК на полевом транзисторе при включении по схеме с ОС для расчета по постоянному току

Алгоритм составления уравнения и расчета постоянных токов и напряжений такой же, как и в случае УК с ОИ.

При расчете переменных составляющих и основных параметров УК используется малосигнальная схема замещения с параметрами S и $r_{\text{с}}$. Для практических расчетов принимают, что $r_{\text{с}} \rightarrow \infty$. Эквивалентная схема УК по переменному току будет иметь вид, представленный на рис. 5.22. При этом полагают, что

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \gg R_{\text{г}}, \text{ следовательно } u_{\text{вх}} = e_{\text{г}} \frac{R_3}{R_{\text{г}} + R_3} \approx e_{\text{г}}.$$

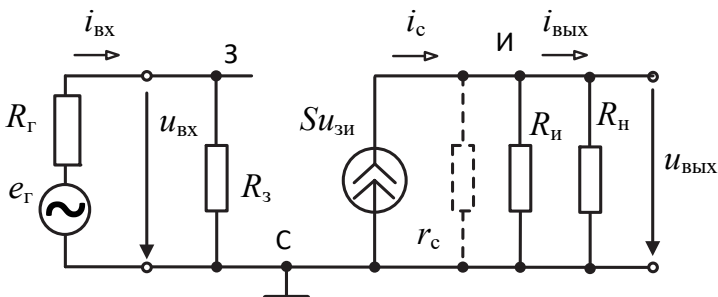


Рис. 5.22. Эквивалентная схема УК с ОЭ в области средних частот с использованием малосигнальной схемы замещения ПТ

При условии, что $r_c \rightarrow \infty$ выходное напряжение

$$u_{\text{ВЫХ}} = i_c (R_{\text{И}} \parallel R_{\text{Н}}) \Big|_{r_c \rightarrow \infty} = Su_{3\text{И}} \left(\frac{R_{\text{И}} R_{\text{Н}}}{R_{\text{И}} + R_{\text{Н}}} \right),$$

входное напряжение $u_{\text{ВХ}} = u_{3\text{И}} + u_{\text{ВЫХ}} = u_{3\text{И}} (1 + S(R_{\text{И}} \parallel R_{\text{Н}}))$.

$$\text{Коэффициент усиления } K_u = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = \frac{S(R_{\text{И}} \parallel R_{\text{Н}})}{1 + S(R_{\text{И}} \parallel R_{\text{Н}})} < 1.$$

$$\text{Для ненагруженного УК } K_{\text{иХХ}} = \frac{SR_{\text{И}}}{1 + SR_{\text{И}}}.$$

$$\text{Входное сопротивление } R_{\text{ВХ}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{\text{ВХ}}}, \quad R_{\text{ВХ}} = R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

$$\text{Выходное сопротивление } R_{\text{ВЫХ}} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВЫХ}}}, \quad R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{И}} \parallel \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{i_c} = R_{\text{И}} \parallel \frac{1}{S}.$$

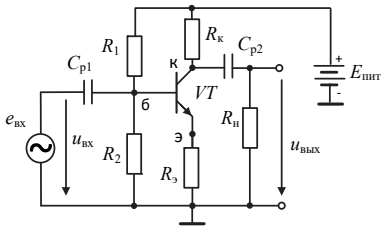
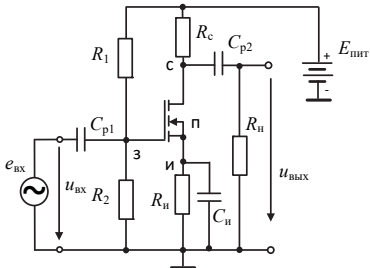
5.7. Сравнение параметров УК с БТ и ПТ

В таблице 5.1 проведено сравнение параметров УК на БТ, включенном по схеме с ОЭ и УК на ПТ, включенном по схеме с ОИ.

Максимальный коэффициент усиления УК на ПТ, включенном по схеме с ОИ, составляет примерно десятую часть максимального коэффициента усиления УК на БТ, включенном по схеме с ОЭ. Истоковый повторитель имеет гораздо большее входное сопротивление, чем эмиттерный повторитель. Выходное сопротивление эмиттерного повторителя зависит от внутреннего сопротивления входного источника сигнала, если $R_i \neq 0$, то $R_{\text{вых}} = R_3 \parallel \left(\frac{1}{S} + \frac{R_i}{\beta} \right)$.

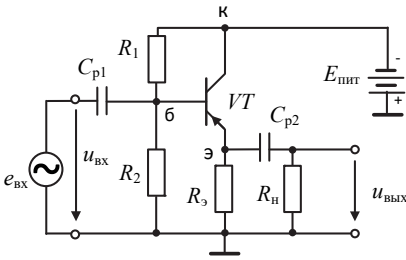
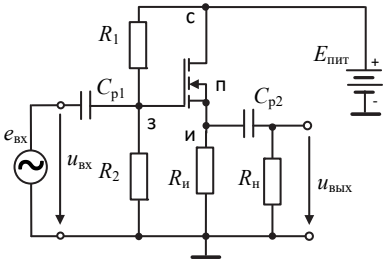
Выходное сопротивление истокового повторителя не зависит от внутреннего сопротивления входного источника сигнала.

Таблица 5.1

УК на БТ, включенном по схеме с ОЭ	УК на ПТ, включенном по схеме с ОИ
	
Коэффициент усиления $K_{\text{убТ}} = -S(R_k \parallel R_n)$ Входное сопротивление $R_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{113}$ Выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = R_k$	Коэффициент усиления $K_{\text{упТ}} = -S(R_c \parallel R_n)$ Входное сопротивление $R_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2$ Выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = R_c$

В таблице 5.2 проведено сравнение параметров УК на БТ, включенным по схеме с ОК и УК на ПТ, включенным по схеме с ОС.

Таблица 5.2

УК на БТ, включенном по схеме с ОК эмиттерный повторитель	УК на ПТ, включенном по схеме с ОС источковый повторитель
	
Коэффициент усиления $K_{иБТ} = \frac{S(R_3 \parallel R_H)}{1 + S(R_3 \parallel R_H)}$ Входное сопротивление $R_{вх} = R_1 \parallel R_2 \parallel [h_{113} + (1 + h_{213})(R_3 \parallel R_H)]$ Выходное сопротивление $R_{вых} = R_3 \parallel \frac{1}{S} \quad (\text{для } R_L = 0)$	Коэффициент усиления $K_{иПТ} = \frac{S(R_H \parallel R_H)}{1 + S(R_H \parallel R_H)}$ Входное сопротивление $R_{вх} = R_1 \parallel R_2$ Выходное сопротивление $R_{вых} = R_H \parallel \frac{1}{S}$

Контрольные вопросы и задания

1. Объясните, почему полевой транзистор называется «полевым», «униполярным», «канальным»?
2. Объясните принцип работы полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом.
3. Объясните принцип работы полевого транзистора с изолированным затвором.
4. Нарисуйте условное обозначение n -канального полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом. Укажите выводы истока, стока и затвора.

5. Нарисуйте условное обозначение p -канального полевого транзистора с управляющим p - n -переходом. Укажите выводы истока, стока и затвора.

6. Нарисуйте условное обозначение n -канального полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом. Укажите выводы истока, стока, затвора и подложки.

7. Нарисуйте условное обозначение p -канального полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом. Укажите выводы истока, стока, затвора и подложки.

8. Нарисуйте условное обозначение n -канального полевого транзистора с изолированным затвором и индуцируемым каналом. Укажите выводы истока, стока, затвора и подложки.

9. Нарисуйте условное обозначение p -канального полевого транзистора с изолированным затвором и индуцируемым каналом. Укажите выводы истока, стока, затвора и подложки.

10. Что такое «напряжение отсечки» для полевого транзистора с управляющим p - n -переходом?

11. Для какого полевого транзистора с изолированным затвором вводится параметр «напряжение отсечки»?

12. Что такое «пороговое напряжение»? Для какого полевого транзистора вводится этот параметр?

13. Нарисуйте для n -канального полевого транзистора с управляющим p - n -переходом стоко-затворные характеристики и поясните, почему они имеют такой вид?

14. Нарисуйте для n -канального полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным каналом стоко-затворные характеристики и поясните, почему они имеют такой вид?

15. Нарисуйте для n -канального полевого транзистора с изолированным затвором и индуцируемым каналом стоко-затворные характеристики и поясните, почему они имеют такой вид?

16. Нарисуйте для n -канального полевого транзистора с управляющим p - n -переходом стоковые характеристики. Как условно разделить эту характеристику на крутую и пологую области?

17. Нарисуйте для n -канального полевого транзистора с изолированным затвором выходные характеристики. Как условно разделить эту характеристику на крутую и пологую области?

18. По какой характеристике полевого транзистора можно определить его малосигнальную крутизну S ?

19. Выходные характеристики полевого транзистора в пологой области имеют наклон. Объясните причину.

20. Укажите основные достоинства и недостатки усилительного каскада с общим истоком по сравнению с каскадом общий эмиттер.

21. Нарисуйте эквивалентную схему усилительного каскада с ОИ для расчета режима работы полевого транзистора. Запишите систему уравнений для расчета токов и напряжений.

22. Нарисуйте эквивалентную схему усилительного каскада с ОИ для расчета основных параметров каскада. Запишите уравнения для их расчета.

23. Укажите основные достоинства и недостатки усилительного каскада с общим током по сравнению с каскадом с общим коллектором.

24. Нарисуйте эквивалентную схему усилительного каскада с ОС для расчета режима работы полевого транзистора. Запишите систему уравнений для расчета токов и напряжений.

25. Нарисуйте эквивалентную схему усилительного каскада с ОС для расчета основных параметров каскада. Запишите уравнения для их расчета.

Задачи с решениями

Задача 5.1. Используя стоко-затворные (рис. 5.23) и выходные характеристики (рис. 5.24) полевого транзистора с управляющим p - n -переходом, определить крутизну стоко-затворной характеристики полевого транзистора S , дифференциальное сопротивление канала в режиме насыщения (в пологой области) $r_{си}$ при известных напряжениях $U_{зи} = -1,5$ В, $U_{си} = 10$ В.

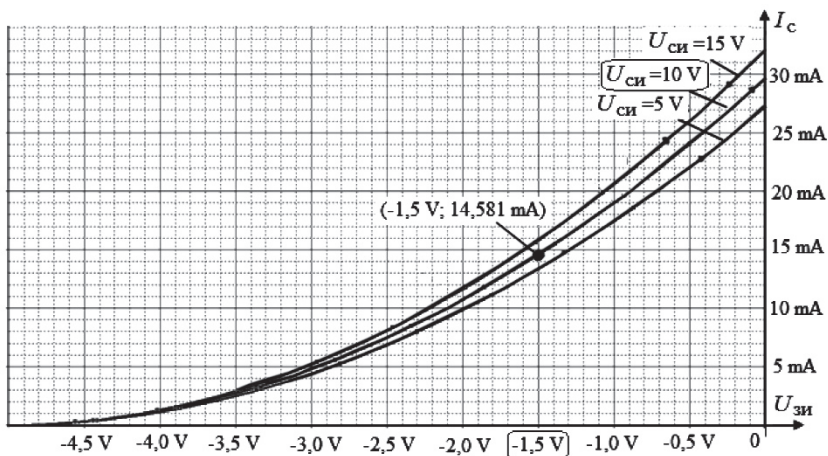


Рис. 5.23. Стоко-затворные характеристики полевого транзистора

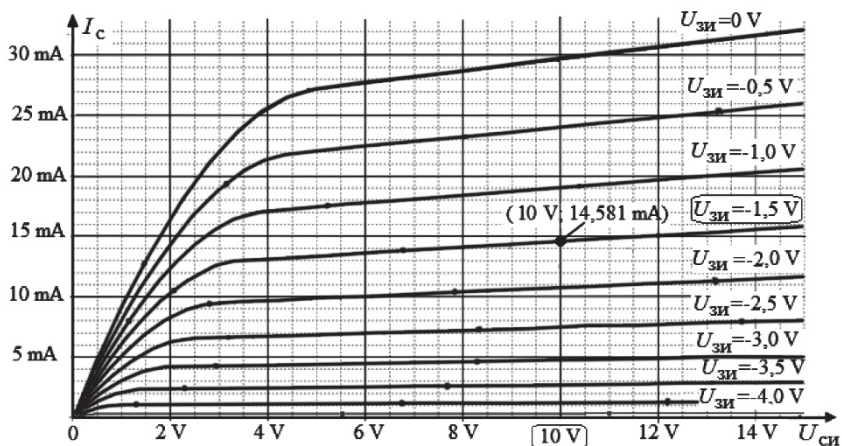


Рис. 5.24. Выходные характеристики полевого транзистора

Решение. На характеристиках, приведенных рис. 5.23 и 5.24, отмечено положение рабочей точки и определен ток стоковой ветви $I_c = 14,581 \text{ мА}$. Определим крутизну стоко-затворной характеристики полевого транзистора $S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \right|_{U_{си}=10 \text{ В}}$ и дифференциальное

сопротивление в пологой области $r_{си} = \left. \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} \right|_{U_{зи} = -1,5 \text{ В}}$ по прираще-

ниям в окрестности рабочей точки. На рисунках 5.25 и 5.26 показано графическое определение приращений токов и напряжения в окрестности рабочей точки по стоко-затворной и выходным характеристикам транзистора.

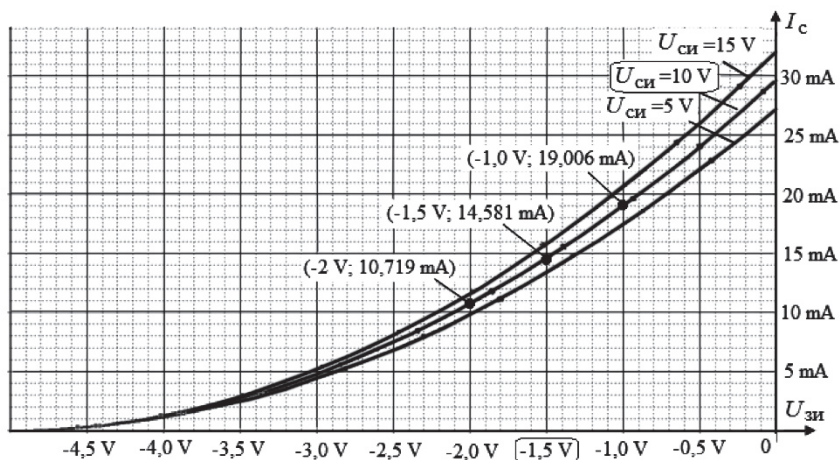


Рис. 5.25. К определению крутизны стоко-затворной характеристики

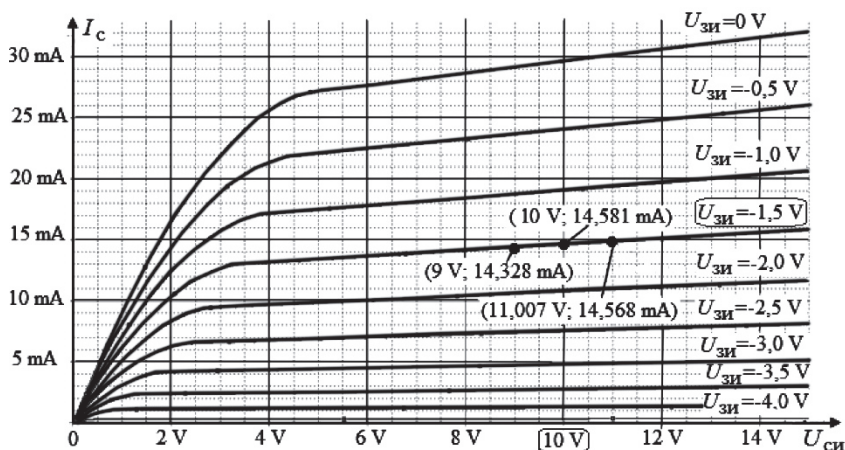


Рис. 5.26. К определению дифференциального сопротивления в пологой области

Проведем численный расчет параметров:

$$S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \right|_{U_{си}=10 \text{ В}} = \frac{(19,006 - 10,719) \cdot 10^{-3}}{(-1 + 2)} = 8,287 \text{ мА/В},$$

$$r_{си} = \left. \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} \right|_{U_{зи}=-1,5 \text{ В}} = \frac{(11,007 - 9)}{(14,568 - 14,328) \cdot 10^{-3}} = 8362,5 \text{ Ом}.$$

Задача 5.2. Максимальный начальный ток стока полевого транзистора с управляющим p - n -переходом $I_{с\text{ нач}} = 3 \text{ мА}$. Напряжение отсечки $U_o = -3 \text{ В}$. Определить максимальную крутизну транзистора.

Решение. Максимальный начальный ток стока определяется при нулевом значении напряжения затвор-исток, т.е. $U_{зи} = 0$.

Крутизна стоко-затворной характеристики $S = \left. \frac{dI_c}{dU_{зи}} \right|_{U_{си}=\text{const}} =$

$$= \frac{2I_{с\text{ нач}}}{|U_o|} \left(1 - \left| \frac{U_{зи}}{U_o} \right| \right) \quad \text{при } U_{зи} = 0 \text{ имеет максимальное значение}$$

$$S = \frac{2I_{с\text{ нач}}}{|U_o|} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{3} = 2 \text{ мА/В}.$$

Задача 5.3. Полевой транзистор с управляющим p - n -переходом используется в схеме истокового повторителя. Крутизна транзистора $S = 2 \text{ мА/В}$, сопротивление резистора в цепи истока $R_{и} = 500 \text{ Ом}$. Определить коэффициент передачи по напряжению K_u и выходное сопротивление усилительного каскада, если: а) усилительный каскад не нагружен; б) активная нагрузка $R_{и} = 4 \text{ кОм}$.

Решение. Рассмотрим ненагруженный усилительный каскад.

$$\text{Коэффициент усиления } K_{u\text{xx}} = \frac{SR_{и}}{1 + SR_{и}} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 500}{1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 500} = 0,5,$$

$$\text{выходное сопротивление } R_{\text{вых}} = R_{и} \parallel \frac{1}{S}, \quad \frac{1}{S} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} = 500 \text{ В/А},$$

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{и}} \parallel \frac{1}{S} = \frac{500 \cdot 500}{500 + 500} = 250 \text{ Ом} . \text{ При нагрузке коэффициент усиления}$$

$$K_u = \frac{S(R_{\text{и}} \parallel R_{\text{н}})}{1 + S(R_{\text{и}} \parallel R_{\text{н}})}, R_{\text{и}} \parallel R_{\text{н}} = \frac{R_{\text{и}} \cdot R_{\text{н}}}{R_{\text{и}} + R_{\text{н}}} = \frac{500 \cdot 2000}{500 + 2000} = 400 \text{ Ом} .$$

$$\text{После подстановки численных значений } K_u = \frac{S(R_{\text{и}} \parallel R_{\text{н}})}{1 + S(R_{\text{и}} \parallel R_{\text{н}})} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 400}{1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 400} = 0,444 . \text{ Выходное сопротивление } R_{\text{вых}} = 250 \text{ Ом} .$$

Задача 5.4. Полевой транзистор с управляющим p – n -переходом используется в схеме усилительного каскада с ОИ. Крутизна транзистора $S = 2 \text{ мА/В}$, сопротивление резистора в цепи стока $R_c = 5 \text{ кОм}$. Определить коэффициент передачи по напряжению K_u и выходное сопротивление усилительного каскада если: а) усилительный каскад не нагружен; б) активная нагрузка $R_{\text{н}} = 4 \text{ кОм}$.

Решение. Рассмотрим ненагруженный усилительный каскад. Коэффициент усиления $K_{\text{иxx}} = -SR_c = -2 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = -10$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = R_c = 5 \text{ кОм}$. При нагрузке коэффициент усиления $K_u = -S(R_c \parallel R_{\text{н}}) = 2 \cdot 10^{-3} \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^3}{(5 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^3)} = -4,444$,

выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = R_c = 5 \text{ кОм}$.

Задача 5.5. Для усилительного каскада ОИ на полевом транзисторе (рис. 5.27) определить рабочий режим транзистора: ток стока I_c и напряжение сток–исток $U_{\text{си}}$, напряжение затвор–исток $U_{\text{зи}}$. Рассчитать крутизну транзистора в рабочей точке S и коэффициент усиления ненагруженного каскада $K_{\text{иxx}}$. Параметры элементов схемы: $E_{\text{пит}} = 10 \text{ В}$, $R_1 = 1000 \text{ кОм}$, $R_2 = 5,1 \text{ кОм}$, $R_c = 5,1 \text{ кОм}$, $R_{\text{и}} = 2 \text{ кОм}$, $C_{\text{p1}} = 10 \text{ нФ}$, $C_{\text{p2}} = 1 \text{ мкФ}$, $C_{\text{и}} = 100 \text{ мкФ}$. Параметры полевого транзистора: напряжение отсечки $U_o = -3 \text{ В}$, удельная крутизна транзистора $b = 1 \text{ мА/В}^2$.

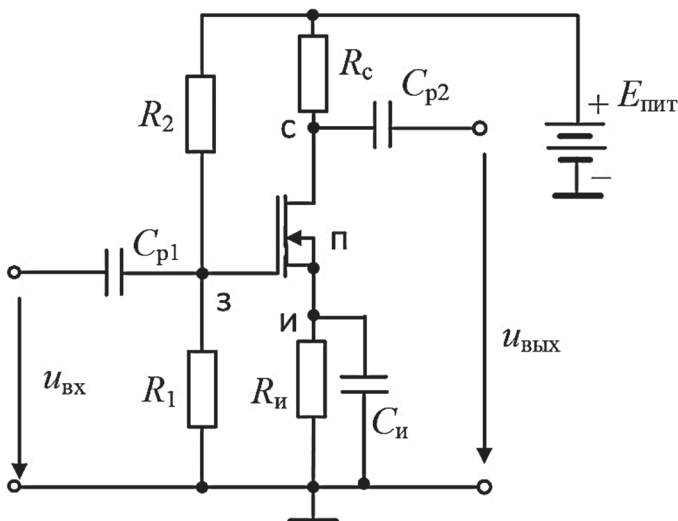


Рис. 5.27. Схема усилительного каскада

Решение. Расчет рабочего режима проводится по постоянному току. Схема замещения по постоянному току (рис. 5.28а) упрощается (рис. 5.28б) и составляются уравнения цепи.

В упрощенной расчетной схеме (рис. 5.28б)

$$E_3 = E_{\text{пит}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \frac{5,1 \cdot 10^3}{(1000 + 5,1) \cdot 10^3} = 0,0507 \text{ В},$$

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1000 \cdot 10^3 \cdot 5,1 \cdot 10^3}{(1000 + 5,1) \cdot 10^3} = 5,074 \text{ кОм}.$$

Полагаем для практических расчетов $I_3 = 0$, $I_{\text{и}} = I_{\text{с}}$.

Уравнения упрощенной цепи:

$$E_3 = U_{\text{зи}} + I_{\text{и}} R_{\text{и}} = U_{\text{зи}} + I_{\text{с}} R_{\text{и}},$$

$$E_{\text{пит}} = U_{\text{си}} + I_{\text{и}} (R_{\text{с}} + R_{\text{и}}) = U_{\text{си}} + I_{\text{с}} (R_{\text{с}} + R_{\text{и}}),$$

для пологой области $U_{\text{си}} \geq U_{\text{нас}}$, $I_{\text{с}} = b(U_{\text{зи}} - U_{\text{о}})^2$.

Составим уравнение для определения напряжения затвор–исток $U_{зи}$:

$$E_3 = U_{зи} + b(U_{зи} - U_o)^2 R_{и},$$

после подстановки численных значений

$$2U_{зи}^2 + 13U_{зи} + 17,9493 = 0.$$

Решение квадратного уравнения:

$$U_{зи} = \begin{cases} -4,51 \text{ В} \\ -1,99 \text{ В} \end{cases}.$$

Первый корень не удовлетворяет условию $|U_{зи}| < |U_o|$, поэтому $U_{зи} = -1,99 \text{ В}$.

Ток стока

$$I_c = b(U_{зи} - U_o)^2 = 1 \cdot 10^{-3} (-1,99 + 3)^2 = 1,02 \cdot 10^{-3} \text{ А},$$

напряжение

$$U_{си} = E_{пит} - I_c(R_c + R_{и}) = 10 - 1,02 \cdot 10^{-3} (5,1 + 2) \cdot 10^3 = 2,758 \text{ В}.$$

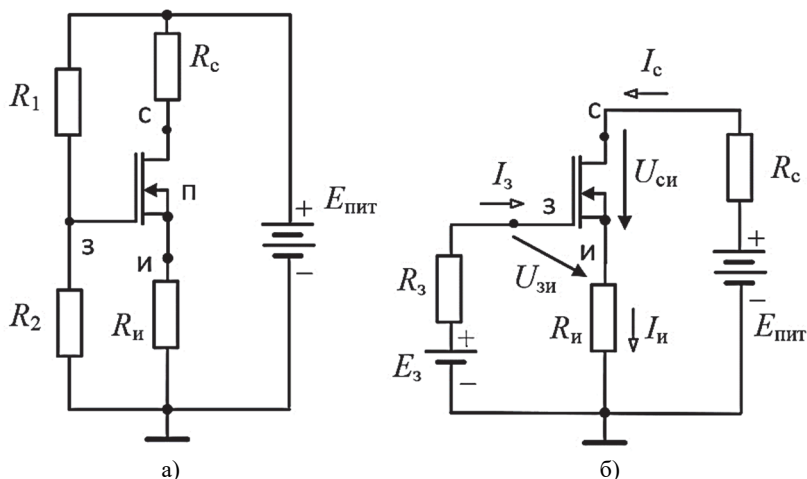


Рис. 5.28. Расчетная схема по постоянному току (а) и упрощенная расчетная схема (б)

Крутизну транзистора в рабочей точке S можно определить через ток стока: $S = \frac{2I_c}{U_{зи} - U_o} = \frac{2 \cdot 1,02 \cdot 10^{-3}}{(-1,99 + 3)} = 2,02 \text{ мА/В}$. Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада $K_{и\kappa\kappa} = -SR_c = -2,02 \cdot 10^{-3} \cdot 5,1 \cdot 10^3 = -10,302$.

Задача 5.6 Для схемы с МПД транзистором (рис. 5.29) показание амперметра при разомкнутом ключе – 4 мА, при замкнутом ключе – 3 мА. Параметры элементов: $R_1 = 1 \text{ кОм}$, $R_2 = \frac{3}{13} \text{ кОм}$, $E_{п} = 10 \text{ В}$. Определить параметры МДП транзистора b , U_0 ($U_0 > 0$).

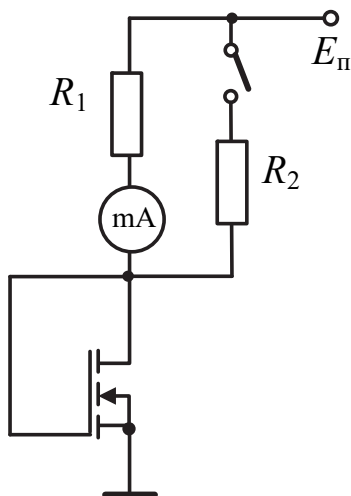


Рис. 5.29. Схема с МДП транзистором

Решение. Для транзистора $I_c = b(U_{зи} - U_0)^2$, по подключению $U_{зи} = U_{си}$. Рассмотрим схему при разомкнутом ключе (рис. 5.30): ток стока $I_c = I_1 = 4 \cdot 10^{-3} \text{ А}$, напряжение $U_{зи} = U_{си} = E_{п} - R_1 I_1 = 10 - 4 = 6 \text{ В}$.

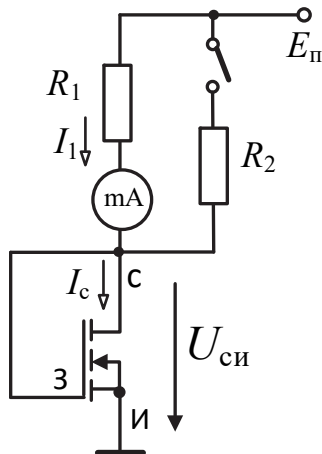


Рис. 5.30. Схема с МДП транзистором при разомкнутом ключе

Рассмотрим схему при замкнутом ключе (рис. 5.31): ток в резисторе R_2 : $I_2 = I_1 \frac{R_1}{R_2} = 13 \cdot 10^{-3}$ А. Ток стока $I_c = I_1 + I_2 = 3 \cdot 10^{-3} + 13 \cdot 10^{-3} = 16 \cdot 10^{-3}$ А, напряжение $U_{зи} = U_{си} = E_{п} - R_1 I_1 = 10 - 3 = 7$ В.

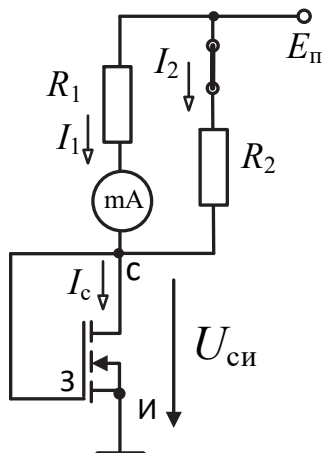


Рис. 5.31. Схема с МДП транзистором при замкнутом ключе

Составим два уравнения для определения параметров транзистора:

$$\begin{cases} 4 \cdot 10^{-3} = b(6 - U_0)^2 \\ 16 \cdot 10^{-3} = b(7 - U_0)^2 \end{cases}$$

Решение системы уравнений $b = 4 \text{ мА/В}$, $U_0 = 5 \text{ В}$.

Задача 5.7 В схеме с известными параметрами элементов схемы $R_1 = 200 \text{ кОм}$; $R_2 = 300 \text{ кОм}$; $R_c = 620 \text{ Ом}$; $R_{и} = 130 \text{ Ом}$ (рис. 5.32) и параметрами транзистора $E_{и} = 15 \text{ В}$, $b = 500 \text{ мкА/В}^2$, $U_0 = 0$. Определить: ток стока I_c , напряжение сток–исток $U_{си}$, коэффициент усиления напряжения $K_{и\kappa\kappa}$.

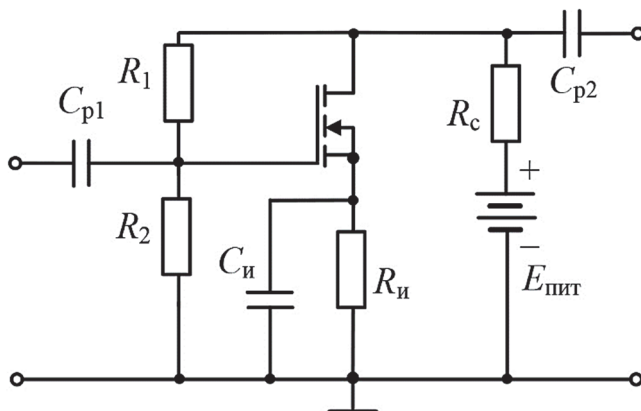


Рис. 5.32. Схема с МДП транзистором

Решение. Составим расчетную схему по постоянному току (рис. 5.33) и запишем уравнения цепи с учетом того, что $I_3 = 0$:

$$\begin{aligned} I_{и} &= I_{дел} + I_c, I_c = I_{и} \\ E_{и} &= I_{и} R_c + U_{си} + I_{и} R_{и} = I_{дел} R_c + U_{си} + I_c (R_c + R_{и}) \\ U_{си} &= I_{дел} (R_1 + R_2) - I_c R_{и} \\ E_{и} &= I_{дел} (R_1 + R_2) + I_{и} R_c = I_{дел} (R_c + R_1 + R_2) + I_c R_c \\ I_{дел} &= \frac{U_{зи} + I_c R_{и}}{R_2} \end{aligned}$$

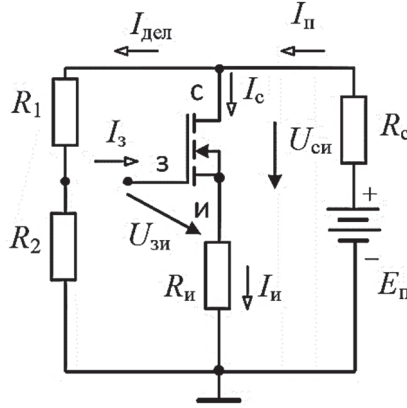


Рис. 5.33. Расчетная схема с МДП транзистором

После подстановки $E_{\pi} = \frac{U_{зи} + I_c R_{и}}{R_2} (R_c + R_1 + R_2) + I_c R_c$,

$$E_{\pi} = U_{зи} \left(1 + \frac{R_c + R_1}{R_2} \right) + I_c \left[R_c + R_{и} \left(1 + \frac{R_c + R_1}{R_2} \right) \right].$$

Обозначим $k = \left(1 + \frac{R_c + R_1}{R_2} \right)$, тогда $E_{\pi} = k U_{зи} + I_c [R_c + k R_{и}]$.

Используем уравнение транзистора $I_c = b(U_{зи} - U_0)^2$, в таком случае $E_{\pi} = k U_{зи} + b(U_{зи} - U_0)^2 [R_c + k R_{и}]$, $E_{\pi} = U_{зи}^2 (b(R_c + k R_{и})) + U_{зи} [k - 2b U_0 (R_c + k R_{и})] + b U_0^2 (R_c + k R_{и})$. Получаем квадратное уравнение $A U_{зи}^2 + B U_{зи} - (E_{\pi} - C) = 0$, где $A = b(R_c + k R_{и})$, $B = k - 2b U_0 (R_c + k R_{и})$, $C = b U_0^2 (R_c + k R_{и})$.

Решаем уравнение $U_{зи} = \frac{-B + \sqrt{B^2 + 4A(E_{\pi} - C)}}{2A}$, после

подстановки численных значений определяем $I_c = b(U_{зи} - U_0)^2$,

$$I_{дел} = \frac{U_{зи} + I_c R_{и}}{R_2}, \quad U_{си} = I_{дел} (R_1 + R_2) - I_c R_{и}, \quad S = 2b(U_{зи} - U_0),$$

$$|K_{ух}| = S \frac{R_1 R_c}{R_1 + R_c} - \frac{R_c}{R_1 + R_c} = \frac{R_c (S R_1 - 1)}{R_1 + R_c}.$$

Глава 6. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

6.1. Классификация обратных связей

Явление передачи (частичной или полной) выходного сигнала на вход устройства называется *обратной связью* (ОС). *Петля обратной связи* – замкнутый контур, включающий в себя цепь ОС и часть усилителя, которую данная цепь охватывает. Петля ОС может охватывать как весь усилитель, так и один или несколько каскадов многокаскадного усилителя. ОС может быть организована не только по постоянной составляющей напряжений и токов (ОС *по постоянному току*), но и по переменной гармонической составляющей (ОС *по переменному току*). Если ОС организована только в узком диапазоне частот, то ее называют *частотно-избирательной* ОС. Расчет гармонических составляющих проводится комплексным методом, поэтому все напряжения, токи, коэффициент усиления и другие параметры являются комплексными величинами, однако в середине полосы средних частот их зачастую полагают действительными числами.

Структурная схема усилителя с обратной связью приведена на рис. 6.1.

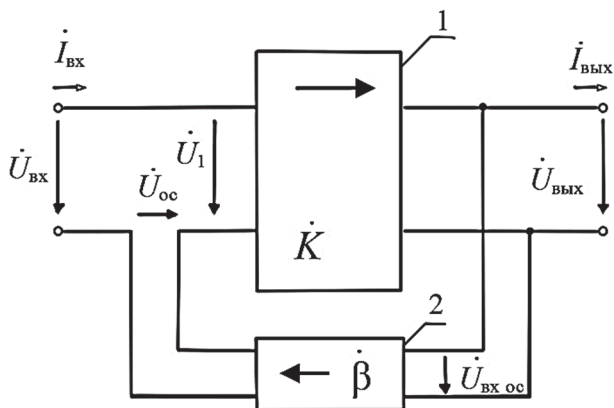


Рис. 6.1. Структурная схема усилителя с обратной связью:
1 – усилитель без обратной связи; 2 – усилитель обратной связи

Коэффициент усиления усилителя без обратной связи определяется как $\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_1}$; усилитель обратной связи характеризуется

коэффициентом передачи $\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{\text{вх ос}}}{\dot{U}_{\text{ос}}}$, где $\dot{U}_{\text{вх ос}}$ – входное напря-

жение цепи обратной связи, которое может быть равно $\dot{U}_{\text{вых}}$ или части $\dot{U}_{\text{вых}}$; $\dot{U}_{\text{ос}}$ – выходное напряжение цепи обратной связи, поступающее на вход усилителя.

Рассмотрим виды обратной связи.

1. *Внутренняя обратная связь*. Обусловлена физическими свойствами и конструкцией реальных усилительных элементов (например, модуляция толщины базы, эффект Эрли).

2. *Паразитная обратная связь*. Обусловлена связью между входными и выходными цепями устройства через паразитные емкости и индуктивности. Данная связь является весьма вредной, поскольку практически не поддается учету и сильно ухудшает свойства усилителя. Для уменьшения паразитной обратной связи необходимо учитывать все конструктивные особенности устройства.

3. *Полезная обратная связь* (или просто обратная связь – ОС). Это дополнительно создаваемая ОС для изменения (улучшения) параметров усилителя. Для ее организации используются специально применяемые цепи связи.

Классификация обратной связи в зависимости от результата:

- *положительная обратная связь* (ПОС) – коэффициент усиления возрастает, так как напряжение (ток) обратной связи совпадает по фазе с входным напряжением (током);

- *отрицательная обратная связь* (ООС) – коэффициент усиления уменьшается, так как напряжение (ток) обратной связи в противофазе с входным напряжением (током).

Классификация обратной связи в зависимости от того, как снимается сигнал обратной связи с выхода усилителя:

- *ОС по напряжению* – сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению (рис. 6.2а, рис. 6.2б), связь отсутствует в режиме «короткого замыкания»;

- *ОС по току* – сигнал обратной связи пропорционален выходному току (рис. 6.2в), связь отсутствует в режиме «холостого хода»;
- *комбинированная ОС* – напряжение обратной связи пропорционально и выходному току, и выходному напряжению, сохраняется в режиме «короткого замыкания» и в режиме «холостого хода».

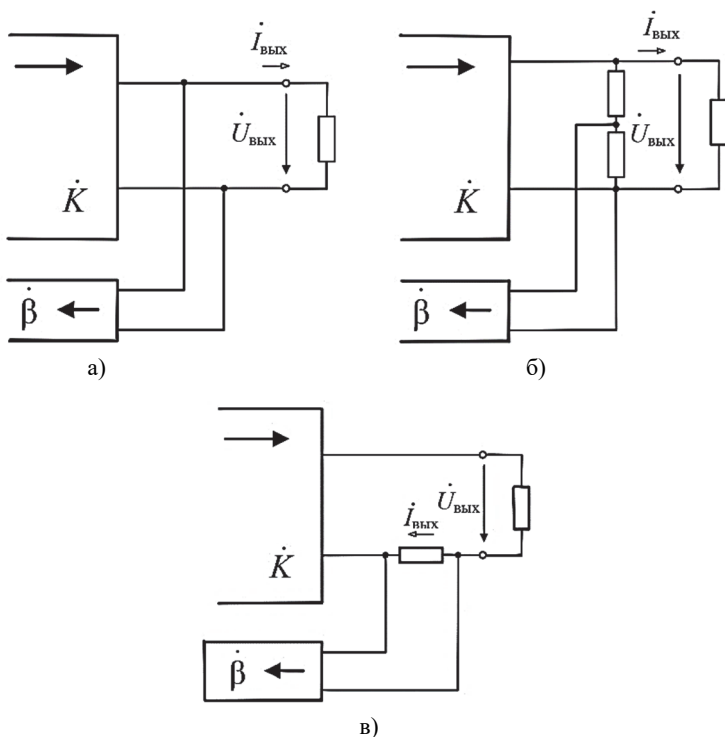


Рис. 6.2. ОС по напряжению (а, б); ОС по току (в)

Классификация обратной связи в зависимости от того, как подается сигнал обратной связи на вход усилителя:

- *последовательная ОС* – сигнал обратной связи складывается с входным напряжением $\dot{U}_1 = \dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_{\text{ос}}$ (рис. 6.3а);
- *параллельная ОС* – сигнал обратной связи складывается с входным током $\dot{I}_1 = \dot{I}_{\text{вх}} + \dot{I}_{\text{ос}}$ (рис. 6.3б).

Наибольшее распространение на практике получила ООС, улучшающая почти все основные параметры усилителя. ПОС также применяется на практике при создании схем различных генераторов.

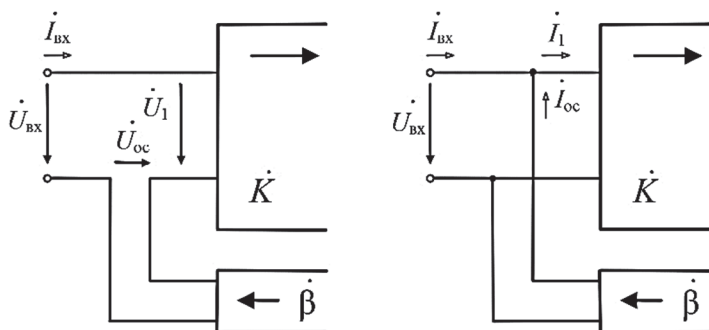


Рис. 6.3. Последовательная ОС (а); параллельная ОС (б)

Пример 6.1. Классифицировать вид обратной связи (положительная или отрицательная, последовательная или параллельная, по току или по напряжению) в схеме усилительного каскада, представленной на рис. 6.4.

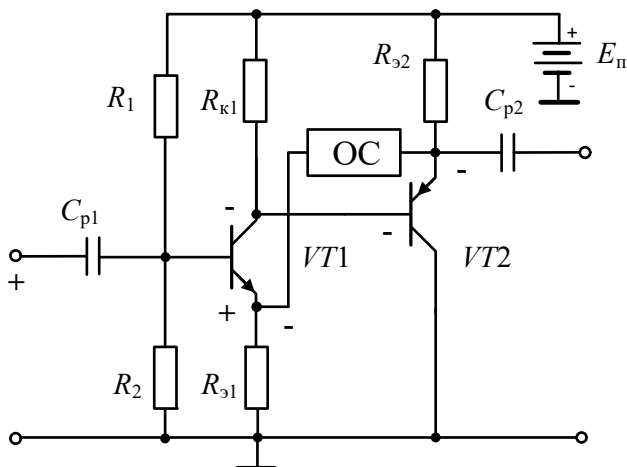


Рис. 6.4. Схема усилительного каскада примера 6.1

Решение. Предположим, что на вход подается сигнал положительной полярности (рис. 6.4). Тогда на эмиттере первого транзистора $VT1$ будет сигнал той же полярности, а на коллекторе – отрицательной. Отрицательный сигнал поступает на базу второго транзистора $VT2$. На выходе будет сигнал отрицательной полярности, который по цепи обратной связи поступает на эмиттер первого транзистора $VT1$. В таком случае на эмиттере первого транзистора полярность от сигнала ОС отрицательная, что увеличивает напряжение база–эмиттер первого транзистора $VT1$, т.е. обратная связь – положительная. Сигнал обратной связи снимается с выхода, следовательно, имеем ОС по напряжению. Сигнал ОС подается на эмиттер первого транзистора $VT1$ и алгебраически складывается с входным сигналом, т.е. ОС – последовательная.

Ответ. В схеме усилительного каскада, представленной на рис. 6.4, организована последовательная положительная ОС по напряжению.

6.2. Использование отрицательной обратной связи (ООС) и ее влияние на характеристики УК

В общем случае значение коэффициента усиления усилителя весьма сильно меняется под воздействием внешних дестабилизирующих факторов: температуры окружающей среды; влажности; разброса параметров; старения элементов; замены компонентов при ремонте. Рассмотрим, как осуществляется стабилизация коэффициента усиления с помощью последовательной ООС по напряжению (см. рис. 6.5).

Для комплексных напряжений $\dot{U}_1 = \dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_{\text{ос}}$, $\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{K}\dot{U}_1$, $\dot{U}_{\text{ос}} = \beta\dot{U}_{\text{вых}}$. Следовательно, $\frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{K}} = \dot{U}_{\text{вх}} + \beta\dot{U}_{\text{вых}}$. Комплексный коэффициент усиления с учетом обратной связи $\dot{K}_{\text{ос}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta\dot{K}}$, где $\beta\dot{K}$ – комплексный коэффициент петлевого усиления.

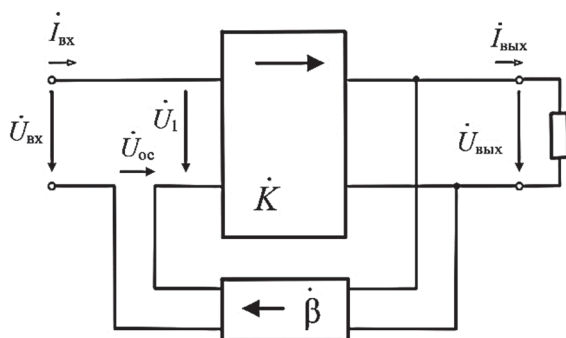


Рис. 6.5. Схема усилительного каскада с последовательной ОС

Для упрощения анализа в середине полосы средних частот комплексные величины полагают действительными числами, при этом коэффициент усиления с учетом обратной связи может уменьшиться, если $\beta K < 0$ (ООС) и увеличиться, если $\beta K > 0$ (ПОС). На рисунке 6.6. показан график зависимости коэффициента усиления с учетом обратной связи от модуля коэффициента петлевого усиления. При $|\beta K| \rightarrow 1$ коэффициент усиления $K_{oc} \rightarrow \infty$ и усилитель входит в режим генерации. Данный режим является запрещенным для усилительных устройств.

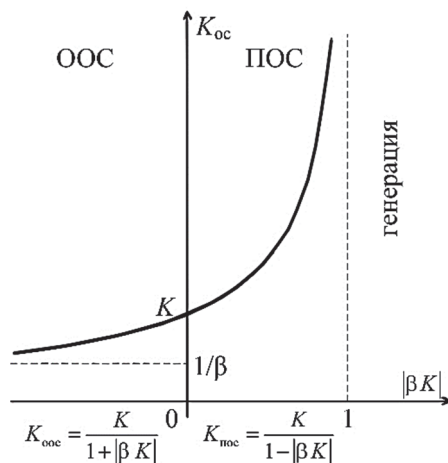


Рис. 6.6. Зависимость коэффициента усиления с учетом обратной связи от модуля коэффициента петлевого усиления

Использование ООС позволяет существенно стабилизировать коэффициент усиления:

$$\Delta K_{oc} = \frac{dK_{oc}}{dK} \Delta K = \frac{d \left(\frac{K}{1 + |\beta K|} \right)}{dK} \Delta K = \frac{\Delta K}{(1 + |\beta K|)^2},$$

$$\delta K_{oc} = \frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}} = \frac{\frac{\Delta K}{(1 + |\beta K|)^2}}{\frac{K}{(1 + |\beta K|)}} = \frac{\frac{\Delta K}{K}}{(1 + |\beta K|)} = \frac{\delta K}{(1 + |\beta K|)}.$$

Выражение $1 + |\beta K|$ принято называть *глубиной обратной связи*. Если $|\beta K| \gg 1$, то единицей в знаменателе можно пренебречь, тогда $K_{oc} \approx \frac{1}{\beta}$. В таком случае K_{oc} зависит только от свойств цепи обратной связи, а не от свойств усилителя. Для выполнения этого условия цепь ОС должна быть составлена из высокостабильных элементов (резисторов, конденсаторов).

Рассмотрим, как меняется входное и выходное сопротивление усилителя при наличии ООС. Так как анализ проводится для линейного режима работы усилителя в полосе средних частот, токи и напряжения можно считать действительными величинами (рис. 6.7).

Входное сопротивление с учетом обратной связи (рис. 6.7а)

$$R_{вх\ oc} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{вх}}{U_1} R_{вх}. \quad \text{При наличии ООС} \quad U_1 = U_{вх} - U_{oc},$$

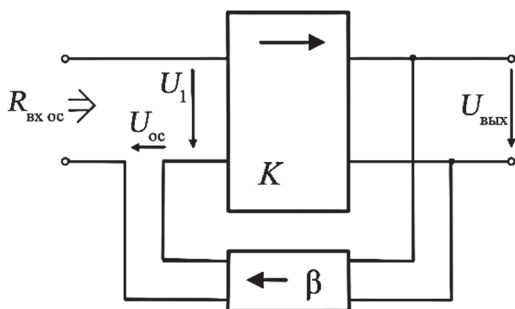
$U_{oc} = \beta U_{вых} = |\beta K| U_1$, тогда $R_{вх\ oc} = R_{вх} (1 + |\beta K|)$, следовательно, входное сопротивление увеличивается.

Выходное сопротивление с учетом обратной связи (рис. 6.7б)

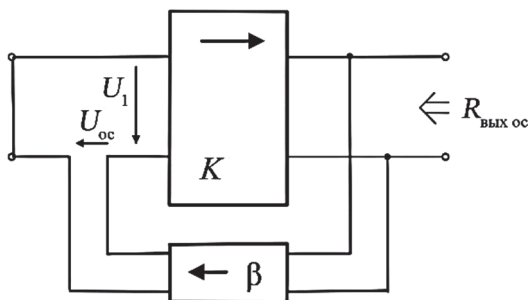
$$R_{\text{вых ос}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}}. \text{ При наличии обратной связи } I_{\text{вых}} = \frac{(U_{\text{вых}} - KU_1)}{R_{\text{вых}}},$$

$$U_1 = -U_{\text{ос}} = -|\beta|U_{\text{вых}}, \text{ тогда } R_{\text{вых ос}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + |\beta K|}, \text{ следовательно, вы-}$$

ходное сопротивление уменьшается.



а)



б)

Рис. 6.7. К расчету влияния ООС на входное (а) и выходное (б) сопротивление усилителя

Рассмотрим влияние частотно-независимой ООС на частотные свойства усилителя. Наличие ООС приводит к существенному расширению полосы пропускания усилителя по сравнению с усилителем без ОС (рис. 6.8). Это приводит к *уменьшению частотных искажений*.

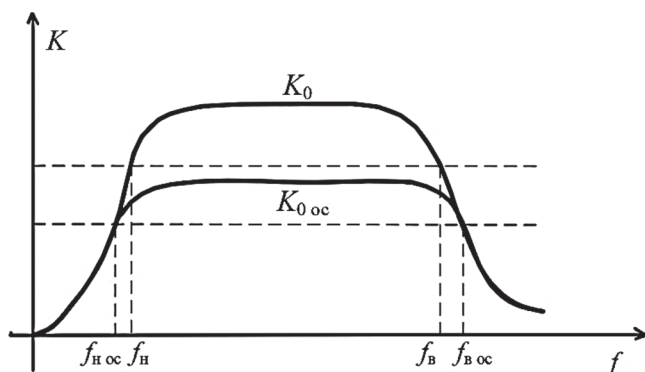


Рис. 6.8. Влияние ООС на ширину полосы пропускания

Частотная зависимость комплексного коэффициента усиления при наличии обратной связи определяется выражением

$$\dot{K}_{\text{ооc}}(f) = \frac{\dot{K}(f)}{1 + \beta \dot{K}(f)},$$

где $\dot{K}(f)$ – частотная зависимость комплексного коэффициента усиления без обратной связи. В полосе пропускания

$$(f_{\text{н ооc}} \leq f \leq f_{\text{в ооc}}) \quad K_{0 \text{ ооc}} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}.$$

В полосе частот $f \leq f_{\text{н}}$ комплексный коэффициент усиления без обратной связи зависит от частоты $\dot{K}(f) = \frac{K_0}{1 + j \frac{f_{\text{н}}}{f}}$, при нали-

нии ООС $\dot{K}_{\text{ооc}}(f) = \frac{\frac{K_0}{1 + \beta K_0}}{1 + j \frac{f_{\text{н}}}{f(1 + \beta K_0)}}$, нижняя граничная частота

$f_{\text{н ос}} = \frac{f_{\text{н}}}{(1 + \beta K_0)} < f_{\text{н}}$. В полосе частот $f \geq f_{\text{в}}$ комплексный коэф-

фициент усиления без обратной связи зависит от частоты

$$\dot{K}(f) = \frac{K_0}{1 + j \frac{f}{f_{\text{в}}}}, \text{ при наличии ООС } \dot{K}_{\text{ос}}(f) = \frac{\frac{K_0}{1 + \beta K_0}}{1 + j \frac{f}{f_{\text{в}}(1 + \beta K_0)}},$$

верхняя граничная частота $f_{\text{в ос}} = f_{\text{в}}(1 + \beta K_0) > f_{\text{в}}$.

Для улучшения большинства параметров усилителя в основном широко используется ООС различного типа. Но в области верхних и нижних частот паразитные параметры создают дополнительные фазовые сдвиги, в результате чего ООС может превратиться в ПОС. В этом случае усилитель *самовозбуждается* и превращается в генератор (см. рис. 6.6), вырабатывающий паразитные колебания, что приводит к нарушению работы усилителя. Для возбуждения усилителя необходимо выполнение двух условий:

- 1) баланс фаз $\varphi_{\dot{K}} = \varphi_{\dot{K}_{\text{н}}} + \varphi_{\dot{K}_{\text{в}}} = 0 \ (2k\pi)$;
- 2) баланс амплитуд $\beta K \geq 1$.

Само возбуждение усилителя является запрещенным режимом, поэтому при проектировании устройства необходимо предусмотреть, чтобы баланс фаз и баланс амплитуд не выполнялись совместно во всем теоретически возможном диапазоне частот.

Способность усилителя нормально функционировать в рабочем диапазоне частот во всех возможных режимах эксплуатации называется *устойчивостью усилителя* (возможные режимы: включение питания, подключение нагрузки, выключение нагрузки, замена компонентов, работа в заданном диапазоне температур и т.д.). Для устойчивости усилителя с ОС целесообразно использовать резистивные цепи ОС, дающие минимальные паразитные фазовые сдвиги. Также в усилительных каскадах используются специальные внутренние корректирующие цепи (цепи коррекции), состоящие из конденсаторов или из конденсаторов и резисторов.

Контрольные вопросы и задания

1. Что такое обратная связь? Для чего используется ОС?
2. Дайте определение петли обратной связи.
3. Нарисуйте структурную схему усилителя с параллельной обратной связью по току.
4. Нарисуйте структурную схему усилителя с последовательной обратной связью по напряжению.
5. Приведите примеры внутренней и паразитной обратной связи.
6. Как можно классифицировать обратную связь в усилителе:
 - а) по изменению коэффициента усиления;
 - б) по тому, как снимается сигнал обратной связи;
 - в) по тому, как возвращается сигнал обратной связи?
7. Чем отличается положительная обратная связь от отрицательной обратной связи?
8. Какая обратная связь вводится в качественных усилителях? Положительная или отрицательная?
9. Какая обратная связь вводится в генераторах? Положительная или отрицательная?
10. Напишите условие возникновения генерации. Объясните.
11. На какие параметры усилителя влияет отрицательная обратная связь и каким образом?
12. Что такое самовозбуждение усилителя?

Глава 7. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

7.1. Усилители постоянного тока (УПТ). Классификация УПТ. УПТ с непосредственной связью

В большинстве случаев при измерениях неэлектрических величин необходимо усиливать сигналы, получаемые с датчиков. Как правило, это сигналы очень малой интенсивности, медленно изменяющиеся во времени. Для усиления таких сигналов требуется устройство, обеспечивающее значительное усиление очень малых напряжений в диапазоне низких частот, включая постоянную составляющую. Усилители, имеющие равномерную амплитудно-частотную характеристику в диапазоне низких частот, называют *усилителями постоянного тока* (УПТ). Для сравнения на рис. 7.1 приведены частотные характеристики УПТ и усилителя с резистивно-емкостной связью. В области очень низких и средних частот частотная характеристика УПТ равномерна. В области высоких частот фазовые сдвиги и частотные искажения в УПТ появляются на тех частотах, на которых начинают сказываться паразитные емкости так же, как и в усилителях с резистивно-емкостной связью.

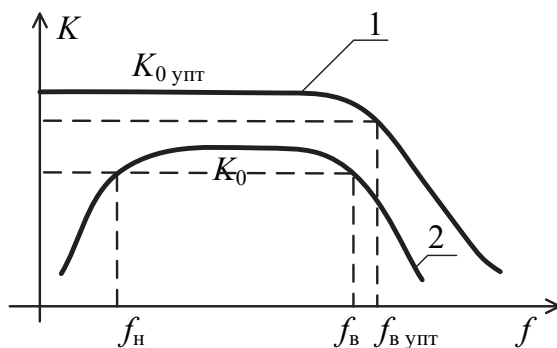


Рис. 7.1. Частотные характеристики УПТ (1)
и усилителя с резистивно-емкостной связью (2)

При проектировании УПТ возникает ряд проблем, связанных с подключением источника сигнала, соединением каскадов, подключением нагрузки. В УПТ нельзя использовать в качестве элементов связи элементы с частотно-зависимыми параметрами (конденсаторы, дроссели, трансформаторы и т.д.), но можно использовать несколько транзисторных каскадов. Связь между каскадами, источником сигнала и усилителем, нагрузкой и выходом осуществляется либо непосредственно, либо с помощью резисторов или идеальных источников напряжения; в некоторых случаях усилитель строится по другому принципу.

Кроме того, в УПТ возникают специфические трудности, связанные с отделением полезного выходного сигнала от постоянных составляющих напряжения и тока, необходимых для работы транзисторов. Особая проблема – термонеустойчивость (*дрейф нуля*).

Как и в усилителях с резистивно-емкостной связью, характеристики УПТ должны удовлетворять ряду требований:

- 1) при отсутствии входного сигнала должно отсутствовать напряжение на выходе;
- 2) при изменении полярности входного сигнала должна меняться полярность напряжения на выходе;
- 3) ток (или напряжение) на выходе должен быть пропорционален входному сигналу.

Второе и третье требования в УПТ так же, как и в других усилителях, выполняются при работе на линейных участках характеристик транзисторов. Для выполнения первого условия необходимо отделить полезный выходной сигнал от постоянных составляющих напряжения и тока транзистора.

По принципу действия УПТ подразделяются на УПТ *прямого усиления* (однотактные УПТ, двухтактные УПТ) и УПТ *с преобразователем*, в котором сначала осуществляется преобразование постоянного сигнала в переменный, затем усиление переменного сигнала с последующим выпрямлением (модуляция и демодуляция – МДМ).

Схемы усилителей прямого усиления не содержат реактивных элементов, в них используется гальваническая связь выхода одного усилительного элемента с входом другого усилительного элемента. Рассмотрим схемную реализацию однотактного УПТ с непосредственной связью.

Однотактные УПТ с непосредственной связью и потенциометрической связью

На рисунке 7.2 представлена схема однотактного УПТ с непосредственной связью. В качестве усилительных элементов используются биполярные транзисторы $VT1$ и $VT2$. Важная задача при построении УПТ – согласование уровней коллекторного напряжения предыдущего каскада и базового напряжения последующего. В этой схеме источники питания $+E_1$ и $-E_2$ создают положительное и отрицательное напряжения относительно общей точки, имеющей нулевой потенциал. Схему рассчитывают таким образом, чтобы при отсутствии входного сигнала транзисторы работали в линейном режиме. Потенциалы других точек транзистора зависят от напряжения источников питания.

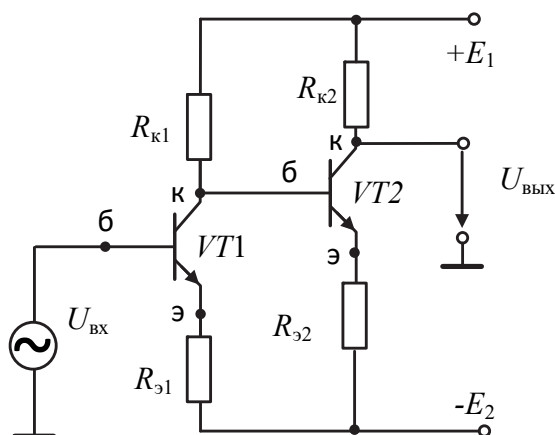


Рис. 7.2. Схема однотактного УПТ с непосредственной связью

Проверим, выполняется ли требование, при котором отсутствие входного сигнала обуславливает отсутствие напряжения на выходе. Пусть на входе $U_{\text{вх}} = 0$. На рисунке 7.3а показаны рассчитанные значения потенциалов схемы при нулевом напряжении на входе. Требование не выполняется, напряжение на выходе $U_{\text{вых}} = 10 \text{ В}$. Для того, чтобы при $U_{\text{вх}} = 0$ на выходе также было нулевое напряжение, используют схему однотактного УПТ с *потенциометрической связью* (рис. 7.3б). Чтобы ток делителя не

нарушал условий работы, его выбирают равным $(0,02 \dots 0,1)I_K$. Сопротивления R_1 и R_2 выбирают такими, чтобы потенциал средней точки был равен нулю.

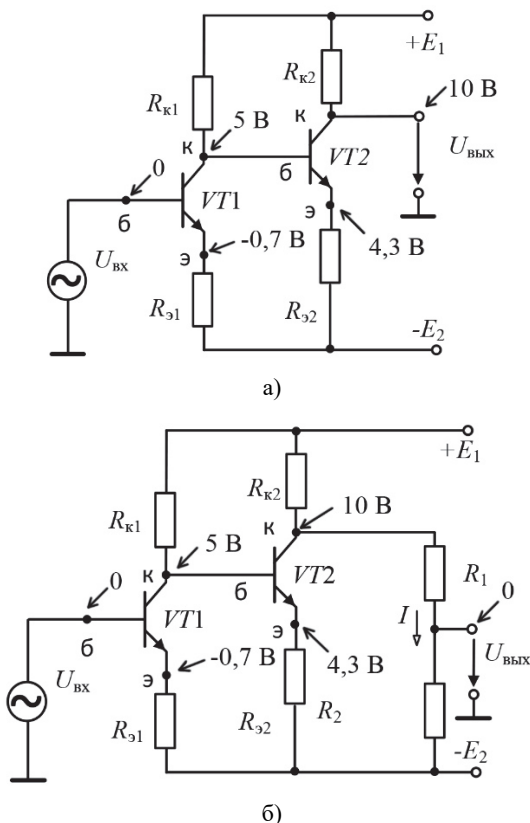


Рис. 7.3. Схема однотактного УПТ с непосредственной связью (а) и с потенциометрической связью (б)

УПТ прямого усиления имеют специфический недостаток, затрудняющий усиление очень малых постоянных или почти постоянных напряжений и токов – *дрейф нуля*, который определяет нижний предел усиливаемых сигналов. Дело в том, что гальваническая связь очень точно передает все изменения входного напряжения, но эти изменения могут быть вызваны и внутренними процессами

в элементах схемы, например нестабильностью работы усилителя. *Дрейф нуля* – самопроизвольное изменение выходного напряжения УПТ при неизменном напряжении входного сигнала. Максимальное изменение выходного напряжения за определенный временной промежуток в отсутствие входного сигнала усилителя называется *абсолютным дрейфом*. Основные причины дрейфа нуля: нестабильность питающих схему напряжений; температурная и временная нестабильности параметров транзисторов. Нарушается компенсация постоянной составляющей напряжения, поэтому на выходе усилителя появляется напряжение при отсутствии входного сигнала. Наряду с этим сигнал дрейфа нуля может быть соизмерим с полезным выходным сигналом, тогда полезный сигнал будет плохо различим. Чтобы усилитель работал нормально, напряжение дрейфа не должно быть больше заранее определенного минимального напряжения усиливаемого сигнала, который подается на его вход. Поэтому при проектировании чувствительного усилителя приходится принимать меры к снижению дрейфа нуля.

Для борьбы с дрейфом нуля применяют:

- стабилизацию напряжений источников питания;
- температурную стабилизацию;
- двухтактные балансные УПТ, обладающие существенно меньшим дрейфом;
- преобразование усиливаемого напряжения – УПТ с преобразователем МДМ.

Рассмотрим использование двухтактного балансного УПТ – дифференциального усилительного каскада с двумя входами и двумя выходами.

7.2. Дифференциальный каскад (ДУК), назначение и схемные реализации

Схема дифференциального усилительного каскада показана на рис. 7.4. Такие усилители называются *балансными*, так как построены по принципу четырехплечевого балансного моста. В электротехнике широко применяется измерительный мост (схема) Уитстона для измерения электрического сопротивления (рис. 7.4).

При соотношении $R_1 R_4 = R_2 R_3$ ток в нагрузке равен нулю, так как $\varphi_a = \varphi_b$. Если выбрать $R_1 = R_2$, то при *пропорциональном изменении* R_3 и R_4 , *изменении* E баланс не нарушается, ток в нагрузке остается равным нулю.

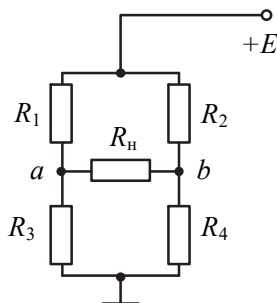


Рис. 7.4. Схема четырехплечевого моста Уитстона

Заменим резисторы R_3 и R_4 транзисторами, в общей эмиттерной цепи которых действует источник тока, обеспечивающий стабильное смещение рабочих точек обоих транзисторов (рис. 7.5). Оба транзистора работают в активном режиме. Выходным напряжением является разность коллекторных потенциалов, а входным — разность базовых потенциалов. Полученный усилительный каскад называют *дифференциальным усилительным каскадом* (ДУК).

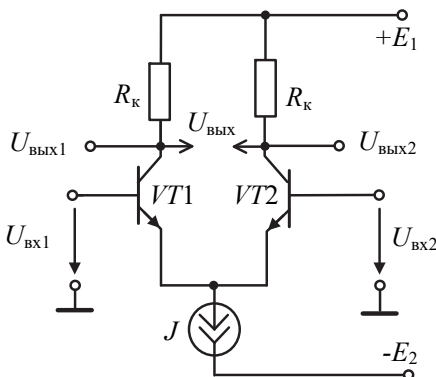


Рис. 7.5. Схема дифференциального усилительного каскада

Дифференциальный усилительный каскад (ДУК) представляет симметричную схему. Симметрия наблюдается при условии, что резисторы и транзисторы имеют одинаковые параметры.

Как в любом усилительном каскаде постоянные источники питания задают постоянные составляющие токов и напряжений и обеспечивают активную работу транзисторов. Внешние переменные источники $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$ определяют дополнительные переменные составляющие токов и напряжений. Идеальный источник тока обеспечивает постоянство суммы токов в эмиттерных цепях транзисторов: $I_{\text{э1}} + I_{\text{э2}} = J = \text{const}$. Напряжение на выходе $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}$, где $U_{\text{вых1}} = E_1 - I_{\text{к1}} R_{\text{к}}$, $U_{\text{вых2}} = E_1 - I_{\text{к2}} R_{\text{к}}$ (рис. 7.6а).

Рассмотрим *режим покоя* ДУК. При отсутствии входного напряжения ($U_{\text{вх1}} = 0$ и $U_{\text{вх2}} = 0$) в силу симметрии схемы токи в коллекторных цепях транзисторов равны $I_{\text{0к1}} = I_{\text{0к2}}$, следовательно $U_{\text{вых1}} = U_{\text{вых2}}$ и $U_{\text{вых}} = 0$. Изменение параметров транзисторов вызвано изменением температуры, а изменение значения источника питания не изменят того, что $U_{\text{вых}} = 0$. В *динамическом режиме* напряжение на выходе останется нулевым, если оба входных напряжения изменятся на одинаковую величину, т.е. входные напряжения будут *синфазными* $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} \neq 0$.

Рассмотрим вариант, когда на первый вход подается ненулевое напряжение $U_{\text{вх1}} \neq 0$, напряжение на втором входе $U_{\text{вх2}} = 0$ (рис. 7.6б). Приложенное напряжение имеет положительную полярность для *VT1* и обратную полярность для *VT2*. Дополнительная составляющая входного тока изменит токи в ветвях: ток в базовой ветви $I_{\text{б1}} = I_{\text{б01}} + I_{\text{вх}}$ и ток в коллекторной ветви $I_{\text{к1}} = \beta I_{\text{б1}}$ первого транзистора *VT1* увеличатся, а ток в базовой ветви $I_{\text{б2}} = I_{\text{б02}} + I_{\text{вх}}$ и ток в коллекторной ветви $I_{\text{к2}} = \beta I_{\text{б2}}$ второго транзистора *VT2* уменьшится. Следовательно, если на первый вход подается ненулевое напряжение, то изменятся напряжения на выходе: уменьшится напряжение на первом выходе $U_{\text{вых1}} = E_1 - I_{\text{к1}} R_{\text{к}}$

и увеличится напряжение на втором выходе $U_{\text{ВЫХ}2} = E_1 - I_{K2} R_K$. В соответствии с этим первый выход называют *инвертирующим*, а второй – *неинвертирующим*.

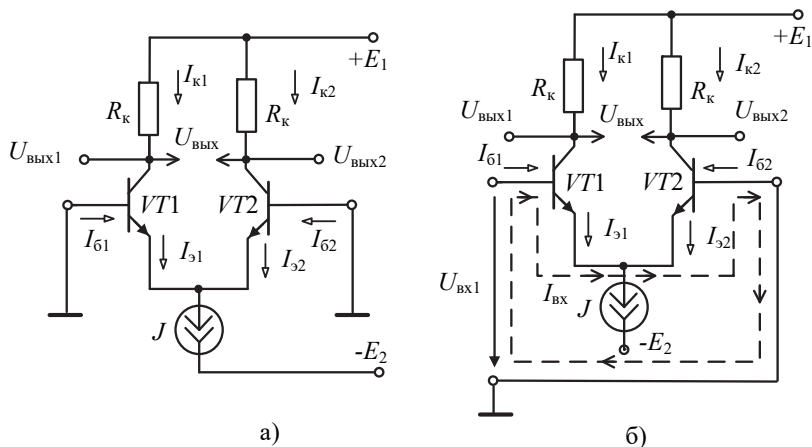


Рис. 7.6. К анализу работы ДУК

Если на первом входе напряжение $U_{\text{ВХ}1} = 0$, а на втором входе $U_{\text{ВХ}2} \neq 0$, то в цепи также произойдут изменения токов и напряжений, но в обратной полярности.

Пусть и на первом, и на втором входе ненулевые напряжения, при этом $U_{\text{ВХ}1} \neq U_{\text{ВХ}2}$. Известно, что любую комбинацию разных значений входных напряжений можно представить суммой состав-

ляющих:
$$\begin{cases} U_{\text{ВХ}1} = U_{\text{син}} + \frac{1}{2} U_{\text{диф}} \\ U_{\text{ВХ}2} = U_{\text{син}} - \frac{1}{2} U_{\text{диф}} \end{cases}, \text{ где синфазная составляющая}$$

$$U_{\text{син}} = \frac{U_{\text{ВХ}1} + U_{\text{ВХ}2}}{2}, \text{ дифференциальная составляющая } U_{\text{диф}} = U_{\text{ВХ}1} - U_{\text{ВХ}2}.$$

При этом каждую составляющую можно проанализировать отдельно. Важное свойство дифференциального усилительного каскада заключается в том, что он усиливает дифференциальные и

ослабляет синфазные составляющие сигнала. Различают *коэффициенты усиления дифференциального и синфазного сигналов*:

$$K_{\text{диф}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{диф}}}, K_{\text{син}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{син}}}.$$

При изменении синфазной составляющей входного напряжения в случае полной симметрии приращения выходного напряжения одинаковые $\Delta U_{\text{вых1}} = \Delta U_{\text{вых2}}$, коэффициент усиления синфазной составляющей $K_{\text{син}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{син}}} = \frac{\Delta U_{\text{вых1}} - \Delta U_{\text{вых2}}}{\Delta U_{\text{син}}} = 0$.

При изменении дифференциальной составляющей входного напряжения приращения выходных напряжений имеют разные знаки. Для инвертирующего выхода $\Delta U_{\text{вых1}} = -S \cdot R_{\text{к}} \cdot \frac{\Delta U_{\text{диф}}}{2}$, для неинвертирующего выхода $\Delta U_{\text{вых2}} = S \cdot R_{\text{к}} \cdot \frac{\Delta U_{\text{диф}}}{2}$. Приращения

по величине вдвое меньше, чем в схеме с общим эмиттером, так как входное напряжение равномерно распределяется между двумя транзисторами. Коэффициент усиления дифференциальной составляющей $K_{\text{диф}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{диф}}} = \frac{\Delta U_{\text{вых1}} - \Delta U_{\text{вых2}}}{\Delta U_{\text{диф}}} = -S \cdot R_{\text{к}}$.

Одним из главных параметров дифференциального усилителя является *коэффициент ослабления синфазного сигнала*, который показывает, во сколько раз коэффициент усиления дифференциального сигнала больше коэффициента усиления синфазного сигнала: $K_{\text{осс}} = \frac{K_{\text{диф}}}{K_{\text{син}}}$. Идеальный ДУК полностью подавляет син-

фазные сигналы, которые, как правило, являются помехами и наводками.

В реальном ДУК источник тока имеет конечное сопротивление, резисторы и транзисторы могут быть неидентичны, т.е. будет нарушена симметрия плеч. В таком случае имеют место влияние синфазной составляющей входного сигнала на дифференциальную составляющую выходного сигнала и влияние дифференциальной

составляющей входного сигнала на синфазную составляющую выходного сигнала. Для реальных ДУК $K_{\text{осс}} = \frac{K_{\text{диф}}}{K_{\text{син}}} = 10^4 \dots 10^5$ или $K_{\text{осс}} \approx 80 \dots 100$ Дб.

Работа дифференциальных усилителей основана на идентичности параметров элементов, входящих в его состав. Это легко обеспечивается в интегральных схемах, где элементы расположены на одном кристалле на расстоянии нескольких микрон.

Контрольные вопросы и задания

1. Какие усилители называются усилителями постоянного тока?
2. Сравните АЧХ усилителя с резистивно-емкостной связью и усилителя постоянного тока?
3. Какие проблемы возникают при проектировании УПТ?
4. Как можно классифицировать УПТ по принципу действия?
5. Нарисуйте структурную схему УПТ с преобразованием сигнала.
6. Что такое «дрейф нуля»?
7. Какие методы применяются для уменьшения «дрейфа нуля»?
8. Нарисуйте схему дифференциального усилительного каскада и объясните его работу.
9. Что такое синфазный и дифференциальный сигналы?
10. Как усиливает ДУК синфазный и дифференциальный сигналы?
11. Что такое коэффициент ослабления синфазного сигнала? Какова примерно величина КОСС для реальных схем ДУК и для идеализированной схемы?

Глава 8. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ (ОУ)

8.1. Основные положения, классификация ОУ

Интегральный усилитель представляет законченный функциональный блок, изготовленный в одном корпусе. Наиболее распространенными интегральными усилителями являются *операционные усилители*. Операционный усилитель – это высококачественный усилитель, предназначенный для усиления как постоянных, так и переменных сигналов. Первоначально такие усилители использовались в аналоговых вычислительных машинах для выполнения математических операций суммирования и интегрирования, отсюда и название устройства – операционный усилитель. ОУ имеет такой же принцип действия, как и обычный усилитель, но если свойства и параметры обычного усилителя полностью определяются его схемой, то свойства и параметры ОУ в основном определяются параметрами цепи обратной связи.

В простейшем случае ОС представляет собой резистивную цепь делителя напряжения, но в качестве ОС применяется и *RC*-цепь (активный фильтр). В цепи ОС могут быть использованы нелинейные элементы (диоды, транзисторы), на их основе получают нелинейные включения ОУ, применяемые в вычислительной технике.

Операционные усилители стали наиболее массовыми активными приборами современной аналоговой схемотехники. Промышленность выпускает сотни типов ОУ с различными характеристиками в виде монолитных интегральных микросхем для построения на их основе разнообразных функциональных узлов электронной аппаратуры. В настоящее время *основными аналоговыми функциями* принято считать: усиление, сравнение, ограничение, перемножение и частотную фильтрацию сигналов. Благодаря практически идеальным характеристикам ОУ реализация всех этих функций на основе ОУ значительно проще, чем на транзисторах. Чтобы определить конкретный тип ОУ для выполнения требуемой функции достаточно знания основных его характеристик.

В зависимости от назначения ОУ разделяют на следующие группы.

1. ОУ общего назначения, предназначенные для использования в аппаратуре, где к параметрам усилителей не предъявляют жестких требований.

2. Прецизионные ОУ, имеющие малый уровень собственных шумов, а также высокий коэффициент усиления.

3. Быстродействующие ОУ, имеющие высокую скорость изменения выходного напряжения (200–500 В/мкс). Такие ОУ используются для построения импульсных и широкополосных устройств.

4. Микромощные ОУ, потребляющие малые токи от источника питания (менее 1 мА). Такие усилители используют в портативной аппаратуре.

Операционный усилитель – унифицированный многокаскадный усилитель, удовлетворяющий следующим *требованиям к параметрам*:

- коэффициент усиления по напряжению стремится к бесконечности $K \rightarrow \infty$;

- входное сопротивление стремится к бесконечности $R_{вх} \rightarrow \infty$;

- выходное сопротивление стремится к нулю $R_{вых} \rightarrow 0$;

- если входное напряжение равно нулю, то выходное напряжение также равно нулю;

- полоса усиливаемых частот бесконечна $f_n = 0$, $f_v \rightarrow \infty$.

Для выполнения требований по характеристикам ОУ принимают следующие решения:

- для обеспечения высокого коэффициента усиления – *многокаскадность*;

- нулевое значение выходного напряжения при нулевом входном напряжении при отсутствии разделительных конденсаторов обеспечивается специальными схемами *сдвига уровня потенциала*.

Достоверность допущений об идеальности свойств ОУ в каждом конкретном случае подтверждается сопоставлением реальных параметров ОУ и требований к разрабатываемым электронным

устройствам. Так, если требуется разработать усилитель с коэффициентом усиления 10, то стандартный ОУ с коэффициентом усиления 25000 можно рассматривать как идеальный. Определяются границы применимости идеализированных характеристик ОУ для использования устройства в реальных схемах. Так, например, типовые значения параметров ОУ $\mu A741$ (отечественный аналог – К140УД7): коэффициент усиления дифференциального сигнала $K = 250000$, коэффициент ослабления синфазной составляющей $K_{\text{осс}} = 70$ Дб, входное сопротивление $R_{\text{вх}} = 200$ кОм, выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = 75$ Ом.

8.2. Структурная схема интегрального ОУ и обозначения ОУ

На рисунке 8.1 приведена структурная схема ОУ. Как правило, схема ОУ содержит два или три усилительных каскада. Первый каскад является дифференциальным усилителем, так что ОУ имеет два входа – инвертирующий (отмечен $\ominus$) и неинвертирующий. Входной ДУК обеспечивает высокое входное сопротивление ОУ, подавление синфазной составляющей сигнала и линейность передаточной характеристики. Наличие дифференциального входа позволяет легко включить внешнюю цепь отрицательной обратной связи. Второй каскад обеспечивает основную часть коэффициента усиления напряжения. Он реализуется на основе схемы с общим эмиттером (в усилителях на биполярных транзисторах) или схемы с общим истоком (в усилителях на МОП-транзисторах). Третий каскад является усилителем мощности на эмиттерных повторителях. Это обеспечивает малое выходное сопротивление.

Операционный усилитель – активный многополюсник, имеющий два входных высокоомных входа и один низкоомный выход. Один вход является неинвертирующим, его также называют *p-вход*, обозначают как «+». Другой вход является инвертирующим, его обозначают как «-» (или отмечают $\ominus$) и называют *n-вход*. В области низких частот выходное напряжение находится в той же

фазе, что и разность напряжений (потенциалов) p -входа и n -входа:

$$U_{\text{ВЫХ}} = K \underbrace{(U_{\text{ВХ}+} - U_{\text{ВХ}-})}_{U_{\text{ВХ д}}}. \text{ Эту разность напряжений называют } \textit{входное}$$

дифференциальное напряжение и обозначают $U_{\text{ВХ д}}$.

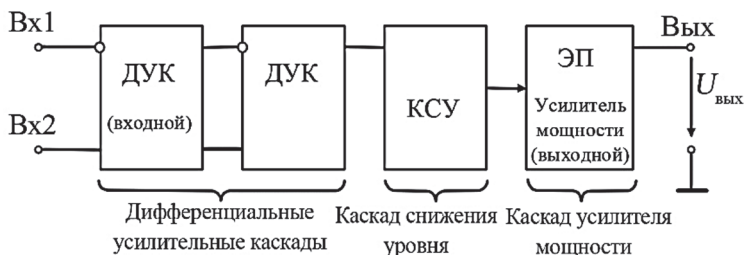


Рис. 8.1. Структурная схема ОУ

На рисунке 8.2. показаны условно-графические обозначения ОУ, допускается использование изображения треугольника и прямоугольника с обязательным указанием инвертирующего входа.

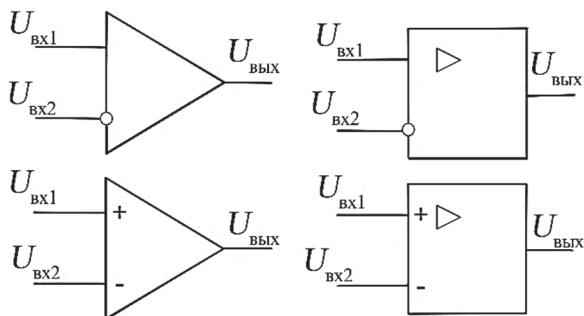


Рис. 8.2. Условно-графические обозначения операционного усилителя

На схемных изображениях обычно показаны только входные и выходной выводы, но ОУ – многополюсник, имеющий, как правило, восемь выводов (рис. 8.3). Чтобы обеспечить возможность работы ОУ с положительными и отрицательными сигналами используют два источника постоянного напряжения (положительное и отрицательное напряжение смещения). Как правило, для стандартных интегральных ОУ напряжение смещения (питания) $\pm 15 \text{ В}$.

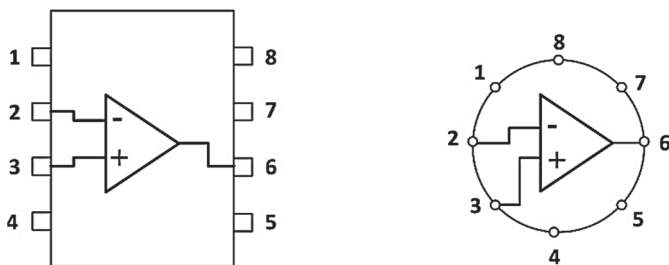


Рис. 8.3. Обозначение ОУ как многополюсника:

- 1 – точка нулевого потенциала; 2 – инвертирующий вход;
 3 – неинвертирующий вход; 4 – отрицательное напряжение смещения;
 5 – точка нулевого потенциала; 6 – выход;
 7 – положительное напряжение смещения; 8 – свободный вывод

8.3. Амплитудная (передаточная) характеристика интегрального ОУ

Амплитудная (передаточная) характеристика интегрального ОУ представляет собой зависимость выходного напряжения от входного дифференциального напряжения $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх д}})$. В диапазоне $U_{\text{вх д мин}} \leq U_{\text{вх д}} \leq U_{\text{вх д макс}}$ наблюдается практически линейная зависимость $-U_{\text{нас}} < U_{\text{вых}} < U_{\text{нас}}$, где $\pm U_{\text{нас}}$ – напряжение насыщения. Напряжение насыщения также обозначают $\pm U_{\text{м}}$. Вне линейного участка напряжение на выходе не меняется и равно $\pm U_{\text{нас}}$. Уровень насыщения, как правило, меньше напряжения источников питания на 3 В, т.е. при работе ОУ с напряжением источников питания ± 15 В типовое значение выходного напряжения в области насыщения ± 12 В. Характеристика идеального ОУ проходит через начало координат, $|U_{\text{вх д мин}}| = |U_{\text{вх д макс}}|$ (рис. 8.4а). При изображении графика амплитудной характеристики $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх д}})$ для линейного участка и области насыщения используют разные масштабы входного дифференциального напряжения и выходного напряжения, так как диапазон изменения $U_{\text{вх д}}$ на линейном участке – милливольты, а диапазон изменения $U_{\text{вых}}$ от $-U_{\text{нас}}$ до $+U_{\text{нас}}$ составляет десятки вольт.

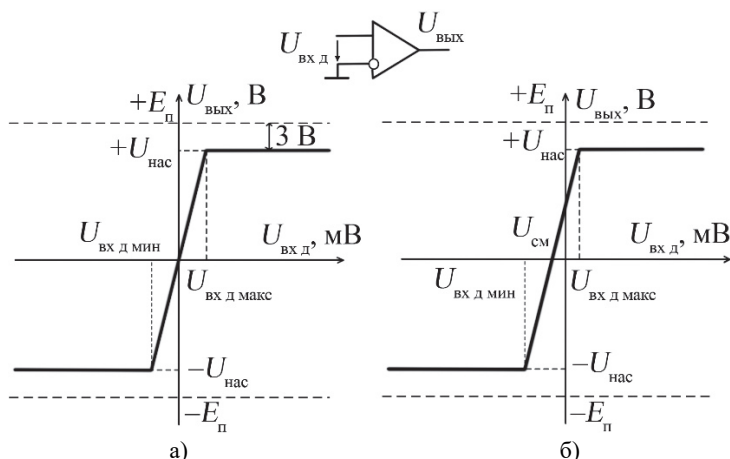


Рис. 8.4. Амплитудная характеристика идеального (а) и реального (б) ОУ

Амплитудная характеристика реального ОУ не проходит через начало координат, имеет сдвиг на *напряжение смещения нуля* $U_{см}$ (рис. 8.4б), $|U_{ВХ д мин}| \neq |U_{ВХ д макс}|$. Напряжение смещения нуля составляет несколько милливольт и часто не учитывается. В том случае, если напряжением смещения нуля пренебречь нельзя, то применяются разные схемы сдвига уровня напряжений (рис. 8.5) или специальные меры для компенсации напряжения.

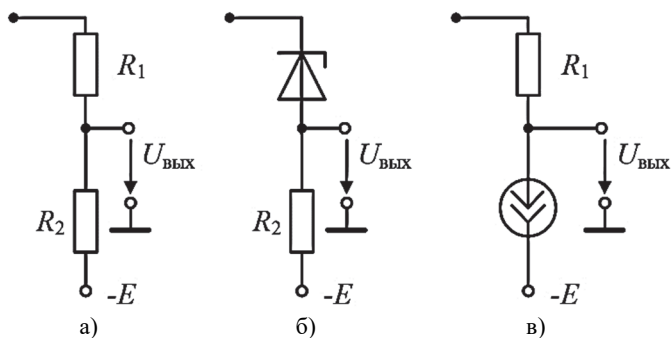


Рис. 8.5. Схемные реализации сдвига уровня напряжений с использованием: делителя напряжений (а); стабилитронов (б); источника тока (в)

Еще одна передаточная характеристика интегрального ОУ представляет собой зависимость выходного напряжения от входного напряжения $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$. Если масштабы по осям $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ выбрать одинаковыми (В), то передаточная характеристика $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$ интегрального ОУ будет представлять релейную характеристику (рис. 8.6). В зависимости от того, как подается входное напряжение, какой из входов ОУ заземлен, передаточная характеристика может иметь вид, представленный на рис. 8.6а или 8.6б.

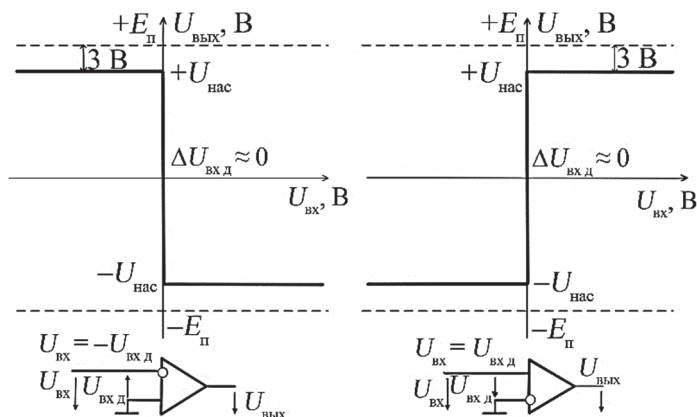


Рис. 8.6. Передаточная характеристика идеального ОУ с инверсией (а) и без инверсии (б) напряжений

8.4. АЧХ интегрального ОУ

Операционный усилитель должен иметь АЧХ, похожую на характеристику фильтра нижних частот первого порядка. Для выполнения этого требования схема ОУ должна содержать ФНЧ с очень низкой граничной частотой (частотой среза). Типовая идеализированная частотная характеристика ОУ (рис. 8.7) имеет две характерные точки, лежащие на частотах f_c и f_1 , где f_c – частота среза (граничная частота), соответствующая уменьшению усиления на 3 дБ; f_1 – предельная частота усиления, на которой коэффициент усиления становится равным единице.

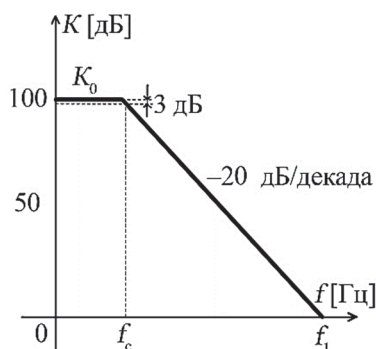


Рис. 8.7. Идеализированная АЧХ ОУ

Здесь K_0 — максимальное значение модуля коэффициента усиления в полосе пропускания. Для частот $f > f_c$ выполняется соотношение $|K|f = K_0 f_c = f_1$, т.е. предельная частота усиления равна произведению коэффициента усиления на ширину полосы пропускания.

8.5. Основные параметры интегрального ОУ

Рассмотрим основные параметры ОУ.

Коэффициент усиления определяется отношением изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению напряжения между дифференциальными входами усилителя при разомкнутой цепи обратной связи. В современных ОУ величина коэффициента усиления достигает десятки, а иногда и сотни тысяч.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала показывает, во сколько раз коэффициент усиления дифференциального сигнала больше коэффициента усиления синфазного сигнала (типично 10^4 – 10^5).

Напряжение смещения нуля $U_{см}$ определяется величиной напряжения, приложенного между входами усилителя, необходимого для приведения напряжения на выходе ОУ к нулю. Основную долю этого напряжения составляет разность напряжений база–

эмиттер входных транзисторов дифференциального каскада. Напряжение смещения зависит от температуры и напряжения источников питания. Типичная паспортная величина напряжения смещения нуля 10 мкВ–50 мВ. Величина дрейфа 1–50 мкВ/°С.

Входное сопротивление. В зависимости от способа подачи входного сигнала в ОУ с дифференциальными входами различают дифференциальное входное сопротивление и входное сопротивление для синфазных сигналов. Дифференциальное входное сопротивление, т.е. сопротивление ОУ для входного сигнала, разность потенциалов которого измерено между дифференциальными входами ОУ, определяется величиной сопротивления между этими входами. Оно имеет величину от нескольких кОм до нескольких МОм. Входное сопротивление для синфазного сигнала, т.е. сопротивление ОУ для входного напряжения, приложенного одновременно к обоим дифференциальным входам ОУ относительно земли, определяется сопротивлением между замкнутыми накоротко входами ОУ и заземляющей шиной. Входное сопротивление для синфазных сигналов обычно очень велико и составляет десятки МОм.

Входные токи обусловлены конечной величиной входного сопротивления реального ОУ. Для характеристики входных токов используются два параметра: начальный входной ток, который определяется входным сопротивлением ОУ (обычно входной ток составляет 1–100 мкА) и начальный разностный входной ток, определяемый разностью начальных входных токов каждого из входов усилителя и вызванный разностью коэффициентов усиления по току входных транзисторов дифференциального каскада (как правило, разностный ток лежит в пределах 0,1–10 мкА). Входные токи усилителя протекают по внешним цепям каждого из его входов через сопротивление соответствующего источника сигнала.

Выходное сопротивление – это сопротивление ОУ, измеренное со стороны подключения нагрузки; для разных типов ОУ находится в пределах 50–2000 Ом. Величина выходного сопротивления определяет максимальный выходной ток независимо от вида нагрузки.

Скорость нарастания выходного напряжения 0,3–50 В/мкс.

Максимальное выходное напряжение.

Максимальный выходной ток.

Для реальных ОУ указывается *нижняя граничная частота, входной ток при отсутствии сигнала* и другие параметры для специального применения.

На рисунке 8.8. показано обозначение (спецификация) ОУ.

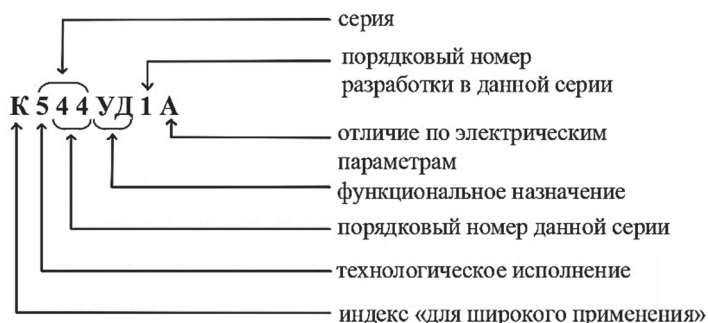


Рис. 8.8. Обозначение ОУ

В таблице 8.1. приведены основные параметры реальных ОУ.

Таблица 8.1

Тип ОУ	Напряжение смещения нуля $U_{см}$, мВ	Входное сопротивление $R_{вх}$, МОм	Коэффициент усиления K	Скорость нарастания выходного сигнала $V_{Увых}$, В/мкс	Частота единичного усиления f_1 , МГц	Выходное сопротивление $R_{вых}$, Ом
K140УД6А	5	3	70000	2,5	1	150
K140УД7	9	0,3	50000	0,3	0,8	150
K140УД8А	20	1000	50000	5	1	200
K140УД9	5	0,3	35000	0,5	1	200
K140УД10	5	1	50000	50	15	200
K140УД11	10	0,2	25000	20	5	200
K140УД12	6	50	50000	2	1	1000
K140УД14А	2	30	50000	0,05	0,3	300
K140УД17А	0,025	100	300000	0,1	0,4	200

Операционный усилитель при различной организации обратной связи может применяться в линейных и нелинейных схемах. В пределах линейной области ОУ обеспечивает величину выходного

напряжения $U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх д}}$ при условии, что входное дифференциальное напряжение очень мало $U_{\text{вх д}} \approx 0$. Для линейного режима необходима отрицательная обратная связь. В нелинейном режиме положительная обратная связь будет определять работу ОС в режиме насыщения $U_{\text{вых}} = \pm U_{\text{нас}}$. Выходное напряжение и входное напряжение будут иметь одинаковый знак, если входное напряжение подается на p -вход и разные знаки, если входное напряжение будет подано на n -вход. Если входное напряжение и выходное напряжение имеют разные знаки, то ОУ работает как *инвертор*.

8.6. Применение ОУ в линейных схемах

При использовании ОУ в линейных схемах входное дифференциальное напряжение изменяется очень незначительно, а выходное напряжение меняется в пределах $-U_{\text{нас}} < U_{\text{вых}} < U_{\text{нас}}$, где $\pm U_{\text{нас}}$ – напряжение насыщения. ОУ работает как линейный усилитель с коэффициентом усиления $K \rightarrow \infty$. Принцип действия отрицательной обратной связи заключается в том, что для выбранного режима ОУ обеспечивает такую величину выходного напряжения, что входное дифференциальное напряжение остается очень маленьким $U_{\text{вх д}} \approx 0$. При проведении практических расчетов для выбранного линейного рабочего участка используют следующие приемы:

- принцип виртуальной земли, принимая $U_{\text{вх д}} = 0$;
- большое входное сопротивление $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$, принимая ток на входе ОУ нулевым.

На рисунке 8.9. показана расчетная схема замещения ОУ для выбранного режима работы в линейных схемах.

Рассмотрим примеры использования ОУ в линейных схемах. Наиболее важную роль играют аналоговые вычислительные схемы, которые могут быть использованы для реализации основных арифметических действий – суммирования, вычитания, дифференцирования, интегрирования и т.д.

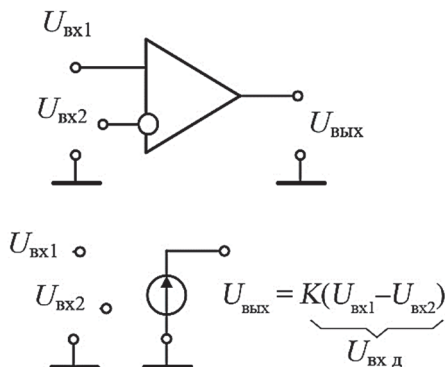


Рис. 8.9. Условно-графическое обозначение и расчетная схема замещения ОУ при использовании в линейных схемах

8.6.1. Инвертирующий усилитель, инвертор

В схеме инвертирующего усилителя p -вход ОУ заземляется, резистивная петля обратной связи соединена с n -входом (рис. 8.10). Используется параллельная частотно-независимая ООС (связь по току).

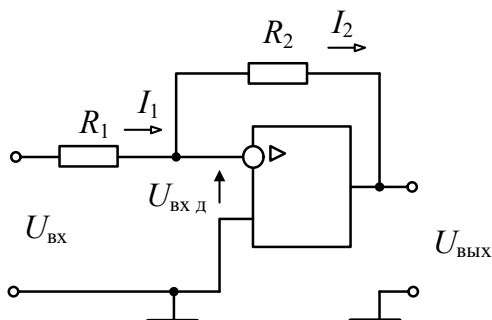


Рис. 8.10. Схема инвертирующего усилителя

Для качественного исследования полагают, что входной ток ОУ равен нулю, т.е. $I_1 = I_2$. Запишем уравнения для токов:

$$I_1 = \frac{U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВХ Д}}}{R_1}, \quad I_2 = -\frac{U_{\text{ВХ Д}} + U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}. \quad \text{Для ОУ, работающего}$$

в линейных схемах, $U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх д}}$. В таком случае

$$\frac{U_{\text{вх}} + \frac{U_{\text{вых}}}{K}}{R_1} = -\frac{\frac{U_{\text{вых}}}{K} + U_{\text{вых}}}{R_2}. \text{ Выразим коэффициент усиления по}$$

напряжению для инвертирующего усилителя: $K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} =$

$$= \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{K}}. \text{ Полагаем, что для ОУ } K \rightarrow \infty. \text{ Тогда}$$

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \approx -\frac{R_2}{R_1}. \text{ Коэффициент усиления зависит только от пара-}$$

метров элементов цепи обратной связи. Если $R_1 = R_2$, то $K_u = -1$ (инвертор напряжения).

Входное сопротивление схемы инвертирующего усилителя

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_1} = R_1.$$

8.6.2. Неинвертирующий усилитель, повторитель

В схеме неинвертирующего усилителя в качестве цепи обратной связи использован делитель напряжения (рис. 8.11). Используется последовательная частотно-независимая ООС (связь по напряжению).

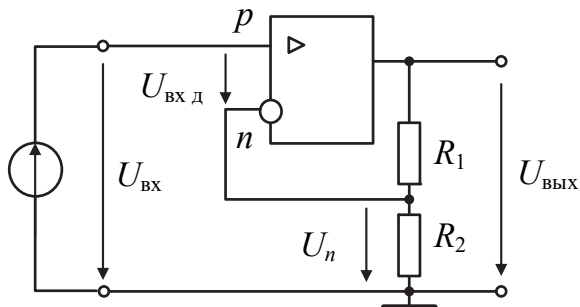


Рис. 8.11. Схема неинвертирующего усилителя

Входное напряжение подается на p -вход $U_p = U_{\text{вх}}$. Для делителя напряжений $U_n = U_{\text{вых}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Полагая $U_{\text{вх д}} = U_p - U_n \approx 0$, тогда коэффициент усиления по напряжению для неинвертирующего усилителя $K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$. Коэффициент усиления по напряжению неинвертирующего усилителя также зависит только от параметров элементов цепи обратной связи, как и у инвертирующего усилителя. Важным случаем неинвертирующего усилителя является случай, когда $K_u = 1$, т.е. $R_1 = 0$, а $R_2 \rightarrow \infty$. Такой неинвертирующий усилитель называется *повторителем* и имеет схему, представленную на рис. 8.12. Как правило, такие усилители применяются в тех случаях, когда целесообразно получить усиленный по мощности сигнал, не нагружая источник сигнала, например какой-либо датчик. На выходе повторителя имеется сигнал практически идентичный входному (разница составляет всего несколько милливольт), который пригоден для дальнейшей обработки, например преобразования или передачи.

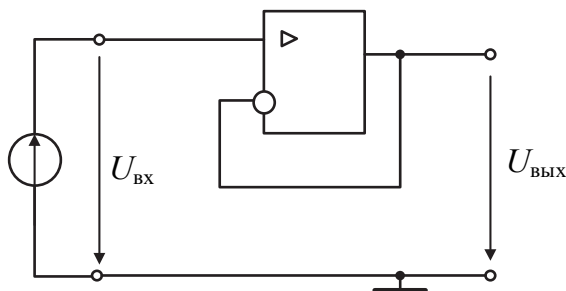


Рис. 8.12. Схема повторителя

8.6.3. Инвертирующий сумматор

Схема инвертирующего сумматора получается из схемы инвертирующего усилителя подключением дополнительных k входов (рис. 8.13). Данная схема осуществляет суммирование сигналов, поданных на входы, используя масштабные коэффициенты.

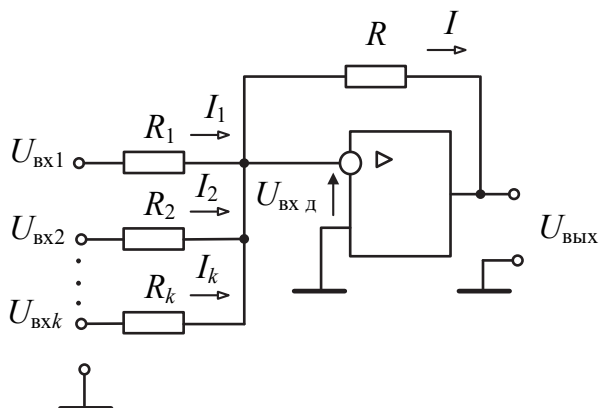


Рис. 8.13. Схема инвертирующего сумматора

Принимая, что входной ток ОУ равен нулю, можно записать $I = I_1 + I_2 + \dots + I_k$. Для практических расчетов $U_{\text{ВХ Д}} \approx 0$, тогда

$$I_1 \approx \frac{U_{\text{ВХ1}}}{R_1}, \quad I_2 \approx \frac{U_{\text{ВХ2}}}{R_2}, \quad \dots, \quad I_k \approx \frac{U_{\text{ВХk}}}{R_k}, \quad I \approx -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R} =$$

$$= \frac{U_{\text{ВХ1}}}{R_1} + \frac{U_{\text{ВХ2}}}{R_2} + \dots + \frac{U_{\text{ВХk}}}{R_k}. \quad \text{Выходное напряжение } U_{\text{ВЫХ}} =$$

$$= -\left(\frac{R}{R_1} U_{\text{ВХ1}} + \frac{R}{R_2} U_{\text{ВХ2}} + \dots + \frac{R}{R_k} U_{\text{ВХk}} \right). \quad \text{Выходное напряжение опре-}$$

деляется как сумма масштабированных входных напряжений, взя-
тая с обратным знаком: $U_{\text{ВЫХ}} = -(\alpha_1 U_{\text{ВХ1}} + \alpha_2 U_{\text{ВХ2}} + \dots + \alpha_k U_{\text{ВХk}})$.

Масштабные коэффициенты определяются параметрами ветвей цепи обратной связи.

8.6.4. Неинвертирующий сумматор

Схема неинвертирующего сумматора получается из схемы неинвертирующего усилителя подключением дополнительных k входов (рис. 8.14). Данная схема осуществляет суммирование сигналов, поданных на входы, используя масштабные коэффициенты.

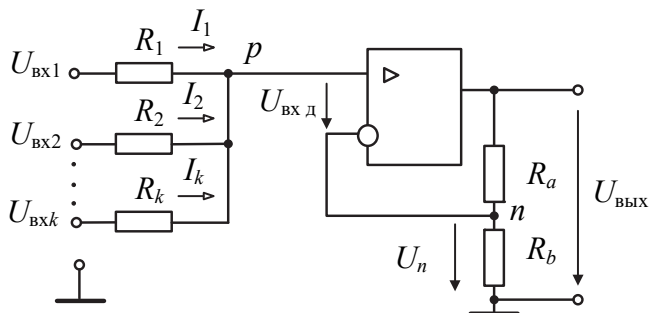


Рис. 8.14. Схема неинвертирующего сумматора

Напряжение (потенциал) p -входа можно определить по формуле

$$U_p = \frac{\frac{U_{\text{BX}1}}{R_1} + \frac{U_{\text{BX}2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{\text{BX}k}}{R_k}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_k}}.$$

Напряжение (потенциал)

n -входа $U_n = U_{\text{ВЫХ}} \frac{R_b}{R_a + R_b}$. Так как $U_{\text{ВХД}} = U_p - U_n \approx 0$,

то $U_{\text{ВЫХ}} = \left(\frac{\frac{U_{\text{BX}1}}{R_1} + \frac{U_{\text{BX}2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{\text{BX}k}}{R_k}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_k}} \right) \left(\frac{R_a + R_b}{R_b} \right)$. Выходное напряже-

ние определяется как сумма масштабированных входных напряжений: $U_{\text{ВЫХ}} = (\beta_1 U_{\text{BX}1} + \beta_2 U_{\text{BX}2} + \dots + \beta_k U_{\text{BX}k})$. Масштабные коэффициенты определяются параметрами ветвей цепи обратной связи. Если $R_1 = R_2 = \dots = R_k = R$, то $U_{\text{ВЫХ}} = \frac{(U_{\text{BX}1} + \dots + U_{\text{BX}k})}{k} \left(\frac{R_a + R_b}{R_b} \right)$.

8.6.5. Разностный (дифференциальный) усилитель

Вычитание сигналов можно свести к сложению с инвертированными сигналами, но есть и другие способы построения схем для выполнения операции вычитания (рис. 8.15). Принимая, что

входной ток ОУ равен нулю, запишем уравнения для токов входных ветвей: $I_1 = I_2$, $I_1 = \frac{U_{\text{вх1}} - U_p}{R_1}$, $I_2 = \frac{U_p - U_{\text{вых}}}{R_2}$. Для напряжения n -входа $U_n = U_{\text{вх2}} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \approx U_p$. В таком случае выходное напряжение определяется как разность масштабированных входных напряжений: $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх2}} \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)} - U_{\text{вх1}} \frac{R_2}{R_1}$.

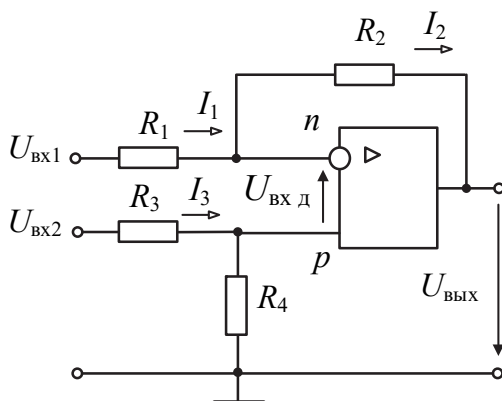


Рис. 8.15. Схема разностного (дифференцирующего) усилителя

Если выбрать $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, то $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}$. В некоторых схемах выбирают $R_1 = R_2 = R_3$ и используют резистор R_4 с регулируемым сопротивлением (реостат) для настройки масштабного коэффициента второго входного напряжения: $U_{\text{вых}} = \gamma U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}$.

8.6.6. Функциональные схемы с ОУ

Наиболее важное значение имеет применение ОУ для реализации операции интегрирования аналоговых сигналов. *Интегратор* – устройство (или схема), сигнал на выходе которого в любой

момент времени прямо пропорционален интегралу от входного сигнала. На рисунке 8.16 представлена схема интегратора на ОУ, построенная на основе инвертирующего усилителя, в которой резистор в цепи обратной связи заменен конденсатором.

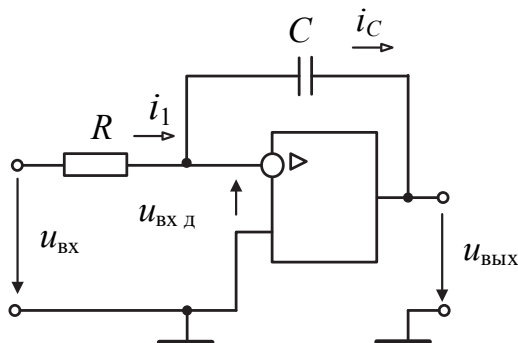


Рис. 8.16. Схема интегратора на ОУ

Принимая, что $i_1 = i_C$, $u_{\text{вх д}} \approx 0$, можно записать $i_1 = \frac{u_{\text{вх}}}{R} = i_C = C \frac{du_C}{dt} \approx -C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}$. Таким образом, выходное напряжение $u_{\text{вх}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{вх}} dt + u_C(0)$. Необходимо учитывать, что реальный усилитель имеет область насыщения, т.е. для рассматриваемой области применения ОУ $|u_{\text{вх max}}| = U_{\text{нас}}$. Например, при подаче на вход в момент $t = t_0$ постоянного напряжения $u_{\text{вх}} = E$ напряжение на выходе будет меняться по линейному закону $u_{\text{вх}}|_{u_C(0)=0} = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^{\infty} E dt + u_C(0) = -\frac{E}{RC}(t - t_0)$, пока не достигнет значения напряжения насыщения (рис. 8.17).

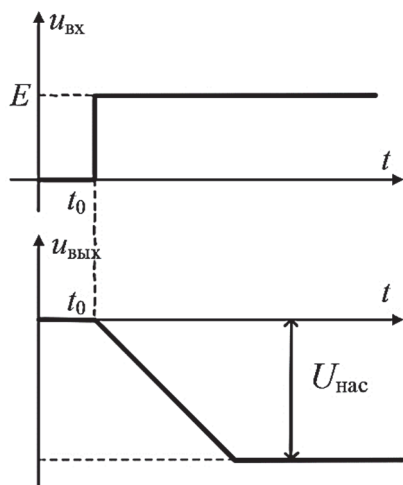


Рис. 8.17. К интегрированию постоянного входного напряжения

При интегрировании входного гармонического напряжения

$$u_{\text{вых}} \Big|_{u_c(0)=0} = -\frac{1}{RC} \int U_m \sin \omega t dt + u_c(0) = -\frac{1}{\omega RC} U_m \cos \omega t . \quad \text{Коеф-}$$

фициент усиления по напряжению интегратора зависит от частоты и параметров элементов цепи обратной связи: $K_u = \frac{U_{\text{мвых}}}{U_{\text{мвх}}} = \frac{1}{2\pi f RC} .$

Логарифмический усилитель – устройство (или схема), сигнал на выходе которого прямо пропорционален натуральному логарифму от входного сигнала. У *антилогарифмирующего усилителя* входной сигнал прямо пропорционален натуральному логарифму от модуля выходного сигнала. На рисунке 8.18 приведены схемы логарифмического и антилогарифмического усилителей. В основе функционирования устройств лежит использование характеристики прямой ветви диода VD , имеющей экспоненциальную зависимость.

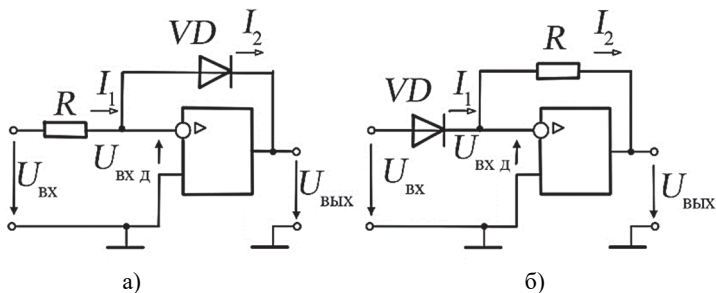


Рис. 8.18. Схема логарифмического усилителя (а) и схема антилогарифмического усилителя (б)

Для схемы логарифмического усилителя (рис. 8.18а) с учетом того, что входной ток ОУ принят равным нулю и $U_{\text{вх д}} \approx 0$,

можно записать: $I_1 = I_2$, $I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R}$, для тока диода VD

$I_2 = I_0 (e^{\frac{U_{\text{вх}}}{m\varphi_T}} - 1) \approx I_0 e^{\frac{U_{\text{вх}}}{m\varphi_T}}$, где I_0 – обратный ток диода, φ_T – тепловой потенциал, m – корректирующий множитель ($0 < m < 1$).

В таком случае входное напряжение $U_{\text{вх}} = RI_0 e^{\frac{U_{\text{вх}}}{m\varphi_T}}$, а выходное напряжение пропорционально натуральному логарифму от входного напряжения $U_{\text{вх}} = -m\varphi_T \ln \frac{U_{\text{вх}}}{RI_0}$. Диапазон изменения входного напряжения для такой схемы лежит в пределах двух декад, так как при больших токах необходимо учитывать сопротивление диода и зависимость корректирующего множителя m от тока.

Для исключения влияния корректирующего множителя вместо диода в цепь обратной связи включают транзистор, что обеспечивает удовлетворительную точность выполнения операции логарифмирования в гораздо большем диапазоне изменения входного напряжения.

Для схемы антилогарифмического усилителя (рис. 8.18б) уравнения для токов имеют вид: $I_1 = I_2$, $I_2 = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R}$, для тока диода VD $I_1 = I_o(e^{\frac{U_{\text{ВХ}}}{m\varphi_T}} - 1) \approx I_o e^{\frac{U_{\text{ВХ}}}{m\varphi_T}}$. Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = -RI_o e^{\frac{U_{\text{ВХ}}}{m\varphi_T}}$, входное напряжение пропорционально натуральному логарифму от выходного напряжения $U_{\text{ВХ}} = m\varphi_T \ln \frac{|U_{\text{ВЫХ}}|}{RI_o}$.

8.7. Применение ОУ в нелинейных схемах

Использование ОУ в нелинейных схемах осуществляется в области насыщения, когда $U_{\text{ВЫХ}} = \pm U_{\text{нас}}$ и не зависит от входного дифференциального напряжения. Схема замещения ОУ в области насыщения представлена на рис. 8.19.

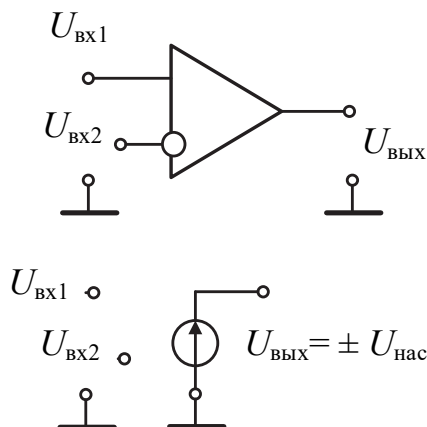


Рис. 8.19. Схема замещения ОУ в области насыщения

ОУ широко используются для реализации нелинейных устройств – компараторов, триггеров Шмитта, генераторов сигналов различной формы.

8.7.1. Компаратор

Компаратор осуществляет переключение выходного напряжения, когда аналоговый входной сигнал становится выше или ниже определенного уровня. В простейшем случае используют ОУ без организации обратной связи. С учетом того, что $\Delta U_{\text{вх д}} = U_{\text{вх д макс}} - U_{\text{вх д мин}} \ll U_{\text{нас}}$, переключение происходит при очень малой величине дифференциального входного напряжения (рис. 8.20), поэтому возможно сравнение значений двух напряжений почти без потери точности. При смене знака дифференциального входного напряжения выходное напряжение практически мгновенно переходит с одного уровня насыщения к другому. Величина скорости нарастания выходного напряжения относится к основным параметрам ОУ (см. табл. 8.1).

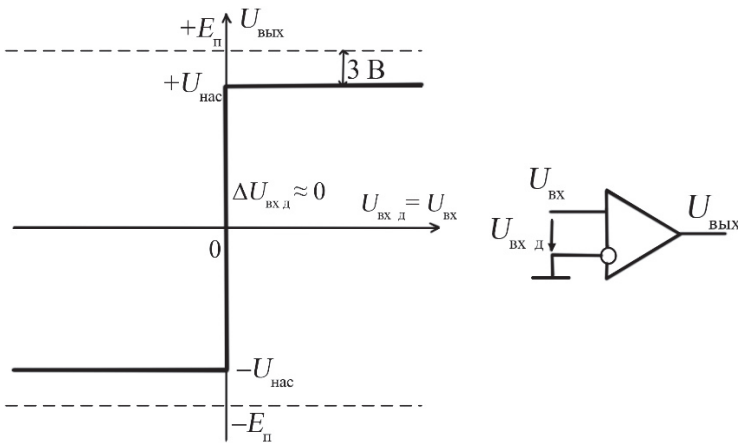


Рис. 8.20. Передаточная характеристика компаратора

Выходное напряжение компаратора принимает два значения:

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{\text{нас}}, & U_{\text{вх}} \geq \frac{\Delta U_{\text{вх д}}}{2} \approx 0 \\ -U_{\text{нас}}, & U_{\text{вх}} < -\frac{\Delta U_{\text{вх д}}}{2} \approx 0 \end{cases}. \text{ Такой компаратор называют}$$

нуль-компаратором, так как переключение происходит практически при нулевом входном дифференциальном напряжении.

Компаратор со смещением производит переключение при достижении входного напряжения определенного значения $U_{см}$, отличного от нуля. На рисунке 8.21 приведена схема и передаточная характеристика компаратора со смещением, для которого

$$U_{вх д} = U_{см} - U_{вх}, \text{ выходное напряжение } U_{вых} = \begin{cases} -U_{нас}, & U_{вх} \geq U_{см} \\ U_{нас}, & U_{вх} < U_{см} \end{cases}.$$

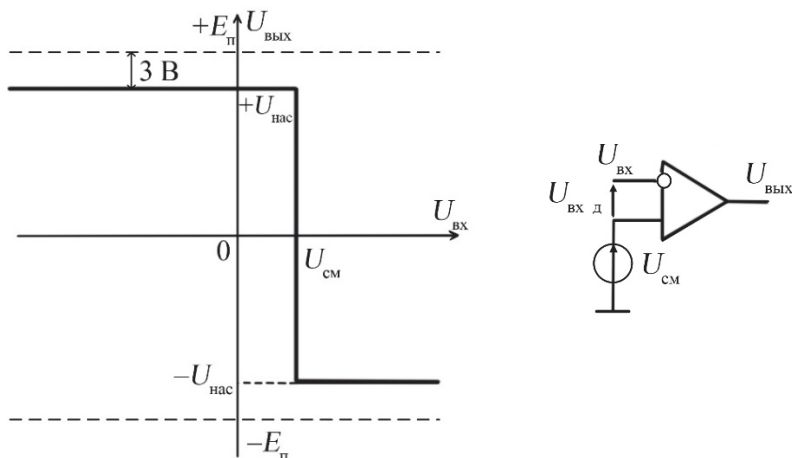


Рис. 8.21. Передаточная характеристика компаратора со смещением

Приведенные схемы имеют ограниченный диапазон входных напряжений. Для сравнения больших напряжений используют схему с диодами (рис. 8.22).

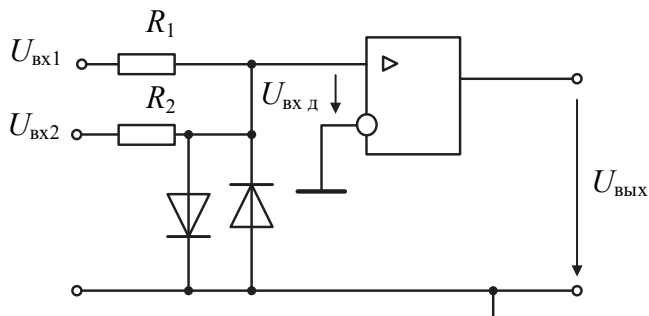


Рис. 8.22. Схема компаратора с диодами

Наличие диодов обеспечивает $|U_{\text{вх д}}| \leq 0,7 \text{ В}$, переключение происходит при переходе значения входного дифференциального напряжения через нуль, при этом $\frac{U_{\text{вх1}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{вх2}}}{R_2}$. Сравниваемые напряжения, подаваемые на первый и второй входы должны иметь разные знаки.

8.7.2. Триггер Шмитта

Триггер Шмитта функционально является компаратором, уровни включения и выключения которого не совпадают как у обычного компаратора, а различаются на величину, называемую гистерезисом переключения. Выходное напряжение переходит скачкообразно от одного уровня к другому из двух постоянных значений напряжения.

В *инвертирующем триггере Шмитта* скачкообразное изменение уровня выходного напряжения происходит за счет наличия положительной обратной связи через делитель напряжения $R_1 - R_2$ (рис. 8.23).

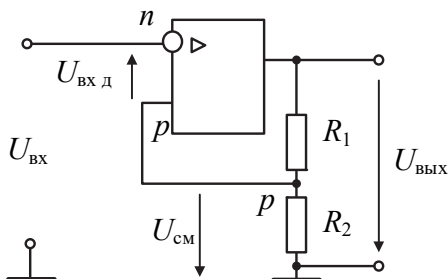


Рис. 8.23. Схема инвертирующего триггера Шмитта

Если к n -входу приложено большое отрицательное напряжение, то выходное напряжение будет равно $U_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}$, при этом напряжение на p -входе будет равно $U_p = U_{\text{вых}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \gamma \cdot U_{\text{нас}}$. Это напряжение называют *напряжением смещения* или *порогом*

срабатывания и обозначают $U_{\text{см}} = U_{\text{вых}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \gamma \cdot U_{\text{нас}}$. В таком

случае входное дифференциальное напряжение положительно $U_{\text{вх д}} = U_p - U_n > 0$, а напряжение на выходе не меняется. При увеличении входного напряжения n -входа состояние устройства не изменится до тех пор, пока это напряжение не станет равным напряжению смещения $U_{\text{вх}} = U_n = U_{\text{см}}$ (*верхний порог срабатывания*) и $U_{\text{вх д}} \approx 0$. Наличие ПОС обеспечивает скачкообразное переключение выходного напряжения до значения $U_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}$, напряжение на p -входе станет равным $U_p = U_{\text{вых}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -\gamma \cdot U_{\text{нас}}$. Входное

дифференциальное напряжение будет отрицательным $U_{\text{вх д}} = U_p - U_n < 0$, обеспечивающим стабильное состояние устройства. Дальнейшее переключение произойдет при достижении напряжения n -входа значения $U_{\text{вх}} = U_n = -U_{\text{см}}$ (*нижний порог срабатывания*). Таким образом, триггер Шмитта имеет два стабильных состояния и передаточную характеристику гистерезисного типа (рис. 8.24). Ширина гистерезисной петли $\Delta U_{\text{гист}} = 2U_{\text{см}} = 2\gamma \cdot U_{\text{нас}}$.

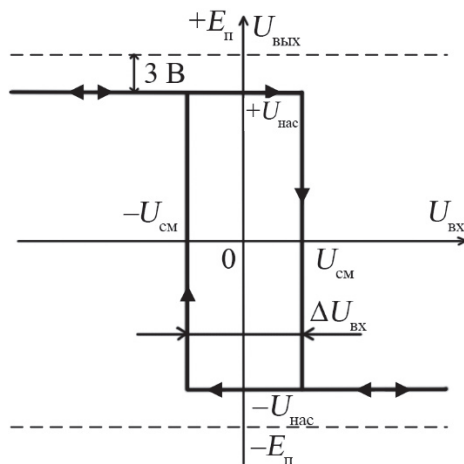


Рис. 8.24. Передаточная характеристика инвертирующего триггера Шмитта

Область применения триггера Шмитта – преобразование входного периодического напряжения в напряжение прямоугольных импульсов с заданным временем переключения $t_{\text{выкл}}(t_-)$ и $t_{\text{вкл}}(t_+)$. Для входного гармонического сигнала время переключения определяется верхним и нижним порогом срабатывания триггера Шмитта:

$$u_{\text{вх}}(t_{\text{выкл}}) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{нас}} = \gamma U_{\text{нас}}, \quad u_{\text{вх}}(t_{\text{вкл}}) = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{нас}} = -\gamma U_{\text{нас}}.$$

Пример 8.1. Для схемы, построенной на операционном усилителе (рис. 8.23), построить совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов, если на вход подаётся гармонический сигнал с амплитудой $U_m = 2 \text{ В}$. Параметры элементов схемы: $R_1 = 100 \text{ кОм}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$. Параметры операционного усилителя: $U_{\text{нас}} = \pm 13 \text{ В}$.

Решение. Схема с операционным усилителем и положительной обратной связью определяет работу операционного усилителя в нелинейном режиме (инвертирующий триггер Шмитта). Напряжение на выходе может принимать значения $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}} = \pm 13 \text{ В}$. Условие переключения триггера Шмитта определяется порогом срабатывания (напряжением смещения):

$$u_n = u_{\text{вх}}, \quad u_p = u_{\text{вых}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad \text{При заданных исходных данных}$$

переключение происходит, если $u_{\text{вх}} = \pm U_{\text{нас}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} =$

$$= \pm 13 \left(\frac{10 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} \right) = \pm 1,18 \text{ В}. \quad \text{Для гармонического входного}$$

сигнала с амплитудой $U_m = 2 \text{ В}$ моменты переключения (время срабатывания) определяются из условий $u_{\text{вх}}(t_-) = 2 \sin \omega t_- = 1,18 \text{ В}$ и $u_{\text{вх}}(t_+) = 2 \sin \omega t_+ = -1,18 \text{ В}$. На рисунке 8.25 представлены совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов.

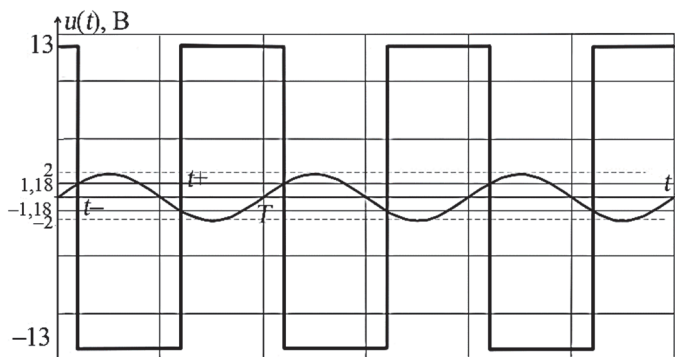


Рис. 8.25. Совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов инвертирующего триггера Шмитта

Если в компараторе с делителем напряжения p -вход через резистивную ветвь подключить к выходу, то получится схема *неинвертирующего триггера Шмитта*. Схема неинвертирующего триггера Шмитта представлена на рис. 8.26.

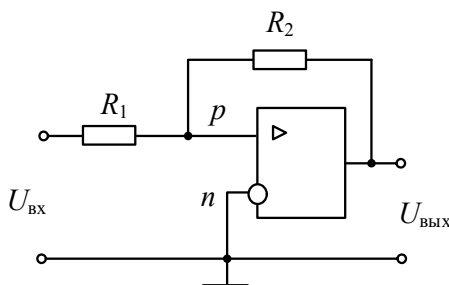


Рис. 8.26. Схема неинвертирующего триггера Шмитта

Если на вход схемы подано большое положительное напряжение, то на выходе схемы стабильное состояние $U_{\text{ВЫХ}} = +U_{\text{нас}}$. Пока напряжение p -входа не станет равным нулю, выходное напряжение не будет меняться. Напряжение p -входа $U_p = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1} + \frac{U_{\text{нас}}}{R_2} = 0$, когда входное напряжение станет равным

$U_{\text{вх выкл}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{\text{нас}}$, при этом выходное напряжение скачкообразно

изменится и станет равным $U_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}$. Момент скачкообразного изменения зависит только от параметров цепи положительной обратной связи. Состояние устройства будет стабильным, пока входное напряжение не станет равным $U_{\text{вх вкл}} = \frac{R_1}{R_2} U_{\text{нас}}$, в таком случае

произойдет переключение выходного напряжения до уровня $U_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}$. Неинвертирующий триггер Шмитта имеет два стабильных состояния и передаточную характеристику гистерезисного типа (рис. 8.27). Ширина гистерезисной петли

$\Delta U_{\text{гист}} = 2 \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{\text{нас}}$. При периодическом входном напряжении

включение триггера происходит в момент $t_{\text{вкл}} (t_+)$, когда

$u_{\text{вх}} (t_{\text{вкл}}) = \frac{R_1}{R_2} U_{\text{нас}}$, выключение триггера происходит в момент $t_{\text{выкл}}$

(t_-) , $u_{\text{вх}} (t_{\text{выкл}}) = -\frac{R_1}{R_2} U_{\text{нас}}$.

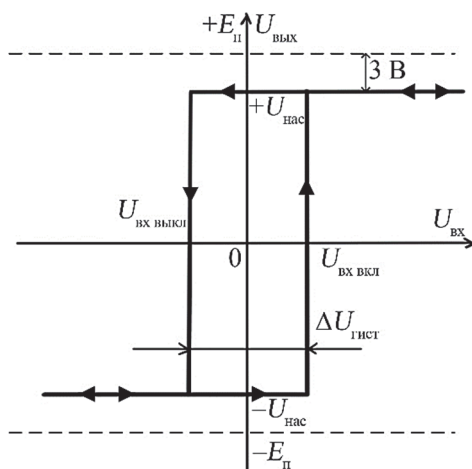


Рис. 8.27. Передаточная характеристика неинвертирующего триггера Шмитта

Пример 8.2. Для схемы, построенной на операционном усилителе (рис. 8.26), построить совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов, если на вход подаётся гармонический сигнал с амплитудой $U_m = 2$ В. Параметры элементов схемы: $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 100$ кОм. Параметры операционного усилителя: $U_{\text{нас}} = \pm 13$ В.

Решение. Схема с операционным усилителем и положительной обратной связью определяет работу операционного усилителя в нелинейном режиме (неинвертирующий триггер Шмитта). Напряжение на выходе может принимать значения $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}} = \pm 13$ В. На рисунке 8.28 представлена расчетная схема для определения условия переключения триггера Шмитта:

$$i_1 = \frac{u_{\text{вх}}}{R_1}, i_2 = -\frac{u_{\text{вых}}}{R_2}, i_1 \approx i_2 \text{ (принимаяем } u_{\text{вх д}} \approx 0 \text{)}.$$

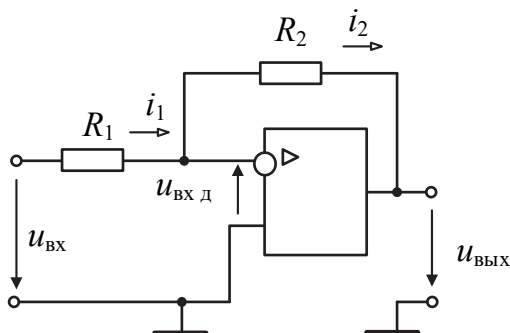


Рис. 8.28. Расчетная схема примера 8.2

В момент переключения $u_{\text{вых}} = \pm U_{\text{нас}}$, следовательно $u_{\text{вх}} = \pm U_{\text{нас}} \frac{R_1}{R_2} = \pm 13 \frac{10 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = \pm 1,3$ В. Для гармонического входного сигнала с амплитудой $U_m = 2$ В моменты переключения (время срабатывания) определяются из условий $u_{\text{вх}}(t_+) = 2 \sin \omega t_+ = 1,3$ В и $u_{\text{вх}}(t_-) = 2 \sin \omega t_- = -1,3$ В. На рисунке 8.29 представлены совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов.

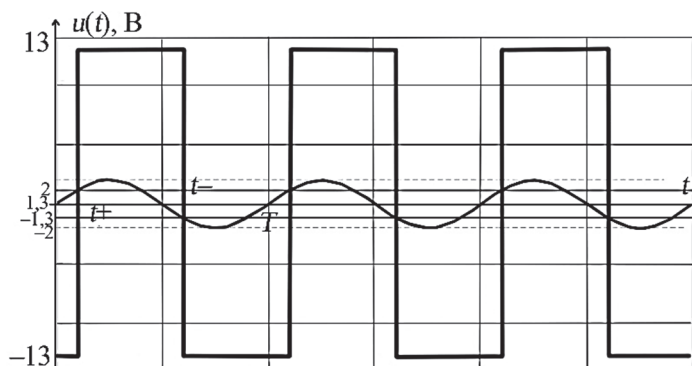


Рис. 8.29. Совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов неинвертирующего триггера Шмитта

8.7.3. Симметричный и несимметричный мультивибраторы

Мультивибратор – электронное устройство, генерирующее колебания практически прямоугольной формы. В электронной технике используются самые различные мультивибраторы, которые различаются между собой схемной реализацией, типом используемых активных компонентов (ламповые, транзисторные, тиристорные, микроэлектронные и др.), режимом работы (автоколебательный, ждущие, с внешней синхронизацией), видом связи между усилительными элементами, способам регулировки длительности и частоты генерируемых импульсов и другими параметрами.

Название «мультивибратор» отражает тот факт, что в спектре выходных прямоугольных колебаний мультивибратора присутствует множество высших гармоник, в отличие от генератора синусоидальных колебаний (моновибратора).

Симметричный мультивибратор генерирует прямоугольные колебания, у которых длительность импульса и длительность паузы одинаковы («меандр»). Мультивибратор, схема которого представлена на рис. 8.30а, состоит из инвертирующего триггера Шмитта, охваченного обратной связью с помощью интегрирующей цепи. Более удобной для анализа является схема симметричного мультивибратора, представленная на рис. 8.30б.

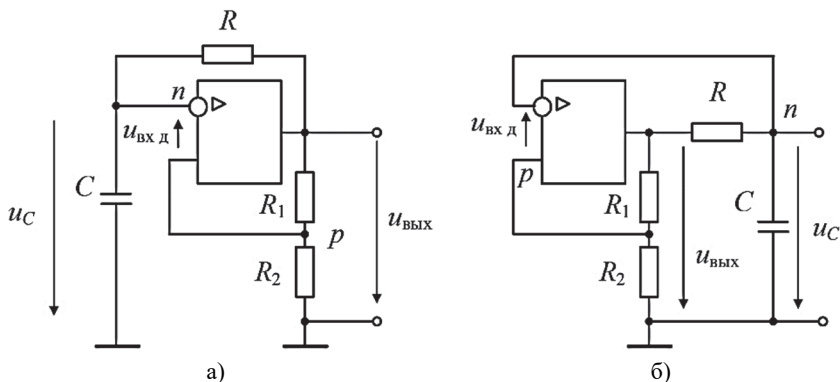


Рис. 8.30. Схема симметричного мультивибратора:

а – исходная; б – более компактная

Когда напряжение (потенциал) на n -входе достигнет порога срабатывания триггера Шмитта, выходное напряжение скачкообразно изменится и примет противоположное значение напряжения насыщения. Напряжение на n -входе совпадает с напряжением на конденсаторе $u_n(t) = u_C(t)$. Анализ работы мультивибратора основан на решении дифференциального уравнения

$$\frac{du_n}{dt} = \pm \frac{u_{\text{вых}} - u_n}{RC} = \pm \frac{U_{\text{нас}} - u_n}{RC}. \quad \text{При начальных условиях}$$

$$u_n(0) = -\gamma \cdot U_{\text{нас}} \text{ решение уравнения имеет вид } u_n(t) = u_C(t) = U_{\text{нас}} \left(1 - (1 + \gamma) e^{-\frac{t}{RC}} \right),$$

что соответствует заряду конденсатора (рис. 8.31). Пока не произошло переключение напряжение на p -входе не меняется и равно $u_p = \gamma \cdot U_{\text{нас}}$. Входное дифференциальное напряжение меняется по экспоненциальному закону

$$u_{\text{вх д}}(t) = u_p - u_n = U_{\text{нас}} \left[(\gamma - 1) - (1 + \gamma) e^{-\frac{t}{RC}} \right].$$

Переключение произойдет в момент времени $t_{\text{выкл}} = RC \cdot \ln \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma}$, когда $u_{\text{вх д}}(t_{\text{выкл}}) \approx 0$.

Время переключения определяет длительность положительного импульса $t_{\text{и}}^+ = RC \cdot \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma}$. После переключения напряжение на p -входе скачкообразно изменится до значения $u_p = -\gamma \cdot U_{\text{нас}}$, и конденсатор начнет разряжаться. Повторное переключение произойдет через время $t_{\text{вкл}} = RC \cdot \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma}$, т.е. длительность отрицательного импульса также будет равна $t_{\text{и}}^- = RC \cdot \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma}$. Период колебаний мультивибратора $T = t_{\text{и}}^+ + t_{\text{и}}^- = 2RC \cdot \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma}$.

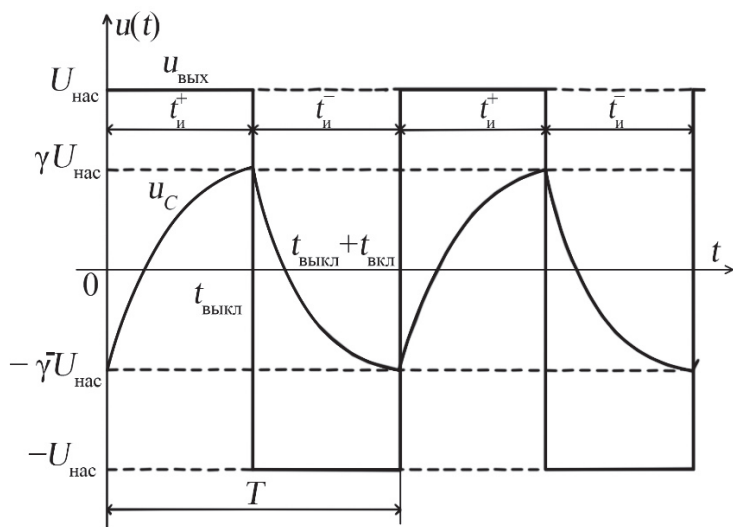


Рис. 8.31. Совмещенные диаграммы выходного напряжения и напряжения на конденсаторе симметричного мультивибратора

Несимметричный мультивибратор генерирует прямоугольные колебания, у которых длительность положительного импульса и отрицательного импульса неодинаковы. На рисунке 8.32

представлена схема несимметричного мультивибратора, содержащего диоды в цепи обратной связи. У мультивибратора $U_{см}^+ = U_{см}^- = \gamma U_{нас}$, но длительность отрицательного импульса определяется как $t_n^- = R_3 C \cdot \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma}$, длительность положительного импульса $t_n^+ = R_4 C \cdot \ln \frac{1+\gamma}{1-\gamma}$, где $\gamma = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Период колебаний мультивибратора $T = t_n^+ + t_n^-$.

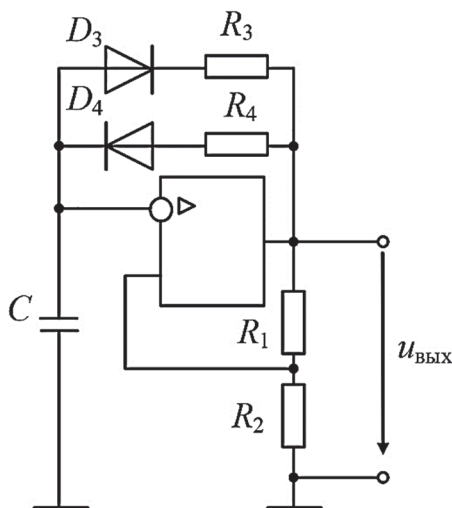


Рис. 8.32. Схема несимметричного мультивибратора

На рисунке 8.33 представлены совмещенные диаграммы выходного напряжения и напряжения на конденсаторе несимметричного мультивибратора.

Несимметричный мультивибратор может быть реализован и в схеме, представленной на рис. 8.34.

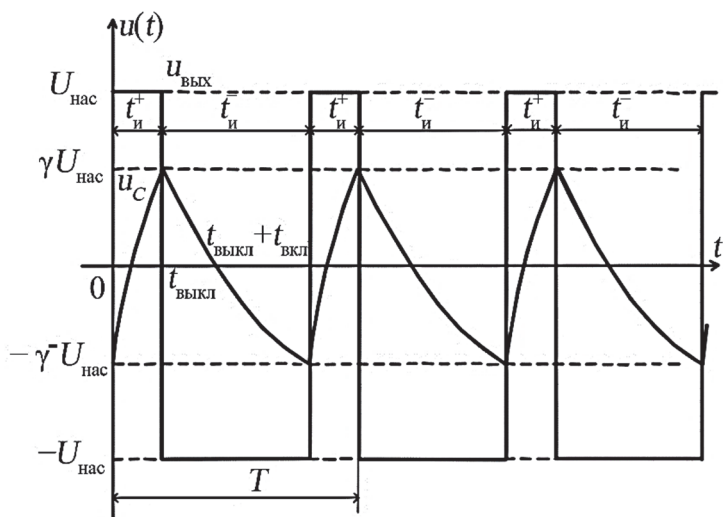


Рис. 8.33. Совмещенные диаграммы выходного напряжения и напряжения на конденсаторе несимметричного мультивибратора

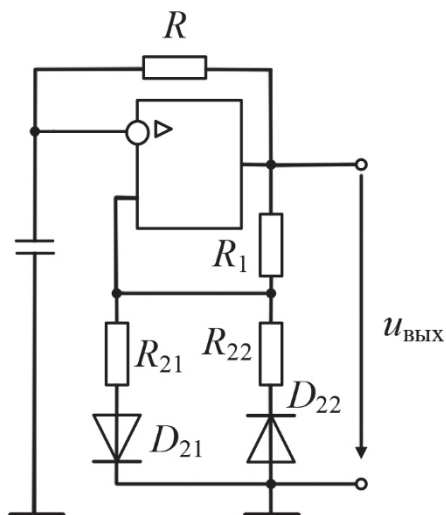


Рис. 8.34. Схема несимметричного мультивибратора

В этом случае разными являются пороговые значения, при которых происходит переключение триггера Шмитта:

$$U_{\text{см}}^+ = \gamma^+ U_{\text{м}}, \gamma^+ = \frac{R_{21}}{R_1 + R_{21}}; U_{\text{см}}^- = \gamma^- U_{\text{м}}, \gamma^- = \frac{R_{22}}{R_1 + R_{22}}.$$

В результате длительность отрицательного импульса определяется как $t_{\text{н}}^- = RC \cdot \ln \frac{1+\gamma^+}{1-\gamma^-}$, длительность положительного импульса

$$t_{\text{н}}^+ = RC \cdot \ln \frac{1+\gamma^-}{1-\gamma^+}, \quad t_{\text{н}}^- \neq t_{\text{н}}^+.$$

Период колебаний мультивибратора

$T = t_{\text{н}}^+ + t_{\text{н}}^-$. На рисунке 8.35 представлены совмещенные диаграммы выходного напряжения и напряжения на конденсаторе несимметричного мультивибратора.

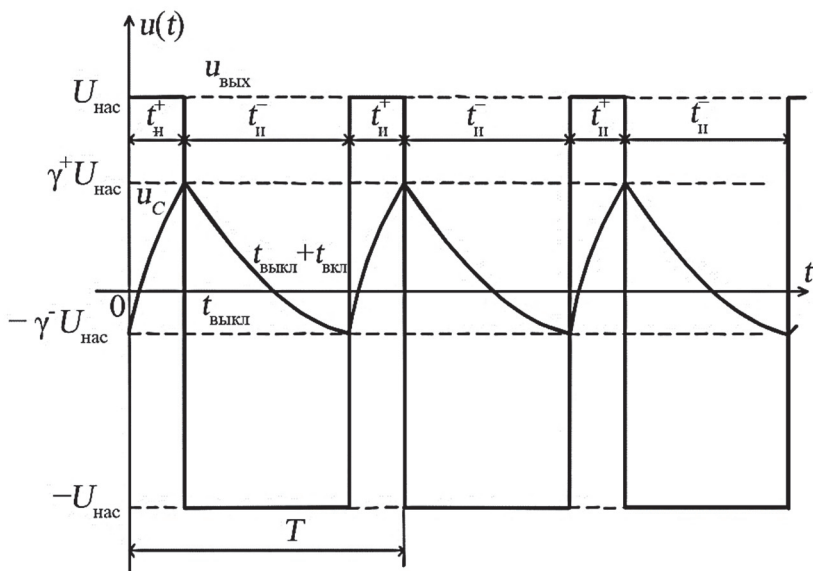


Рис. 8.35. Совмещенные диаграммы выходного напряжения и напряжения на конденсаторе несимметричного мультивибратора

8.7.4. Ждущий мультивибратор

Назначение *ждущего мультивибратора* – получение одиночного импульса заданной длительности. Ждущий мультивибратор также называют *одновибратором*. Одновибратор в ответ на запускаящий импульс выдает один импульс прямоугольной формы заданной длительности, после чего возвращается в исходное состояние. На рисунке 8.36 представлена схема одновибратора с триггером Шмитта, охваченном ПОС, дополнительной ветвью с диодом D_1 и цепью запуска (диод D_2 , R_3 , C_1).

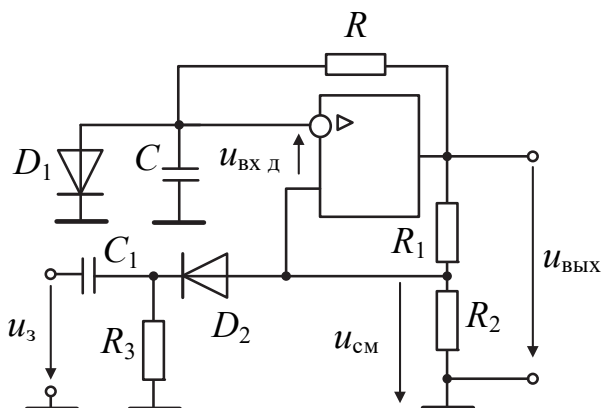


Рис. 8.36. Схема ждущего мультивибратора

Конденсатор C называют *времязадающим*, а конденсатор C_1 в управляющей цепи – *дифференцирующим*.

Положим, что до включения источников питания ОУ $E_{\text{н}} = \pm 15$ В конденсатор C разряжен. При включении питания конденсатор начнет заряжаться до напряжения $u_c = U_{\text{д0}} \approx 0$. Диод D_1 обеспечивает устойчивость состояния, входное дифференциальное напряжение будет иметь значение $u_{\text{ВХ Д}} \approx u_{\text{см}}$, где $u_{\text{см}} = U_{\text{нас}} \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + (R_2 \parallel R_3)}$,

следовательно, на выходе напряжение $u_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}$ не будет меняться (рис. 8.37а, участок 0–1). Чтобы изменить состояние и обеспечить переключение триггера Шмитта необходимо подать *управляющий сигнал* цепи запуска. Управляющее напряжение должно быть отрицательной полярности и малой длительности $u_3 \approx -(U_{\text{см}} + U_{\text{д0}})$ (рис. 8.37б). После подачи «запускающего сигнала» происходит переключение триггера Шмитта, напряжение на выходе скачкообразно устанавливается равным $u_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}$

(рис. 8.37а, участок 1–2); диод D_1 закрывается; конденсатор начинает перезаряжаться. Управляющий сигнал заканчивается, диод D_2 закрывается и пороговое напряжение, при котором произойдет повторное переключение схемы, становится равным

$$u_{\text{см}} = -U_{\text{нас}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -\gamma U_{\text{нас}}.$$

Как только напряжение на конденса-

торе достигнет порогового значения (рис. 8.37а, участок 2–3) произойдет повторное переключение и напряжение на выходе станет равным $u_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}$ (рис. 8.37а, участок 3–4). Конденсатор C зарядится до значения $u_C = U_{\text{д0}}$, состояние будет устойчивым и напряжение на выходе не будет меняться (рис. 8.37а, участок 4–5), пока повторный управляющий импульс не выведет его из этого состоя-

ния. *Время рабочей стадии* $t_p = RC \cdot \ln \left(\frac{1}{1 - \gamma} \right)$ с устойчивым состо-

янием $u_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}$ определяет длительность отрицательного импульса; *время восстановления* $t_b = RC \cdot \ln(1 + \gamma)$ необходимо для того, чтобы конденсатор зарядился до значения $U_{\text{д0}}$ и обеспечил устойчивое состояние устройства (рис. 8.37а). *Минимальный период запуска управляющих сигналов* определяется как

$$T_{\text{мин}} = t_p + t_b = RC \cdot \ln \left(\frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \right) \quad (\text{рис. 8.38}).$$

Повторный запуск во время заряда конденсатора не приведет к изменению состояния.

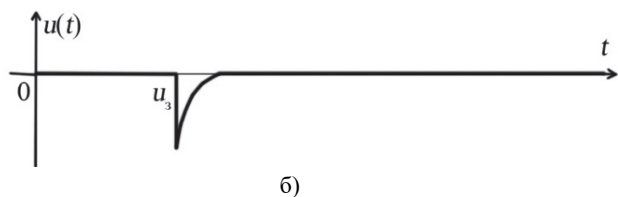
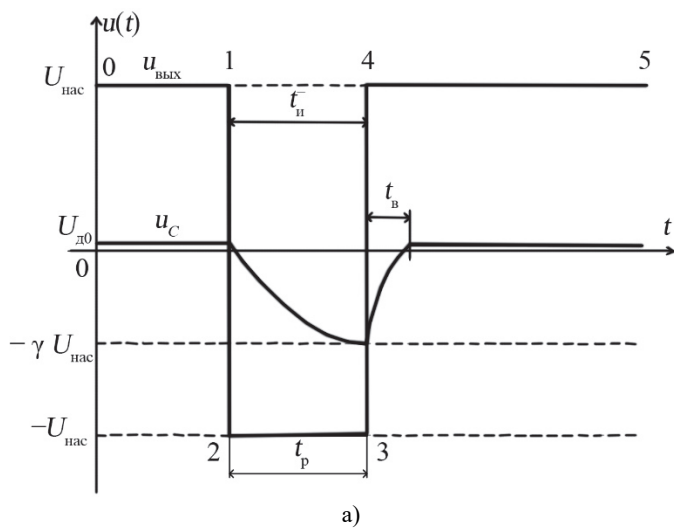


Рис. 8.37. Совмещенные диаграммы выходного напряжения и напряжения на конденсаторе (а) и управляющего сигнала (б) ждущего мультивибратора

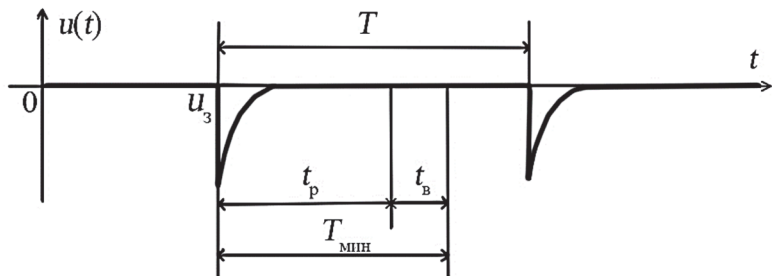


Рис. 8.38. Управляющие импульсы и минимальный период запуска

Контрольные вопросы и задания

1. На какие группы по назначению можно разделить интегральные операционные усилители?
2. Какими основными параметрами должен обладать идеальный операционный усилитель?
3. Нарисуйте структурную схему ОУ и объясните назначение каждого блока.
4. Покажите варианты схемного обозначения ОУ.
5. Что такое амплитудная характеристика операционного усилителя? Нарисуйте амплитудную характеристику и поясните, почему она имеет такой вид?
6. Чем отличается АЧХ интегрального ОУ от АЧХ RC-усилителя и почему?
7. Перечислите основные параметры ОУ и укажите примерные их величины.
8. Какая обратная связь применяется в линейных схемах на ОУ?
9. Нарисуйте схему инвертирующего масштабирующего усилителя. Выведите формулы для основных параметров такого усилителя.
10. Нарисуйте схему неинвертирующего масштабирующего усилителя. Выведите формулы для основных параметров такого усилителя.
11. Нарисуйте схему инвертирующего сумматора. Найдите связь выходного напряжения с входными.
12. Нарисуйте схему неинвертирующего сумматора. Найдите связь выходного напряжения с входными.
13. Нарисуйте схему разностного усилителя. Найдите связь выходного напряжения с входными сигналами.
14. Где применяется логарифмический усилитель?
15. Нарисуйте схему интегратора на ОУ. Найдите связь выходного напряжения с входным.
16. Разработайте схему пилообразного генератора на базе интегратора. Какая форма входного сигнала должна быть в таком генераторе?
17. Как можно использовать ОУ в качестве компаратора?

18. Нарисуйте схему инвертирующего триггера Шмитта и покажите, как выглядит передаточная характеристика такого устройства.

19. Нарисуйте схему неинвертирующего триггера Шмитта и покажите, как выглядит передаточная характеристика такого устройства.

20. Что такое мультивибратор? Как построить симметричный мультивибратор на базе ОУ?

21. Как преобразовать симметричный мультивибратор на базе ОУ в несимметричный?

22. Что такое одновибратор? Из каких узлов построен одновибратор на базе ОУ?

23. Почему одновибратор называют ждущим мультивибратором? Объясните, за счет чего создается «ждущий» режим?

24. Объясните, почему одновибратор вырабатывает только один импульс?

25. Что входит в цепь запуска одновибратора? Каково назначение цепи запуска?

Задачи с решениями

Задача 8.1. Для схемы, построенной на операционном усилителе (рис. 8.39), построить совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов, если на вход подаётся гармонический сигнал с амплитудой 2 В. Параметры элементов схемы: $R_1 = 10 \text{ кОм}$, $R_2 = 100 \text{ кОм}$. Параметры операционного усилителя: $U_{\text{нас}} = \pm 13 \text{ В}$.

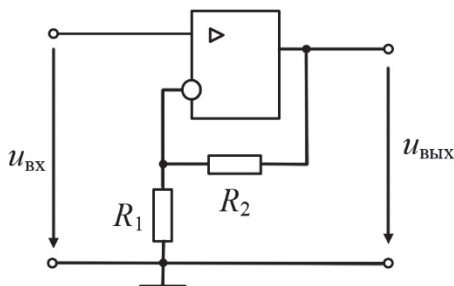


Рис. 8.39. Схема к задаче 8.1

Решение. Схема с операционным усилителем и отрицательной обратной связью определяет работу операционного усилителя в линейном режиме (неинвертирующий усилитель). На рисунке 8.40 представлена расчетная схема для определения коэффициента усиления: $u_p = u_{\text{вх}}$, $u_n = u_{\text{вых}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Полагая $u_{\text{вх д}} = u_p - u_n \approx 0$, сле-

довательно $u_{\text{вх}} = u_{\text{вых}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, коэффициент усиления

$$K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{10 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 11.$$

Входной сигнал $u_{\text{вх}}(t) = 2 \sin \omega t$ В, выходной сигнал $u_{\text{вых}}(t) = 22 \sin \omega t$ В. При достижении $u_{\text{вых}}(t_{\text{нас}}) = \pm U_{\text{нас}}$ выходной сигнал не меняется на участках $\{t_{\text{нас}} \leq t \leq \frac{T}{2} - t_{\text{нас}}; \frac{T}{2} + t_{\text{нас}} \leq t \leq T - t_{\text{нас}}\}$ и равен $u_{\text{вых}}(t) = \pm 13$ В (операционный усилитель в насыщении).

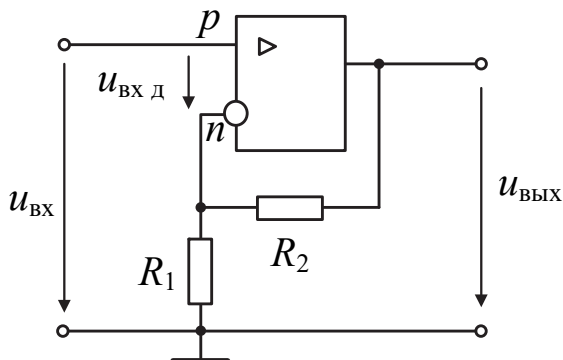


Рис. 8.40. Расчетная схема к задаче 8.1

На рисунке 8.41 представлены совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов.

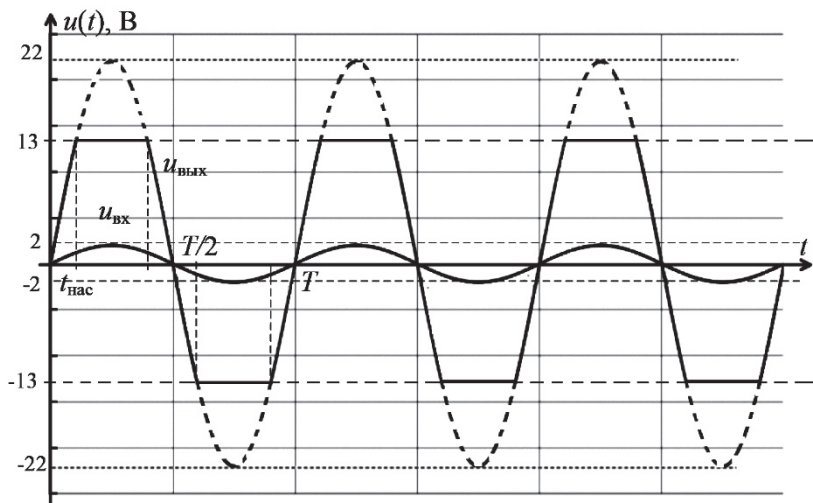


Рис. 8.41. Совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов

Задача 8.2. Для схемы, построенной на операционном усилителе (рис. 8.42), построить совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов, если на вход подаётся гармонический сигнал с амплитудой 2 В. Параметры элементов схемы: $R_1 = 10 \text{ кОм}$, $R_2 = 100 \text{ кОм}$. Параметры операционного усилителя: $U_{\text{нас}} = \pm 13 \text{ В}$.

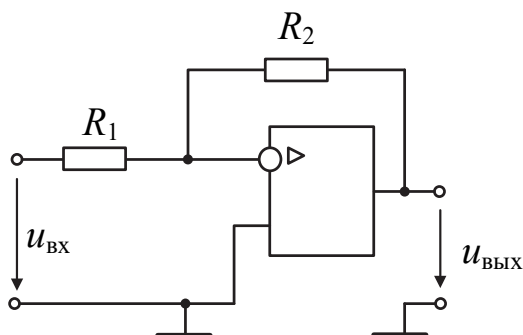


Рис. 8.42. Схема к задаче 8.2

Решение. Схема с операционным усилителем и отрицательной обратной связью определяет работу операционного усилителя в линейном режиме (инвертирующий усилитель). На рисунке 8.43 представлена расчетная схема для определения коэффициента усиления:

$$i_1 = \frac{u_{\text{ВХ}} + u_{\text{ВХ Д}}}{R_1} = \frac{u_{\text{ВХ}} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{K}}{R_1}, \quad i_2 = -\frac{u_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{ВХ Д}}}{R_2} = -\frac{u_{\text{ВЫХ}} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{K}}{R_2},$$

где K – коэффициент усиления операционного усилителя. Так как

$$i_1 \approx i_2, \text{ то } \frac{u_{\text{ВХ}} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{K}}{R_1} = -\frac{u_{\text{ВЫХ}} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{K}}{R_2}, \text{ при } K \rightarrow \infty \quad \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Следовательно, коэффициент усиления $K_u = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_2}{R_1} =$

$$= -\frac{100 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = -10.$$

Входной сигнал $u_{\text{ВХ}}(t) = 2 \sin \omega t$ В, выходной сигнал $u_{\text{ВЫХ}}(t) = -20 \sin \omega t$ В. При достижении $u_{\text{ВЫХ}}(t_{\text{нас}}) = \mp U_{\text{нас}}$ выходной сигнал не меняется на участках $\{t_{\text{нас}} \leq t \leq \frac{T}{2} - t_{\text{нас}};$

$\frac{T}{2} + t_{\text{нас}} \leq t \leq T - t_{\text{нас}}\}$ и равен $u_{\text{ВЫХ}}(t) = \mp 13$ В.

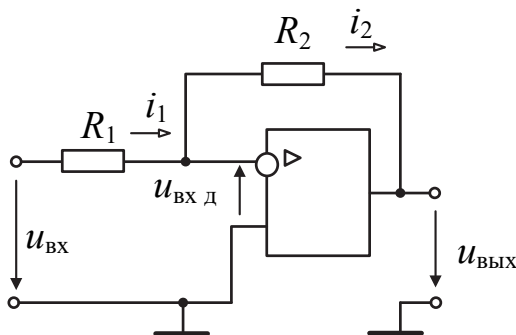


Рис. 8.43. Расчетная схема задачи 8.2

На рисунке 8.44 представлены совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов.

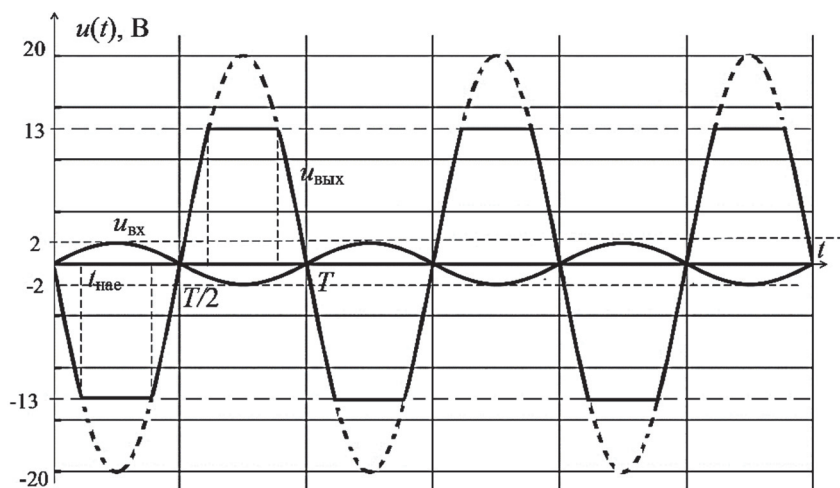


Рис. 8.44. Совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов

Задача 8.3. Для схемы на операционном усилителе (рис. 8.45а) построить совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов, если на вход подаётся сигнал, приведенный на рис. 8.45б. Параметры элементов схемы: $R_1 = 10 \text{ кОм}$, $R_2 = 10000 \text{ кОм}$, $C = 10 \text{ нФ}$. Параметры операционного усилителя: $U_{\text{нас}} = \pm 13 \text{ В}$.

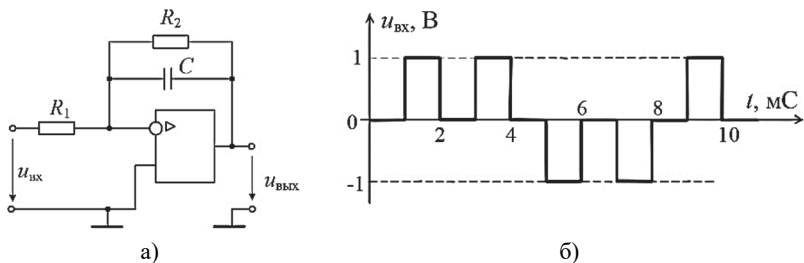


Рис. 8.45. Схема к задаче 8.3 (а) и входной сигнал (б)

Решение. Схема с операционным усилителем и отрицательной обратной RC -связью определяет работу операционного усилителя как инвертирующего интегратора. На рисунке 8.46 представлена расчетная схема для определения коэффициента усиления:

$$i_1 = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_1}, \quad i_2 = -\frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_2}, \quad i_C = C \frac{du_C}{dt} = -C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt}, \quad i_1 \approx i_2 + i_C.$$

Следовательно, $\frac{u_{\text{ВХ}}}{R_1} = -\frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_2} - C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt}$. Так как $R_2 \gg R_1$,

то $\frac{u_{\text{ВХ}}}{R_1} \approx -C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt}$, $du_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{CR_1} u_{\text{ВХ}} dt$, $u_{\text{ВЫХ}}(t) = -\frac{1}{CR_1} \int u_{\text{ВХ}} dt + A$.

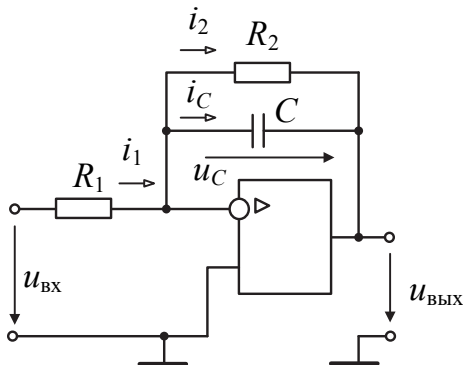


Рис. 8.46. Расчетная схема задачи 8.3

После подстановки численных данных

$$\frac{1}{CR_1} = \frac{1}{10 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^3} = 10^4, \quad u_{\text{ВЫХ}}(t) = -10^4 \int u_{\text{ВХ}} dt + A,$$

где константа A определяется из условия, что значение выходного сигнала не меняется скачком в момент изменения входного сигнала, так как $u_{\text{ВЫХ}}(t) = -u_C(t)$.

При определении выходного сигнала надо учитывать, что $u_{\text{вых}} \leq U_{\text{нас}}$.

Рассмотрим интервал $0 \leq t \leq 1 \cdot 10^{-3}$ (в секундах). Считая, что конденсатор разряжен $u_C(0) = 0$, а $u_{\text{вх}} = 0$, то $u_{\text{вых}}|_{0 \leq t \leq 10^{-3}} = 0$.

На интервале $1 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 2 \cdot 10^{-3}$ входной сигнал $u_{\text{вх}} = 1$ В. Введем относительное время $t^{(1)} = t - 1 \cdot 10^{-3}$, тогда $u_{\text{вых}}(t^{(1)}) = -10^4 \int_{0^{(1)}}^{t^{(1)}} 1 dt + A^{(1)} = -10^4 t^{(1)} + A^{(1)}$, $u_{\text{вых}}(0^{(1)}) = 0$, следовательно, $A^{(1)} = 0$. В момент $t = 2 \cdot 10^{-3}$, $t^{(1)} = 1 \cdot 10^{-3}$ значение выходного сигнала $u_{\text{вых}}|_{t^{(1)}=1 \cdot 10^{-3}} = -10$ В. На этом участке выходной сигнал линейно меняется от нуля до -10 В.

На интервале $2 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 3 \cdot 10^{-3}$ входной сигнал $u_{\text{вх}} = 0$. Введем относительное время $t^{(2)} = t - 2 \cdot 10^{-3}$, тогда $u_{\text{вых}}(t^{(2)}) = A^{(2)}$, $u_{\text{вых}}(0^{(2)}) = -10$ В, следовательно, $A^{(2)} = -10$. На этом участке выходной сигнал не меняется и имеет значение -10 В.

На интервале $3 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 4 \cdot 10^{-3}$ входной сигнал $u_{\text{вх}} = 1$ В. Введем относительное время $t^{(3)} = t - 3 \cdot 10^{-3}$, тогда $u_{\text{вых}}(t^{(3)}) = -10^4 \int_{0^{(3)}}^{t^{(3)}} 1 dt + A^{(3)} = -10^4 t^{(3)} + A^{(3)}$, $u_{\text{вых}}(0^{(3)}) = -10$ В, следовательно, $A^{(3)} = -10$. В момент $t = 4 \cdot 10^{-3}$, $t^{(3)} = 1 \cdot 10^{-3}$ значение выходного сигнала $u_{\text{вых}}|_{t^{(3)}=1 \cdot 10^{-3}} = -20$ В < -13 В. На этом участке выходной сигнал линейно меняется от -10 до -13 В, в момент $t^{(3)} = 0,3 \cdot 10^{-3}$ ($t = 3,3 \cdot 10^{-3}$) выходной сигнал достигает уровня насыщения и не меняется.

На интервале $3 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 4 \cdot 10^{-3}$ выходной сигнал не меняет значения $u_{\text{вых}}|_{4 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 5 \cdot 10^{-3}} = -13$ В.

На интервале $5 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 6 \cdot 10^{-3}$ входной сигнал $u_{\text{вх}} = -1$ В. Введем относительное время $t^{(4)} = t - 3 \cdot 10^{-3}$, тогда $u_{\text{вых}}(t^{(4)}) = -10^4 \int_{0^{(4)}}^{t^{(4)}} (-1) dt + A^{(4)} = 10^4 t^{(4)} + A^{(4)}$, $u_{\text{вых}}(0^{(4)}) = -13$ В, следовательно, $A^{(4)} = -13$. В момент $t = 4 \cdot 10^{-3}$, $t^{(4)} = 1 \cdot 10^{-3}$ значение выходного сигнала $u_{\text{вых}}|_{t^{(4)}=1 \cdot 10^{-3}} = 10 - 13 = -3$ В. На этом участке выходной сигнал линейно меняется от -10 до -3 В.

На интервале $6 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 7 \cdot 10^{-3}$ выходной сигнал не меняет значения $u_{\text{вых}}|_{6 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 6 \cdot 10^{-3}} = -3$ В.

На интервале $7 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 8 \cdot 10^{-3}$ входной сигнал $u_{\text{вх}} = -1$ В. Введем относительное время $t^{(5)} = t - 6 \cdot 10^{-3}$, тогда $u_{\text{вых}}(t^{(5)}) = -10^4 \int_{0^{(5)}}^{t^{(5)}} (-1) dt + A^{(5)} = 10^4 t^{(5)} + A^{(5)}$, $u_{\text{вых}}(0^{(5)}) = -3$ В, следовательно, $A^{(5)} = -3$. В момент $t = 4 \cdot 10^{-3}$, $t^{(4)} = 1 \cdot 10^{-3}$ значение выходного сигнала $u_{\text{вых}}|_{t^{(4)}=1 \cdot 10^{-3}} = 10 - 3 = 7$ В. На этом участке выходной сигнал линейно меняется от -3 до 7 В.

На интервале $8 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 9 \cdot 10^{-3}$ выходной сигнал не меняет значения $u_{\text{вых}}|_{8 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 9 \cdot 10^{-3}} = 7$ В.

На интервале $9 \cdot 10^{-3} \leq t \leq 10 \cdot 10^{-3}$ входной сигнал $u_{\text{вх}} = 1$ В. Введем относительное время $t^{(6)} = t - 9 \cdot 10^{-3}$, тогда $u_{\text{вых}}(t^{(6)}) = -10^4 \int_{0^{(6)}}^{t^{(6)}} 1 dt + A^{(6)} = -10^4 t^{(6)} + A^{(6)}$, $u_{\text{вых}}(0^{(6)}) = 7$ В, следовательно, $A^{(6)} = 7$. В момент $t = 10 \cdot 10^{-3}$, $t^{(6)} = 1 \cdot 10^{-3}$ значение выходного сигнала $u_{\text{вых}}|_{t^{(6)}=1 \cdot 10^{-3}} = -10 + 7 = -3$ В. На этом участке выходной сигнал линейно меняется от 7 до -3 В.

На интервале $t \geq 10 \cdot 10^{-3}$ выходной сигнал не меняет значения $u_{\text{вых}}|_{t \geq 10 \cdot 10^{-3}} = -3$ В. На рисунке 8.47 построены совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов.

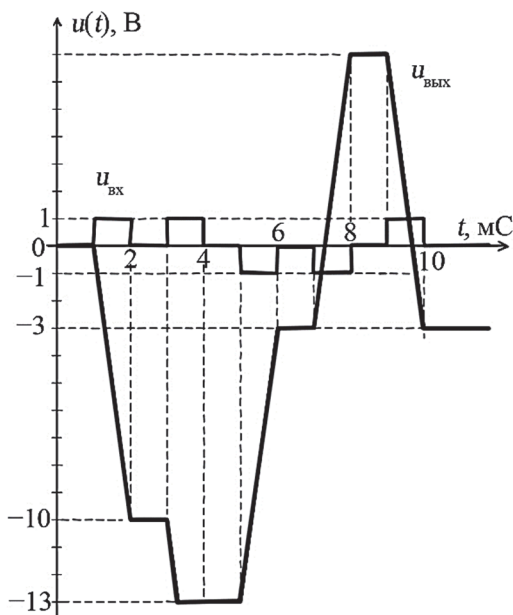


Рис. 8.47. Совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов

Задача 8.4. Определить напряжение на выходе схемы, представленной на рис. 8.48. Параметры элементов $R_1 = 1 \text{ кОм}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$, $E_1 = 1 \text{ В}$, $E_2 = 0,5 \text{ В}$. Параметры операционного усилителя: $U_{\text{нас}} = \pm 13 \text{ В}$.

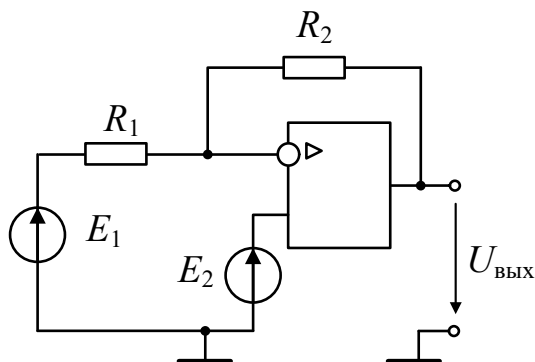


Рис. 8.48. Схема к задаче 8.4

Решение. Схема с операционным усилителем и отрицательной обратной связью определяет работу операционного усилителя в линейном режиме. На рисунке 8.49 представлена расчетная схема для определения напряжения на выходе. С учетом того, что $U_{\text{вх д}} \approx 0$: $I_1 = \frac{E_1 - E_2}{R_1}$, $I_2 = \frac{E_2 - U_{\text{вых}}}{R_2}$. Так как $I_1 \approx I_2$,

$$\frac{E_1 - E_2}{R_1} = \frac{E_2 - U_{\text{вых}}}{R_2}, U_{\text{вых}} = E_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - E_1 \frac{R_2}{R_1}.$$

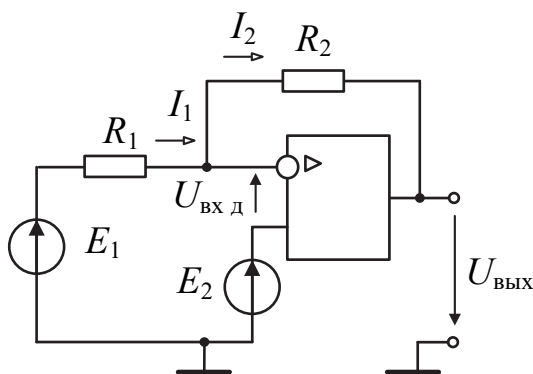


Рис. 8.49. Расчетная схема задачи 8.4

После подстановки численных данных $U_{\text{вых}} = 0,5 \cdot \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10^3} \right) - 1 \cdot \frac{10 \cdot 10^3}{10^3} = -4,5 \text{ В}.$

Задача 8.5. Для схемы, построенной на операционном усилителе (рис. 8.50), построить совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов, если на вход подаётся гармонический сигнал с амплитудой 10 В. Параметры элементов: $R_1 = 50 \text{ кОм}$, $R_2 = 100 \text{ кОм}$, $R_3 = 100 \text{ кОм}$. Параметры операционного усилителя: $U_{\text{нас}} = \pm 13 \text{ В}$. Диоды считать идеальными.

Решение. Схема с операционным усилителем и положительной обратной связью определяет работу операционного усилителя в нелинейном режиме (инвертирующий триггер Шмитта). Напряжение на выходе может принимать значения $u_{\text{вых}} = U_{\text{нас}} = \pm 13 \text{ В}$. На рисунке 8.51 представлена расчетная схема для определения условий переключения триггера Шмитта. Пусть выходное напряжение $u_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}$, тогда диод $D1$ открыт, а диод $D2$ закрыт,

$u_p = u_{\text{вых}} \frac{R_1}{R_1 + R_3}$. В момент переключения (срабатывания триггера)

$u_{\text{вх д}} = u_p - u_n \approx 0$, следовательно, в момент переключения выходного напряжения на $u_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}$ напряжение на входе равно

$u_{\text{вх}}(t_-) = +U_{\text{нас}} \frac{R_1}{R_1 + R_3} = 13 \left(\frac{50 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} \right) = 4,33 \text{ В}$. После пере-

ключения диод $D1$ закрыт, а диод $D2$ открыт, $u_p = -U_{\text{нас}} \frac{R_2}{R_2 + R_3}$

и следующее переключение на $u_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}$ происходит, когда

напряжение на входе равно $u_{\text{вх}}(t_+) = -13 \left(\frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} \right) = -6,5 \text{ В}$.

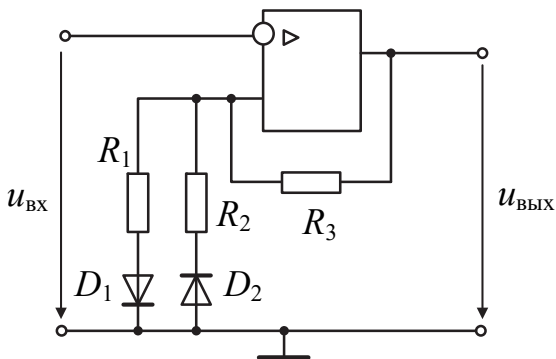


Рис. 8.50. Схема к задаче 8.5

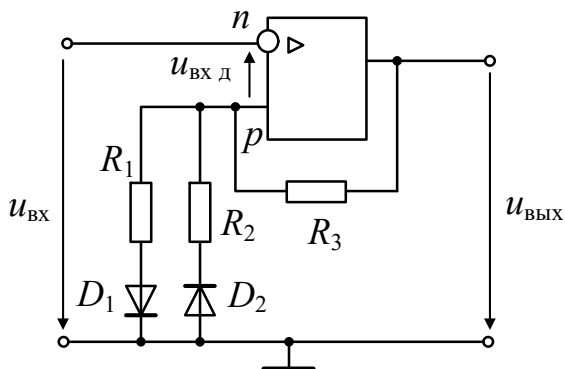


Рис. 8.51. Расчетная схема к задаче 8.5

На рисунке 8.52 представлены совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов.

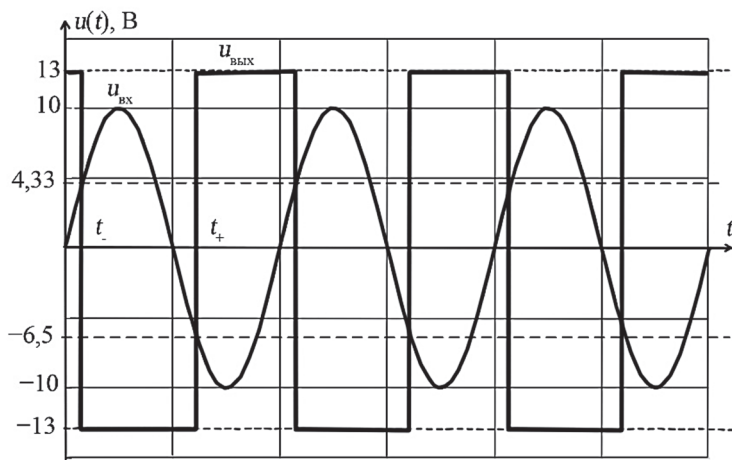


Рис. 8.52. Совмещенные диаграммы входного и выходного сигналов

Задача 8.6. Для схемы (рис. 8.53), построенной на операционном усилителе, определить коэффициент усиления K_{u0} ненагруженной схемы, входное сопротивление $R_{вх}$, нижнюю f_n и верхнюю f_v границы полосы пропускания. Параметры элементов

схемы: $R_1 = 15 \text{ кОм}$, $R_2 = 20 \text{ кОм}$, $R_3 = 100 \text{ кОм}$, $C = 20 \text{ нФ}$.
 Параметры операционного усилителя: частота единичного усиления $f_1 = 1 \text{ МГц}$.

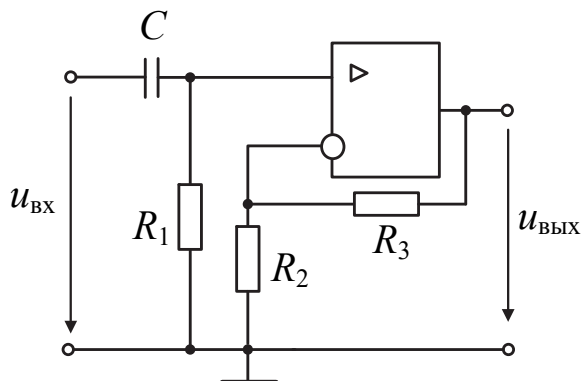


Рис. 8.53. Схема к задаче 8.6

Решение. Схема с операционным усилителем и отрицательной обратной связью определяет работу операционного усилителя в линейном режиме. Для получения амплитудно-частной характеристики воспользуемся операторным методом, для ненагруженной схемы $K_{и\kappa\kappa}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)}$. Операторная расчетная схема представлена на рис. 8.54.

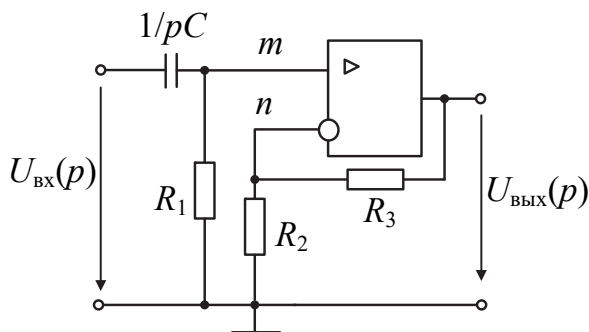


Рис. 8.54. Операторная расчетная схема задачи 8.6

Операторные изображения потенциалов на входе ОУ

$$U_m(p) = U_{\text{вх}}(p) \frac{R_1}{\frac{1}{pC} + R_1} = U_{\text{вх}}(p) \frac{pCR_1}{1 + pCR_1},$$

$$U_n(p) = U_{\text{вых}}(p) \frac{R_2}{R_2 + R_3}.$$

Так как $U_m(p) \approx U_n(p)$, то

$$U_{\text{вх}}(p) \frac{pCR_1}{1 + pCR_1} = U_{\text{вых}}(p) \frac{R_2}{R_2 + R_3}.$$

Операторное изображение коэффициента усиления

$$K_{\text{ухх}}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{(R_2 + R_3)pCR_1}{R_2(1 + pCR_1)} = \frac{\frac{(R_2 + R_3)}{R_2}}{\left(1 + \frac{1}{pCR_1}\right)}.$$

После подстановки $p = j\omega$ получаем частотную зависимость комплексного коэффициента усиления ненагруженной

схемы $\dot{K}_{\text{ухх}}(j\omega) = \frac{\frac{(R_2 + R_3)}{R_2}}{\left(1 + \frac{1}{j\omega CR_1}\right)} = \frac{K_{u0}}{\left(1 - j \frac{\omega_{\text{н}}}{\omega}\right)}$. Нижняя граничная уг-

ловая частота $\omega_{\text{н}} = \frac{1}{CR_1}$, нижняя граничная частота $f_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi CR_1} =$

$= \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^{-9} \cdot 15 \cdot 10^3} \approx 530 \text{ Гц}$. Коэффициент усиления K_{u0} нена-

груженной схемы $K_{u0} = \frac{(R_2 + R_3)}{R_2} = \frac{120 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^3} = 6$. Верхняя гранич-

ная частота находится из соотношения $f_{\text{в}} = \frac{f_1}{K_{u0}} = \frac{10^6}{6} \approx 166,7 \text{ кГц}$.

Входное сопротивление схемы равно $R_{\text{вх}} = R_1 = 15 \text{ кОм}$.

Глава 9. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

9.1. Назначение и основные свойства электронных ключей

В электротехнике и электронике *ключ* – элемент, посредством которого осуществляются *коммутации*: включение и выключение пассивных и активных элементов цепи, источников питания и т.д. При этом полагают, что до коммутации цепь находилась в установившемся режиме (например, в статическом режиме, определяющемся действием постоянных источников), а после коммутации, как правило, начинается переходной процесс (динамический режим). При наличии потерь в цепи переходной процесс заканчивается, и состояние цепи определяется как установившийся режим после коммутации. В установившемся режиме ключевое устройство находится в одном из двух состояний – замкнутом (включенном) или разомкнутом (выключенном). На рисунке 9.1 показана цепь с ключевым устройством SA , состояние устройства определяется током и напряжением ключа ($I_{\text{кл}}$, $U_{\text{кл}}$): в замкнутом состоянии остаточное напряжение $U_{\text{кл}} \approx 0$ (ключ «включен», «открыт для тока»), в разомкнутом состоянии остаточный ток $I_{\text{кл}} \approx 0$ (ключ «выключен», «закрыт для тока»). Идеальный ключ в открытом состоянии представляет собой короткозамкнутый участок $U_{\text{кл}} = 0$, в закрытом состоянии $I_{\text{кл}} = 0$. Параметром ключевого элемента является также сопротивление ключа $R_{\text{кл}} = \frac{U_{\text{кл}}}{I_{\text{кл}}}$ в открытом и закрытом состоянии. Скорость переключения из одного состояния в другое определяет *быстродействие* ключа.

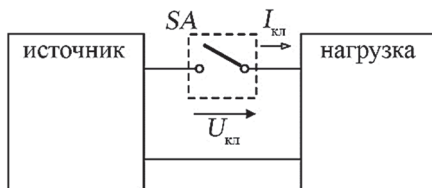


Рис. 9.1. Использование ключа для коммутации нагрузки

Механические ключи (тумблеры, выключатели и т.д.) замыкаются и размыкаются путем механического воздействия. Механические ключи имеют практически идеальные параметры: остаточный ток в разомкнутом состоянии обычно не превышает 10 нА ($R_{\text{кл}} \rightarrow \infty$), в замкнутом состоянии остаточное напряжение на контакте составляет доли микровольта при токах порядка 1 мА ($R_{\text{кл}} \rightarrow 0$). *Электромагнитные ключи* (реле, пускатели и т.д.) применяются для дистанционного управления цепями с помощью управляющих импульсов. В цифровых схемах используют *электронные ключи*, в которых применяются разные электронные приборы. Электронные ключи имеют преимущества по быстродействию, максимальной частоте переключения, надежности контакта и сроку службы.

9.2. Классификация электронных ключей

В зависимости от назначения электронных ключей различают:

- *цифровые ключи*, которые коммутируют напряжения или токи источника питания, т.е. формируют прямоугольные импульсы – сигналы двух уровней (маломощные ключи);
- *аналоговые ключи*, которые осуществляют подключение или отключение источников аналоговых информационных сигналов произвольной формы (маломощные ключи);
- *силовые (мощные) ключи*, которые осуществляют коммутацию токов в (сильноточных) цепях большой мощности и используются в устройствах силовой электроники.

Электронные ключи могут быть *неуправляемые* (в качестве электронных приборов используются диоды, динисторы) и *управляемые* (используют транзисторы, тиристоры, симисторы и т.д.).

9.3. Ключи на БТ

В современных цифровых схемах для коммутаций используются электронные транзисторные ключи. Схема должна содержать ключевой элемент, цепь управления и цепь нагрузки (рис. 9.2а).

Реализация простейшей ключевой схемы с использованием биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, приведена на рис. 9.2б.

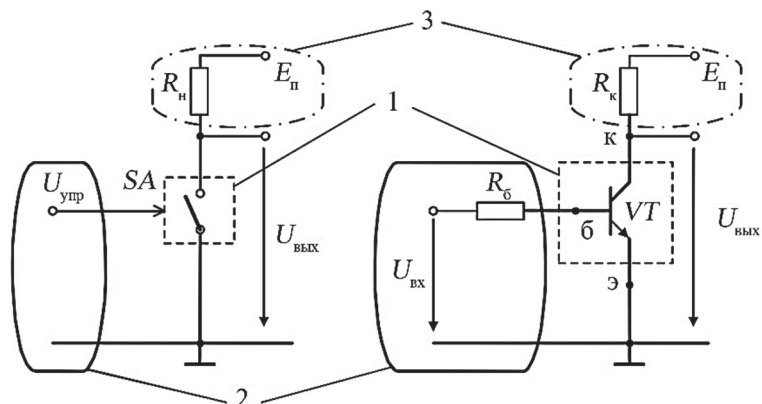


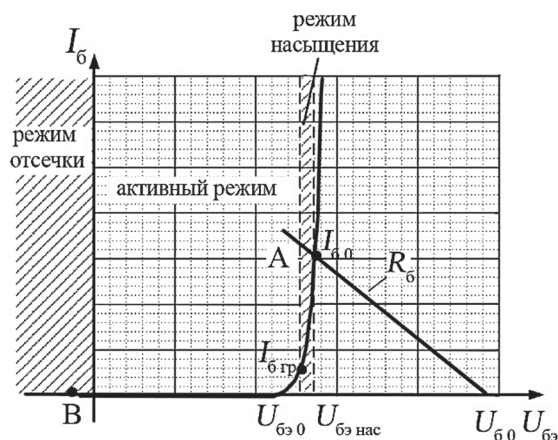
Рис. 9.2. Ключевая схема (а) и ее реализация с использованием биполярного транзистора (б):

1 – ключевой элемент; 2 – цепь управления; 3 – цепь нагрузки

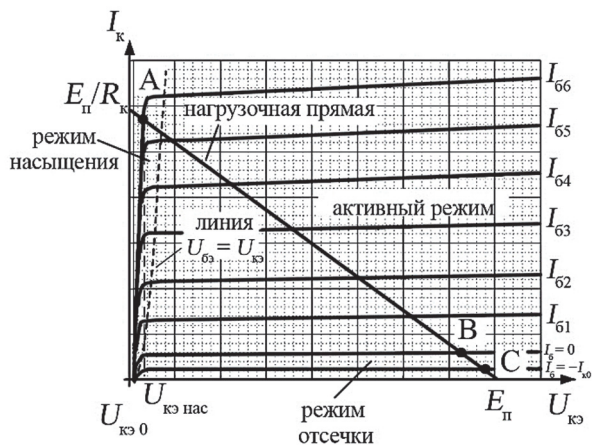
Параметры элементов в схеме выбираются такими, чтобы транзистор находился или в режиме отсечки (ключ выключен, закрыт), или в режиме, близком к насыщению (ключ включен, открыт). В режиме отсечки ЭП и КП смещены в обратном направлении, в режиме насыщения (двойной инжекции) ЭП и КП смещены в прямом направлении. На рисунке 9.3 приведены входная и семейство выходных характеристик БТ с нагрузочной прямой $U_{кэ} = E_{п} - I_{к} R_{к}$.

Закрытому состоянию ключа соответствуют точка С, являющаяся режимом *глубокой отсечки*, и точка В, соответствующая переходу из активного режима в режим отсечки. В режиме отсечки ток имеет минимальное значение, а выходное напряжение $U_{вых} = U_{вых макс} \approx E_{п}$. Открытому состоянию ключа соответствует точка А. Ток имеет максимальное значение $I_{к} \approx E_{п} / R_{к}$, а выходное напряжение – минимальное значение, определяемое остаточным напряжением в режиме насыщения $U_{вых} = U_{вых мин} = U_{кэ нас}$ (см. рис. 9.3б).

Как будет показано далее, для обеспечения режима насыщения ток базы должен находиться в пределах $I_b = I_{b0} > I_{bгр}$, где I_{b0} – отпирающий ток базы, $I_{bгр}$ – граничное значение тока базы, определяющее переход из режима насыщения в активный режим работы транзистора (см. рис. 9.3а).



а)



б)

Рис. 9.3. Входная (а) и семейство выходных (б) характеристик БТ с нагрузочной прямой и отмеченными режимами работы БТ

Для переключения ключа из одного статического состояния в другое необходимо подать на вход такой сигнал, который обеспечивал бы переход транзистора из режима отсечки в режим насыщения и обратно. Переход из области отсечки (рабочая точка В или С) в область насыщения (рабочая точка А) и из области насыщения в область отсечки осуществляется через активную область (рис. 9.4). Таким образом, активная область работы транзистора, являющаяся основной рабочей областью для схем усиления, служит переходной областью при работе БТ в ключевых схемах.

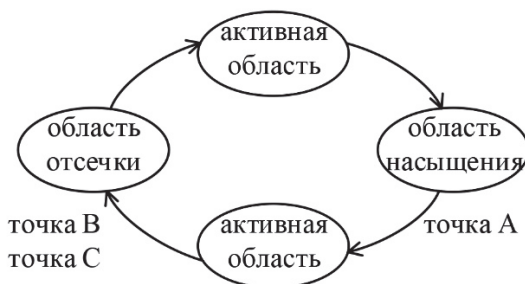


Рис. 9.4. Диаграмма переключений

9.3.1. Закрытое состояние ключа

В закрытом состоянии в ключе должен быть минимальный ток, для идеального ключа в закрытом состоянии $I_{\text{кл}} = 0$. При использовании в ключевой схеме биполярного транзистора полупроводниковый прибор должен находиться в режиме отсечки. Отметим рабочую точку В, соответствующую границе активного режима и режима отсечки на входной характеристике БТ (см. рис. 9.3). В этом режиме $I_{\text{б}} = 0$, $I_{\text{э}} = I_{\text{к}} = I_{\text{к0}}$. В режиме глубокой отсечки (рабочая точка С) $I_{\text{б}} = -I_{\text{к0}}$, $I_{\text{к}} \approx I_{\text{к0}}$, $I_{\text{э}} \approx 0$. Токи очень малы, в зависимости от типа транзистора и технологии его изготовления обратный ток закрытого транзистора $I_{\text{к0}}$ лежит в пределах от 0,1 мА до 1 нА. Транзистор в режиме отсечки может быть представлен эквивалентной

схемой замещения (рис. 9.5а). Если пренебречь обратным током ($I_{к0} = 0$), то транзистор будет иметь схему замещения, соответствующую идеальному ключу (рис. 9.5б).

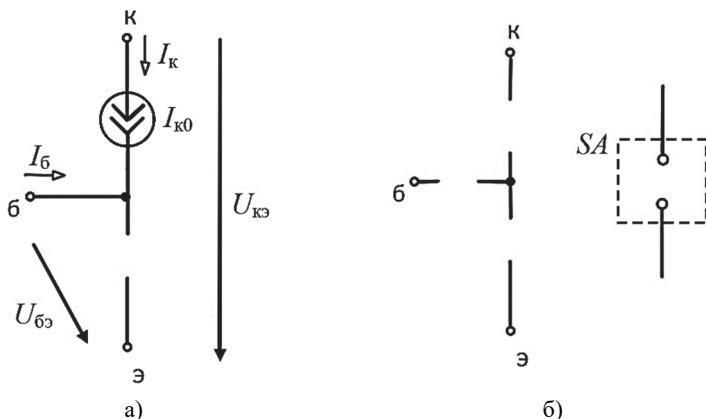


Рис. 9.5. Эквивалентная схема замещения БТ в режиме отсечки (а);
схема замещения при условии $I_{к0} = 0$ (б)

Для обеспечения режима обратного смещения эмиттерного перехода в схему ключа добавляют цепь смещения $E_{см}$, R_2 (рис. 9.6). Полярность источника $E_{см}$ такова, что в отсутствие входного сигнала транзистор находится в режиме отсечки.

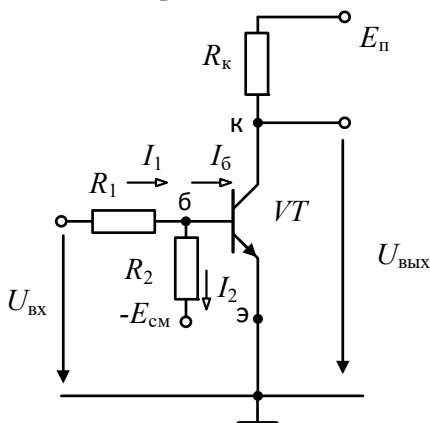


Рис. 9.6. Ключевая схема с дополнительной цепью смещения

При наличии цепи смещения условием для нахождения транзистора в режиме отсечки, т.е. для закрытого состояния ключа,

будет выполнение неравенства:
$$U_{\text{бз}} = \frac{\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} - \frac{|E_{\text{см}}|}{R_2} + I_{\text{к0}}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} < 0.$$
 Для за-

крытого состояния ключа входное напряжение должно быть

$$U_{\text{вх}} < |E_{\text{см}}| \frac{R_1}{R_2} - I_{\text{к0}} R_1.$$

При очень малых обратных токах коллектора в практических случаях допускается работа не в режиме отсечки, а в активном режиме. Этот режим обеспечивается при $U_{\text{бз}} \leq U_{\text{бз0}}$, где $U_{\text{бз0}}$ – напряжение отсечки, определяемое по входной характеристике транзистора (см. рис. 9.3а). Для кремниевых транзисторов $U_{\text{бз0}} \approx 0,5 \dots 0,6$ В, а для германиевых транзисторов $U_{\text{бз0}} \approx 0,2 \dots 0,3$ В. В таком случае для закрытого состояния

ключа
$$U_{\text{бз}} = \frac{\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} - \frac{|E_{\text{см}}|}{R_2} + I_{\text{к0}}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} < U_{\text{бз0}},$$
 входное напряжение

$$U_{\text{вх}} < U_{\text{бз0}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + |E_{\text{см}}| \frac{R_1}{R_2} - I_{\text{к0}} R_1.$$

9.3.2. Открытое состояние ключа

В открытом состоянии ключа ток должен быть максимальным, а напряжение на ключе – минимальным. Эмиттерный и коллекторный переходы БТ должны быть смещены в прямом направлении. Для прямого смещения эмиттерного перехода надо обеспечить правильную полярность входного сигнала. Смещение коллекторного перехода в прямом направлении обеспечивается величиной входного сигнала. Для обеспечения насыщения базовый ток транзистора $I_{\text{бн}}$ должен удовлетворять *токовому критерию*

насыщения: $I_k < \alpha(I_k + I_{\text{б}})$; $I_{\text{б}} > \frac{1-\alpha}{\alpha} I_k = \beta I_k$; $I_{\text{бн}} \geq I_{\text{бгр}} = \frac{I_{\text{кн}}}{\beta} \approx \frac{E_{\text{п}}}{\beta \cdot R_k}$.

Для насыщения транзистора необходимо, чтобы ток базы стал больше минимального значения $I_{\text{бгр}}$, при котором начинается насыщение транзистора. При этом в базе транзистора непосредственно у коллекторного перехода происходит *накопление избыточного заряда*, что и приводит к смещению коллекторного перехода в прямом направлении. Глубину насыщения транзистора характеризуют

коэффициентом (степенью) насыщения: $S_{\text{н}} = \frac{I_{\text{бн}}}{I_{\text{бгр}}}$ (от 1,5 до 3).

Для обеспечения режима насыщения должен быть выполнен токовый критерий насыщения (см. рис. 9.6): $I_{\text{б}} = I_1 - I_2 =$

$$= \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ нас}}}{R_1} - \frac{U_{\text{бэ нас}} + |E_{\text{см}}|}{R_2} > I_{\text{бгр}}, \text{ где } I_{\text{бгр}} = \frac{I_{\text{кн}}}{\beta} \approx \frac{E_{\text{п}}}{\beta \cdot R_k}.$$

Для открытого состояния ключа входное напряжение

$$U_{\text{вх}} > U_{\text{бэ нас}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + |E_{\text{см}}| \frac{R_1}{R_2} + I_{\text{бгр}} R_1.$$

В режиме насыщения $U_{\text{кэ нас}} \approx 0,01 \dots 0,3 \text{ В}$, $U_{\text{бэ нас}} \approx 0,5 \dots 0,8 \text{ В}$ практически не зависят от входного сигнала. Для расчетов принимают $U_{\text{кэ нас}} = 0,1 \dots 0,2 \text{ В}$, $U_{\text{бэ нас}} = 0,7 \text{ В}$. В режиме насыщения можно заменить транзистор эквивалентной схемой, показанной на рис. 9.7а. Для идеальной ключевой схемы $U_{\text{кэ нас}} = 0$, $U_{\text{бэ нас}} = 0$ (рис. 9.7б).

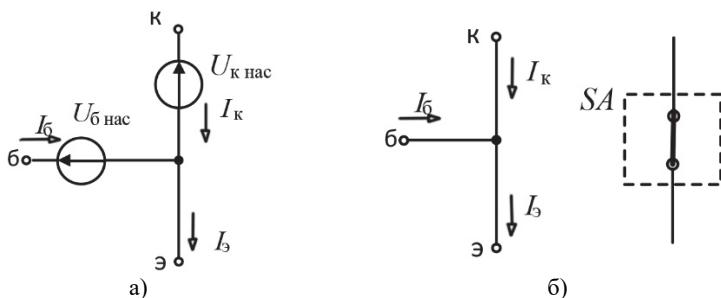


Рис. 9.7. Эквивалентная схема замещения БТ в режиме насыщения (а);
схема замещения при условии $U_{\text{кэ нас}} = 0$, $U_{\text{бэ нас}} = 0$ (б)

9.4. Ключ на БТ – логический элемент (инвертор)

Функционирование устройств цифровой электроники проходит в двоичной системе счисления, оперирующей двумя цифрами: **нуль (0)** и **единица (1)**. Математическим аппаратом, на основе которого реализуются цифровые устройства, является *алгебра логики*. Основные операции алгебры логики – логическое сложение, логическое умножение и *логическое отрицание* (функция или операция НЕ). *Инвертор* реализует функцию НЕ и является простейшим базовым логическим элементом. Условно-графическое обозначение логического элемента инвертора, имеющего один вход и один выход, и таблица истинности, описывающая логическую функцию НЕ, показаны на рис. 9.8.

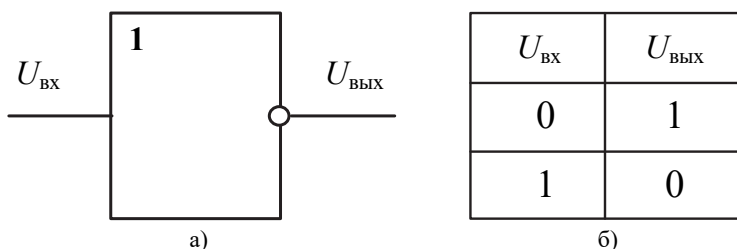


Рис. 9.8. Условно-графическое обозначение инвертора (а) и таблица истинности (б)

Анализ ключевой схемы на БТ позволяет ознакомиться с принципами использования транзисторов для создания цифровых схем, основными параметрами инвертора и способами улучшения характеристик логического элемента. Для получения двух фиксированных уровней $U_{\text{ВЫХ}}^1$ и $U_{\text{ВЫХ}}^0$, соответствующих логической единице и логическому нулю, необходимо подать на вход такой сигнал, который обеспечивал бы работу транзистора в режиме отсечки и в режиме насыщения (рис. 9.9), т.е. в закрытом и открытом состоянии ключа. Если при этом на входе будут уровни напряжений, соответствующие логическому нулю и логической единице, то логическая операция НЕ будет реализована.

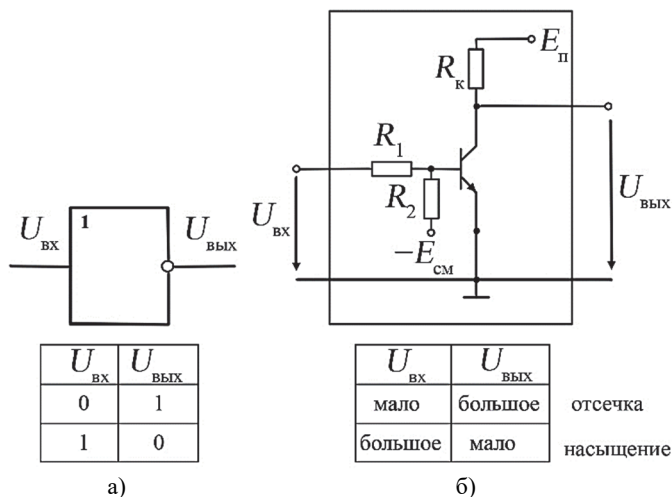


Рис. 9.9. Базовый логический элемент НЕ (а) и инвертор на БТ (б)

9.4.1. Передаточная характеристика инвертора

Свойства инвертора определяет его передаточная характеристика $U_{ВЫХ}(U_{ВХ})$ (рис. 9.10). Передаточная характеристика инвертора имеет три области. Область I соответствует логической единице на выходе и логическому нулю на входе, область III – логическому нулю на выходе и логической единице на входе. Область II является переходной, в этой области инвертор работает как усилитель. На характеристике отмечены $U_{пор}^0$ и $U_{пор}^1$ – пороговые значения входного напряжения, определяющие переход из одной области в другую.

Для обеспечения режима отсечки (ключ закрыт, ток базы слишком мал для открытия транзистора, на выходе большой уровень напряжения, то есть логическая единица $U_{ВЫХ}^1$) входное напряжение соответствует уровню логического нуля $U_{ВХ} \leq U_{пор}^0$,

где $U_{пор}^0 = U_{бзо} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + |E_{см}| \frac{R_1}{R_2} - I_{к0} R_1$. Для режима насыщения

(ток базы открывает транзистор, на выходе маленький уровень напряжения, т.е. логический нуль $U_{\text{вых}}^0$) входное напряжение соответствует уровню логической единицы $U_{\text{вх}} \geq U_{\text{пор}}^1$,

где $U_{\text{пор}}^1 = U_{\text{бэ нас}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + |E_{\text{см}}| \frac{R_1}{R_2} + I_{\text{б гр}} R_1$. Следовательно, ключе-

вая схема на БТ (см. рис. 9.9б) реализует схему инвертора, выполняющего логическую операцию НЕ.

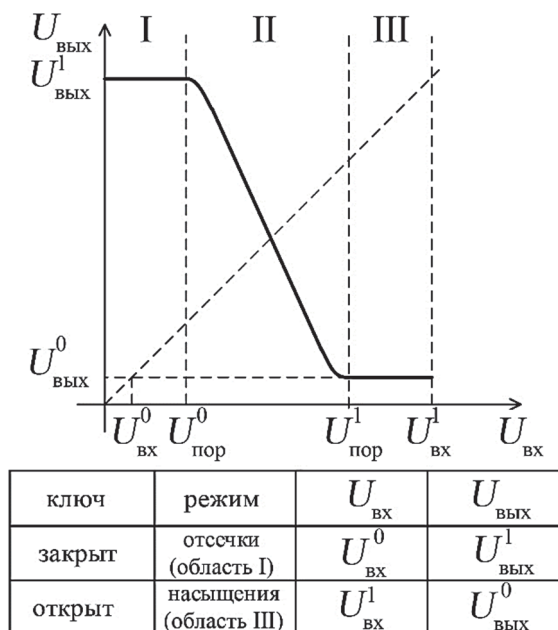


Рис. 9.10. Передаточная характеристика инвертора на БТ

9.4.2. Помехоустойчивость

Запас *помехоустойчивости* логических элементов и цифровых схем показывает правильность функционирования при наличии внешних помех (наводок). Помехи могут быть статические

(длительные) и импульсные (краткосрочные). Внешняя помеха может вызвать ложное срабатывание, то есть изменение состояния на выходе инвертора при неизменном состоянии на входе (рис. 9.11).

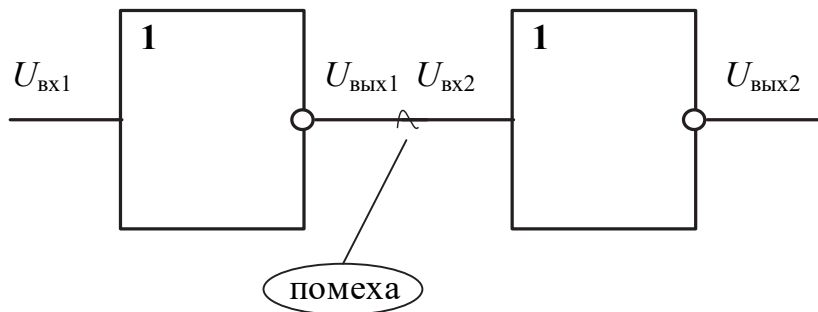


Рис. 9.11. Внешняя помеха, способная вызвать ложное срабатывание

Передаточная характеристика позволяет наглядно оценить помехоустойчивость устройств, т.е. найти максимально допустимое напряжение помехи, действующей на входе ключа наряду с входным сигналом, при которой еще не происходит изменение логических (информационных) состояний схемы. Статическая помехоустойчивость оценивается по передаточным характеристикам как минимальная разность между значениями выходного сигнала относительно порогового значения с учетом разброса параметров в диапазоне рабочих температур. Для закрытого состояния ключа (точка B на рис. 9.12) опасной будет положительная помеха, способная сдвинуть рабочую точку в положение B' и открыть ключ. Запас помехоустойчивости на открытие ключа определяется как $\Delta U_{\text{пом}}^0 = U_{\text{пор}}^0 - U_{\text{вх}}^0$. Для открытого состояния ключа схемы (точка A на рис. 9.12) отрицательная помеха может закрыть транзистор. Запас помехоустойчивости на закрытие ключа $\Delta U_{\text{пом}}^1 = U_{\text{вх}}^1 - U_{\text{пор}}^1$. Для надежной работы инвертора выбирают
$$\Delta U_{\text{пом}} \leq \min \{ \Delta U_{\text{пом}}^0 ; \Delta U_{\text{пом}}^1 \}.$$

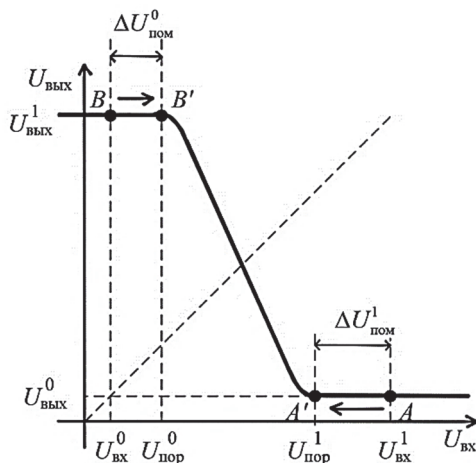


Рис. 9.12. К определению помехоустойчивости инвертора по передаточной характеристике

9.4.3. Коэффициент разветвления

Передаточная характеристика инвертора, представленная на рис. 9.10, соответствует режиму холостого хода. Однако в практических случаях к выходу логического элемента подключены входы других схем. *Нагрузочная способность (коэффициент разветвления) n* инвертора – максимальное число аналогичных схем, которые можно подключить к выходу данного инвертора, чтобы не нарушить работоспособность схем (рис. 9.13).

Коэффициент разветвления можно рассчитать, используя передаточную характеристику инвертора. На рисунке 9.14 показана реальная схема соединения ключевых схем. Инвертор на транзисторе $VT0$ нагружен на аналогичные схемы, выполненные на транзисторах $VT1 \dots VTn$. Если же на вход инвертора с транзистором $VT0$ подать напряжение $U_{\text{вх}} \leq U_{\text{порог}}^0$, то транзистор $VT0$ будет в режиме отсечки. Предположим, что уровень выходного напряжения обеспечивает всем остальным транзисторам $VT1 \dots VTn$ открытое состояние, т.е. все транзисторы находятся в режиме насыщения (рис. 9.14а) с напряжением на выходе $U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{кз нас}} \approx 0$.

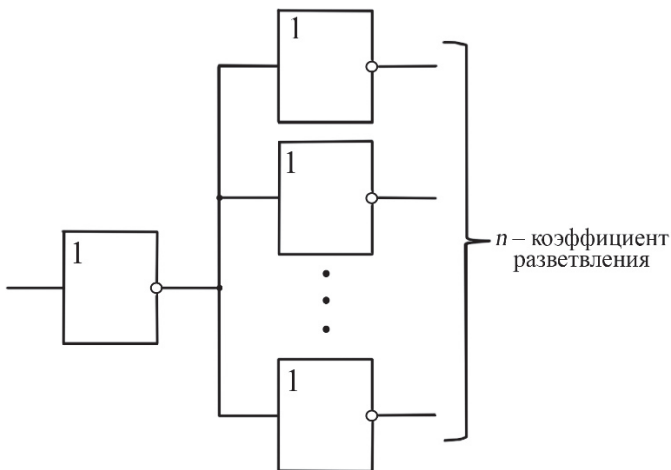


Рис. 9.13. Коэффициент разветвления

Если пренебречь напряжением $U_{кз\text{ нас}} \approx 0$, то для расчета выходного напряжения, удовлетворяющего условию $U_{\text{вых}}^1 \geq U_{\text{пор}}^1$, можно использовать эквивалентную схему, представленную на

рис. 9.14б:
$$U_{\text{вых}}^1 = \frac{U_{\text{бэ нас}} + E_{\text{п}} \cdot \frac{R_1}{n \cdot R_{\text{к}}}}{1 + \frac{R_1}{n \cdot R_{\text{к}}}}.$$
 Пороговое напряжение

$$U_{\text{пор}}^1 = U_{\text{бэ нас}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + |E_{\text{см}}| \frac{R_1}{R_2} + I_{\text{б гр}} R_1, \text{ следовательно, коэффициент}$$

разветвления должен быть таким, чтобы выполнялось неравен-

ство
$$\frac{U_{\text{бэ нас}} + E_{\text{п}} \cdot \frac{R_1}{n \cdot R_{\text{к}}}}{1 + \frac{R_1}{n \cdot R_{\text{к}}}} \geq U_{\text{бэ нас}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + |E_{\text{см}}| \frac{R_1}{R_2} + I_{\text{б гр}} R_1.$$
 С ростом

n напряжение $U_{\text{вых}}^1$ уменьшается и может стать меньше $U_{\text{пор}}^1$, что приведет к нарушению режима насыщения транзисторов схем нагрузок (рис. 9.15).

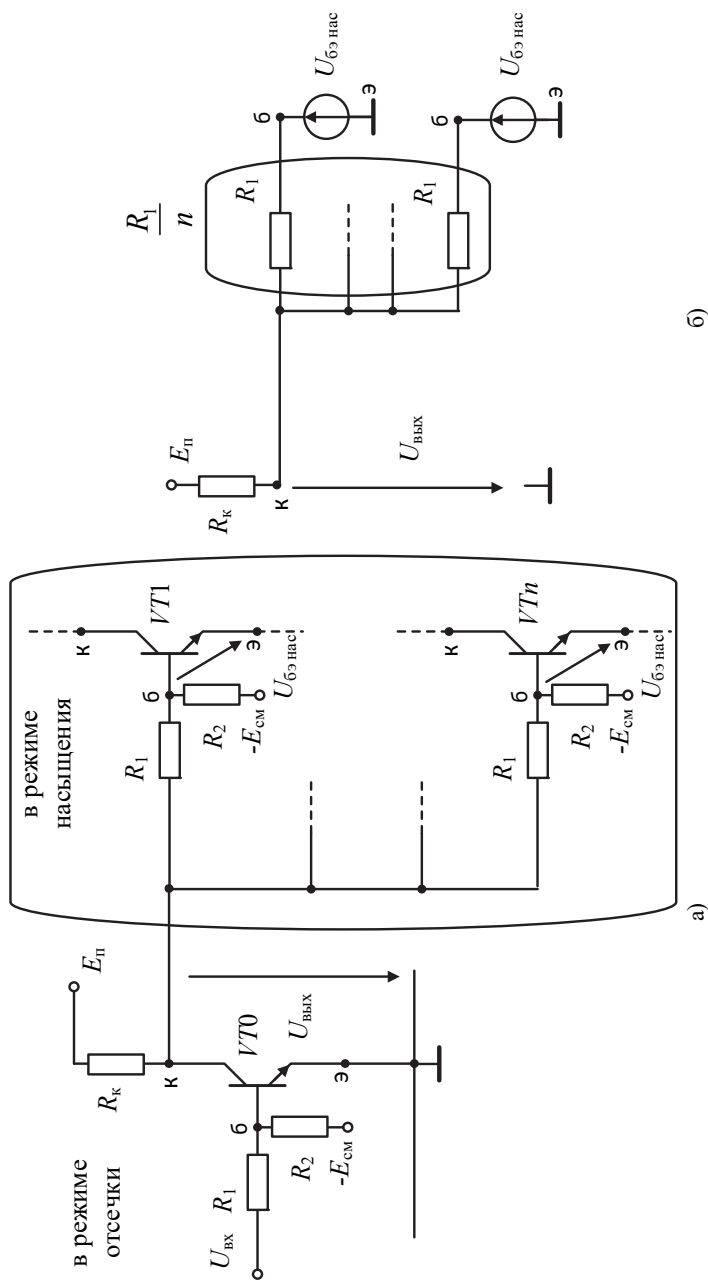


Рис. 9.14. Схема соединения ключевых элементов (а) и эквивалентная схема (б)

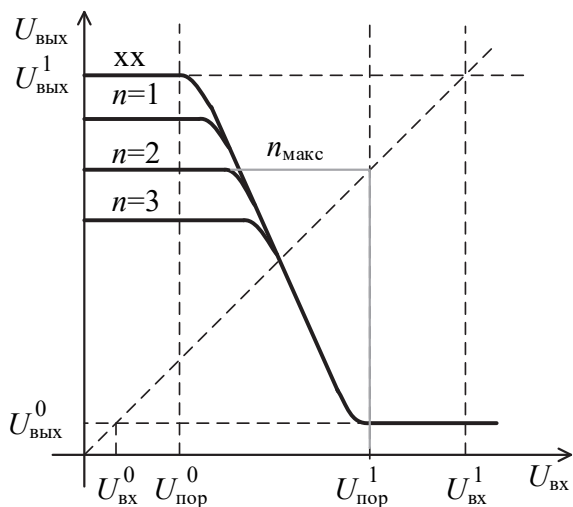


Рис. 9.15. К расчету коэффициента разветвления по передаточной характеристике

В таком случае нагрузочную способность инвертора можно определить, используя формулу:

$$n \leq \frac{(E_{\Pi} - U_{\text{бэ нас}}) \cdot \beta \cdot R_2}{E_{\Pi} \cdot R_2 + (E_{\text{см}} + U_{\text{бэ нас}}) \cdot \beta \cdot R_{\text{к}}} - \frac{R_1}{R_{\text{к}}}.$$

С учетом ненулевого напряжения $U_{\text{кэ нас}}$ на выходе транзисторов $VT1 \dots VTn$ коэффициент разветвления

$$n \leq \frac{(E_{\Pi} - U_{\text{бэ нас}})}{R_{\text{к}} \left[\frac{(E_{\Pi} - U_{\text{кэ нас}})}{\beta R_{\text{к}}} + \frac{(E_{\text{см}} + U_{\text{бэ нас}})}{R_2} \right]} - \frac{R_1}{R_{\text{к}}}.$$

9.5. Переходные процессы в инверторе

9.5.1. Анализ переходных процессов с помощью метода заряда базы

В реальных ключевых схемах переключение транзистора из одного статического состояния в другое происходит в течение некоторого времени. *Быстродействие ключа-инвертора* определяется временем переключения транзистора из одного статического состояния в другое. Факторы, определяющие быстродействие ключей на биполярных транзисторах:

- инерционность носителей заряда (решающий фактор, так как скорость переключения транзистора определяется скоростью изменения количества неосновных носителей в базе транзистора);
- влияние паразитных емкостей, которые перезаряжаются при переключениях.

Как правило, переключение происходит под действием ступенчатого входного напряжения (коммутации), и последующее изменение выходного напряжения рассматривается как переходной процесс. При скачкообразном изменении входного напряжения появляется ток базы примерно такой же формы, вызывающий открытие или закрытие ключа-инвертора. При анализе переходных процессов в транзисторе удобно использовать *метод заряда базы*, в основе которого лежит принцип ее *электрической нейтральности*. Согласно этому принципу в любой точке базы положительный и отрицательный заряды одинаковы и изменяются с одинаковой скоростью. Например, в базе *p*-типа отрицательный заряд обусловлен наличием ионов акцепторной примеси и электронами, а положительный заряд – дырками. Ток базы определяется изменением заряда и

рекомбинацией неосновных носителей заряда: $i_g = \frac{dQ_g}{dt} + \frac{Q_g}{\tau}$,

где $\frac{dQ_g}{dt}$ – изменение заряда, вызванное коммутацией (в устано-

вившемся статическом режиме $\frac{dQ_g}{dt} = 0$); $\frac{Q_g}{\tau}$ – изменение заряда

в результате рекомбинации, τ – время жизни неосновных носителей заряда в базе. Время жизни неосновных носителей в базе зависит от режима работы транзистора: в режиме насыщения τ_n ,

в активном режиме τ_a . Уравнение $i_{\bar{c}} = \frac{dQ_{\bar{c}}}{dt} + \frac{Q_{\bar{c}}}{\tau}$ называется *урав-*

нением заряда базы и используется при анализе переходных процессов в ключе-инверторе. Во время переходного процесса заряд базы меняется, вследствие скачкообразного изменения тока

базы: $\frac{dQ_{\bar{c}}}{dt} = i_{\bar{c}} - \frac{Q_{\bar{c}}}{\tau} = (i_{\bar{c}} - i_{\bar{k}}) - \frac{Q_{\bar{c}}}{\tau}$. Для решения уравнения необ-

ходимо знать, как меняется ток базы, начальное значение заряда базы $Q_{\bar{c}}(0)$ в момент коммутации $t = 0$. Если ток базы меняется скачкообразно и после коммутации имеет постоянное значение $i_{\bar{c}} = I_{\bar{c}} = \text{const}$, то общее решение уравнения имеет вид:

$Q_{\bar{c}}(t) = Q_{\bar{c}}(\infty) - [Q_{\bar{c}}(\infty) - Q_{\bar{c}}(0)]e^{pt}$. После окончания переходного процесса $Q_{\bar{c}}(\infty) = I_{\bar{c}}\tau$. Решение уравнения зависит от распределе-

ния неосновных зарядов в базе: в активной области или в режиме насыщения работает транзистор. На границе активной области и насыщения $I_{\bar{k} \text{ нас}} = \beta I_{\bar{c} \text{ нас}}$ в базе имеется заряд, называемый *гранич-*

ным зарядом $Q_{\bar{c} \text{ гр}} = \frac{\tau}{\beta} I_{\bar{k} \text{ нас}}$. Значение граничного заряда использу-

ется как критерий перехода транзистора из активной области в область насыщения. В режиме насыщения есть *избыточный заряд*:

$Q_{\bar{c} \text{ изб}} = Q_{\bar{c}} - Q_{\bar{c} \text{ гр}}$, в активном режиме $Q_{\bar{c}} < Q_{\bar{c} \text{ гр}}$. При этом и рас-

пределение концентрации неосновного заряда в базе для режима насыщения и активного режима различается. В активном режиме концентрация неосновных носителей заряда в базе максимальна

у ЭП, вблизи КП концентрация близка к равновесной, уменьшение концентрации происходит по линейному закону (рис. 9.16а). При увеличении заряда меняется наклон прямой линии, характери-

зующей неравномерное распределение заряда. При достижении граничного значения $Q_{\bar{c}} = Q_{\bar{c} \text{ гр}}$ транзистор входит в режим

насыщения, дальнейшее увеличение заряда не меняет наклона прямой линии, так как распределение избыточного заряда равномерно вдоль толщины базы (рис. 9.16б).

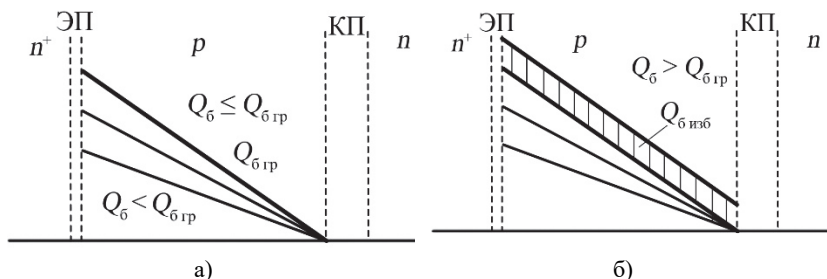


Рис. 9.16. Диаграмма распределения неосновных носителей зарядов в базе в активном режиме (а) и режиме насыщения (б)

Метод заряда базы позволяет оценить быстроедействие ключа-инвертора при открывании ключа – $t_{\text{вкл}}$ (переход из состояния «выключен» в состояние «включен») и закрывании ключа – $t_{\text{выкл}}$ (переход из состояния «включен» в состояние «выключен»). Для логического элемента это оценка времени перехода из состояния, когда на выходе логическая 1, к состоянию, когда на выходе логический 0 (t_{ϕ}^{10}), и наоборот (t_{ϕ}^{01}).

9.5.2. Переходные процессы при открывании ключа-инвертора

Рассмотрим процесс открывания ключа-инвертора при скачкообразном изменении входного напряжения (тока базы) (рис. 9.17) в момент $t = t_0$.

Переходной процесс удобно разделить на три стадии: *задержка фронта*; *формирование фронта*; *накопление избыточного заряда в базе*. Оценим длительность каждой стадии.

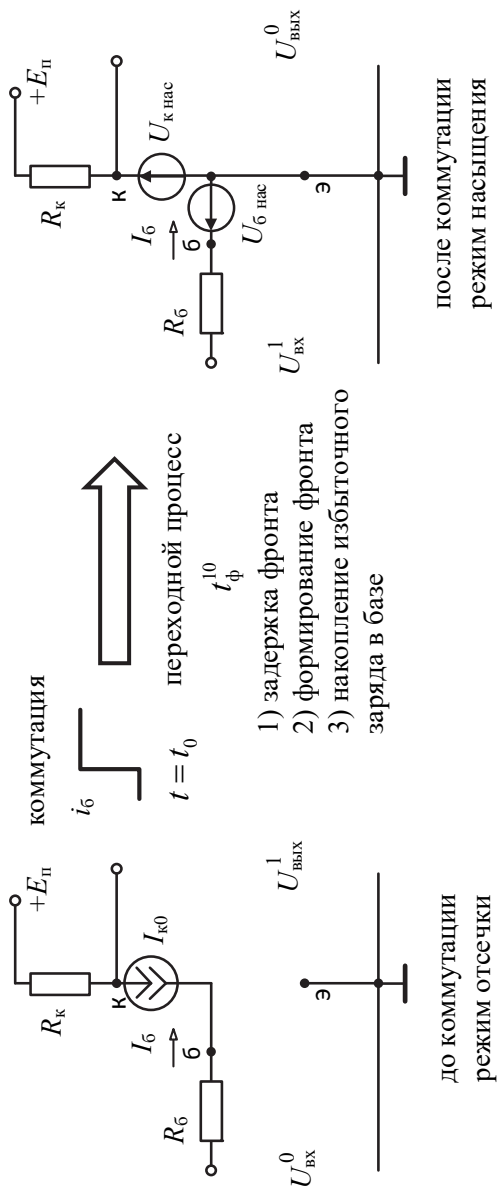


Рис. 9.17. Диаграмма изменения состояний при открывании ключа-инвертора

Задержка фронта обусловлена перезарядкой входной емкости $C_{\text{вх}} = C_3 + C_k$ после коммутации (рис. 9.18). Пусть напряжение база–эмиттер до коммутации имело значение $U_{\text{бэ}3}$, определяющее закрытое состояние ключа. Так как напряжение на входной емкости не может измениться скачком, то сразу после коммутации это значение останется неизменным $u_{\text{бэ}}(t_{0-}) = u_{\text{бэ}}(t_{0+}) = U_{\text{бэ}3}$. Пока напряжение база–эмиттер не достигнет значения $U_{\text{бэ}0}$, при котором открывается эмиттерный переход, транзистор будет закрыт. Если после коммутации ток в базе равен $I_{\text{б1}}$, то *время задержки* включения приблизительно можно оценить как

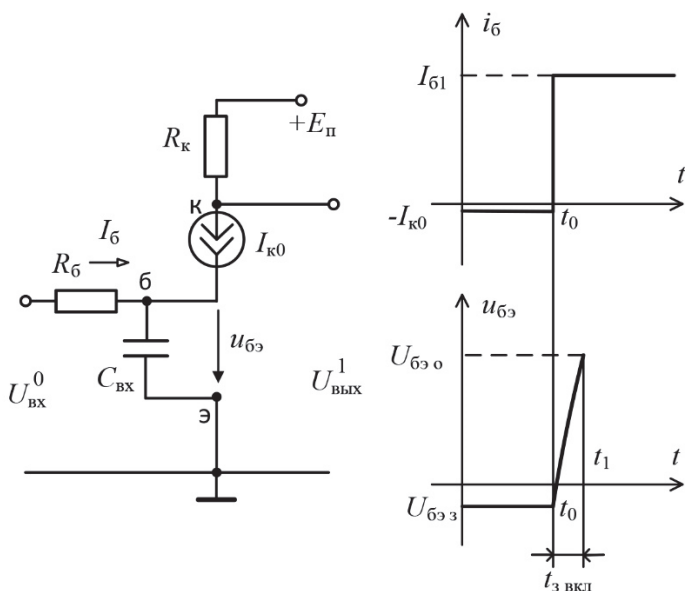
$$t_{3 \text{ вкл}} \approx C_{\text{вх}} \frac{(U_{\text{бэ}3} - U_{\text{бэ}0})}{I_{\text{б1}}} \quad (\text{рис. 9.18}).$$


Рис. 9.18. К определению времени задержки включения

После открытия эмиттерного перехода ($t \geq t_1$) происходит формирование фронта. Транзистор работает в активном режиме, по экспоненциальному закону увеличивается заряд базы

$Q_6(t)|_{t \geq t_1} = I_{61} \tau_a (1 - e^{-(t-t_1)/\tau_a})$, изменение коллекторного тока также идет по экспоненциальному закону (рис. 9.19). При достижении значения в момент t_2 заряда в базе граничного значения $Q_6(t_2) = Q_{6\text{гр}}$ коллекторный ток $I_k(t_2) = I_{k\text{нас}}$. Длительность фронта $t_\phi = t_2 - t_1 = \tau_a \cdot \ln \frac{\beta \cdot I_{61}}{\beta \cdot I_{61} - I_{k\text{нас}}}$.

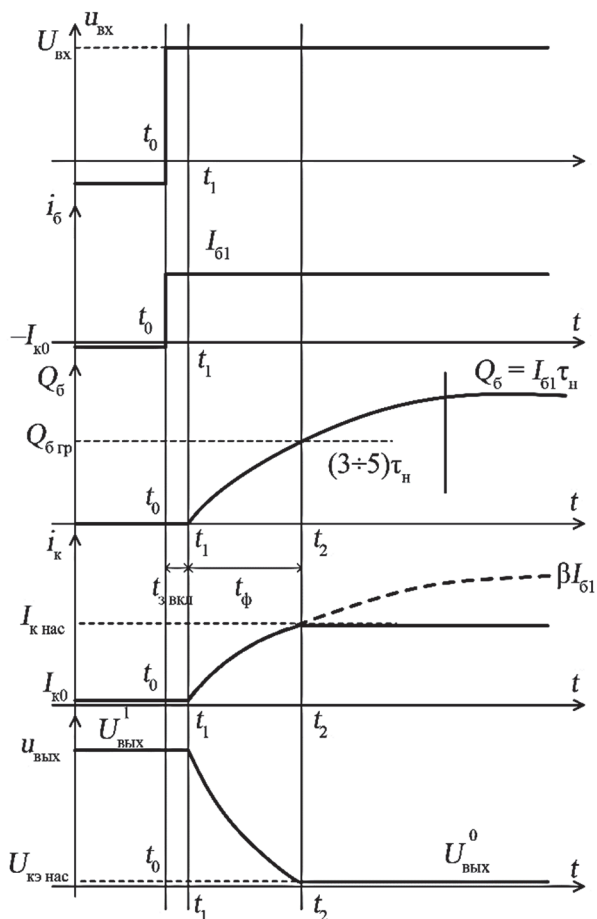


Рис. 9.19. Временные диаграммы переходного процесса при открывании ключа-инвертора на БТ

Начиная с момента достижения заряда граничного значения, токи коллектора, эмиттера практически не меняются, транзистор работает в режиме насыщения и на выходе $U_{\text{вых}} = U_{\text{кз нас}} = U_{\text{вых}}^0$. В базе продолжает накапливаться избыточный заряд, который достигает установившегося значения $Q_6 = I_{61} \tau_n$, для этого требуется время $(3...5)\tau_n$.

Таким образом, время для включения ключа-инвертора определяется как $t_{\text{вкл}} = t_{\phi}^{10} = t_{\text{з вкл}} + t_{\phi}$. При $C_{\text{вх}} = 30$ пФ, $U_{\text{вх}} = 2$ В, $R_6 = 2$ кОм задержка включения составляет $t_{\text{з вкл}} \approx 4$ нС. Если $\tau_a = 2$ мКС, $\beta = 50$, $I_{61} = 1$ мА, $I_{\text{к нас}} = 5$ мА, то длительность фронта $t_{\phi} \approx 0,2$ мКС. Для менее точных расчетов можно принять $t_{\text{вкл}} = t_{\phi}^{10} \approx t_{\phi}$.

9.5.3. Переходные процессы при закрывании ключа-инвертора

Для закрывания ключа-инвертора в момент $t = t_0$ необходимо скачкообразное изменение тока базы от положительного значения I_{61} до отрицательного значения I_{62} . Процесс перехода из состояния, когда ключ открыт, к состоянию, когда ключ закрыт, можно разделить на две стадии: *рассасывание избыточного заряда*; *формирование фронта* (рис. 9.20).

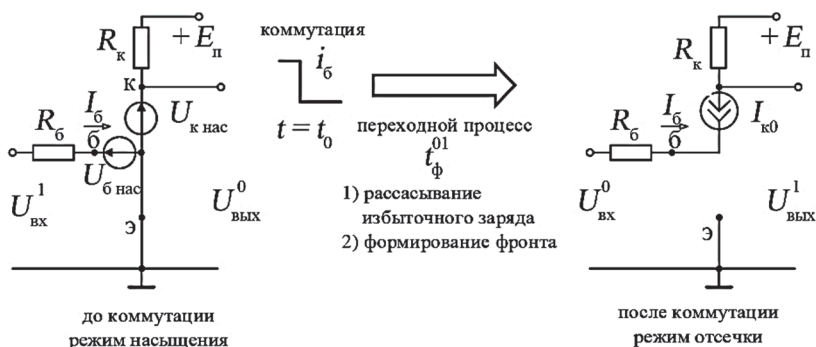


Рис. 9.20. Диаграмма изменения состояний при закрывании ключа-инвертора

Заряд неосновных носителей и его распределение в базе не могут измениться мгновенно, т.е. требуется время, для того чтобы величина заряда снизилась до $Q_{6\text{гр}}$. Это время называется *временем рассасывания* t_p . Рассасывание избыточного заряда происходит за счет рекомбинации, вывода носителей из базы током базовой цепи, вывода носителей из базы током коллекторной цепи. В течение t_p транзистор продолжает находиться в режиме насыщения, а ток коллектора сохраняет своё значение $I_k = I_{k\text{нас}}$. Так как ток базы скачкообразно изменился (рис. 9.21), ток эмиттера также меняется скачкообразно $\Delta I_s = \Delta I_6 = I_{61} + |I_{62}|$, а затем некоторое время не меняет своего значения.

Для анализа процесса рассасывания избыточного заряда используется уравнение $Q_6(t)|_{t \geq t_0} = Q_6(t_0)e^{-(t-t_0)/\tau_n} + I_{62}\tau_n(1 - e^{-(t-t_0)/\tau_n})$, где $Q_6(t_0) = I_{61}\tau_n$, $Q_6(\infty) = I_{62}\tau_n$. Рассасывание закончится, когда избыточный заряд в базе исчезнет и будет выполняться равенство $Q_6(t_1) = Q_{6\text{гр}}$, $t_1 = t_0 + t_p$. Используя начальное и граничное значение заряда, можно определить время рассасывания как

$t_p = \tau_n \cdot \ln \frac{Q(t_0) - I_{62}\tau_n}{Q_{\text{гр}} - I_{62}\tau_n}$. На практике часто используют упрощен-

ную формулу $t_p = \tau_n \cdot \ln \frac{I_{61} + |I_{62}|}{I_{k\text{нас}}/\beta + |I_{62}|}$. Формулу еще можно упро-

стить, если $|I_{62}| \gg I_{61}$: $t_p = \tau_n \cdot \frac{N \cdot I_{k\text{нас}}}{\beta \cdot \Delta I_6}$, где $N = \frac{I_{61} - I_{61\text{гр}}}{I_{61\text{гр}}}$. После

рассасывания избыточного заряда в базе ($t \geq t_1$) транзистор выходит из режима насыщения.

Рассасывание избыточного заряда может произойти одновременно у КП и ЭП, но может закончиться раньше на одном из переходов. Если к моменту времени $t_1 = t_0 + t_p$ избыточные заряды КП рассасываются, то КП смещается в обратном направлении,

и транзистор начинает работать в активном режиме. Изменяется ток коллектора и, соответственно, ток эмиттера. Транзистор начинает работать в режиме отсечки, когда закроется и ЭП. При этом в базе продолжает рассасываться оставшийся избыточный заряд, ток коллектора устанавливается до значения $I_{к0}$, а ток базы меняется по экспоненциальному закону до значения $-I_{к0}$. Этот этап называют *областью динамической отсечки* (рис. 9.21).

Длительность формирования фронта выключения равна

$$t_{\phi} = t_2 - t_1 = \tau_a \cdot \ln \left(\frac{I_{к\text{ нас}}/\beta - I_{62}}{-I_{61}} \right) = \tau_a \cdot \ln \left(1 + \frac{I_{б\text{ нас}}}{|I_{62}|} \right).$$

Увеличение запирающего тока I_{62} способствует более быстрому рассасыванию заряда. Запирающий импульс меняет скачком токи эмиттера и базы, а ток коллектора практически не меняется. Избыточный заряд рассасывается через ЭП, он смещается в обратном направлении. Транзистор оказывается в *инверсной активной области*. Ток эмиттера уменьшается, часть тока направляется в коллекторную цепь и ток коллектора увеличивается. Это способствует более быстрому рассасыванию избыточных носителей зарядов через КП. Когда избыточный заряд полностью рассасывается, транзистор оказывается в области динамической отсечки. По мере рассасывания оставшихся в базе носителей происходит окончание переходного процесса.

Если рассасывание избыточных носителей зарядов происходит одновременно через ЭП и КП, то транзистор из области насыщения переходит в область динамической отсечки, минуя инверсную активную область.

Таким образом, время для выключения ключа-инвертора можно оценить как $t_{\text{выкл}} = t^{01} \approx t_p + t_{\phi}$. На практике для характеристики быстродействия логического элемента часто используется *среднее время задержки* при переключении: $t_{з\text{ ср}} = 0,5(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})$.

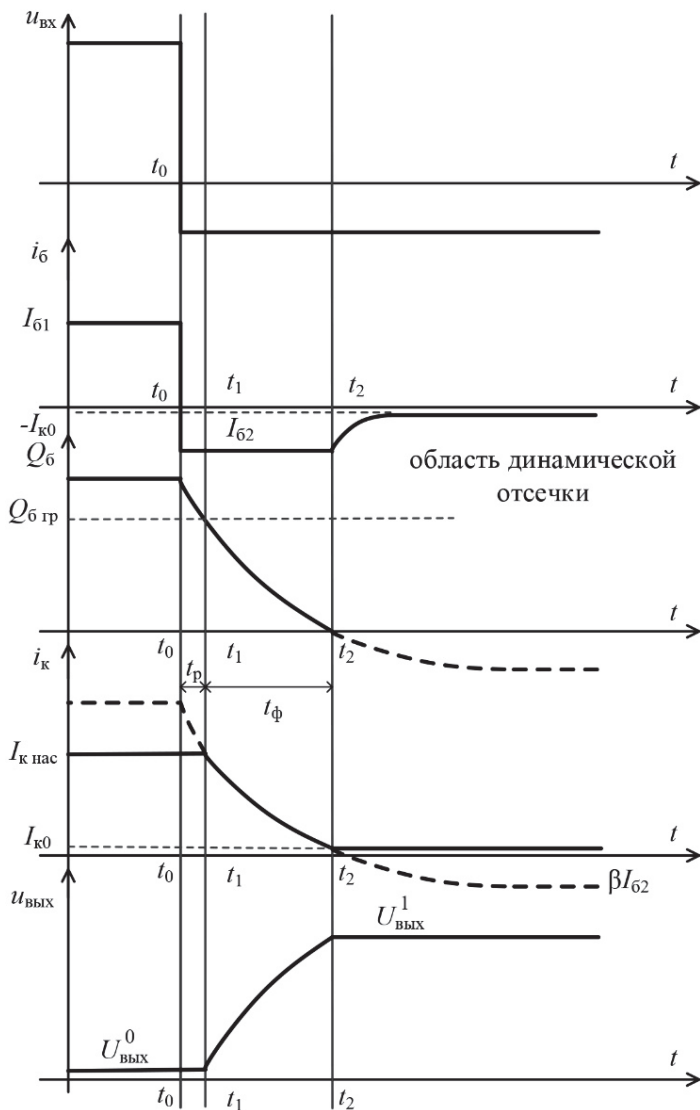
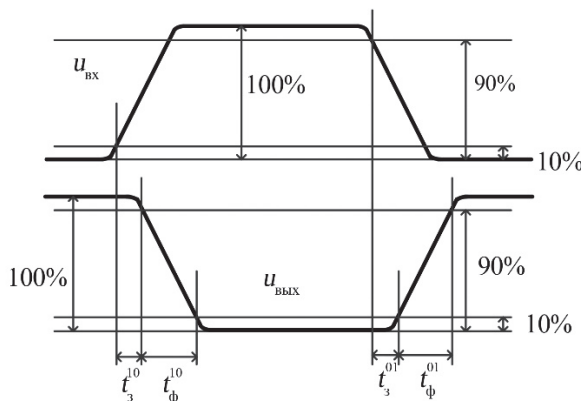
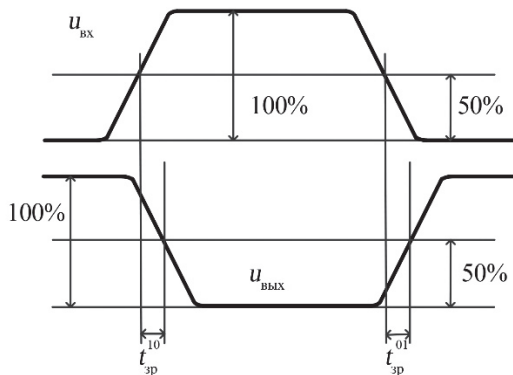


Рис. 9.21. Временные диаграммы переходного процесса при закрывании ключа-инвертора на БТ

Для реальных управляющих входных сигналов, имеющих конечную длительность фронта, при экспериментальном определении задержек включения и выключения используется методика фиксирования уровней 10 и 90% (рис. 9.22а). Также используется методика, основанная на фиксировании 50% уровнях входного и выходного сигналов (рис. 9.22б), определяются $t_{\text{вкл}} = t_{\text{зр}}^{10}$, $t_{\text{выкл}} = t_{\text{зр}}^{01}$, в справочной литературе для логического элемента указывается параметр $t_{\text{зр ср}} = 0,5(t_{\text{зр}}^{10} + t_{\text{зр}}^{01})$.



а)



б)

Рис. 9.22. Экспериментальное определение задержек по уровню 0,1 и 0,9 (а) и по уровню 0,5 (б)

9.6. Повышение быстродействия ключа на БТ

Быстродействие ключа определяется временем переключения транзистора из одного статического состояния в другое. Проанализируем формулы, полученные для $t_{\text{вкл}} = t^{10}$ и $t_{\text{выкл}} = t^{01}$. Для уменьшения длительности фронта при включении и выключении ключа-инвертора необходимо использовать высокочастотные транзисторы, у которых время жизни неосновных носителей заряда в базе в активном режиме τ_a имеет малое значение. Время переключения зависит также от значений управляющего тока базы: отпирающего тока $I_{\text{б1}} = I_{\text{б0}}$ и запирающего тока $I_{\text{б2}} = I_{\text{б3}}$. При этом при увеличении отпирающего тока базы, уменьшается длительность включения, но транзистор попадает в область глубокого насыщения. Последнее приводит к увеличению времени обратного переключения. Увеличение запирающего тока базы в момент выключения способствует более быстрому рассасыванию заряда. Однако это приводит к инверсному рассасыванию, увеличению тока коллектора, что нежелательно во время переходного процесса. В таблице 9.1 приведены формулы для расчета времени задержки и длительности фронта включения, задержки выключения (время рассасывания) и длительности фронта выключения и влияние управляющего тока базы на быстродействие процессов.

Для удовлетворения противоречивым требованиям (см. табл. 9.1) в цепь управления вводят *форсирующий конденсатор (ускоряющую емкость)*, который позволяет увеличить отпирающий ток базы $I_{\text{б1}} = I_{\text{б0}}$ и запирающий ток базы $I_{\text{б2}} = I_{\text{б3}}$ на короткий промежуток времени, за который стационарные токи практически не изменятся (рис. 9.23). Короткие импульсы базового тока будут способствовать быстрейшему накоплению и рассасыванию заряда. В стационарном состоянии после включения ключа ток базы должен обеспечить режим транзистора на грани насыщения или в насыщении, но по возможности исключая заход в глубокое насыщение.

Таблица 9.1

Параметр	Формула	Увеличение отпиряющего тока базы $I_{бo}$	Увеличение запирающего тока базы $I_{бз}$
Задержка включения	$t_{з\text{ вкл}} \approx C_{\text{вх}} \frac{(U_{бзз} - U_{бзо})}{I_{бo}}$	уменьшает	–
Длительность фронта включения	$t_{\phi} = \tau_a \cdot \ln \frac{\beta \cdot I_{бo}}{\beta \cdot I_{бo} - I_{к\text{ нас}}}$	уменьшает	–
Задержка выключения	$t_p = \tau_n \cdot \ln \frac{I_{бo} + I_{бз} }{I_{к\text{ нас}}/\beta + I_{бз} }$	увеличивает	уменьшает
Длительность фронта выключения	$t_{\phi} = \tau_a \cdot \ln \left(1 + \frac{I_{к\text{ нас}}/\beta}{ I_{бз} } \right)$	–	уменьшает

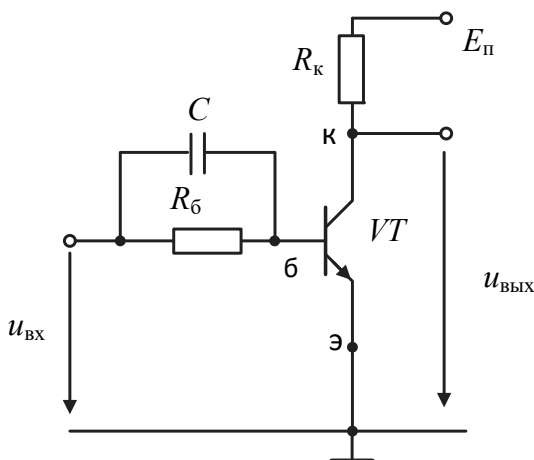


Рис. 9.23. Схема ключа-инвертора с конденсатором в базовой цепи

Для увеличения быстродействия используют еще один прием – транзистор во включенном состоянии не вводят в режим глубокого насыщения (*ненасыщенный ключ*), чтобы исключить накопление избыточного заряда в базе. Транзистор в таком случае будет рабо-

тять на границе активной области и области насыщения. Это возможно при использовании нелинейной ОС. Для получения максимального быстродействия используют *диоды Шоттки* (рис. 9.24). Они имеют малое время восстановления (не превышает 0,1 нс), низкое напряжение запираия (около 0,25 В) и малое сопротивление в открытом состоянии (примерно 10 Ом). По сравнению с полупроводниковыми диодами, диод Шоттки будет отпираться при более низком напряжении между коллектором и базой, когда транзистор еще находится на границе активного режима.

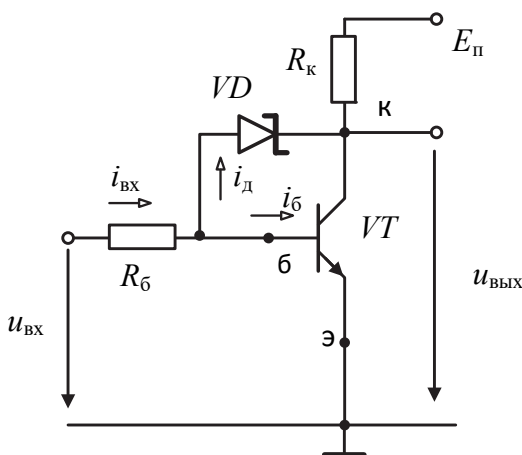


Рис. 9.24. Схема ключа-инвертора с диодом Шоттки

Когда транзистор закрыт или работает в активном режиме $U_{кб} > 0$, диод закрыт и не влияет на работу ключа. Диод открывается раньше, чем транзистор входит в режим насыщения, тогда через диод протекает часть входного тока, а оставшаяся часть — ток базы не создает избыточного заряда. При использовании ненасыщенного транзисторного ключа быстродействие существенно повышается, так как нет накопления избыточного заряда в базе и задержки фронта при закрывании транзисторного ключа $t_p \approx 0$,

$$t_{\text{выкл}} = t^{01} \approx t_{\phi}.$$

Недостатки ненасыщенного транзисторного ключа:

- напряжение $U_{кз}$ на открытом ключе больше, чем в насыщенном режиме;
- помехоустойчивость уменьшается, так как выходное сопротивление транзисторного ключа в открытом состоянии повышается;
- увеличивается потребляемая мощность, так как при использовании диода Шоттки номиналы сопротивлений базовой и коллекторной цепи выбирают меньше;
- температурная стабильность ненасыщенного ключа ниже, чем насыщенного.

Следует отметить, что для реальных транзисторных ключей картина переходного процесса отличается от рассмотренной, так как необходимо учитывать емкость коллекторного перехода C_k^* . При грубой оценке можно сказать, что к коллектору транзистора подключена интегрирующая цепь с постоянной времени $\tau = R_k C_k^* = R_k C_k (1 + \beta)$, что увеличивает длительности фронтов.

9.7. Ключ на ПТ с резистивной нагрузкой

Ключи на полевых транзисторах используются для коммутации как аналоговых, так и цифровых сигналов. Для коммутации аналоговых сигналов используются полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом или МДП-транзисторы с индуцированным каналом. В цифровых схемах используют МДП-транзисторы с индуцированным каналом.

Достоинства электронных ключей на ПТ:

- малое напряжение на ключе в открытом состоянии;
- большое входное сопротивление в закрытом состоянии;
- малая потребляемая мощность от источника управляющего напряжения;
- возможность коммутации электрических сигналов очень малого уровня (порядка мкВ).

В случае использования ПТ производится меньше технологических операций при изготовлении, уменьшается площадь логической схемы на кристалле, следовательно, уменьшается стоимость изделия.

Недостатки электронных ключей на ПТ:

- остаточное напряжение во включенном состоянии больше, чем у биполярных транзисторов, поскольку сопротивление канала $r_{си}$ больше аналогичного $r_{кз}$ биполярного транзистора;

- по быстродействию уступают ключам на БТ. Так как ток полевого транзистора определяется только движением основных для полупроводника носителей заряда, то при его переключении отсутствуют процессы, связанные с изменением объемного заряда неосновных носителей. Переходные процессы в ключах на полевых транзисторах обусловлены в основном перезарядом межэлектродных емкостей, емкостей нагрузки и монтажа;

- наблюдается проникновение в коммутирующую цепь дополнительных импульсов, параметры которых зависят от управляющего сигнала, причиной их появления являются емкости транзистора $C_{зс}$ и $C_{зи}$.

Рассмотрим ключ-инвертор на МДП-транзисторе с индуцированным каналом (рис. 9.25). Нагрузкой ключевой схемы является резистор в стоковой цепи R_c . В статическом состоянии в цепи управления (цепь затвора) практически нет тока ($\sim 10^{-9}$ – 10^{-10} А).

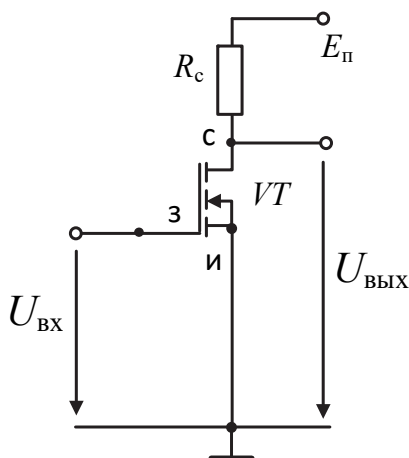


Рис. 9.25. Схема ключа-инвертора на МДП-транзисторе с резистивной нагрузкой

9.7.1. Статический режим

На рисунке 9.26 приведены стоко-затворная и выходные (стоковые) характеристики транзистора с нанесенной на них нагрузочной прямой $U_{\text{си}}(I_{\text{с}}) = E_{\text{п}} - I_{\text{с}} R_{\text{с}}$. Как и в случае использования БП, при действии на входе статического управляющего сигнала рабочая точка проходит три области ВАХ, соответствующие трем возможным режимам работы:

- область отсечки, соответствующая режиму закрытого ключа;
- активная область, соответствующая пологой области ВАХ;
- крутая область ВАХ и максимальный ток в канале, соответствующая режиму открытого ключа.

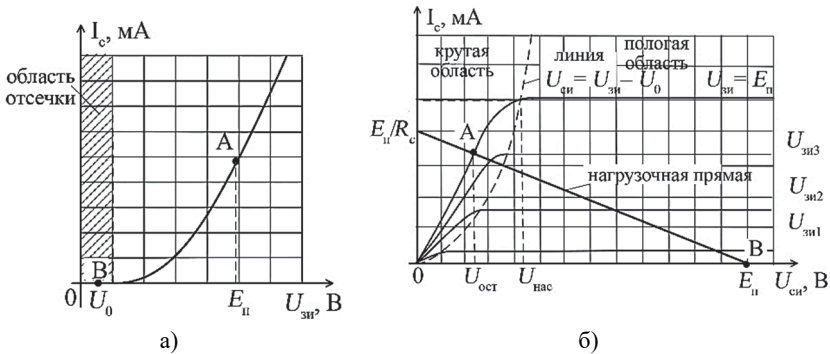


Рис. 9.26. Стоко-затворная (а) и семейство выходных (б) характеристик ПТ с нагрузочной прямой и отмеченными режимами работы ПТ

Закрытому состоянию ключа соответствует точка В (область отсечки), а открытому состоянию – точка А (крутая область ВАХ). МДП-транзисторы с индуцированным каналом закрыты до тех пор, пока напряжение между затвором и истоком меньше порогового напряжения $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^0 = U_{\text{зи}} < U_0$ В, выходное напряжение в режиме отсечки $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^1 \approx E_{\text{п}}$. Для отпирания транзистора на затвор подается напряжение $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^1 = U_{\text{зи}} > U_0$. Это напряжение

должно быть достаточно большим, чтобы выходное напряжение в рабочей точке А было как можно меньше: $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{ост}}$, если $U_{\text{ост}} \approx 0$, то $I_c \approx \frac{E_{\text{п}}}{R_c}$, что соответствует работе идеального ключа.

В открытом состоянии ключа рабочая точка А лежит на квазилинейном участке характеристики МДП-транзистора, при малых напряжениях сток–исток МОП-транзистор эквивалентен резистору. Поэтому остаточное напряжение можно определить, используя сопротивление канала сток–исток r_k (или $r_{\text{си}}$) на этом участке (рис. 9.27): $U_{\text{вых}} = U_{\text{ост}} = I_c r_k = E_{\text{п}} \frac{r_k}{r_k + R_c}$.

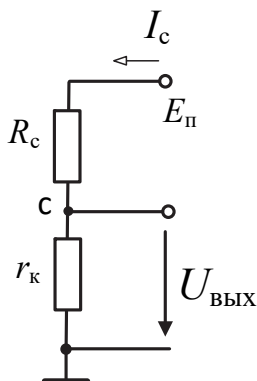


Рис. 9.27. Эквивалентная расчетная схема ключа на ПТ в крутой области

Идеализированная выходная характеристика полевого транзистора с изолированным затвором на крутом участке аппроксимируется выражением: $I_c = b[2(U_{\text{зи}} - U_0)U_{\text{си}} - U_{\text{си}}^2]$, $U_{\text{си}} \leq U_{\text{зи}} - U_0 = U_{\text{нас}}$.

Сопротивление канала открытого транзистора при $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^1 = U_{\text{зи}} \approx E_{\text{п}}$ может быть рассчитано приближенно по формуле $r_k \approx \frac{1}{2b(U_{\text{вх}} - U_0)}$. Сопротивление канала r_k составляет вели-

чину от сотен Ом до нескольких единиц кОм. Для уменьшения выходного напряжения открытой схемы $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{ост}}$ необходимо выбирать сопротивление в цепи стока $R_c \gg r_k$ (не менее 10 кОм).

Остаточное напряжение ключа-инвертора на ПТ, находящегося в открытом состоянии, сильно зависит от значения управляющего напряжения. *Нестабильность* питающего напряжения, нелинейность зависимости тока от напряжения приводят к неустойчивости и нелинейности сопротивления канала в открытом состоянии и *нестабильности выходного (остаточного) напряжения*. Для биполярного транзистора, находящегося в режиме насыщения, такая зависимость полностью отсутствует, выходное напряжение равно $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{кз нас}}$. Уменьшить остаточное напряжение можно, если увеличить сопротивление нагрузки, но в таком случае увеличиваются размеры изделия (площадь) и потребляемая мощность. Можно использовать тот фактор, что сопротивление канала r_k тем меньше, чем больше входное напряжение $U_{\text{зн}}$, однако амплитуда входного напряжения не должна превышать предельного (максимального) значения $U_{\text{зн макс}}$ (справочный материал).

9.7.2. Передаточная характеристика

Свойства ключа-инвертора на ПТ определяет его передаточная характеристика $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$ (рис. 9.28). Как и в случае использования БТ, передаточная характеристика инвертора имеет три области. Область I соответствует логической единице на выходе и логическому нулю на входе, область III – логическому нулю на выходе и логической единице на входе. Область II является переходной, в этой области инвертор работает как усилитель. На характеристике отмечены $U_{\text{пор}}^0$ и $U_{\text{пор}}^1$ – пороговые значения входного напряжения, определяющие переход из одной области в другую. Положение рабочей точки В соответствует закрытому состоянию ключа, ток в нагрузке $I_c = 0$, на входе $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^0 < U_{\text{пор}}^0 = U_0$, на выходе $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^1 = E_{\text{п}}$. Рабочая точка А

находится на крутом участке выходной характеристики, ток стока максимален, что соответствует открытому состоянию ключа. На входе $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^1 > U_{\text{пор}}^1$, на выходе небольшое остаточное напряжение $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{ост}} = E_{\text{п}} \frac{r_{\text{к}}}{r_{\text{к}} + R_{\text{с}}}$ при $R_{\text{с}} \gg r_{\text{к}}$. Следовательно, ключевая схема на ПТ с резистивной нагрузкой реализует схему инвертора, выполняющего логическую операцию НЕ.

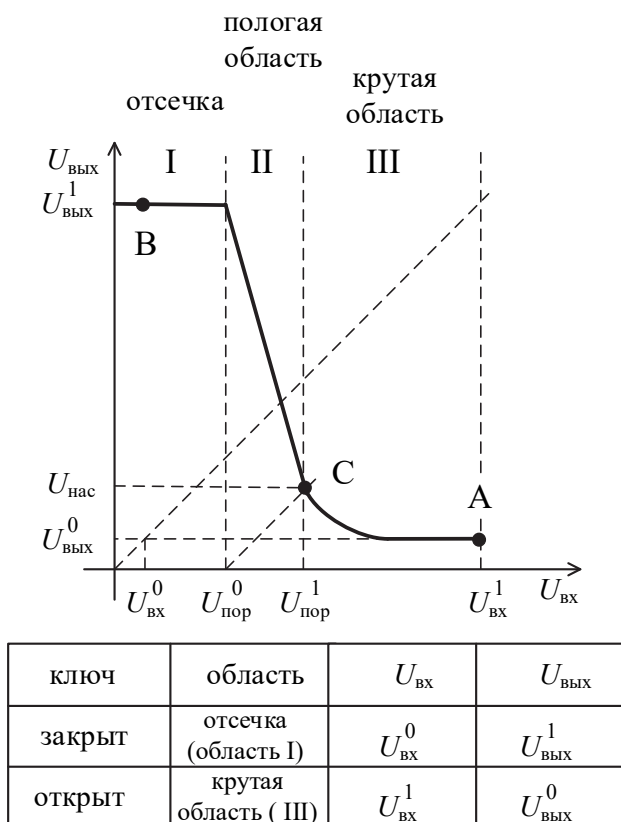


Рис. 9.28. Передаточная характеристика инвертора на ПТ

Рабочая точка С на переходной характеристике, для которой $U_{\text{вх}} = U_{\text{пор}}^1$ и $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}} = U_{\text{вх}} - U_0 = U_{\text{пор}}^1 - U_0$, лежит на границе пологой области и крутой области (рис. 9.28). Это условие используют при составлении уравнения для расчета $U_{\text{пор}}^1$. В пологой области характеристики ток стока практически не меняет своего значения: $U_{\text{вых}} \geq U_{\text{нас}}$, $I_c = b(U_{\text{зи}} - U_0)^2 = b(U_{\text{пор}}^1 - U_0)^2$. Ток стока можно определить через выходное напряжение, для рассматриваемой рабочей точки

$$I_c = \frac{(E_{\text{п}} - U_{\text{вых}})}{R_c} = \frac{(E_{\text{п}} - (U_{\text{вх}} - U_0))}{R_c} = \frac{(E_{\text{п}} - (U_{\text{пор}}^1 - U_0))}{R_c}.$$

Тогда квадратное уравнение для расчета $U_{\text{пор}}^1$ имеет вид $b(U_{\text{пор}}^1 - U_0)^2 = \frac{(E_{\text{п}} - (U_{\text{пор}}^1 - U_0))}{R_c}$. Решение должно удовлетворять условию $U_{\text{пор}}^1 > U_0$ и выходное остаточное напряжение должно быть минимальным.

9.7.3. Переходные процессы

Переходные процессы в МДП-транзисторных ключах обусловлены главным образом перезарядом емкостей, входящих в состав комплексной нагрузки и межэлектродных емкостей, таких как емкость затвор–канал (определяет принцип действия МДП-транзистора – величину удельной крутизны); емкость сток–подложка (барьерная емкость стокового p – n -перехода); емкости затвора относительно областей стока и истока; паразитная емкость монтажных соединений относительно подложки. Суммарная емкость $C_{\text{п}}$ включает все эти компоненты и составляет 1–3 пФ (рис. 9.29а). Точный количественный анализ переходных процессов в силу нелинейности межэлектродных емкостей, сопротивления канала очень затруднен, поэтому проведем качественный анализ для выявления наиболее общих свойств переходных процессов при скачкообразном изменении входного управляющего напряжения.

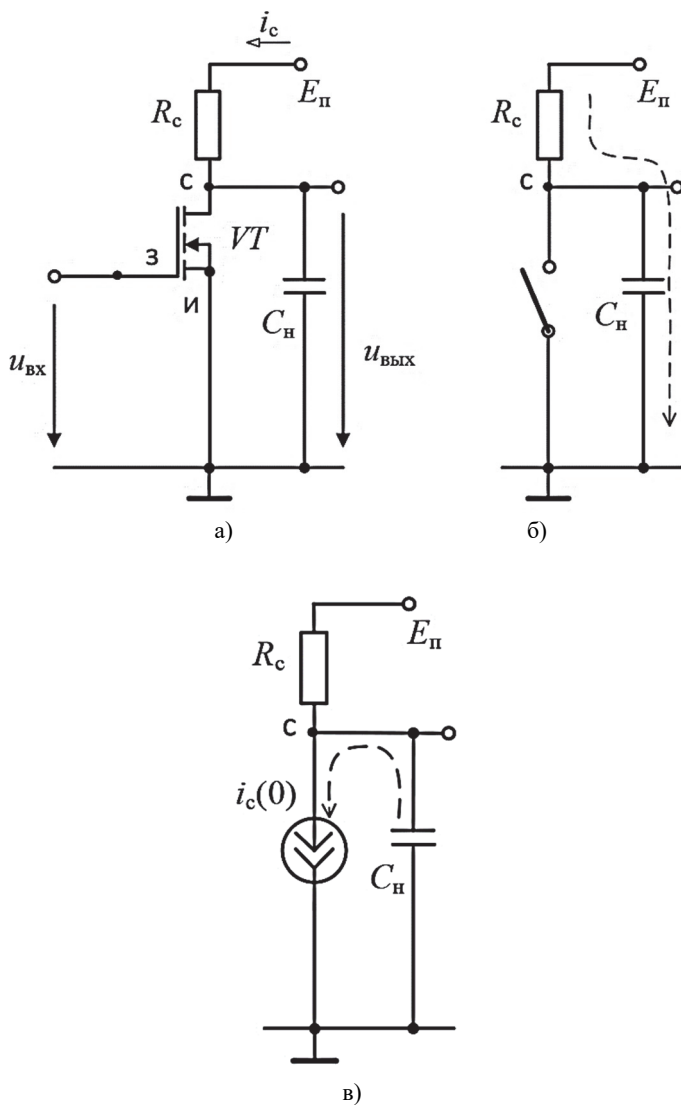


Рис. 9.29. Расчетные схемы для анализа переходного процесса:
а – исходная; б – при закрывании ключа; в – при открывании ключа

Пусть в исходном состоянии ключ открыт: на входе $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^1 > U_{\text{пор}}^1$, на выходе низкий уровень напряжения $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{ост}}^0$. Для того чтобы ключ-инвертор закрылся в момент $t = t_0$, необходимо скачкообразное изменение управляющего входного напряжения до значения $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^0 \approx 0$. Ток в транзисторе со значения $I_{\text{сн}}$ уменьшается до нуля практически мгновенно, после закрытия ключа переходной процесс определяется зарядкой емкости $C_{\text{н}}$ от источника питания через резистор $R_{\text{с}}$ (рис. 9.29б). Выходное напряжение меняется по экспоненциальному закону $u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{сн}}(t) = E_{\text{п}}(1 - e^{-\frac{t}{R_{\text{с}}C_{\text{н}}}})$, длительность фронта $t_{\text{ф}}^{01} = 2,2R_{\text{с}}C_{\text{н}}$ (рис. 9.30а). Так, при $R_{\text{с}} = 50 \text{ кОм}$, $C_{\text{н}} = 3 \text{ пФ}$ длительность фронта составит $t_{\text{ф}}^{01} = 330 \text{ нс}$. Для перехода ключа в открытое состояние необходимо скачкообразное изменение напряжения на входе до $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^1 \approx E_{\text{п}}$. Переходные процессы при открытии ключа и формирование фронта напряжения на выходе протекают несколько сложнее, чем при закрывании. После подачи открывающего входного напряжения ток в канале практически мгновенно достигает значения $i_{\text{с}}(0) = I_{\text{с}} = b(U_{\text{вх}} - U_0)^2$ (рис. 9.30б). Емкость $C_{\text{н}}$ начинает разряжаться. Пока выходное напряжение равно напряжению на конденсаторе, $U_{\text{вых}} = U_{\text{сн}} \geq U_{\text{нас}}$, транзистор работает в пологой области, ток не меняет своего значения. Как только $U_{\text{вых}} = U_{\text{сн}} < U_{\text{нас}}$, ток начинает уменьшаться в пределе $i_{\text{с}}(\infty) = I_{\text{сн}}$. При расчете длительности фронта используют приближенную формулу $t_{\text{ф}}^{10} \approx 1,5 E_{\text{п}} C_{\text{н}} / i_{\text{с}}(0)$. Напряжение на выходе после окончания переходного процесса определяется остаточным напряжением. В большинстве случаев $t_{\text{ф}}^{10} \ll t_{\text{ф}}^{01}$.

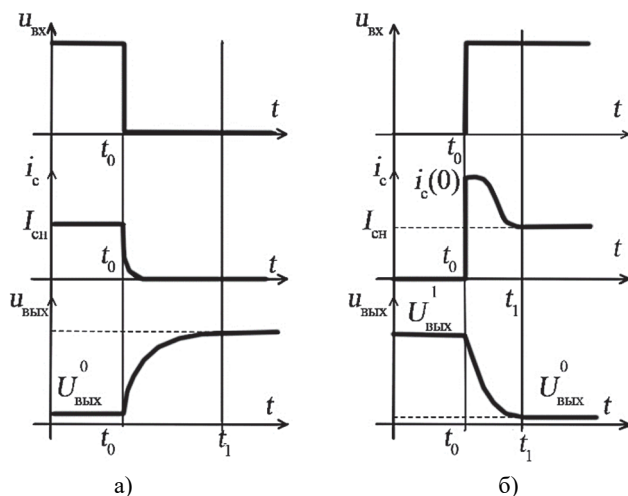


Рис. 9.30. Временные диаграммы переходного процесса при закрывании (а) и открывании (б) ключа-инвертора на ПТ

9.8. Ключ на ПТ с нелинейной нагрузкой (технологии *n*-МОП)

Роль нелинейной нагрузки выполняет транзистор, у которого затвор соединен со стоком (рис. 9.31). В схеме с динамической нагрузкой транзистор *VT2* называют *нагрузочным*, а транзистор *VT1* – *активным*.

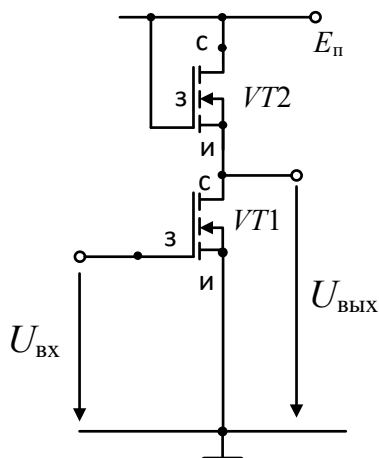


Рис. 9.31. Схема транзисторного ключа на ПТ с нелинейной нагрузкой

Затвор и сток $VT2$ соединены, поэтому $U_{зи_2} = U_{си_2}$, следовательно, выполняется неравенство $U_{зи_2} - U_{0_2} \leq U_{си_2}$, транзистор $VT2$ работает на пологом участке характеристики, и ток в канале равен $I_{c_2} = b_2 (U_{зи_2} - U_{0_2})^2 = b_2 (U_{си_2} - U_{0_2})^2$. Характеристика $VT2$ нелинейная (параболическая) (рис. 9.32). При этом $U_{зи_2} = U_{си_2} = E_{п} - U_{вых}$, $U_{вых} = U_{си_1}$. Ток в канале транзистора $I_{c_2} = b_2 (E_{п} - U_{вых} - U_{0_2})^2$. Если на вход подано напряжение $U_{вх} = U_{вх}^0 = U_{зи_1} < U_{0_1}$, то транзистор $VT1$ закрыт, выходное напряжение высокого уровня $U_{вых} = U_{вых}^1 \approx E_{п} - U_{0_2}$. На рисунке 9.32 это соответствует положению рабочей точки В. Если на вход подано напряжение $U_{вх} = U_{вх}^1 = U_{зи_1} > U_{0_1}$, то транзистор $VT1$ открывается, положение рабочей точки А определяется на пересечении двух характеристик. На выходе малый уровень напряжения $U_{вых} = U_{вых}^0 = U_{си_1} = U_{ост}$. Следовательно, ключевая схема на ПТ с нелинейной нагрузкой реализует схему инвертора, выполняющего логическую операцию НЕ.

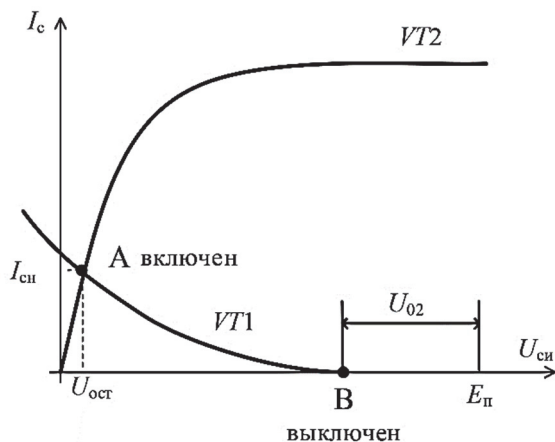


Рис. 9.32. Характеристики транзисторов и соответствие положений рабочих точек открытому и закрытому состоянию ключа-инвертора

Так как точка А лежит на крутом участке характеристики транзистора $VT1$, то для тока в канале транзистора можно записать $I_{c1} = b_1 \left[2(U_{зи} - U_{01})U_{си} - U_{си}^2 \right] = b_1 \left[2(U_{вх} - U_{01})U_{ост} - U_{ост}^2 \right]$.

Кроме того, точка А лежит на пересечении характеристик, следовательно $I_{c2} = I_{c1} = I_{сн}$. Для расчета остаточного напряжения составляется квадратное уравнение $b_2(E_{п} - U_{ост} - U_{02})^2 = b_1 \left[2(U_{вх} - U_{01})U_{ост} - U_{ост}^2 \right]$. Так как $U_{ост} \leq E_{п}$, $U_{ост}^2 \approx 0$, то уравнение можно упростить. По приближенной формуле остаточное напряжение может быть рассчитано как $U_{ост} = U_{вых}^0 \approx \frac{b_2(E_{п} - U_{02})^2}{2b_1(U_{вх} - U_{01})}$. Для того чтобы остаточное напряжение было как можно меньше, выбирают транзисторы с параметрами $b_1 \gg b_2$. Например, если $b_1/b_2 = 50 \dots 100$, то $U_{ост} = U_{вых}^0 \approx 50 \dots 100$ мВ.

9.9. Ключ на ПТ с нелинейной нагрузкой (КМОП-технологии)

Инвертор с минимальным потреблением мощности можно реализовать на комплементарной (дополняющей) паре полевых транзисторов. В такой схеме используются два МОП-транзистора с индуцированными каналами n - и p -типов. Подложки обоих транзисторов соединены с истоками. КМОП-инвертор является практически идеальным логическим инвертором. Его быстродействие оказывается значительно выше, чем у других типов инверторов. Совершенствование технологии производства КМОП-интегральных схем привело к тому, что в настоящее время они стали доминирующими при производстве цифровых схем не только высокой, но и средней степени интеграции.

На рисунке 9.33 представлена схема КМОП-инвертора. Транзистор $VT1$ с каналом n -типа играет роль активного элемента, а транзистор $VT2$ с каналом p -типа выступает в роли динамической

нагрузки. Затворы обоих транзисторов объединены и на них подается управляющее напряжение $U_{\text{вх}}$. Подложки транзисторов соединены с их истоками.

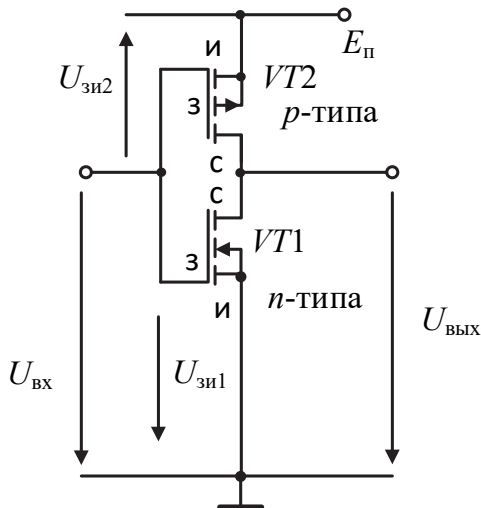


Рис. 9.33. Схема КМОП-инвертора

В статическом состоянии на входе комплементарного ключа может быть нулевое напряжение $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^0 = 0$; может быть подан высокий уровень напряжения $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^1 = E_{\text{п}}$. Рассмотрим состояние транзисторов и уровень выходного напряжения для этих вариантов.

Пусть на вход подается нулевое напряжение. Тогда $U_{\text{зи1}} = 0$, $U_{\text{зи2}} = -E_{\text{п}}$, $E_{\text{п}} > |U_{02}|$. В таком случае n -канальный транзистор $VT1$ закрыт (остаточный ток $I_{\text{ост1}} \approx 10^{-9}$ А), а p -канальный транзистор $VT2$ открыт и работает на крутом участке характеристики (рис. 9.34а). Тогда $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^1 \approx E_{\text{п}}$, так как напряжение $U_{\text{си2}} \approx 0,1 \dots 1$ мВ. Если на входе управляющее напряжение $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^1 = E_{\text{п}}$, то n -канальный транзистор $VT1$ открыт и работает на крутом участке характеристики, а p -канальный транзистор $VT2$

закрыт (рис. 9.34б). Так как остаточный ток $I_{\text{ост}_2} \approx 10^{-9}$ А, то выходное напряжение $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{си2}} \approx 0,1 \dots 1$ мВ. Следовательно, представленная на рис. 9.33 ключевая схема реализует схему инвертора, выполняющего логическую операцию НЕ.

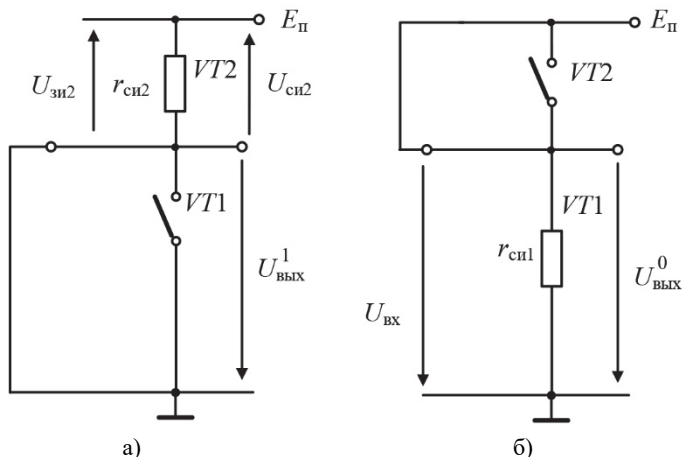


Рис. 9.34. Эквивалентные расчетные схемы закрытого (а) и открытого (б) состояния комплементарного ключа

Важнейшей особенностью комплементарных ключей является то, что они практически не потребляют мощности в обоих вариантах и имеют малое остаточное напряжение в открытом состоянии транзистора $VT1$.

В обоих статических состояниях выход схемы подключен к общей шине или источнику питания через небольшие сопротивления каналов открытых транзисторов. Поэтому выходное напряжение равно нулю или напряжению питания и почти не зависит от параметров транзисторов.

Если напряжение питания превышает сумму пороговых напряжений обоих транзисторов, то для варианта $U_{0_1} \leq U_{\text{вх}} \leq E_{\text{п}} - |U_{0_2}|$ оба транзистора открыты и ток в цепи может иметь

достаточно большое значение, поэтому для КМОП-инверторов характерны низкие напряжения источника питания. Разность выходных напряжений инвертора в закрытом и открытом состояниях максимальна и близка к величине E_n . Это обеспечивает высокую помехоустойчивость схемы. КМОП-инверторы обладают значительно большей нагрузочной способностью, чем инверторы на биполярных транзисторах. Входное сопротивление МОП-транзистора бесконечно велико. Поэтому к его выходу можно подключить большое число аналогичных инверторов. При этом уровень выходного напряжения практически не изменится. Однако каждый дополнительный инвертор увеличивает емкость нагрузки, что приводит к замедлению переключения инвертора из одного логического состояния в другое.

На рисунке 9.35 представлена передаточная характеристика комплементарного ключа. На участке 1–2 передаточной характеристики транзистор $VT1$ закрыт, а транзистор $VT2$ работает в крутой области; на участке 2–3 передаточной характеристики транзистор $VT1$ работает в пологой области, транзистор $VT2$ работает в крутой области; на участке 3–4 передаточной характеристики оба транзистора работают в пологой области; на участке 4–5 передаточной характеристики транзистор $VT1$ работает в крутой области, а транзистор $VT2$ работает в пологой области; на участке 5–6 передаточной характеристики транзистор $VT1$ работает в крутой области, а транзистор $VT2$ закрыт. Так как $U_{01} = |U_{02}|$, то *напряжение переключения* из одного статического состояния в другое составляет

$$U_{\text{пер}} \approx \frac{E_n}{2} \text{ (рис. 9.35).}$$

В комплементарном ключе переходные процессы характерны тем, что заряд и разряд нагрузочной емкости C_n происходит примерно в одинаковых условиях из-за симметрии схемы по отношению к запирающему и отпирающему управляющему сигналу. Заряд емкости происходит через открытый транзистор $VT2$ при закрытом транзисторе $VT1$, а разряд – через открытый транзистор $VT1$ при закрытом транзисторе $VT2$. В обоих случаях

транзистор, открывшийся после переключения, находится в режиме насыщения со сравнительно большим током $i_c(0)$, и ток начинает уменьшаться после того, как напряжение на стоке уменьшается до значения $U_{\text{нас}}$. Механизм обоих процессов (заряда и разряда) подобен процессу разряда в ключе с резистивной нагрузкой. Длительность фронтов оценивают по приближенным формулам $t_{\phi}^{10} \approx \frac{1,5E_{\text{п}}C_{\text{п}}}{i_{c_1}(0)} = \frac{1,5E_{\text{п}}C_{\text{п}}}{b_1(U_{\text{вх}} - U_{01})^2}$, $t_{\phi}^{01} \approx \frac{1,5E_{\text{п}}C_{\text{п}}}{i_{c_2}(0)} = \frac{1,5E_{\text{п}}C_{\text{п}}}{b_2(U_{\text{вх}} - |U_{02}|)^2}$.

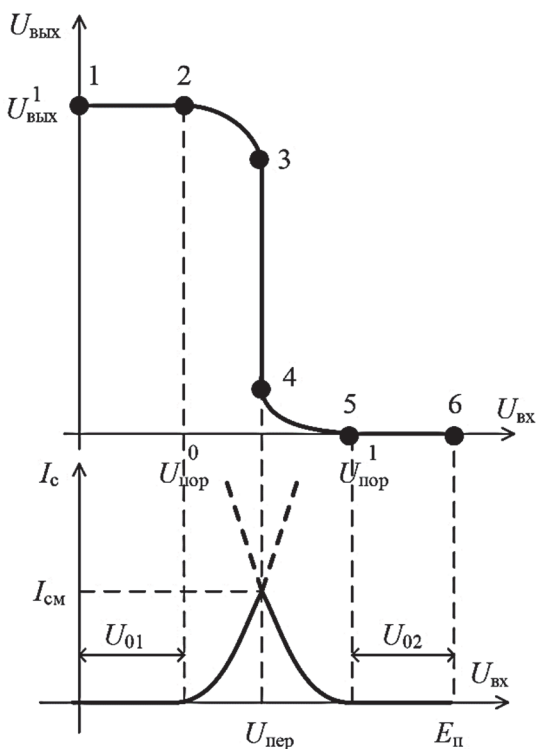


Рис. 9.35. Передаточная характеристика и зависимость $I_c(U_{\text{вх}})$ комплементарного ключа

На рисунке 9.36 показаны временные диаграммы переходных процессов при скачкообразном изменении входного напряжения.

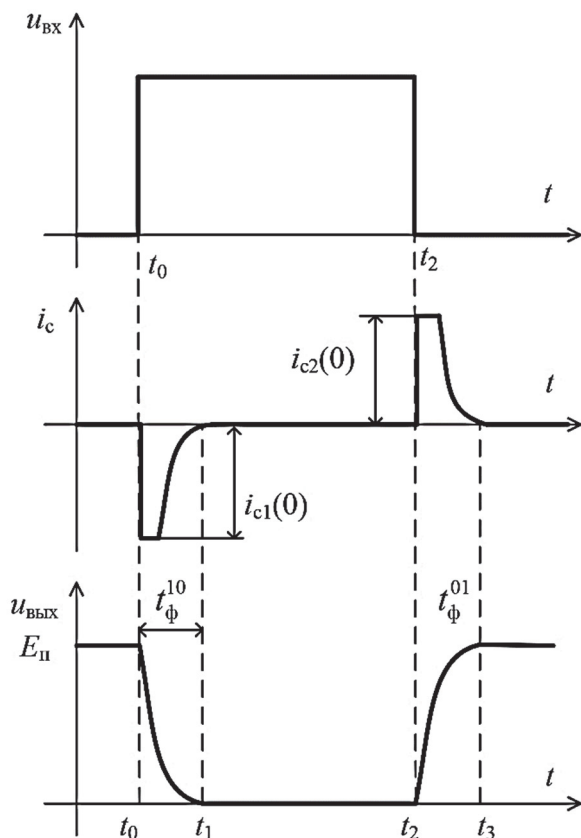


Рис. 9.36. Временные диаграммы переходных процессов комплементарного ключа-инвертора

В приведенных формулах индексы 1 и 2 указывают на различие параметров n - и p -канального транзистора. Однако это различие несущественно, поэтому длительности фронтов практически одинаковы.

Контрольные вопросы и задания

1. Каково назначение ключей? Перечислите основные требования, предъявляемые к ключам.
2. Классифицируйте ключи. Приведите примеры. Сравните отдельные классы ключей по их основным параметрам.
3. Почему биполярный транзистор можно использовать в качестве ключа? Укажите режимы работы транзистора.
4. Укажите свойства биполярного ключа, работающего как ключ в закрытом состоянии. Как на практике обеспечить это состояние? Нарисуйте эквивалентную схему транзистора, работающего в этом состоянии.
5. Укажите свойства биполярного ключа, работающего как ключ в открытом состоянии. Как на практике обеспечить это состояние? Нарисуйте эквивалентную схему транзистора, работающего в этом состоянии.
6. Почему схему ключевого элемента на биполярном транзисторе можно представить как логический элемент?
7. Нарисуйте передаточную характеристику инвертора на биполярном транзисторе и поясните, в каких режимах работает транзистор на её отдельных участках?
8. Что такое помехоустойчивость инвертора и как определить её по передаточной характеристике?
9. Что такое нагрузочная способность логического элемента и как её определить?
10. По каким параметрам определяется быстродействие логических схем?
11. Какой математический аппарат применяется при расчете отдельных этапов переходного процесса в ключевых схемах на биполярном транзисторе?
12. Расскажите об отдельных этапах процесса открывания ключа-инвертора на биполярном транзисторе.
13. Расскажите об отдельных этапах процесса закрывания ключа-инвертора на биполярном транзисторе.
14. По каким методикам на практике определяется быстродействие логических схем?

15. Каким образом повышается скорость переключения ключа на биполярном транзисторе с помощью ускоряющего конденсатора?

16. Как влияет введение нелинейной отрицательной обратной связи на быстродействие ключа на биполярном транзисторе?

17. Каковы преимущества электронных ключей на полевых транзисторах по сравнению с ключами на биполярных транзисторах? И каковы недостатки?

18. Как обеспечить в схеме ключа на полевом транзисторе открытое и закрытое состояние?

19. Нарисуйте передаточную характеристику инвертора на полевом транзисторе и поясните, в каких режимах работает транзистор на её отдельных участках?

20. Объясните процесс переключения ключа на полевом транзисторе из закрытого состояния в открытое.

21. Объясните процесс переключения ключа на полевом транзисторе из открытого состояния в закрытое.

22. Рассмотрите схему ключа на полевых транзисторах, выполненного по одноканальной технологии. Поясните, какие преимущества и какие недостатки имеет эта схема по сравнению с простой схемой ключа?

23. Рассмотрите схему ключа на полевых транзисторах, выполненного по КМОП-технологии. Поясните, какие преимущества и какие недостатки имеет эта схема по сравнению с простой схемой ключа и ключа, выполненного по одноканальной технологии?

Задачи с решениями

Задача 9.1. В схеме биполярного транзисторного ключа (рис. 9.37) определить минимальное значение уровня входного сигнала $U_{\text{вх мин}} = U_{\text{пор}}^1$, соответствующее логической единице. Параметры схемы: $E_{\text{п}} = 12 \text{ В}$, $E_{\text{см}} = 2 \text{ В}$, $R_1 = 4 \text{ кОм}$, $R_2 = 2 \text{ кОм}$, $R_{\text{к}} = 1 \text{ кОм}$. Параметры транзистора: $\beta = 30$, $U_{\text{он}} = 0,7 \text{ В}$, $U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$.

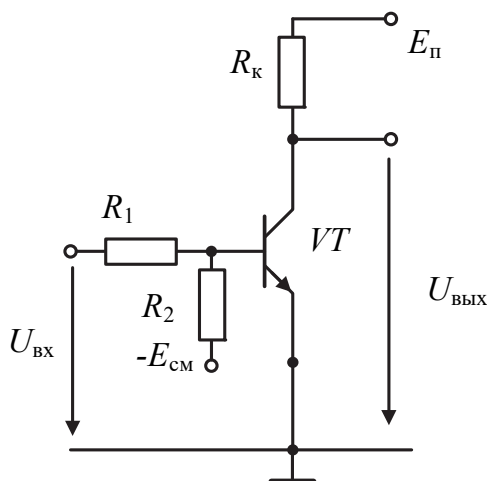


Рис. 9.37. Схема к задаче 9.1

Решение. Из передаточной характеристики ключевого элемента (рис. 9.38) видно, что режим насыщения определяется участком $(a-A)$, т.е. $U_{\text{вх мин}} = U_{\text{пор}}^1$. Пороговое напряжение $U_{\text{пор}}^1$ находим из токового критерия насыщения:

$$I_{\text{бо}} \geq I_{\text{бгр}} = \frac{I_{\text{кн}}}{\beta} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{кн}}}{\beta \cdot R_{\text{к}}}.$$

$$\text{Здесь } I_{\text{бо}} = I_{R_1} - I_{R_2} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{бн}}}{R_1} - \frac{|E_{\text{см}}| + U_{\text{бн}}}{R_2} - \text{минимальный}$$

базовый ток транзистора, работающего в режиме насыщения. Для порогового напряжения:

$$\begin{aligned} U_{\text{пор}}^1 &= U_{\text{бн}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + |E_{\text{см}}| \frac{R_1}{R_2} + I_{\text{бгр}} R_1 = \\ &= U_{\text{бн}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + |E_{\text{см}}| \frac{R_1}{R_2} + \frac{(E_{\text{п}} - U_{\text{кн}}) R_1}{\beta R_{\text{к}}}. \end{aligned}$$

После подстановки численных данных

$$U_{\text{пор}}^1 = 2 \frac{4 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} + 0,7 \left(1 + \frac{4 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} \right) + \frac{(12 - 0,2) 4 \cdot 10^3}{30 \cdot 1 \cdot 10^3} = 7,67 \text{ В.}$$

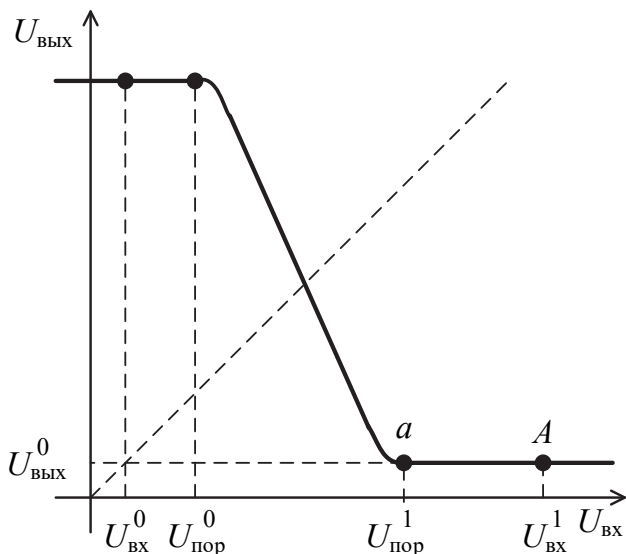


Рис. 9.38. Передаточная характеристика ключевой схемы

Задача 9.2. В схеме биполярного транзисторного ключа (рис. 9.37) определить минимальное значение коэффициента усиления транзистора β , если входной сигнал меняется от $U_{\text{вх}}^0 = 0$ до $U_{\text{вх}}^1 = 8 \text{ В}$. Параметры элементов схемы: $E_{\text{п}} = 12 \text{ В}$, $E_{\text{см}} = 2 \text{ В}$, $R_1 = 4 \text{ кОм}$, $R_2 = 2 \text{ кОм}$, $R_{\text{к}} = 1 \text{ кОм}$. Параметры транзистора: $\beta = 30$, $U_{\text{он}} = 0,7 \text{ В}$, $U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$.

Решение. Минимальное значение коэффициента β можно найти из токового критерия насыщения $I_{\text{бo}} \geq I_{\text{бгр}} = \frac{I_{\text{кн}}}{\beta} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{кн}}}{\beta \cdot R_{\text{к}}}$, где минимальный базовый ток транзистора, работающего

в режиме насыщения равен $I_{\text{бо}} = I_{R_1} - I_{R_2} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{бн}}}{R_1} - \frac{|E_{\text{см}}| + U_{\text{бн}}}{R_2}$.

Решая эту систему относительно β , получим

$$\beta \geq \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{кн}}}{R_{\text{к}} \left(\frac{U_{\text{вх}}^1 - U_{\text{бн}}}{R_1} - \frac{|E_{\text{см}}| + U_{\text{бн}}}{R_2} \right)}.$$

После подстановки численных данных

$$\beta \geq \frac{12 - 0,2}{10^3 \cdot \left(\frac{(8 - 0,7)}{4 \cdot 10^3} - \frac{(2 + 0,7)}{2 \cdot 10^3} \right)} = 24,8.$$

Таким образом, минимальное значение коэффициента усиления транзистора $\beta \geq 25$.

Задача 9.3. В схеме биполярного транзисторного ключа с нелинейной отрицательной обратной связью (рис. 9.39) определить уровни выходного напряжения $U_{\text{вых}}^0$ и $U_{\text{вых}}^1$, если к её выходу подключена нагрузка $R_{\text{н}} = 4 \text{ кОм}$. Параметры элементов схемы $E_{\text{п}} = 15 \text{ В}$, $R_{\text{б}} = 2 \text{ кОм}$, $R_{\text{к}} = 1 \text{ кОм}$. Параметры транзистора: $U_{\text{бн}} = 0,8 \text{ В}$, $U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$. Параметры диода Шоттки: $U_{\text{до}} = 0,2 \text{ В}$.

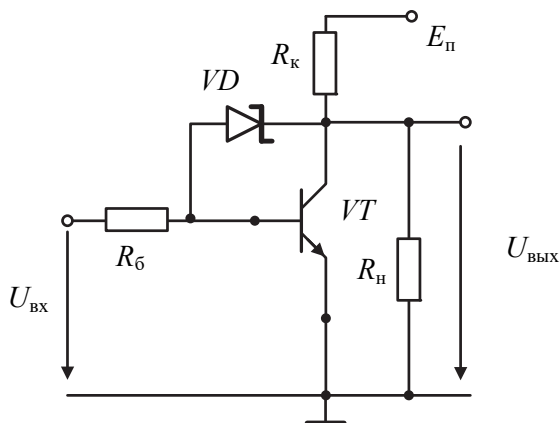


Рис. 9.39. Схема к задаче 9.3

Решение. Если входное напряжение мало ($U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^0$), то транзистор VT закрыт, и выходное напряжение равно

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^1 = E_{\text{пит}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{к}}} = 15 \frac{4 \cdot 10^3}{4 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3} = 12 \text{ В.}$$

Если входное напряжение большое ($U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^1$), то транзистор VT открыт, но работает на границе активной области и области насыщения. Тогда выходное напряжение можно определить по формуле:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{бн}} - U_{\text{д0}} = 0,7 - 0,2 = 0,5 \text{ В.}$$

Задача 9.4. В схеме биполярного транзисторного ключа (рис. 9.40) определить уровни выходного напряжения $U_{\text{вых}}^0$ и $U_{\text{вых}}^1$, если к её выходу подключена такая же схема. Параметры элементов схемы $E_{\text{п}} = 12 \text{ В}$, $E_{\text{см}} = 2 \text{ В}$, $R_1 = 4 \text{ кОм}$, $R_2 = 2 \text{ кОм}$, $R_{\text{к}} = 1 \text{ кОм}$. Параметры транзистора: $\beta = 30$, $U_{\text{бн}} = 0,7 \text{ В}$, $U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$.

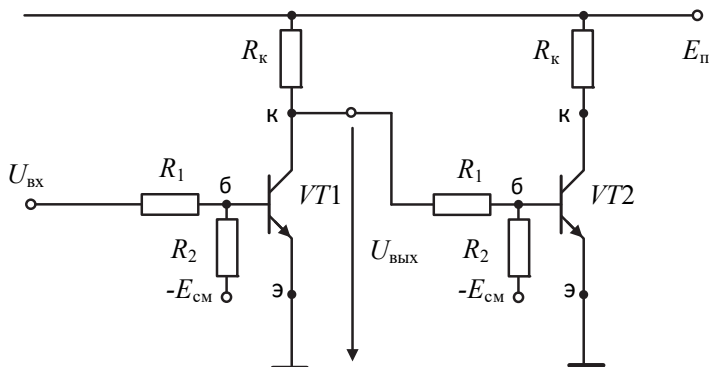


Рис. 9.40. Схема к задаче 9.4

Решение. Рассмотрим случай, когда на вход схемы подан высокий уровень напряжения обеспечивающий, что транзистор VT1 вошел в насыщение ($U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}^1$). Тогда на выходе

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$$

и транзистор VT2 будет закрыт.

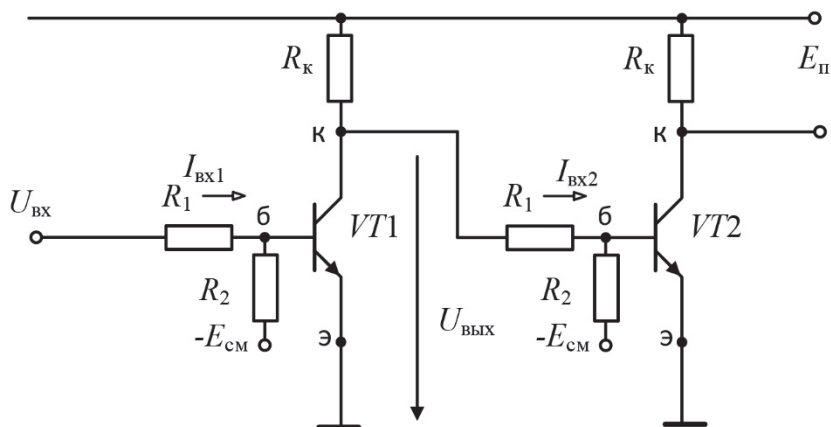


Рис. 9.41. Расчетная схема к задаче 9.4

Если же на вход первого инвертора подать напряжение $U_{\text{ВХ}} < U_{\text{пор}}^0$, то транзистор $VT1$ закроется. В этом случае выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ зависит от числа подключенных нагрузок, по условию задачи число нагрузок $n = 1$. Если предположить, что $VT2$ вошел в насыщение, то $U_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{п}} - I_{\text{ВХ2}} \cdot R_{\text{к}}$, $I_{\text{ВХ2}} = (U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{бн}}) / R_1$ (рис. 9.41). Выразим напряжение на выходе $VT1$ $U_{\text{ВЫХ}} = \frac{E_{\text{п}} \cdot R_1 + U_{\text{бн}} \cdot R_{\text{к}}}{R_1 + R_{\text{к}}} = 9,74 \text{ В}$. Полученное значение входного напряжения для $VT2$ должно обеспечить выполнение токового критерия для отпирающего базового тока:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{ВХ2}} = I_{\text{бo2}} &= \frac{U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{бн}}}{R_1} - \frac{|E_{\text{см}}| + U_{\text{бн}}}{R_2} = \\
 &= \frac{9,74 - 0,7}{4 \cdot 10^3} - \frac{2 + 0,7}{24 \cdot 10^3} = 0,91 \text{ мА} .
 \end{aligned}$$

Сравним с граничным значением базового тока

$$I_{\text{бгр2}} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{кн}}}{\beta \cdot R_{\text{к}}} = \frac{12 - 0,2}{30 \cdot 1} = \frac{11,8}{30} = 0,39 \text{ мА}.$$

Так как $I_{\text{бo2}} > I_{\text{бгр2}}$, то токовый критерий насыщения выполняется, $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^1 = 9,74 \text{ В}$.

Задача 9.5. Определить нагрузочную способность инвертора, построенного на базе биполярного транзисторного ключа (рис. 9.42). Параметры элементов схемы: $E_{\text{п}} = 5 \text{ В}$, $E_{\text{см}} = 2 \text{ В}$, $R_{\text{б}} = 450 \text{ Ом}$, $R_{\text{к}} = 640 \text{ Ом}$. Параметры транзистора: $\beta = 20 \dots 80$, $U_{\text{бн}} = 0,8 \text{ В}$, $U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$.

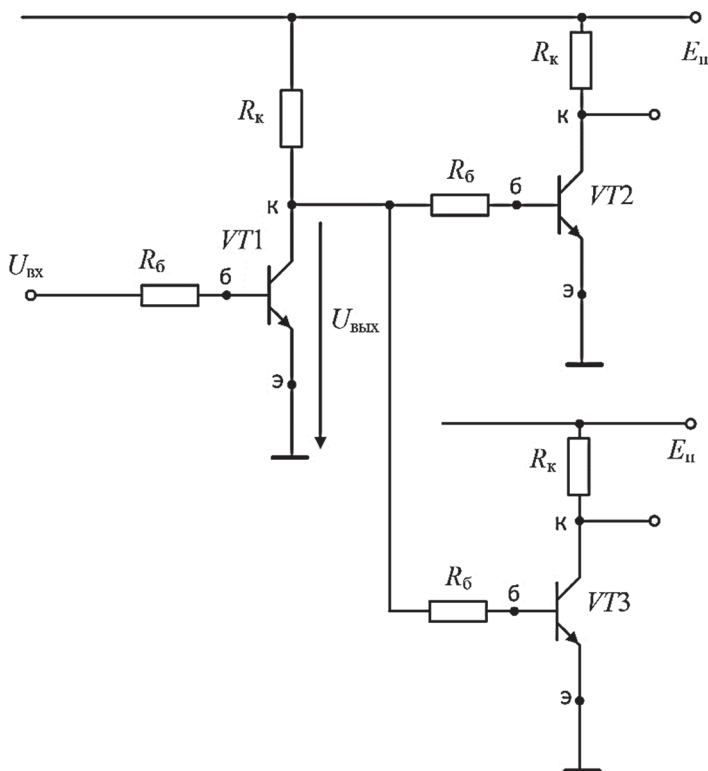


Рис. 9.42. Схема к задаче 9.5

Решение. Предположим, что на вход подается высокий уровень сигнала $U_{\text{вх}}$ такой, что транзистор $VT1$ вошел в насыщение, поэтому на его выходе, а значит и на входах схем-нагрузок, напряжение $U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$, что недостаточно для отпираания транзисторов $VT2$ и $VT3$. Таким образом, все транзисторы схем-нагрузок (для любого количества) будут выключены.

В случае если на вход подается малое напряжение $U_{\text{вх}} = U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$, то транзистор $VT1$ закроется, и на его выходе, а следовательно и на входах схем-нагрузок, возникнет высокое напряжение, которое должно привести к отпираанию транзисторов $VT2$ и $VT3$. Они все должны перейти в режим насыщения, если выполняется токовый критерий для всех транзисторов схем-нагрузок и для $\beta = \beta_{\text{мин}} = 20$. Можно записать следующее уравнение

(рис. 9.43):
$$I_{\text{вых}} = nI_{\text{вх}} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{бн}}}{R_{\text{к}} + \frac{R_{\text{г}}}{n}}.$$

Токовый критерий насыщения для транзисторов схем-нагрузок запишется в следующем виде:

$$I_{\text{го}} = I_{\text{вх}} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{бн}}}{nR_{\text{к}} + R_{\text{г}}} \geq I_{\text{гп}} = \frac{I_{\text{кн}}}{\beta_{\text{мин}}} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{кн}}}{\beta_{\text{мин}} \cdot R_{\text{к}}}.$$

Отсюда можно получить выражение для расчета максимального числа подключаемых схем-нагрузок:

$$n \leq \frac{\beta_{\text{мин}} (E_{\text{пит}} - U_{\text{бн}})}{(E_{\text{пит}} - U_{\text{кн}})} - \frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{к}}} = \frac{20(5 - 0,8)}{(5 - 0,2)} - \frac{450}{640} = 16,8.$$

Таким образом, нагрузочная способность такой схемы равна 16.

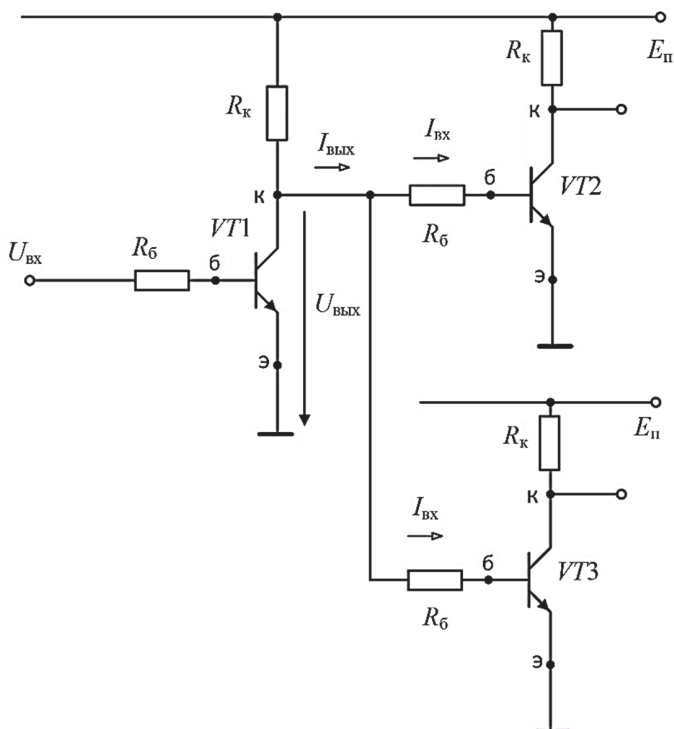


Рис. 9.43. Расчетная схема к задаче 9.5

Задача 9.6. Для схемы биполярного транзисторного ключа определить помехоустойчивость к положительным помехам, если к выходу каждой схемы подключены две аналогичные (рис. 9.44). Параметры элементов схемы: $E_{\Pi} = 5 \text{ В}$, $E_{\text{см}} = 2 \text{ В}$, $R_1 = 2 \text{ кОм}$, $R_2 = 2 \text{ кОм}$, $R_{\text{к}} = 200 \text{ Ом}$. Параметры транзистора: $\beta_{\text{мин}} = 50$, $U_{\text{б0}} = 0,5 \text{ В}$, $U_{\text{бн}} = 0,7 \text{ В}$, $U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$.

Решение. Для определения помехоустойчивости используют следующий прием: между выходом одного ключа и входом другого включается фиктивный (дополнительный) источник $\Delta U_{\text{пом}}$, который моделирует помеху (рис. 9.44). На его выходе возникнет низкое напряжение $U_{\text{вых}} = U_{\text{кн}} = U_{\text{вх}}^0 = 0,2 \text{ В}$, которое должно привести к запиранию транзисторов VT_2 и VT_3 . Положительная помеха

не должна привести к отпиранию транзисторов схем-нагрузок, т.е. суммарное напряжение, действующее на входах нагрузок, не должно превышать $U_{\text{пор}}^0$:

$$U_{\text{пор}}^0 = U_{60} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + |E_{\text{см}}| \frac{R_1}{R_2} = 0,5 \left(1 + \frac{2 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} \right) + 2 \frac{2 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} = 3 \text{ В.}$$

Допустимая отпирающая положительная помеха равна:

$$\Delta U_{\text{пом}}^+ = U_{\text{пор}}^0 - U_{\text{вых}}^0 = 3 - 0,2 = 2,8 \text{ В.}$$

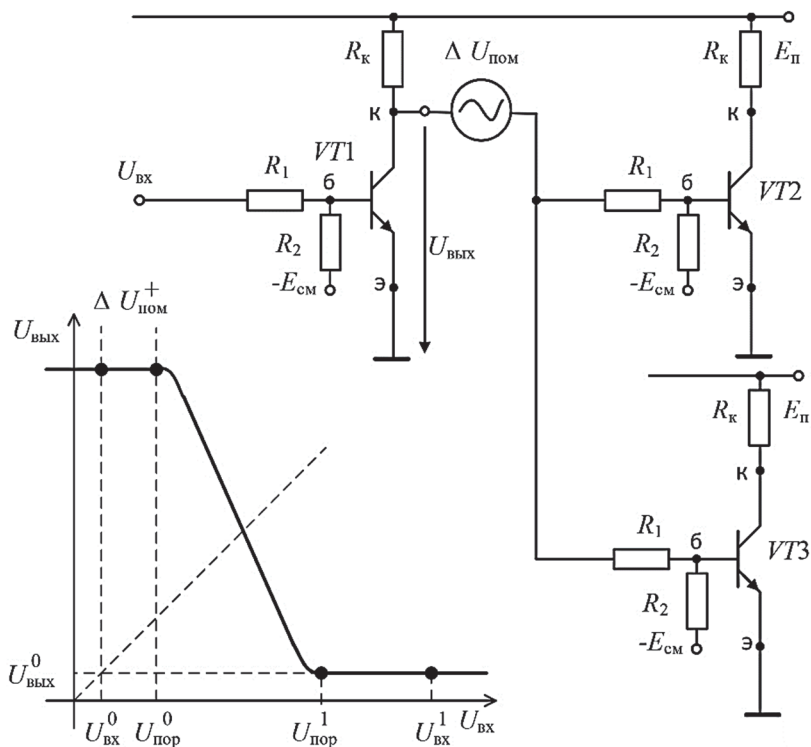


Рис. 9.44. К решению задачи 9.6

Задача 9.7. В схеме МДП-ключа с резистивной нагрузкой (рис. 9.45) определить выходное напряжение при $U_{\text{вх}} = 4 \text{ В}$. Параметры элементов схемы: $E_{\text{п}} = 12 \text{ В}$, $R_{\text{с}} = 10 \text{ кОм}$. Параметры транзистора: $U_0 = 3 \text{ В}$, $b = 200 \text{ мкА/В}^2$.

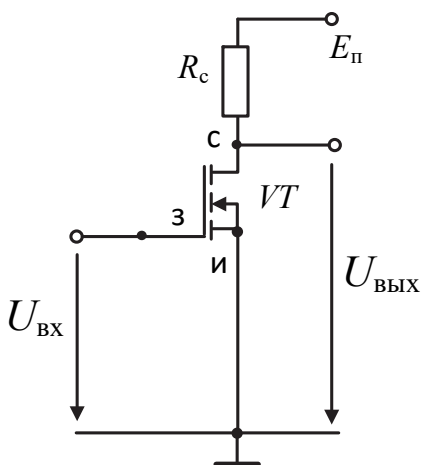


Рис. 9.45. Схема к задаче 9.7

Решение. Так как $U_{\text{вх}} = 4 \text{ В} > U_{\text{пор}}^0 = U_0 = 3 \text{ В}$, то транзистор открыт, работает в крутой области характеристик или в пологой области.

Чтобы определить в каком режиме работает транзистор, надо рассчитать граничное значение пологой и крутой областей работы транзистора, т.е. $U_{\text{пор}}^1$. Это можно найти из условия равенства тока в резисторе $R_{\text{с}}$ и тока в транзисторе, работающем в пологой области:

$$I_{\text{с}} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{си}}}{R_{\text{с}}} = b(U_{\text{зи}} - U_0)^2.$$

На границе пологой и крутой областей $U_{\text{вх}} = U_{\text{зи}} = U_{\text{пор}}^1$, а граничное значение напряжения на стоке транзистора $U_{\text{сн}} = U_{\text{сн}} = U_{\text{зи}} - U_0$. Подставив последнее уравнение в выражение для тока стока, получим

$$\frac{E_{\text{п}} - U_{\text{сн}}}{R_{\text{с}}} = bU_{\text{сн}}^2.$$

Имеем квадратное уравнение $bR_{\text{с}}U_{\text{сн}}^2 + U_{\text{сн}} - E_{\text{п}} = 0$, после подстановки численных значений $2U_{\text{сн}}^2 + U_{\text{сн}} - 12 = 0$ получим два значения для граничного значения $U_{\text{сн}}$: $U_{\text{сн1}} = 2,212 \text{ В}$ и $U_{\text{сн2}} = -2,712 \text{ В}$. Второе значение не удовлетворяет физическому смыслу, выбираем $U_{\text{сн}} = 2,212 \text{ В}$. Тогда $U_{\text{пор}}^1 = U_{\text{сн}} + U_0 = 2,212 + 3 = 5,212 \text{ В}$.

Следовательно, так как $U_{\text{вх}} = 4 \text{ В} < U_{\text{пор}}^1 = 5,212 \text{ В}$, транзистор работает в пологой области и выходное напряжение равно:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= E_{\text{п}} - I_{\text{с}}R_{\text{с}} = E_{\text{п}} - b(U_{\text{зи}} - U_0)^2 R_{\text{с}} = \\ &= 12 - 200 \cdot 10^{-6} \cdot (4 - 3)^2 = 10 \text{ В}. \end{aligned}$$

Задача 9.8. В схеме МДП-ключа с резистивной нагрузкой (см. рис. 9.45) определить выходное напряжение при $U_{\text{вх}} = 6 \text{ В}$. Параметры элементов схемы: $E_{\text{п}} = 12 \text{ В}$, $R_{\text{с}} = 10 \text{ кОм}$. Параметры транзистора: $U_0 = 3 \text{ В}$, $b = 200 \text{ мкА/В}^2$.

Решение. Так как $U_{\text{вх}} = 6 \text{ В} > U_{\text{пор}}^0 = U_0 = 3 \text{ В}$, то транзистор открыт, работает в крутой области характеристик или в пологой области.

Чтобы определить в каком режиме работает транзистор, надо рассчитать граничное значение пологой и крутой областей работы транзистора, т.е. $U_{\text{пор}}^1$. Это можно найти из условия равенства тока в резисторе R_c и тока в транзисторе, работающем в пологой области:

$$I_c = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{си}}}{R_c} = b(U_{\text{зи}} - U_0)^2.$$

На границе пологой и крутой областей $U_{\text{вх}} = U_{\text{зи}} = U_{\text{пор}}^1$, а граничное значение напряжения на стоке транзистора $U_{\text{си}} = U_{\text{сн}} = U_{\text{зи}} - U_0$. Подставив последнее уравнение в выражение для тока стока, получим

$$\frac{E_{\text{п}} - U_{\text{сн}}}{R_c} = bU_{\text{сн}}^2.$$

Имеем квадратное уравнение $bR_c U_{\text{сн}}^2 + U_{\text{сн}} - E_{\text{п}} = 0$, после подстановки численных значений $2U_{\text{сн}}^2 + U_{\text{сн}} - 12 = 0$ получим два значения для граничного значения $U_{\text{сн}}$: $U_{\text{сн1}} = 2,212 \text{ В}$ и $U_{\text{сн2}} = -2,712 \text{ В}$. Второе значение не удовлетворяет физическому смыслу, выбираем $U_{\text{сн}} = 2,212 \text{ В}$. Тогда $U_{\text{пор}}^1 = U_{\text{сн}} + U_0 = 2,212 + 3 = 5,212 \text{ В}$.

Следовательно, так как $U_{\text{вх}} = 6 \text{ В} > U_{\text{пор}}^1 = 5,212 \text{ В}$, транзистор работает в крутой области.

Ток стока в таком случае:

$$I_c = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{си}}}{R_c} = b[2(U_{\text{зи}} - U_0)U_{\text{си}} - U_{\text{си}}^2], \quad U_{\text{зи}} = U_{\text{вх}}, \quad U_{\text{си}} = U_{\text{вых}}.$$

Имеем квадратное уравнение

$$E_{\text{п}} - U_{\text{вых}} = bR_c[2(U_{\text{вх}} - U_0)U_{\text{вых}} - U_{\text{вых}}^2],$$

после подстановки численных значений $2U_{\text{вых}}^2 - 13U_{\text{вых}} + 12 = 0$.

Получаем два значения для выходного напряжения: $U_{\text{вых}1} = 1,114 \text{ В}$ и $U_{\text{вых}2} = 5,386 \text{ В}$. Второе значение не удовлетворяет физическому смыслу, следовательно $U_{\text{вых}} = 1,114 \text{ В}$.

В крутой области выходное напряжение можно определить по приближенной формуле

$$U_{\text{вых}} \approx E_{\pi} \frac{r_{\kappa}}{R_{\text{с}} + r_{\kappa}},$$

где $r_{\kappa} = \frac{1}{2b(U_{\text{зи}} - U_0)} = \frac{1}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6} (6 - 3)} = \frac{10^4}{12} \text{ Ом}$ – дифференциальное сопротивление канала транзистора, работающего в крутой области. Численное решение дает $U_{\text{вых}} \approx 0,923 \text{ В}$.

Задача 9.9. В схеме ключа n -МДП с динамической нагрузкой (рис. 9.46) определить выходное напряжение при $U_{\text{вх}} = 8 \text{ В}$. Напряжение питания схемы $E_{\pi} = 10 \text{ В}$. Параметры транзистора $VT1$: $U_{01} = 2 \text{ В}$, $b_1 = 900 \text{ мкА/В}^2$; параметры транзистора $VT2$: $U_{02} = 2 \text{ В}$, $b_2 = 90 \text{ мкА/В}^2$. Сравнить со значением, полученным с использованием приближенной формулы.

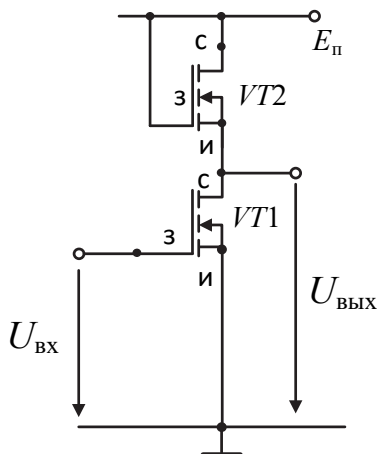


Рис. 9.46. Схема к задаче 9.9

Решение. Нижний транзистор $VT1$ работает в крутой области, а верхний транзистор $VT2$ – в пологой области. При этом

$$I_{c2} = I_{c1} = I_{сн}, \quad I_{c1} = b_1 [2(U_{зи1} - U_{о1})U_{сн1} - U_{сн1}^2],$$

$$I_{c2} = b_2 (E_{п} - U_{сн1} - U_{о2})^2, \quad U_{зи1} = U_{вх}, \quad U_{сн1} = U_{вых} = U_{ост}.$$

Решаем квадратное уравнение

$$b_1 [2(U_{вх} - U_{о1})U_{вых} - U_{вых}^2] = b_2 (E_{п} - U_{вых} - U_{о2})^2.$$

После подстановки численных данных: $11U_{вых}^2 - 136U_{вых} + 64 = 0$. Получаем два значения для выходного напряжения: $U_{вых1} = 0,49$ В и $U_{вых2} = 11,874$ В. Второе значение не удовлетворяет физическому смыслу, следовательно, $U_{вых} = 0,49$ В.

Выходное напряжение можно определить по приближенной формуле $U_{ост} \approx \frac{b_2}{2b_1} \cdot \frac{(E_{п} - U_{о2})^2}{(U_{вх} - U_{о1})}$. Численное решение дает

$$U_{вых} \approx 0,533 \text{ В. Погрешность расчета } \frac{0,533 - 0,49}{0,49} \cdot 100\% = 8,78\%.$$

Глава 10. ЛОГИЧЕСКИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

10.1. Классификация и основные параметры логических интегральных схем

Функционирование устройств цифровой электроники проходит в двоичной системе счисления, оперирующей двумя цифрами: **нуль (0)** и **единица (1)**. Математическим аппаратом, на основе которого реализуются цифровые устройства, является *алгебра логики*. *Логические элементы (логические вентили)* – элементы цифровой схемы, выполняющие логические операции. Каждый логический элемент имеет свое условное обозначение, которое выражает его логическую функцию, но не указывает на то, какая именно электронная схема в нем реализована.

Логические элементы И, ИЛИ, НЕ называют *базовыми*, так как с их помощью можно создать логическую схему, выполняющую сколь угодно сложную логическую операцию. В интегральной схемотехнике используют элементы И-НЕ, а также ИЛИ-НЕ. Каждый из этих элементов позволяет реализовать все виды логических операций. Например, элемент НЕ легко получается как из элемента ИЛИ-НЕ, так и из элемента И-НЕ параллельным соединением входов. На рисунке 10.1 приведены условно-графическое обозначения логических элементов для выполнения простейших логических операций.

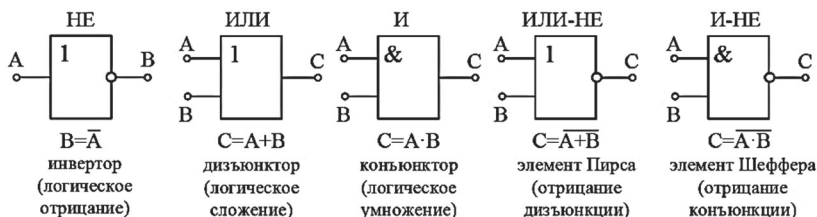


Рис. 10.1. Логические элементы для выполнения простейших логических операций

Логическая схема представляет собой соединение логических элементов для реализации логических функций. В схемах, реализующих логические функции, логические нули и единицы представлены разными уровнями напряжения: *уровнем нуля* U^0 или *уровнем единицы* U^1 . Если уровень единицы больше уровня нуля, то схема работает в «положительной логике», в противном случае она работает в «отрицательной логике». Одна и та же схема может работать и в той и в другой логике. Наиболее распространена работа в «положительной логике». Разность уровней единицы и нуля называют *логическим перепадом*: $U_{\text{л}} = U^1 - U^0$.

Интегральные логические элементы (ИЛЭ) составляют основу или элементную базу более сложных ИС и аппаратуры в целом. Выбор типов ИЛЭ определяет качественные показатели аппаратуры. Схемные варианты ИЛЭ принято называть *транзисторными логиками* (используют биполярные транзисторы) и обозначать буквами ТЛ с некоторыми дополнениями, отражающими специфику того или иного варианта (РТЛ, ДТЛ, ТТЛ, ТТЛШ).

Существует множество базовых логических элементов, различающихся схемной реализацией, технологией изготовления, быстродействием, потребляемой мощностью и другими параметрами.

Важнейшими параметрами логических элементов являются:

- потребляемая мощность, которая равна сумме статической $P_{\text{ст}}$ и динамической $P_{\text{д}}$ составляющих. Статическая составляющая определяется как среднее арифметическое мощностей, потребляемых логическим элементом в состояниях логических 0 и 1. Динамическая составляющая $P_{\text{д}}$ пропорциональна частоте f : $P_{\text{д}} = fC_{\text{н}}U_{\text{л}}^2$. Мощность, потребляемая элементом ТТЛШ, реализующим функцию 2И-НЕ, составляет в зависимости от серии от 1 до 20 мВт. КМОП-инвертор с длиной канала 0,25 мкм, работающий на частоте 500 МГц, потребляет мощность около 20 мкВт;

- нагрузочная способность (коэффициент разветвления): в зависимости от типа микросхем может изменяться от 2–3 до 30–100 и более;

- быстродействие: для стандартных элементов ТТЛ среднее время задержки составляет около 10 нс, у элементов ТТЛШ время задержки 3 нс, время задержки КМОП-инвертора, реализованного по технологии 0,25 мкм, не превышает 30 нс.

Классификация логических интегральных схем (ИС) *по технологии изготовления*:

- биполярная технология (ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика, ЭСТЛ – токовые ключи, ИИЛ – интегральная инжекционная логика);

- МОП – технология (*n*-МОП и *p*-МОП – одноканальная технология, КМОП-технология).

Классификация логических интегральных схем *по потребляемой мощности*:

- ИС с малым потреблением ($P_{\text{cp}} \sim 1$ мВт/вент);
- ИС со средним потреблением ($P_{\text{cp}} \sim 10$ мВт/вент);
- ИС с большим потреблением ($P_{\text{cp}} \sim 100$ мВт/вент).

Классификация логических интегральных схем *по помехоустойчивости*:

- ИС с малой помехоустойчивостью ($\Delta U_{\text{пом}} \sim 0,1$ В);
- ИС со средней помехоустойчивостью ($\Delta U_{\text{пом}} \sim 0,5$ В);
- ИС с большой помехоустойчивостью ($\Delta U_{\text{пом}} \sim 1,0$ В).

Классификация логических интегральных схем *по функциональному назначению*:

- цифровые (логические, триггеры, запоминающие устройства);

- аналоговые (генераторы, усилители, детекторы, фильтры, модуляторы);
- вычислительные устройства (микропроцессоры и микропроцессорные компоненты);
- многофункциональные устройства (матрицы, коммутаторы и др.).

Классификация логических интегральных схем *по сложности изготовления*:

- малая интегральная схема (**МИС**) – до 100 элементов на кристалле;
- средняя интегральная схема (**СИС**) – до 1 тыс. элементов на кристалле;
- большая интегральная схема (**БИС**) – до 10 тыс. элементов на кристалле;
- сверхбольшая интегральная схема (**СБИС**) – до 1 млн элементов на кристалле;
- ультрабольшая интегральная схема (**УБИС**) – до 1 млрд элементов на кристалле;
- гигабольшая интегральная схема (**ГБИС**) – более 1 млрд элементов на кристалле.

РТЛ-логики и ДТЛ-логики в настоящее время не применяются. Логические элементы ТТЛ-логики повсеместно использовались в микросхемах малой и средней степени интеграции в 70–80 гг. XX в., однако ТТЛ-логика присутствует и в современной цифровой электронике. Сегодня при построении современных цифровых систем большой и сверхбольшой степени интеграции (БИС и СБИС) в основном применяется КМОП-логика. Перспективным направлением является разработка логических элементов на совмещенных биполярных и МОП-транзисторах (БиКМОП-логика).

На рисунке 10.2 приведена конструкция и спецификация интегральной схемы.

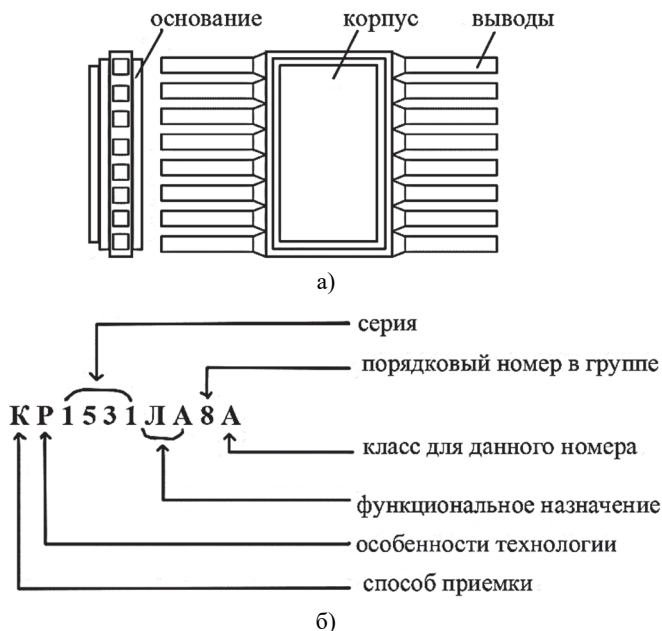


Рис. 10.2. Конструкция (а) и спецификация (б) ИС

10.2. Простейшие схемные реализации логических элементов. Резистивно-транзисторная логика (РТЛ)

Будем рассматривать логические элементы в положительной логике, примем уровень $+5\text{ В}$ за логическую единицу, а нулевой уровень напряжения за логический нуль. Проще всего показать схемную реализацию базовых логических элементов на примерах из электротехники, принимая закрытое положение ключа как логическую единицу, а открытое положение как логический нуль (рис. 10.3). Показание вольтметра $+5\text{ В}$ будет определять на выходе логическую единицу, нулевое показание вольтметра – логический нуль.

Проведем замену механических ключей транзисторными ключами. Соединение транзисторных ключей через резистивные связи лежит в основе создания ИЛЭ резистивно-транзисторной логики (РТЛ). Схемы РТЛ использовались на первом этапе развития микроэлектроники (низкая степень интеграции, низкое быстродействие).

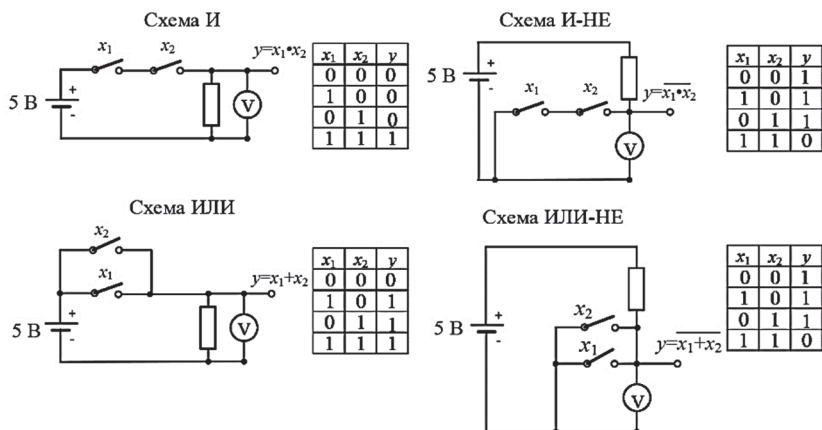


Рис. 10.3. Схемная реализация логических элементов с использованием механических ключей

На рисунке 10.4 приведена схемная реализация ИЛЭ РТЛ. При параллельном соединении с общей коллекторной нагрузкой в положительной логике схема выполняет функцию ИЛИ-НЕ, в отрицательной логике – функцию И-НЕ. При этом изменение характера выполняемой функции при замене положительной логики на отрицательную (и наоборот) является общим свойством ИЛЭ.

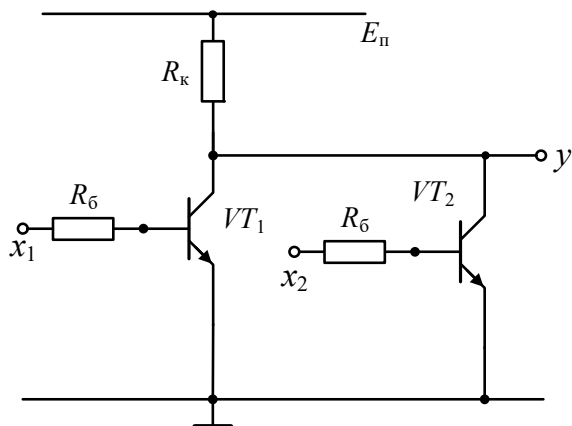


Рис. 10.4. Схема РТЛ, выполняющая в положительной логике функцию ИЛИ-НЕ, в отрицательной логике функцию И-НЕ

Схема с соединением транзисторов, показанная на рис. 10.5, в положительной логике выполняет функцию И-НЕ.

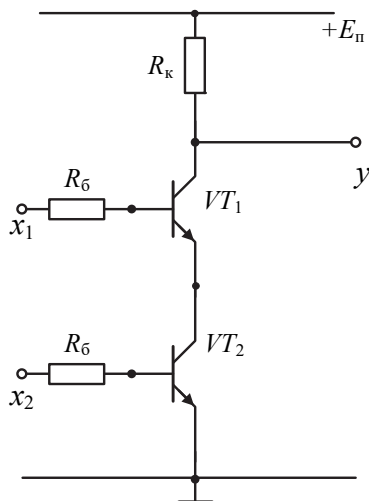


Рис. 10.5. Схема РТЛ, выполняющая в положительной логике функцию И-НЕ

10.3. Диодно-транзисторная логика (ДТЛ)

Логические функции могут быть реализованы с помощью полупроводниковых диодов. На рисунке 10.6 представлена схема логического элемента И для положительной логики с тремя входами.

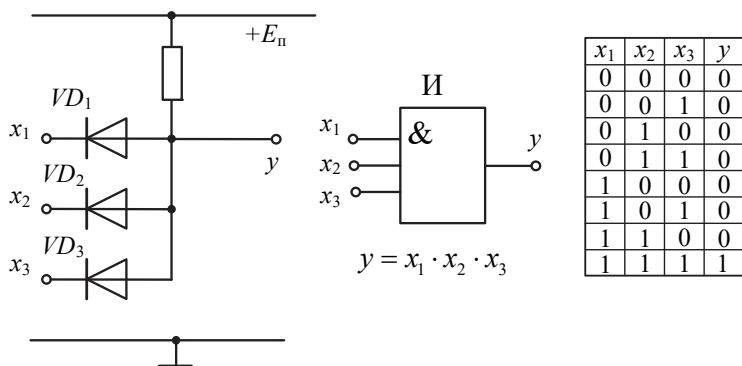


Рис. 10.6. Схема ДТЛ, выполняющая в положительной логике функцию И

Выходной сигнал диодных схем можно использовать для управления другими диодными логическими схемами. За счет неизбежных потерь уровни напряжения для различных состояний рассматриваемых схем сближаются. Для обеспечения надежности необходим транзистор, который фиксирует уровень логического напряжения. На рисунке 10.7 представлена базовая схема ДТЛ, которая в течение ряда лет использовалась как стандартная схема И-НЕ в положительной логике. В схеме использованы три источника питания, дополнительные диоды VD_4 , VD_5 для повышения помехоустойчивости.

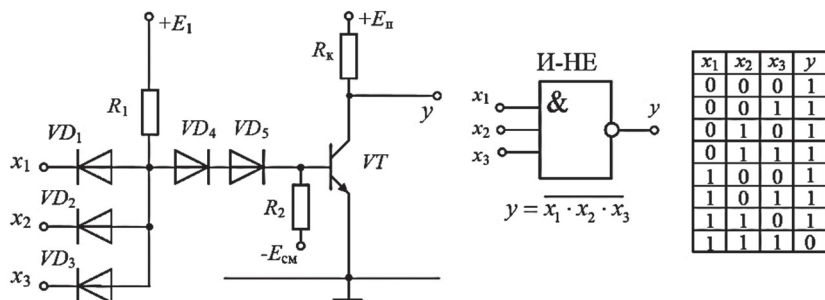


Рис. 10.7. Базовая схема ДТЛ, выполняющая в положительной логике функцию И-НЕ

10.4. Транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ)

Гибкость и универсальность – одно из преимуществ схем ТТЛ. В схемах ТТЛ логическая функция реализуется многоэмиттерным транзистором, или отдельными транзисторами, функцию инверсии выполняет транзистор. Многоэмиттерные транзисторы (МЭТ) отличаются от рассмотренных ранее транзисторов тем, что в их базовой области создают несколько (обычно 4–8) эмиттерных областей и, соответственно, эмиттерных переходов. Число эмиттеров определяет число входов ЛЭ. Главная особенность использования МЭТ в схемах ТТЛ заключается в том, что коллекторный переход МЭТ всегда смещен в прямом направлении. Отдельные ЭП могут быть открыты

или закрыты в зависимости от того, какой уровень напряжения подается на соответствующий вход. При использовании МЭТ в схемах ТТЛ требуется уменьшать инверсный коэффициент передачи (как правило $\beta_i < 0,02$), чтобы уменьшить входной ток закрытого входа.

На рисунке 10.8 представлена схема ТТЛ с тремя входами, которая в положительной логике выполняет функцию И-НЕ. МЭТ осуществляет операцию И, инвертор реализован на транзисторе VT_2 . В многоэмиттерном транзисторе VT_1 с тремя ЭП при поступлении высокого уровня напряжения *на все входы* ток коллектора будет достаточен, чтобы открыть VT_2 и определить его работу в режиме насыщения. В таком случае на выходе будет напряжение уровня логического нуля U^0 . Если один из ЭП многоэмиттерного транзистора VT_1 открыт, то коллекторного тока недостаточно, чтобы открыть VT_2 , соответственно, он будет работать в режиме отсечки, и на выходе будет напряжение уровня логической единицы U^1 .

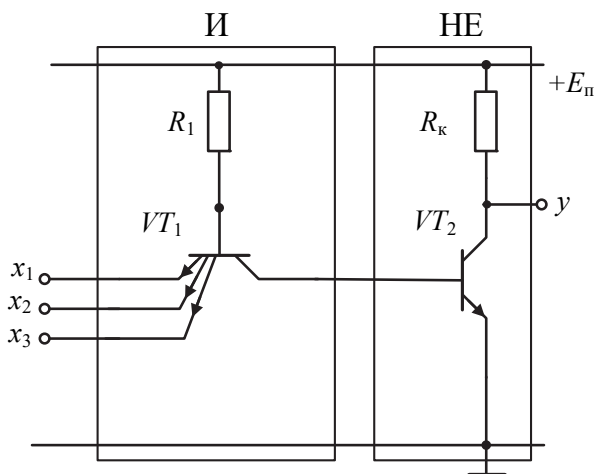


Рис. 10.8. Схема ТТЛ с многоэмиттерным транзистором и простым инвертором

Недостатком простейшей схемы ТТЛ, представленной на рис. 10.8, является её неэкономичность. Когда транзистор VT_2 находится в режиме насыщения, то его коллекторный ток доста-

точно большой, что приводит к увеличению потребляемой мощности. Для уменьшения тока коллектора можно увеличить сопротивление резистора R_k в коллекторной цепи. Однако это приводит к снижению уровня логической единицы и уменьшению нагрузочной способности схемы. Кроме того, увеличится время переключения схемы в состояние логической единицы.

Использование отдельных транзисторов также позволяет реализовывать различные логические функции (рис. 10.9). Элемент ТТЛ с отдельными входными транзисторами занимает большую площадь, чем элемент ТТЛ с многоэмиттерным транзистором, но позволяет исключить ряд нежелательных эффектов, свойственных многоэмиттерным транзисторам, а также обеспечивает большую гибкость при проектировании.

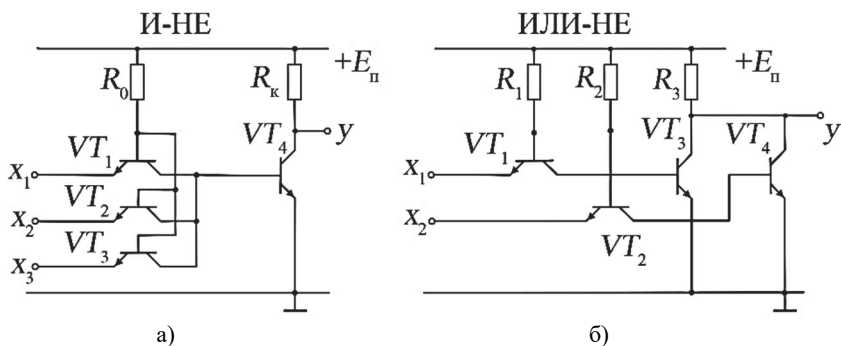


Рис. 10.9. Схемы ТТЛ с отдельными транзисторами, выполняющие логические функции И-НЕ (а); ИЛИ-НЕ (б)

10.5. Логический элемент ТТЛ со сложным инвертором.

Назначение элементов и основные характеристики

Существенным недостатком ТТЛ-схемы с простым инвертором является малая нагрузочная способность, при подключении нескольких нагрузок возрастает суммарная нагрузочная емкость и время переключения.

Чтобы повысить быстродействие и нагрузочную способность схемы ТТЛ, вместо простого инвертора, состоящего из одного транзистора, используют *сложный инвертор*, состоящий из трех транзисторов и диода. На рисунке 10.10 приведена базовая схема ТТЛ со сложным инвертором. В сложном инверторе транзисторы $VT2$ и $VT4$ включены по схеме Дарлингтона, они вместе запираются и вместе открываются. Ветвь с резистором R_4 нужна для того, чтобы уменьшить ток базы насыщения транзистора $VT4$ и для обеспечения рассасывания заряда в базе транзистора при его запираии. Транзисторы $VT3$ и $VT4$ представляют двухтактный выходной каскад, транзисторы работают поочередно. Диод VD обеспечивает запираение транзистора $VT3$ при открытом и насыщенном транзисторе $VT4$. Резистор R_3 ограничивает ток во время тех интервалов, когда $VT2$ открывается, а $VT4$ еще не закрылся.

Для схемы ТТЛ со сложным инвертором нагрузочная способность $n = 10$. Специальные ТТЛ-микросхемы имеют повышенную нагрузочную способность, обеспечивая $n = 30$.

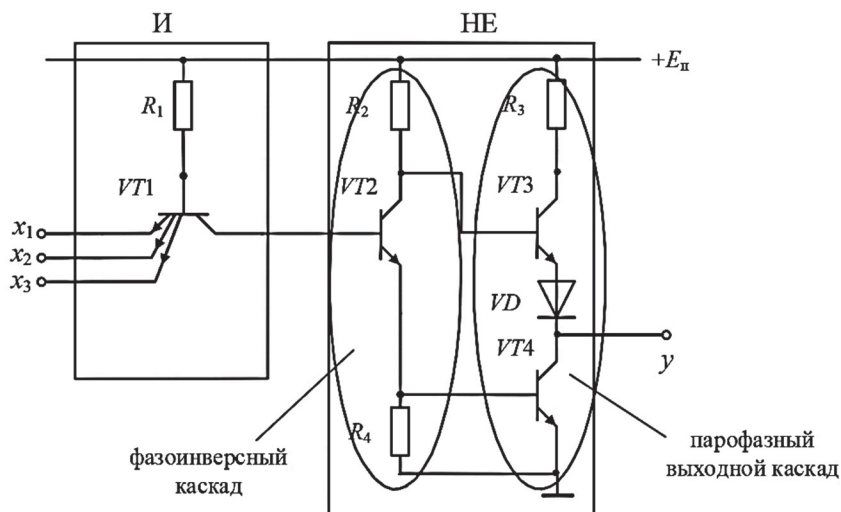


Рис. 10.10. Схема ТТЛ со сложным инвертором

Рассмотрим работу схемы ТТЛ со сложным инвертором более подробно. Пусть на входах 1,2,3 или на одном входе логические 0 (низкий уровень напряжения 0,2 В и менее). Транзистор $VT1$ находится в режиме насыщения (рис. 10.11), на выходе низкий уровень напряжения (менее 0,2 В) – логический нуль. Транзистор $VT2$ закрыт, следовательно $I_{R2} = I_{\beta 3}$, базовый ток транзистора $VT3$ открывает транзистор и определяет его работу в активном режиме. Поскольку транзистор $VT2$ закрыт, то транзистор $VT4$ тоже закрыт. Тогда напряжение на выходе $U_{\text{вых}} = E_{\text{п}} - U_{R2} - U_{\beta 3} - U_{\text{д}}$, для ненагруженной схемы при указанных параметрах элементов выходное напряжение составляет $U_{\text{вых}} \approx 3,6 \text{ В}$, что соответствует логической единице.

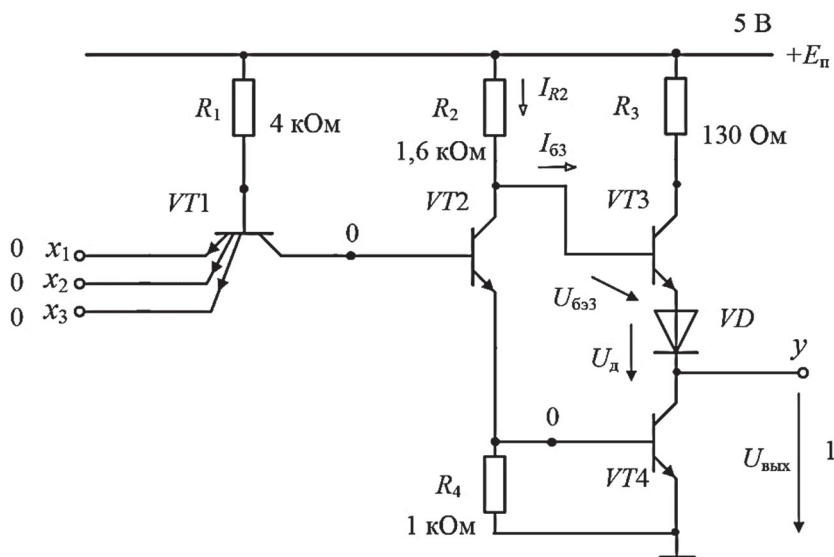


Рис. 10.11. Схема ТТЛ со сложным инвертором при условии, что на входах логические нули

Рассмотрим вариант, когда на входах 1,2,3 логические 1 (высокий уровень напряжения 3,3 В и более). Транзистор $VT1$ находится в инверсном активном режиме (рис. 10.12), все ЭП закрыты,

что обеспечивает работу транзистора $VT2$ в режиме насыщения. Эмиттерного тока транзистора $VT2$ достаточно для того, чтобы его часть, определяющая базовый ток транзистора $VT4$, открыла транзистор $VT4$ и ввела его в режим насыщения. Чтобы уменьшить базовый ток $VT4$, а значит степень его насыщения, в схеме предусмотрена ветвь с резистором R_4 для ответвления части эмиттерного тока $VT2$. Как было сказано ранее, диод VD обеспечивает запираание транзистора $VT3$ при открытом и насыщенном транзисторе $VT4$. Так как транзистор $VT4$ в режиме насыщения, то на выходе схемы логический нуль.

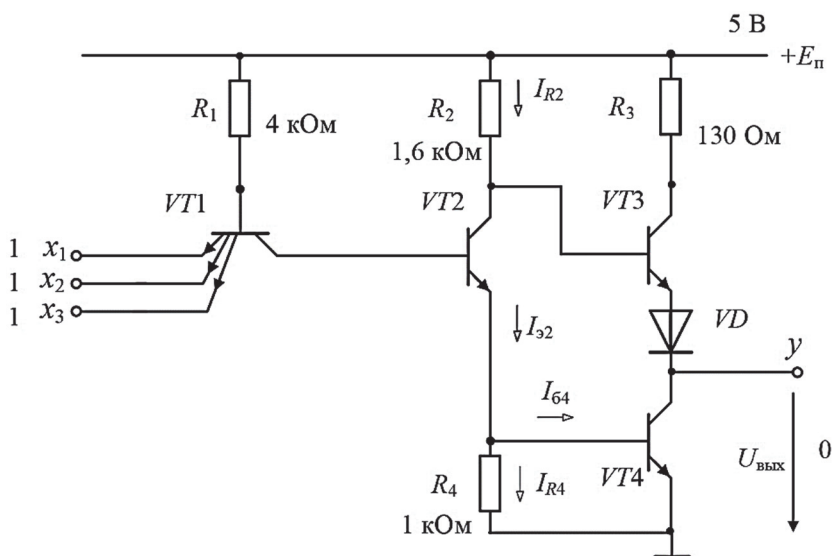


Рис. 10.12. Схема ТТЛ со сложным инвертором при условии, что на входах логические единицы

Следовательно, схема ТТЛ со сложным инвертором (см. рис. 10.10) выполняет логическую функцию И-НЕ.

Рассмотрим передаточную характеристику схемы ТТЛ со сложным инвертором. Передаточная характеристика имеет четыре области (рис. 10.13), области I–II и IV являются основными для работы схемы в статическом режиме, область III – переходная, в этой области схема находится при переключении с низкого на высокий

уровень выходного напряжения и наоборот. На рисунке 10.13 также показаны режимы работы транзисторов для разных областей: Н – транзистор в насыщении, ИА – работает в активном инверсном режиме, А – работает в активном режиме, З – транзистор закрыт (работает в режиме отсечки). Уровень выходного напряжения определяется состоянием транзистора $VT4$. Транзисторы $VT2$ и $VT4$ вместе закрываются и вместе открываются, т.е. находятся в одинаковом состоянии.

Достоинство применения схемы ТТЛ со сложным инвертором – быстрое переключение как на низкий, так и на высокий уровень, короткое время нарастания и спада выходного сигнала.

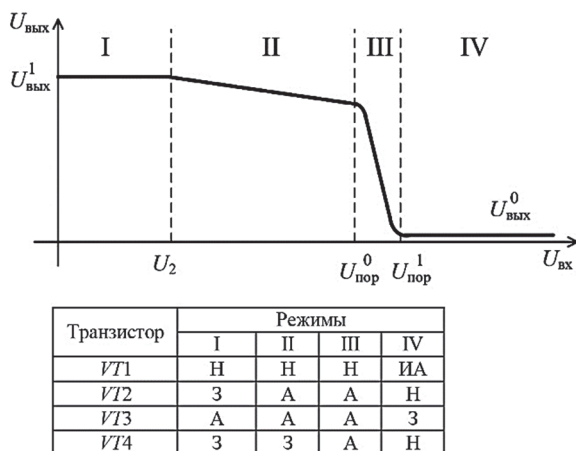


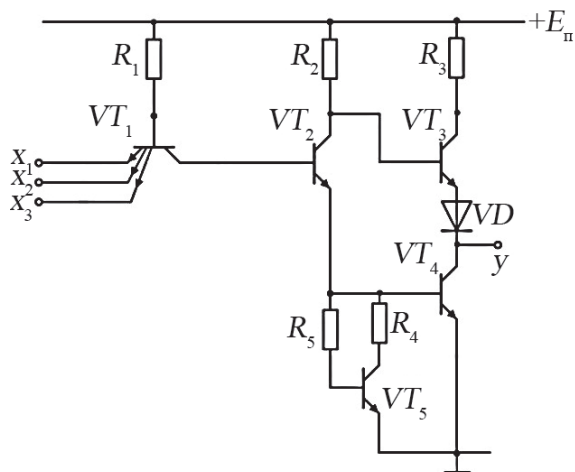
Рис. 10.13. Передаточная характеристика схемы ТТЛ со сложным инвертором и таблица режимов работы транзисторов

10.6. Схема ТТЛ с повышенной помехоустойчивостью

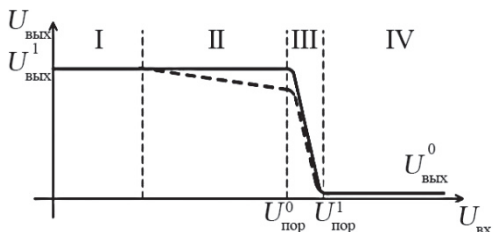
При функционировании ИС необходимо учитывать чувствительность ТТЛ-схем относительно помех, присутствующих в логических уровнях напряжения. Низкий уровень на выходе схемы ТТЛ не более 0,4 В. Уровень напряжения на входе схемы ТТЛ, меньший или равный 0,8 В, воспринимается как напряжение низкого уровня. Следовательно, минимальная помехоустойчивость $\Delta U_{\text{пом}} = 0,4 \text{ В}$.

Высокий уровень на каскадном выходе всегда больше 2,4 В, а на входе схемы ТТЛ входное напряжение высокого уровня должно быть больше или равно 2 В, т.е. минимальная помехоустойчивость для сигналов высокого уровня составляет также $\Delta U_{\text{пом}} = 0,4 \text{ В}$.

На рисунке 10.14а приведена схема ТТЛ с повышенной помехоустойчивостью. Введение в схему дополнительного транзистора VT_5 и резистора R_5 меняет передаточную характеристику ЛЭ (рис. 10.14б), практически выравнивая уровни напряжений областей I–II, так как транзистор VT_2 может открыться только одновременно с VT_5 , т.е. при напряжении $U_{\text{бэ}02} + U_{\text{бэ}05} = 1,2 \text{ В}$.



а)



б)

Транзистор	Режимы			
	I	II	III	IV
VT_1	Н	Н	Н	ИА
VT_2	З	А	А	Н
VT_3	А	А	А	З
VT_4	З	З	А	Н

Рис. 10.14. Схема ТТЛ с повышенной помехоустойчивостью (а) и передаточная характеристика схемы (б)

10.7. Быстродействующая схема ТТЛ

При рассмотрении переходных процессов было установлено, что скорость переключения транзистора определяется в основном временем рассасывания зарядов, накопленных в базе. Заметно увеличить быстродействие удается в ТТЛ-схемах с диодами Шоттки (ТТЛШ). В таких схемах диоды Шоттки включаются параллельно коллекторным переходам. Это позволяет исключить насыщение транзисторов и существенно уменьшить время переключения. Быстродействие элементов ТТЛШ в 3–5 раз выше, чем у аналогичных элементов ТТЛ. Недостатком ТТЛШ является меньшая помехоустойчивость из-за меньшего размаха выходного напряжения. Схемы ТТЛШ работают при таких же уровнях сигналов и питающих напряжений, как и обычные ТТЛ-схемы. В некоторых случаях многомиттерные транзисторы на входе заменяют диодами Шоттки. На рисунке 10.15 приведена схема ТТЛ логического элемента И-НЕ с транзисторами Шоттки. В транзисторах Шоттки объединены обычный n - p - n -транзистор и диод Шоттки. Транзистор VT_5 необходим для увеличения помехоустойчивости, транзистор VT_6 выполняет роль диода, обеспечивая закрытие транзистора VT_3 при низком уровне напряжения на входе.

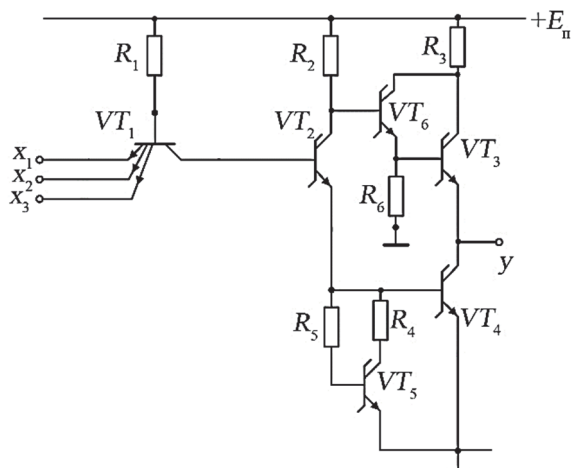


Рис. 10.15. Схема ТТЛ с транзисторами Шоттки

10.8. Схемотехника ТТЛ-схем. Схема ТТЛ с открытым коллектором

При соединении ТТЛ-схем и подключении выводов нескольких логических элементов к одной нагрузке необходимо соблюдать определенные правила.

При соединении ТТЛ-схем:

- нельзя соединять выходы схем (рис. 10.16а);
- входы нельзя оставлять «подвешенными» (рис. 10.16б).

«Неиспользованный» вход логического элемента подсоединяют к другому входу или соединяют с шиной питания через высокоомное сопротивление (рис. 10.17).

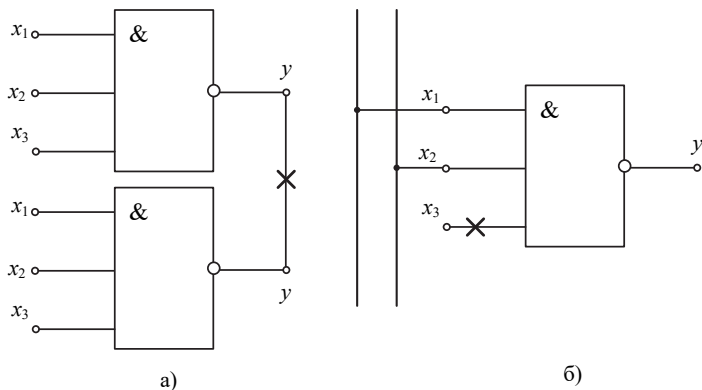


Рис. 10.16. Ошибки соединения ТТЛ-элементов

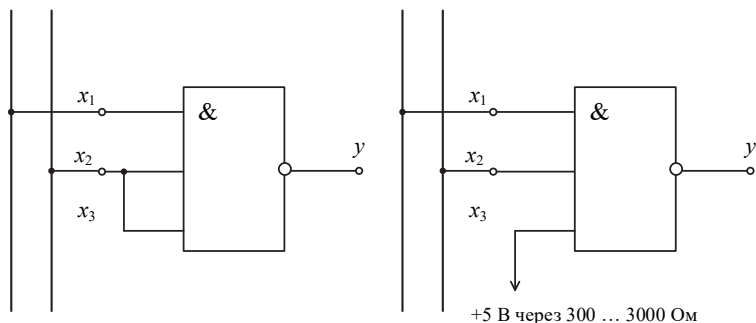
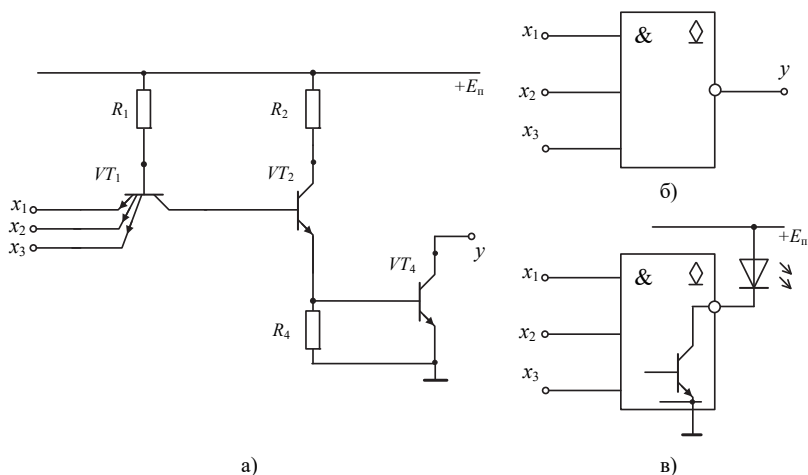


Рис. 10.17. Реализация «неиспользованного» входа

При использовании логических элементов как ключа используется *схема с открытым коллектором*. Свободный коллектор такой схемы является ее выходом и подключается к источнику питания через внешнее нагрузочное сопротивление. Его роль может выполнять светодиод, обмотка реле и т.п. На рисунке 10.18а представлена схема с открытым коллектором и условное изображение ЛЭ с открытым выходом (рис. 10.18б). К открытому выводу можно присоединить соответствующую коллекторную нагрузку, например, лампу или светодиод (рис. 10.18в), внешний транзистор для управления более мощными схемами.



**Рис. 10.18. Схема логического элемента И-НЕ (а),
условное изображение логического элемента (б),
пример подсоединения нагрузки (в)**

На практике часто возникает необходимость подключения выходов нескольких логических элементов к одной нагрузке. Открытые выходы логических элементов можно объединять. При этом обеспечивается реализация дополнительной логической функции. Логическая функция, реализуемая путем соединения выходов отдельных микросхем, называется монтажной логикой (МОНТАЖНОЕ ИЛИ).

10.9. Схема ТТЛ с тремя состояниями

У некоторых цифровых схем в дополнение к состояниям логического нуля и единицы имеется третье, называемое *высокоимпедансным* или *Z-состоянием* (рис.10.19). У таких микросхем имеется дополнительный управляющий вход E_z . При $E_z = 0$ выходные транзисторы логического элемента закрыты, их выходное сопротивление очень большое и микросхема оказывается отключенной от нагрузки.

При использовании логических элементов с тремя состояниями их выводы можно объединять вместе. Управление работой микросхем организуют так, чтобы они все, кроме одной, находились в высокоимпедансном состоянии. Это позволяет передать по одной шине информацию от нескольких источников.

На рисунке 10.19 приведены схема ТТЛ-элемента с тремя состояниями (рис. 10.19а), условное изображение элемента (рис. 10.19б) и таблица состояний (рис. 10.19в).

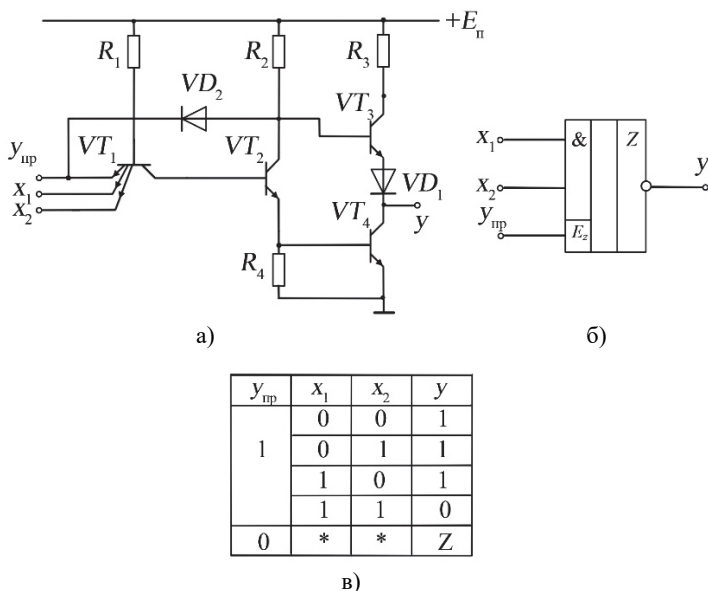


Рис. 10.19. Схема логического элемента И-НЕ с тремя состояниями (а), условное изображение логического элемента (б), таблица состояний (в)

При низком потенциале на управляющем входе все транзисторы в инверторе оказываются закрытыми, и схема полностью отключается от нагрузки. При высоком потенциале элемент с тремя состояниями работает как обычный, выполняя операцию И-НЕ. Логические элементы с тремя состояниями называют TRI-STATE.

10.10. Триггер Шмитта на биполярных транзисторах

В *триггере Шмитта* переход из одного устойчивого состояния в другое осуществляется только при определённых значениях входного напряжения, которые называются *уровнями срабатывания триггера* или просто *пороговыми уровнями*. Триггер Шмитта имеет гистерезисный характер передаточной характеристики. Ранее был рассмотрен *инвертирующий триггер Шмитта*, имеющий в основе операционный усилитель (ОУ).

Рассмотрим самую простую схема триггера Шмитта с использованием цифровых логических элементов, а именно последовательно включенных двух инверторов (рис. 10.20). Посредством резистивной положительной обратной связи по току входное напряжение переключения меняет цифровой сигнал на выходе.

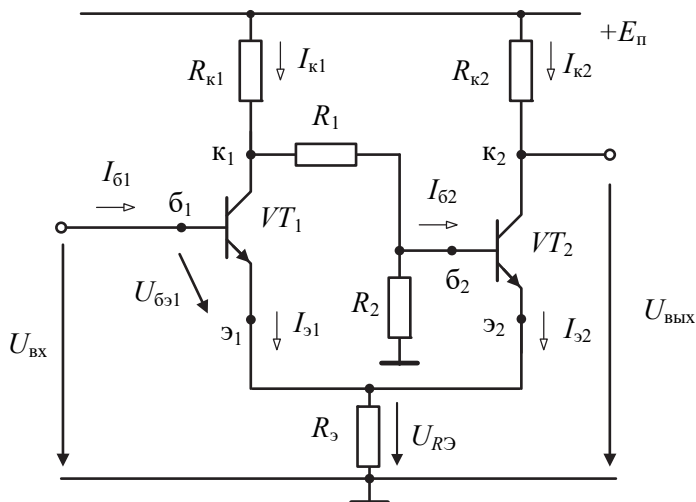


Рис. 10.20. Схема триггера Шмитта на биполярных транзисторах с ПОС по току

При увеличении входного напряжения увеличивается базовый ток I_{T1} , транзистор открывается и переходит в активный режим работы. Увеличивается ток коллектора I_{T1} , потенциал коллектора транзистора I_{T1} уменьшается. Базовый ток I_{T2} уменьшается и уменьшаются коллекторный ток I_{T2} . Как следствие, уменьшаются эмиттерный ток I_{T2} и напряжение на общем эмиттерном резисторе. Потенциал эмиттера транзистора I_{T1} становится меньше, напряжение $U_{\text{эс1}}$ и базовый ток I_{T1} увеличиваются.

На рисунке 10.21 показано условно-графическое обозначение логического элемента триггера Шмитта, имеющего один вход и один выход.

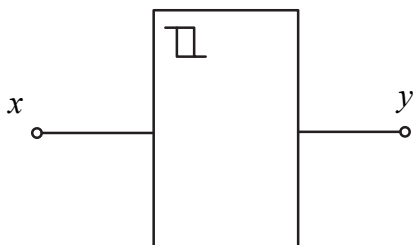


Рис. 10.21. Условно-графическое изображение логического элемента триггера Шмитта

10.10.1. Входная и передаточная характеристики

Наличие ПОС определяет характер входной характеристики триггера Шмитта и изменение состояний транзисторов (рис. 10.22): Н – транзистор в насыщении, А – работает в активном режиме, З – транзистор закрыт (работает в режиме отсечки). Уровни срабатывания, т.е. значения входного напряжения и тока при переключении элемента, определяются в рабочих точках С и D.

На рисунке 10.23 приведен пример моделирования работы триггера Шмитта на БТ с отмеченными уровнями срабатывания (примерно 1,6 В и 2,5–3,0 В).



Рис. 10.22. Входная характеристика триггера Шмитта (а) и таблица состояний (б)

Триггер Шмитта на БТ, схема которого представлена на рис. 10.20, имеет несимметричную передаточную характеристику триггерного типа (рис. 10.24). Переключение с низкого уровня выходного напряжения на высокий уровень выходного напряжения происходит в рабочей точке С при увеличении входного напряжения (для «восходящего» сигнала), а с высокого уровня выходного напряжения на низкий уровень выходного напряжения – в точке D при уменьшении входного напряжения (для «нисходящего» сигнала). Переключение происходит при достижении входного напряжения значений порога (уровней) срабатывания.

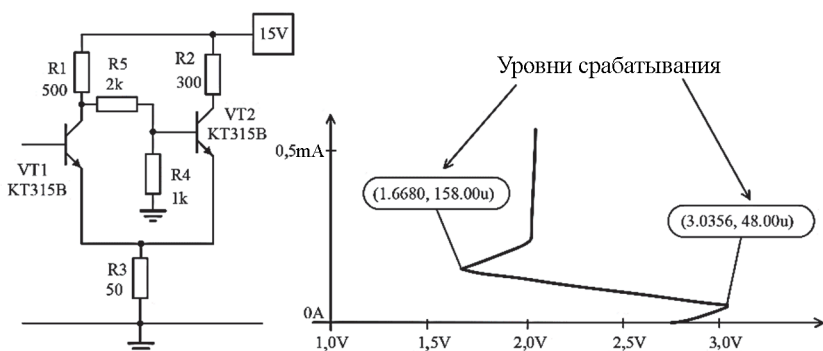


Рис. 10.23. Моделирование входной характеристики триггера Шмитта на БТ с отмеченными уровнями срабатывания

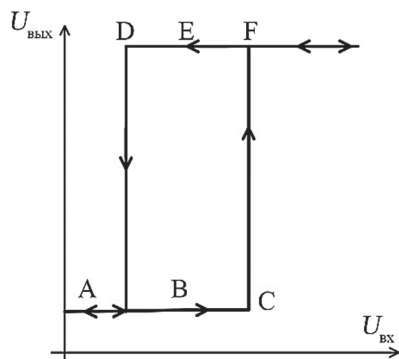


Рис. 10.24. Передаточная характеристика несимметричного триггера Шмитта на БТ

Таким образом, триггер Шмитта может быть использован для получения на выходе устройства стабильных логических значений нуля и единицы при изменяющемся аналоговом входном сигнале.

10.10.2. Триггер Шмитта в схеме ТТЛ

На рисунке 10.25 приведена типовая схема триггера Шмитта ТТЛ 155ТЛ2.

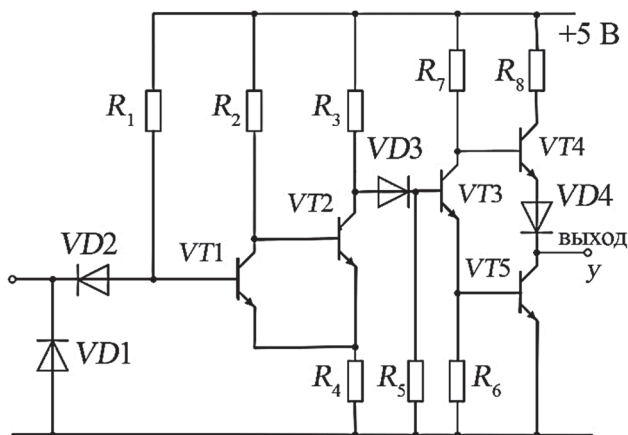


Рис. 10.25. Типовая схема триггера Шмитта ТТЛ 155ТЛ2

Передаточная характеристика триггера Шмитта ТТЛ (рис. 10.26) также гистерезисного типа.

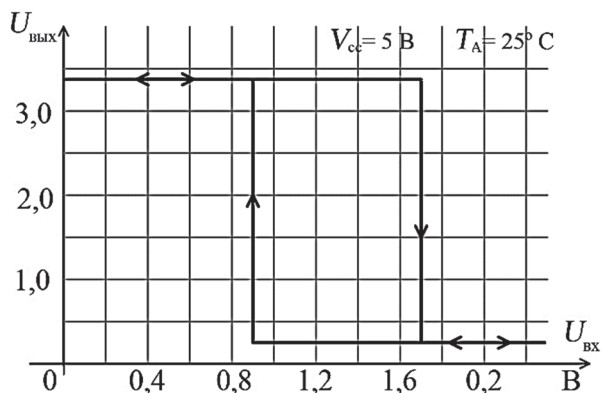


Рис. 10.26. Передаточная характеристика триггера Шмитта ТТЛ

При плавном нарастании входного напряжения триггер находится в исходном состоянии, на выходе напряжение не меняется. При достижении верхнего порога срабатывания примерно 1,7 В триггер срабатывает, происходит скачок входного напряжения. При плавном уменьшении входного напряжения и достижения нижнего порога срабатывания примерно 0,9 В напряжение на выходе меняется скачком.

10.10.3. Применение триггера Шмитта

Триггер Шмитта используется в качестве порогового устройства, включается на входе для повышения помехоустойчивости. Если значение входного сигнала не достигает порога срабатывания, то скачок выходного сигнала отсутствует. Следовательно, триггер Шмитта позволяет «сортировать» входные сигналы по амплитуде: больше порогового значения или меньше (рис. 10.27). Устройства такого рода называют *амплитудными анализаторами* или *дискриминаторами* (различителями).

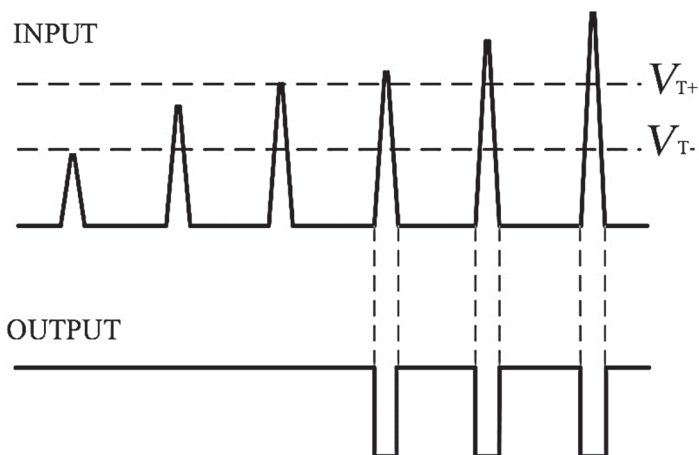


Рис. 10.27. Входной (INPUT) и выходной (OUTPUT) сигналы анализатора; V_{T+} , V_{T-} – верхний и нижний пороги срабатывания

Если амплитуда входных сигналов заведомо больше, чем порог срабатывания, то триггер используется в качестве *формирователя импульсов*. Плавные входные импульсы после преобразования имеют на выходе вид прямоугольных импульсов с короткими фронтами (рис. 10.28).

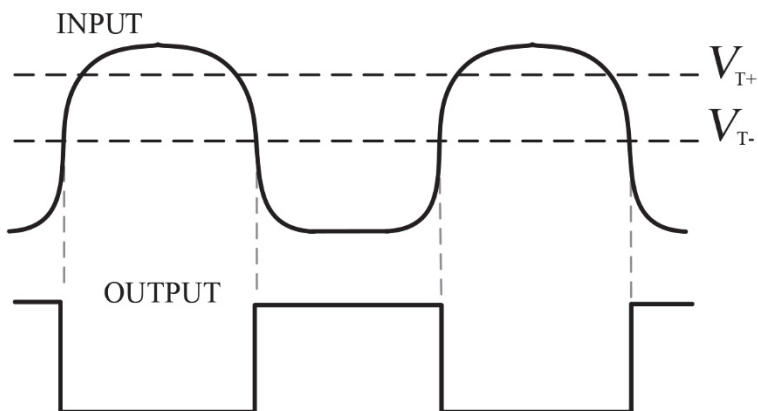


Рис. 10.28. Входной (INPUT) и выходной (OUTPUT) сигналы формирователя импульсов; V_{T+} , V_{T-} – верхний и нижний пороги срабатывания

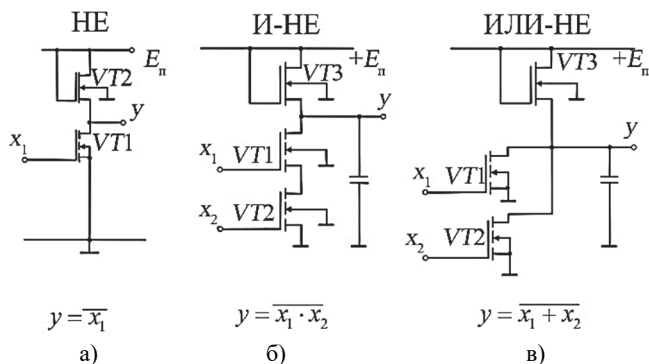
10.11. Технологии *n*-МОП интегральных логических элементов (ИЛЭ)

Анализ МОП-транзисторных ИЛЭ проще, чем биполярных, так как входные (затворные) цепи практически не потребляют мощности. При работе в цепочке ИЛЭ функционируют независимо друг от друга, в частности логические уровни U^0 и U^1 не зависят от нагрузки. Влияние нагрузочного ИЛЭ сводится к увеличению нагрузочной емкости данного ИЛЭ.

Как правило, в логических схемах используется динамическая нагрузка, так как использование нагрузочных резисторов приводит к увеличению площади и уменьшению степени интеграции.

Рассмотрим использование МОП-транзистора с индуцированным *n*-каналом, как наиболее распространенное для организации ИЛЭ. В основе МОП-транзисторной логики лежат МОП-транзисторные ключи-инверторы. На рисунке 10.29 представлены схемы ИЛЭ, выполняющие базовые логические функции НЕ, И-НЕ, ИЛИ-НЕ.

В схеме И-НЕ (рис. 10.29б) транзисторы нижнего уровня $VT1$ и $VT2$ соединены последовательно, что приводит к увеличению $U_{\text{вых}}^0$ и возрастанию $t_{\text{вых}}^{10}$. В схеме ИЛИ-НЕ (рис. 10.29в) транзисторы $VT1$ и $VT2$ соединены параллельно, поэтому $U_{\text{вых}}^0$ не увеличивается, $t_{\text{вых}}^{10}$ не возрастает.



**Рис. 10.29. Схемы МОП-транзисторной логики НЕ (а),
И-НЕ (б), ИЛИ-НЕ (в)**

10.12. КМОП-технологии: логические элементы И-НЕ, ИЛИ-НЕ

В настоящее время КМОП-технологии являются доминирующими при производстве цифровых интегральных схем и практически вытеснили логику на основе биполярных транзисторов. КМОП-логика используется в цифровых интегральных схемах как малой (1–10 логических элементов на кристалле) и средней (10–100 ЛЭ), так и большой степени интеграции.

Преимущества использования КМОП-логики:

- логические элементы, изготовленные по КМОП-технологии, потребляют значительно меньшую мощность, чем логические элементы на основе биполярных транзисторов как в статическом, так и в динамическом режимах. Потребление мощности КМОП-элементами обусловлено в основном перезарядом паразитных емкостей при переключении элемента из одного логического состояния в другое;

- поскольку входы схем являются изолированными затворами МОП-транзисторов, то входные токи очень малы. Поэтому коэффициент разветвления по выходу очень высок. Высокое входное сопротивление МОП-транзисторов позволяет использовать накопленный заряд для хранения входной информации. Это свойство широко используется в микросхемах памяти;

- МОП-транзистор занимает на кристалле значительно меньшую площадь, чем биполярный. Современные технологии производства СБИС позволяют создавать МОП-транзисторы с длиной канала 0,06 мкм. Уменьшение геометрических размеров, а также малое потребление мощности дают возможность изготавливать СБИС, которые содержат десятки миллионов МОП-транзисторов.

Элементы КМОП-логики можно рассматривать как обобщенные КМОП-инвертора. *Общая закономерность* построения таких элементов заключается в том, что параллельное соединение транзисторов с каналами p -типа сопровождается последовательным соединением транзисторов с каналами n -типа и наоборот. Выполняемая логическая функция определяется включением транзисторов

«нижнего этажа». На рисунке 10.30 приведена КМОП-схема логического элемента НЕ. Если на вход подается низкий уровень напряжения $U_{\text{вх}}^0 \approx 0$ ($x = 0$), то транзистор VT_1 закрыт, транзистор VT_2 открыт. На выходе высокий уровень напряжения $U_{\text{вых}}^1 \approx E_{\text{п}}$ ($y = 1$). Если на вход подается высокий уровень напряжения $U_{\text{вх}}^1 \approx E_{\text{п}}$ ($x = 1$), то транзистор VT_1 открыт, транзистор VT_2 закрыт. На выходе низкий уровень напряжения $U_{\text{вых}}^0 \approx 0$ ($y = 0$).

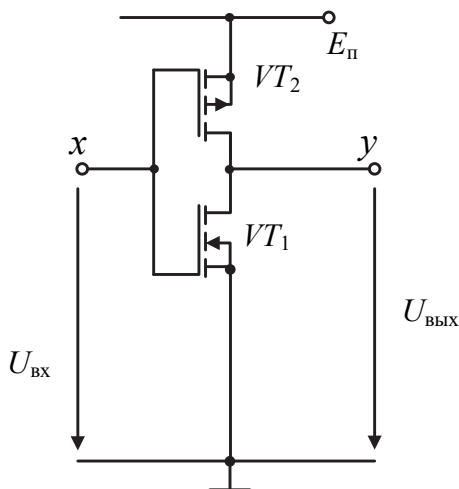


Рис. 10.30. КМОП-схема логического элемента НЕ

На рисунке 10.31 приведены КМОП-схемы И-НЕ и ИЛИ-НЕ. В схемах транзисторы «нижнего уровня» – n -канальные транзисторы. Если изменить полярность источника питания, то в «нижнем этаже» окажутся транзисторы с p -каналом. Для реализации функции И-НЕ применяется *последовательное включение n -канальных и параллельное включение p -канальных транзисторов*.

При тех же геометрических размерах транзисторов, что и в инверторе, ток, задаваемый n -канальными транзисторами в открытом состоянии, уменьшается в m раз, а ток, задаваемый p -канальными транзисторами, увеличивается в m раз. Время задержки $t_{\text{вых}}^{01}$

уменьшается в m раз, а $t_{\text{вых}}^{10}$ увеличивается в m раз. При одинаковых размерах транзисторов величина $t_{3\text{cp}}$ для $m = 1$ и $m = 4$ отличается только в 1,3 раза.

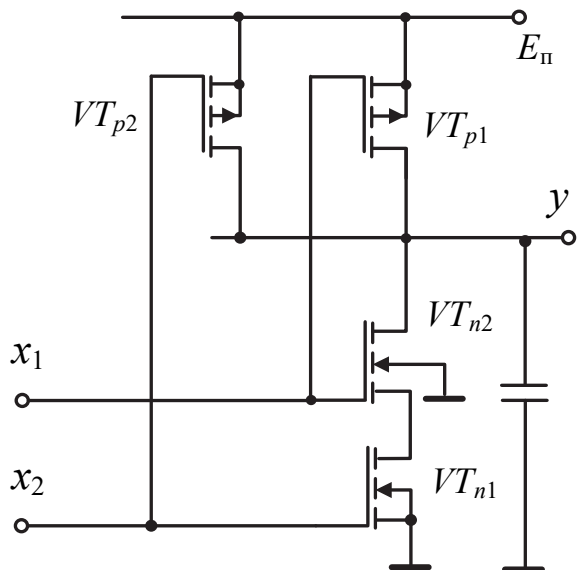


Рис. 10.31. КМОП-схема логического элемента И-НЕ

Для реализации функции ИЛИ-НЕ применяется *параллельное включение n -канальных и последовательное включение-канальных транзисторов* (рис. 10.32). Время задержки $t_{\text{вых}}^{01}$ возрастает в m раз, а $t_{\text{вых}}^{10}$ уменьшается в m раз, при этом $t_{\text{вых}}^{01} \gg t_{\text{вых}}^{10}$. При одинаковых размерах транзисторов средняя задержка увеличивается гораздо сильнее, чем в элементе И-НЕ. Для увеличения быстродействия размеры p -канальных транзисторов должны быть существенно больше, чем n -канальных. Это ведет к росту площади, занимаемой ЛЭ на кристалле, и повышению нагрузочной емкости (по сравнению с элементом И-НЕ). Поэтому даже в оптимальном случае быстродействие элементов ИЛИ-НЕ (в предположении, что

они нагружены на подобные ЛЭ) примерно в 2 раза хуже, чем элементов И-НЕ. Таким образом, в КМОП-микросхемах предпочтительнее использовать элементы И-НЕ.

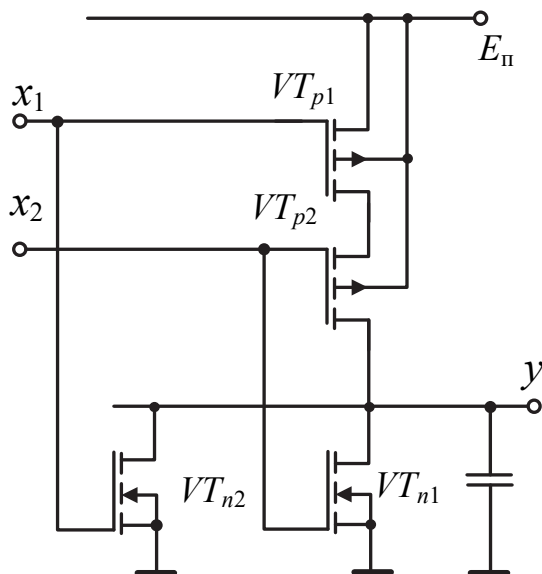


Рис. 10.32. КМОП-схема логического элемента ИЛИ-НЕ

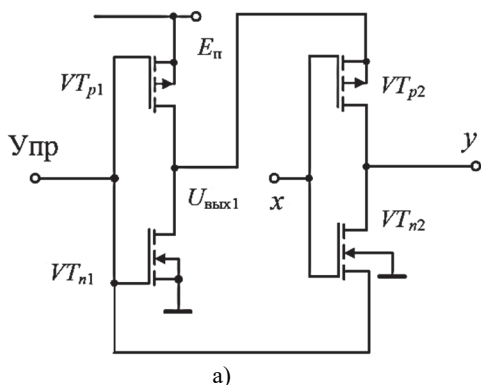
10.13. КМОП технологии: логическая схема с тремя состояниями

В основном КМОП-логические элементы представляют собой двухтактные выходные схемы, т.е. всегда находятся на выходе в состоянии высокого или низкого уровня.

При использовании общих информационных шин необходим логический элемент (вентиль), выход которого может находиться в «обрыве», т.е. быть отключенным. Такие устройства имеют две разновидности: «элементы с тремя состояниями» и «элементы с открытым коллектором». Логические элементы с тремя состояниями также называют *TRI-STATE*. Это обычные логические схемы, которые имеют отдельный вход «разрешения» и третье состояние выхода – «отключен», при котором схема отключает свой выход от общей шины.

Выходы с тремя состояниями имеются во многих интегральных микросхемах: счетчиках, защелках, регистрах и т.п., а также в вентилях и инверторах.

На рисунке 10.33а представлена КМОП-схема с тремя состояниями, выполняющая функцию НЕ. Если $U_{упр} = 0$, то $U_{вых1} = E_{п}$, и схема выполняет функцию логического НЕ (рис. 10.33б). Если $U_{упр} = 1$, то $U_{вых1} = 0$. Транзистор VT_{p2} закрыт: $U_{зи} = \varphi_3 - \varphi_{и} = U_x - U_{вых1} = U_x > 0$. Транзистор VT_{n2} тоже закрыт: $U_{зи} = \varphi_3 - \varphi_{и} = U_x - U_{упр} = U_x - E_{п} \leq 0$. Выход «оторван» от земли и шины питания, это называется Z состоянием логической схемы.



Упр	x	y
0	0	1
	1	0
1	*	Z

Рис. 10.33. КМОП-схема логического элемента с тремя состояниями

10.14. Формирование импульсных сигналов на логических интегральных схемах

В радиоэлектронной аппаратуре применяются также всевозможные *импульсные устройства* – различные формирователи и генераторы импульсов. Все импульсные устройства можно разделить на *формирователи импульсов, одновибраторы и мультивибраторы*.

Формирователями называются логические устройства, у которых существует связь между амплитудно-временными параметрами входных и выходных сигналов. *Одновибраторами* (или ждущими

мультивибраторами) называют устройства, имеющие одно устойчивое состояние, которые в ответ на внешний импульс запуска генерируют однократный выходной импульс с заданными амплитудно-временными параметрами (амплитуда, длительность). Мультивибраторы не имеют устойчивых состояний и генерируют непрерывную серию импульсов с постоянными амплитудно-временными параметрами (амплитудой, частотой или периодом генерируемых колебаний, скважностью импульсов).

Формирователи импульсов предназначены для выделения положительных и/или отрицательных фронтов логических сигналов (детекторы фронта), приведения уровней случайного сигнала к стандартным логическим уровням (амплитудный дискриминатор), преобразования формы импульсов, расширения импульсов и т.д. В цифровых устройствах одновибраторы выполняют функции таймеров, элементов задержки и т.д.

Наряду с формирователями и генераторами сигналов на базе операционных усилителей, рассмотренных ранее, широко используются схемы на базе логических элементов. Особенностью МОП-транзисторных ИЛЭ является то, что в цепочке они гальванически изолированы друг от друга (очень большое входное сопротивление со стороны затвора). Это позволяет на базе МОП и КМОП-транзисторной логики конструировать всевозможные формирователи импульсов – *схемы динамического типа*.

Логические интегральные схемы выполняют роль формирователя амплитуды сигнала и компаратора (сравнивающего устройства). Если не предъявляются высокие требования к стабильности и длительности формируемого импульса, то могут применяться схемы на основе дифференцирующих или интегрирующих RC -цепей.

10.14.1. Формирователь коротких импульсов

Формирователь коротких импульсов меняет длительность входного импульса, на выходе импульс имеет меньшую длительность. На рисунке 10.34 приведены схемы формирователя коротких импульсов на ИЛЭ.

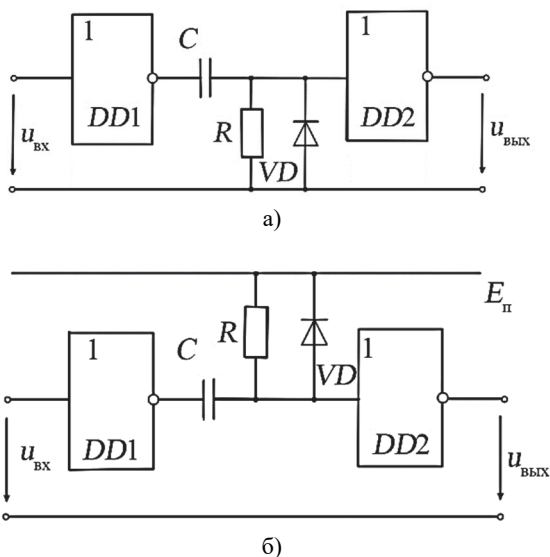
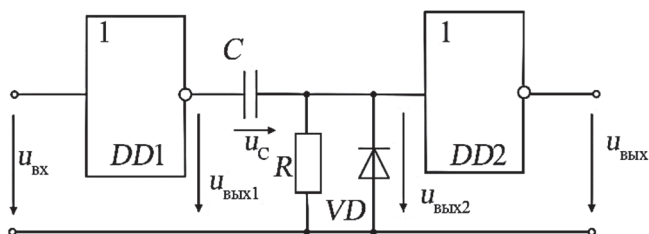
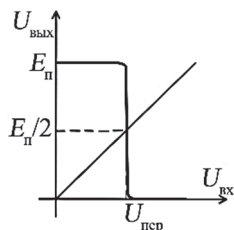


Рис. 10.34. Схемы формирователей коротких импульсов

Рассмотрим подробно работу формирователя коротких импульсов, построенного на КМОП-элементах (рис. 10.34а). Логический элемент $DD1$ расположен на входе схемы ($u_{\text{ВХ}1} = u_{\text{ВХ}}$) и при скачкообразном изменении входного напряжения меняет свое состояние на выходе. Так как напряжение на конденсаторе не может меняться скачком, то скачкообразно меняется напряжение на входе и выходе второго логического элемента $DD2$. Начинается переходной процесс (рис. 10.35а), конденсатор заряжается. Напряжение на входе $DD2$ меняется по экспоненциальному закону, и по достижению порогового значения $u_{\text{ВХ}2} = E_{\text{П}}/2$ (рис. 10.35б) происходит повторное изменение выходного напряжения второго логического элемента $DD2$. Состояние на выходе схемы ($u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВЫХ}2}$) будет устойчивым и не изменится даже при повторном скачкообразном изменении напряжения на входе схемы.



а)



б)

Рис. 10.35. Схема формирователя коротких импульсов (а) и переходная характеристика логического элемента DD2 (б)

На рисунке 10.36 представлены совмещенные временные диаграммы, иллюстрирующие работу формирователя коротких импульсов. Длительность выходного импульса зависит от параметров

временязадающей цепи RC : $t_{и} = \tau \ln \left(\frac{u_{ВХ2}(\infty) - u_{ВХ2}(t_1)}{u_{ВХ2}(\infty) - u_{ВХ2}(t_2)} \right)$. Предполо-

жим, что до изменения состояния на входе конденсатор был полностью разряжен, а за время формирования импульса конденсатор полностью зарядится. Тогда $u_{ВХ2}(t_1) = E_{П}$, $u_{ВХ2}(t_2) = E_{П}/2$, $u_{ВХ2}(\infty) = 0$ и $t_{и} = \tau \ln 2 = RC \ln 2 \approx 0,7RC$. На рисунке 10.36 показаны также состояния логической единицы и логического нуля на входе и выходе логических элементов, соответствующие уровням напряжений.

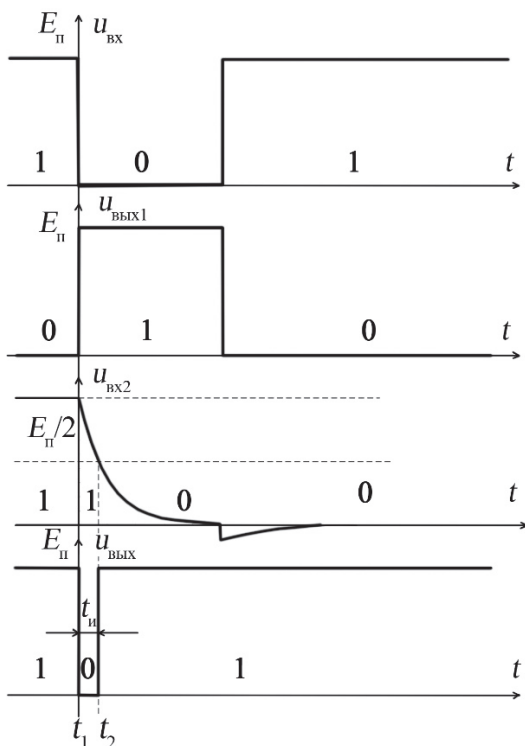


Рис. 10.36. Временные диаграммы переходного процесса, иллюстрирующие работу формирователя коротких импульсов

Формирование коротких импульсов возможно с использованием *цепи задержки* (рис. 10.37). Входным логическим элементом является инвертор, он формирует уровни напряжений. В качестве выходного логического элемента могут быть использованы логические элементы НЕ, И, И-НЕ, ИЛИ-НЕ и т.д., в зависимости от типа выполняемой логической функции. Как правило, используется каскадное соединение N одинаковых логических элементов. Переключение каждого i -го логического элемента цепи задержки происходит с задержкой $t_{\text{зad}i} = \frac{t_{\text{зad вкл}} + t_{\text{зad выкл}}}{2}$. Для N логических элементов задержка переключения составит $\tau = \sum_{i=1}^{N-1} t_{\text{зad}i}$.

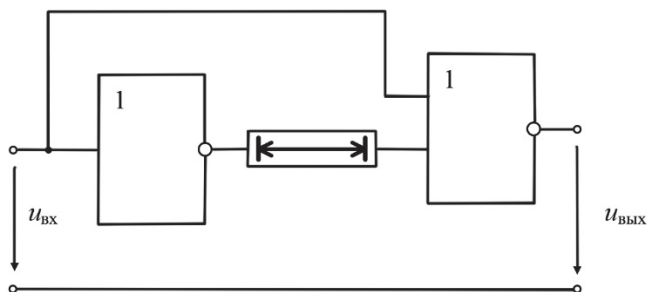


Рис. 10.37. Схема формирователя коротких импульсов с цепью задержки

На рисунке 10.38 показана схема с логическими элементами НЕ, образующими цепь задержки.

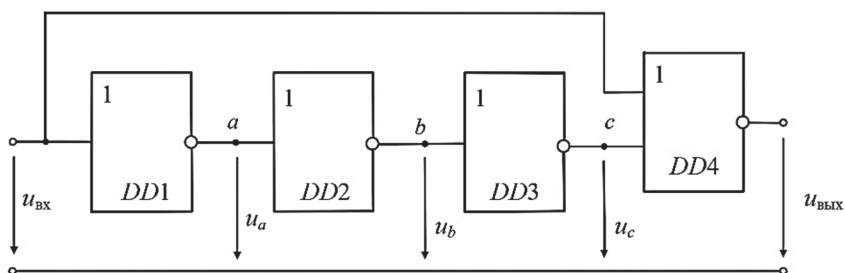


Рис. 10.38. Схема формирователя коротких импульсов, содержащая три логических элемента НЕ в цепи задержки

Пусть на вход логической схемы подан импульс прямоугольной формы длительностью $t_{\text{ВХ}} = 0,3$ мкс, а задержка переключения состояния на выходе при изменении состояния на входе логических элементов $DD1-DD4$ составляет $t_{\text{зд}} = 20$ нс. На рисунке 10.39 показаны совмещенные диаграммы напряжений во всех точках устройства и соответствие уровням напряжений логического нуля или логической единицы с учетом задержки. На выходе с задержкой будет сформирован выходной импульс длительностью $t_{\text{ВЫХ}} = 0,06$ мкс.

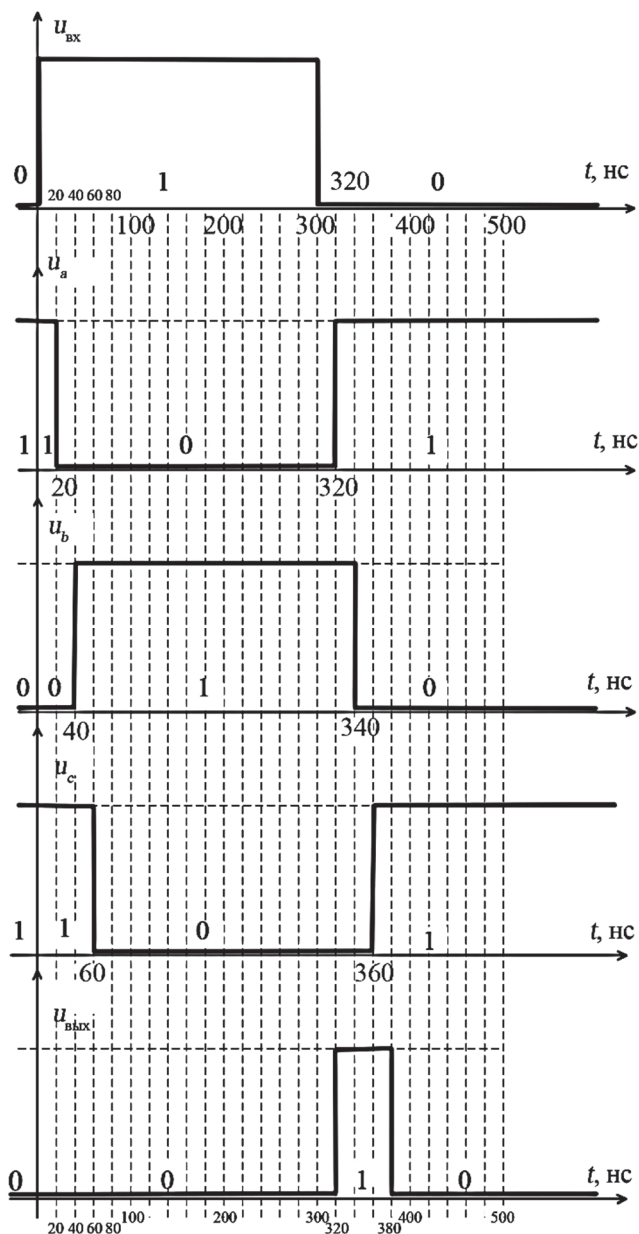


Рис. 10.39. Совмещенные диаграммы напряжений формирователя коротких импульсов с цепью задержки

На рисунке 10.40 показана еще одна схема формирователя коротких импульсов – *схема с интегрирующей цепью*.

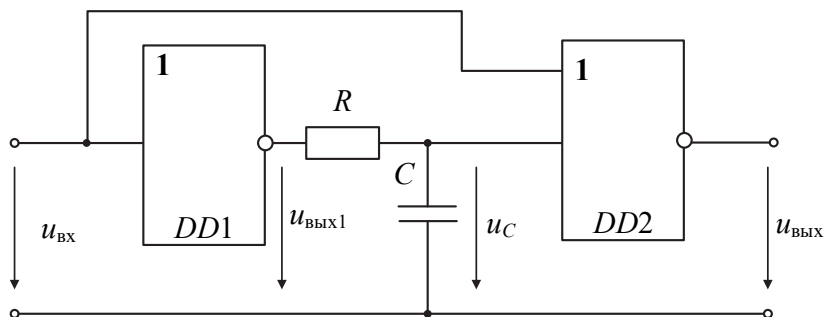


Рис. 10.40. Схема формирователя коротких импульсов с интегрирующей цепью

Логический элемент $DD1$ НЕ расположен на входе схемы ($u_{\text{вх}1} = u_{\text{вх}}$) и при скачкообразном изменении входного напряжения меняет свое состояние на выходе. Так как напряжение на конденсаторе не может меняться скачком, то скачкообразно меняется напряжение только на первом входе логического элемента $DD2$ ИЛИ-НЕ. Начинается переходной процесс, конденсатор заряжается.

Напряжение на втором входе $DD2$ меняется по экспоненциальному закону, и по достижению порогового значения $u_{\text{вх}2} = E_{\text{п}}/2$ (см. рис. 10.35б) происходит изменение выходного напряжения второго логического элемента $DD2$.

На рисунке 10.41 показаны совмещенные диаграммы напряжений во всех точках устройства и соответствие уровням напряжений логического нуля или логической единицы с учетом задержки. Длительность выходного импульса зависит от параметров времязадающей цепи RC : $t_{\text{и}} = \tau \ln 2 = RC \ln 2 \approx 0,7RC$.

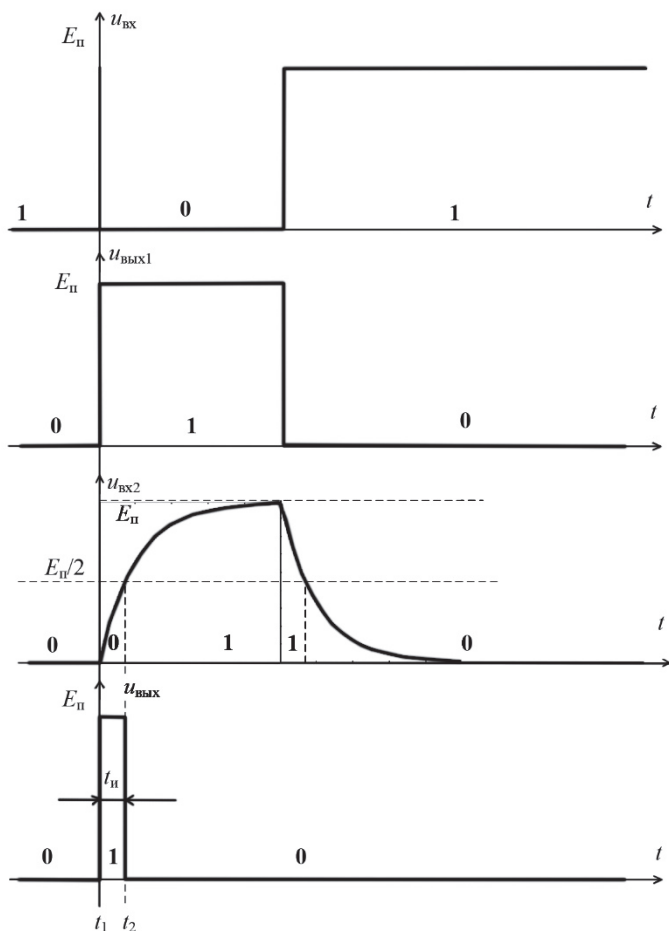


Рис. 10.41. Совмещенные диаграммы напряжений формирователя коротких импульсов с интегрирующей цепью

10.14.2. Формирователь длинных импульсов (одновибратор)

На рисунке 10.42 представлена схема формирователя одиночного длинного импульса при подаче на вход короткого импульса, т.е. схема одновибратора. Схема содержит два логических элемента $DD1$ И-НЕ и $DD2$ НЕ с ПОС и времязадающую RC -цепь.

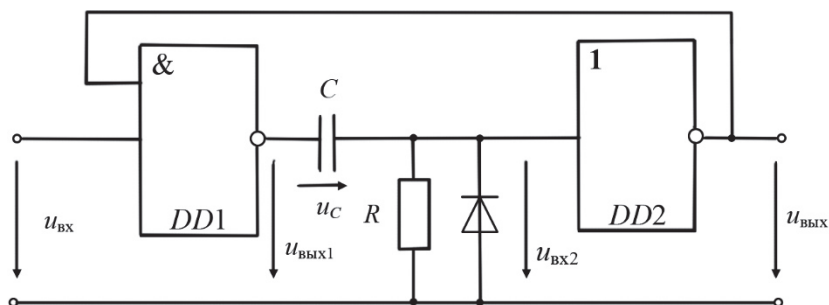


Рис. 10.42. Схема формирователя длинных импульсов (одновибратора)

Логический элемент $DD1$ расположен на входе схемы. При скачкообразном изменении входного напряжения меняется состояние одного из входов $DD1$ и скачкообразно меняется состояние на выходе. Так как напряжение на конденсаторе не может меняться скачком, то скачкообразно меняется напряжение на входе второго логического элемента $DD2$. Начинается переходной процесс, конденсатор заряжается. Скачкообразное изменение входного напряжения через короткое время $t_{\text{вх}}$ не меняет ход переходного процесса. Напряжение на входе $DD2$ меняется по экспоненциальному закону, и по достижению порогового значения $u_{\text{вх}2} = E_{\text{п}}/2$ (рис. 10.35б) происходит повторное изменение выходного напряжения второго логического элемента $DD2$. Одновременно из-за наличия ПОС происходит скачкообразное изменение состояния первого входа логического элемента $DD1$, далее состояние схемы будет устойчивым. Длительность выходного импульса зависит от параметров вреязадающей цепи RC : $t_{\text{и}} = \tau \ln 2 = RC \ln 2 \approx 0,7RC$. Как правило, параметры вреязадающей цепи подбирают так, чтобы $t_{\text{и}} \gg t_{\text{вх}}$.

На рисунке 10.43 показаны совмещенные диаграммы напряжений и соответствие уровням напряжений логического нуля или логической единицы.

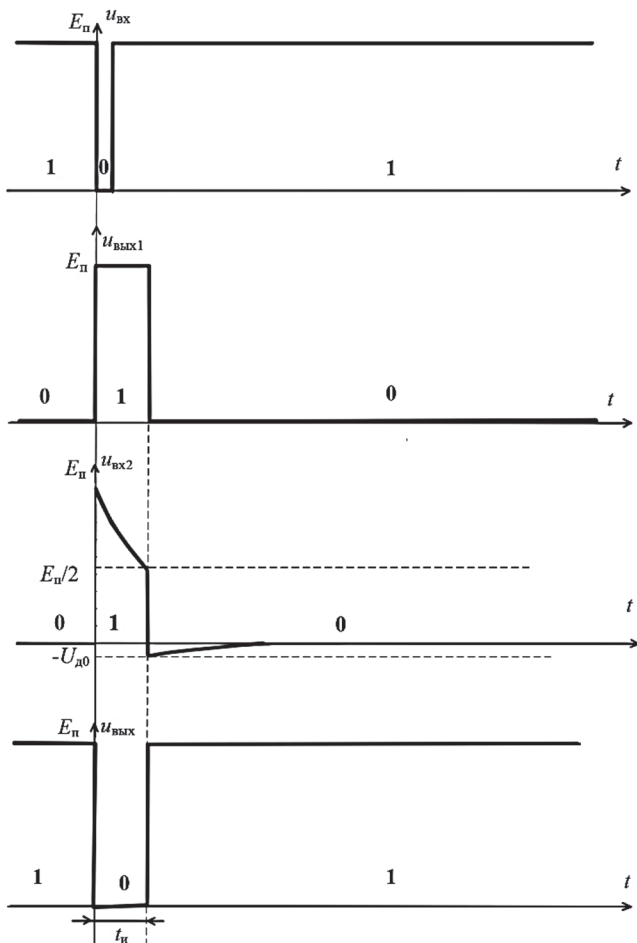


Рис. 10.43. Совмещенные диаграммы напряжений формирователя длинных импульсов (одновибратора)

10.14.3. Мультивибратор

Автоколебательные мультивибраторы легко реализуются на логических элементах ИЛИ-НЕ (рис. 10.44). Кроме логических элементов, в схеме имеются две RC -цепи: R_1C_1 и R_2C_2 . Они являются

времязадающими элементами. Одновременно через конденсаторы осуществляется связь выхода одного логического элемента с входом другого, создавая петлю положительной обратной связи.

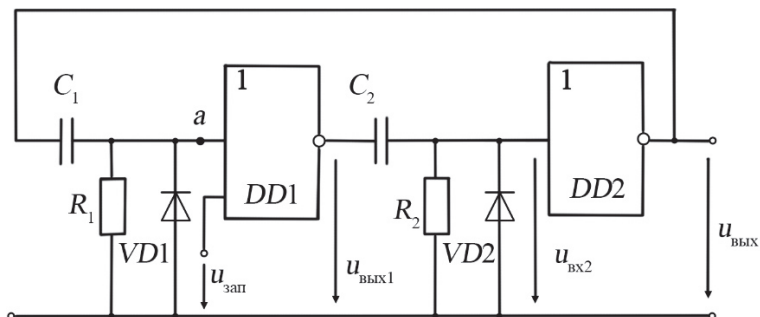


Рис. 10.44. Схема формирователя последовательности прямоугольных импульсов (мультивибратора)

С помощью дополнительного входа $u_{\text{зап}}$ логического элемента $DD1$ обеспечивается запуск генератора. Если на вход управления подать высокий уровень ($u_{\text{зап}} = E_{\text{п}}$), то генератор перейдёт в нерабочее состояние, так как на выходе логического элемента $DD1$ будет постоянно логический 0 ($u_{\text{вых1}} = 0$) (см. рис. 10.45). И только после установки $u_{\text{зап}} = 0$ схема перейдет в автоколебательный режим. Такая схема применяется для обеспечения «жёсткого запуска» мультивибратора, так как в случае симметричной схемы возможна ситуация, когда при включении питания оба логических элемента $DD1$ и $DD2$ одновременно перейдут в закрытое состояние: $u_{\text{вых1}} = E_{\text{п}}$ и $u_{\text{вых2}} = E_{\text{п}}$.

В автоколебательном режиме схема имеет два квазистационарных состояния. В первом состоянии $DD1$ закрыт, а $DD2$ открыт (на рис. 10.45 интервал $t_1 \dots t_2$), а во втором, наоборот, $DD1$ открывается, а $DD2$ закрывается (на рис. 10.45 интервал $t_2 \dots t_3$).

Рассмотрим процесс перехода мультивибратора из выключенного состояния в автоколебательный режим. После переключения $u_{\text{зап}}$ с высокого уровня на низкий на выходе $DD1$ скачком возникнет

напряжение $E_{\text{п}}$ и конденсатор C_2 начинает заряжаться через резистор R_2 . Напряжение на резисторе R_2 создает положительный потенциал $u_{\text{вх}2}$ и поддерживает второй логический элемент $DD2$ в открытом состоянии. На его выходе инвертированный сигнал соответствует логическому 0. А это означает, что напряжение на конденсаторе C_1 тоже равно 0.

Постепенно напряжение на обкладках конденсатора C_2 увеличивается, а ток через резистор R_2 уменьшается. Напряжение на резисторе R_2 снижается. При достижении порога переключения элемент $DD2$ выключается, и на его выходе скачком возникает напряжение $u_{\text{вых}2} = E_{\text{п}}$. Этот скачок напряжения передаётся через конденсатор C_1 на вход $DD1$ и включает его. Таким образом, на выходе $DD1$ появляется логический 0 ($u_{\text{вых}1} = 0$). В схеме устанавливается второе квазиравновесное состояние. На этом этапе начинает заряжаться конденсатор C_1 , поддерживая логический элемент $DD1$ во включенном состоянии за счет напряжения $u_{\text{вх}1}$ на резисторе R_1 . Пока конденсатор C_1 заряжается, конденсатор C_2 разряжается, создавая отрицательный потенциал на входе логического элемента $DD2$. Мультивибратор находится в этом устойчивом состоянии до тех пор, пока напряжение на резисторе R_1 не достигнет порога переключения логического элемента $DD1$ (момент t_3). Таким образом, снова наступает процесс переключения мультивибратора в первоначальное состояние, и далее процессы циклически повторяются. Итак, в мультивибраторе поддерживается автоколебательный режим перехода из одного временно устойчивого состояния в другое, причем время сохранения устойчивого состояния определяется временем заряда (релаксации) конденсаторов C_1 и C_2 через резисторы R_1 и R_2 .

Длительность выходного импульса логического нуля $t_{\text{н}}^0 = t_2 - t_1$ определяется параметрами R_2C_2 -цепи:

$$t_{\text{н}}^0 = \tau_2 \ln 2 = R_2 C_2 \ln 2 \approx 0,7 R_2 C_2.$$

Длительность выходного импульса логической единицы $t_{\text{н}}^1 = t_3 - t_2$ определяется параметрами R_1C_1 -цепи:

$$t_{\text{н}}^1 = \tau_1 \ln 2 = R_1 C_1 \ln 2 \approx 0,7 R_1 C_1.$$

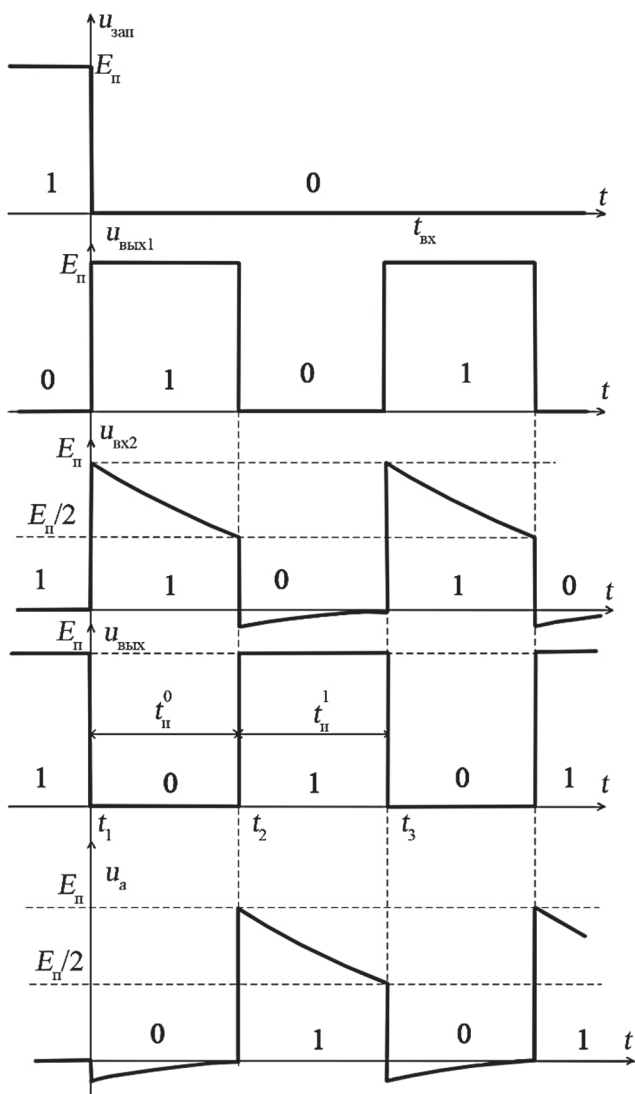


Рис. 10.45. Совмещенные диаграммы напряжений формирователя последовательности прямоугольных импульсов (мультивибратора)

Контрольные вопросы и задания

1. Какие основные параметры для логических схем являются наиболее важными?
2. Как можно классифицировать логические схемы по их основным параметрам?
3. Сравните логические схемы, изготовленные по разным технологиям, по их основным параметрам.
4. Как можно реализовать логику ИЛИ-НЕ и И-НЕ в базисе резистивно-транзисторной логики?
5. Рассмотрите работу логического элемента в базисе диодно-транзисторной логики. Каковы преимущества у этой схемы в сравнении со схемой резистивно-транзисторной логики? Какие недостатки имеет схема ДТЛ?
6. Какие достоинства у схемы транзисторно-транзисторной логики по сравнению со схемой ДТЛ?
7. Рассмотрите работу логического элемента ТТЛ со сложным инвертором. Выясните назначение элементов этой схемы.
8. Определите выходное напряжение закрытой схемы ТТЛ со сложным инвертором в режиме холостого хода.
9. На передаточной характеристике схемы ТТЛ со сложным инвертором отметьте возможные режимы работы транзисторов.
10. Как можно повысить помехоустойчивость схемы ТТЛ?
11. Как можно повысить быстродействие схемы ТТЛ?
12. Укажите область применения схемы ТТЛ с открытым коллектором.
13. Рассмотрите работу схемы ТТЛ с тремя состояниями. Какова область применения этой схемы?
14. Рассмотрите схемотехнику триггера Шмитта в схеме ТТЛ. Какова область применения этой схемы?
15. Рассмотрите схемотехнику интегральных логических схем в одноканальной технологии n -МОП.
16. Рассмотрите схемотехнику интегральных логических схем в КМОП-технологии. Какие достоинства у этих схем?
17. Рассмотрите работу КМОП-интегральной логической схемы с тремя состояниями.

18. Рассмотрите работу формирователя коротких импульсов на интегральных логических схемах с дифференцирующей цепью.

19. Рассмотрите работу формирователя коротких импульсов на интегральных логических схемах с элементами задержки.

20. Рассмотрите работу формирователя коротких импульсов на интегральных логических схемах с интегрирующей цепью.

21. Рассмотрите работу формирователя длинных импульсов (одновибратора) на интегральных логических схемах.

22. Рассмотрите работу генератора прямоугольных импульсов (мультивибратора) на интегральных логических схемах.

Задачи с решениями

Задача 10.1. В схеме ТТЛ 2И-НЕ со сложным инвертором (рис. 10.46) параметры элементов схемы: $E_{\Pi} = 5 \text{ В}$, $R_1 = 4 \text{ кОм}$, $R_2 = 1,5 \text{ кОм}$, $R_3 = 100 \text{ Ом}$, $R_4 = 1 \text{ кОм}$. Параметры транзисторов: $\beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = 40$, в активном инверсном режиме $\beta_i = 0,01$, $U_{\text{б}0} = 0,5 \text{ В}$, $U_{\text{бн}} = 0,7 \text{ В}$, $U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$, $U_{\text{бк}} = 0,7 \text{ В}$. На входы поданы напряжения $U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2} = 3 \text{ В}$. Нагрузкой схемы являются восемь ($n = 8$) аналогичных ТТЛ-схем со сложным инвертором. Определить степень насыщения выходного транзистора VT_4 S_{Π} .

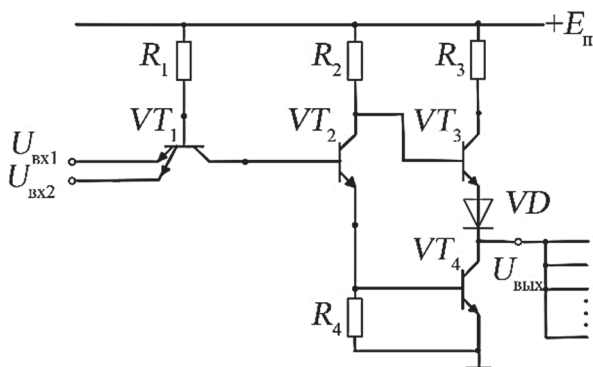


Рис. 10.46. Схема к задаче 10.1

Решение. Определим, в каком режиме работают транзисторы (рис. 10.47): потенциалы эмиттеров $VT1$ $\varphi_{\varepsilon 1} = \varphi_{\varepsilon 2} = 3$ В, потенциал базы $\varphi_{\delta 1} = 2,1$ В, следовательно, эмиттерные переходы закрыты и $VT1$ работает в активном инверсном режиме. Так как $\beta_i \ll 1$, то ток в резисторе R_1 практически равен току в коллекторной цепи транзистора $VT1$ и току базовой цепи транзистора $VT2$ $I_1 = I_{\kappa 1} = I_{\delta 2}$. Транзистор $VT2$ работает в насыщении так же, как и выходной транзистор $VT4$, ток в базовой цепи транзистора $VT4$ $I_{\delta 4} = I_{\varepsilon 2} - I_4$. Ток в эмиттерной цепи $VT2$ $I_{\varepsilon 2} = I_{\delta 2} + I_{\kappa 2} = I_1 + I_{\kappa 2}$. Тогда $I_{\delta 4} = I_1 + I_{\kappa 2} - I_4$. Так как транзистор $VT3$ закрыт, то $I_{\delta 3} = 0$, $I_2 = I_{\kappa 2}$. В таком случае $I_{\delta 4} = I_1 + I_2 - I_4$. Потенциалы схемы $\varphi_{\delta 1} = 2,1$ В, $\varphi_{\delta 4} = \varphi_{\varepsilon 2} = 0,7$ В, $\varphi_{\kappa 2} = \varphi_{\varepsilon 2} + U_{\text{кн}} = 0,9$ В.

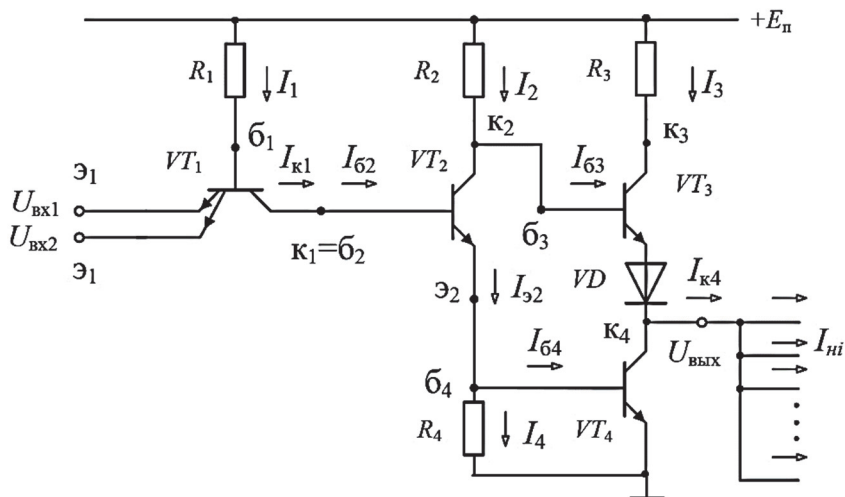


Рис. 10.47. Расчетная схема к задаче 10.1

Определим токи в резисторах:

$$I_1 = \frac{E_{\text{п}} - \Phi_{61}}{R_1} = \frac{5 - 2,1}{4 \cdot 10^3} = 0,725 \text{ мА},$$

$$I_2 = \frac{E_{\text{п}} - \Phi_{\text{к2}}}{R_2} = \frac{5 - 0,9}{1,5 \cdot 10^3} = 2,733 \text{ мА}, \quad I_4 = \frac{\Phi_{64}}{R_4} = \frac{0,7}{10^3} = 0,7 \text{ мА}.$$

Ток в базовой цепи транзистора VT4

$$I_{64} = (0,725 + 2,733 - 0,7) \cdot 10^{-3} = 2,758 \text{ мА}.$$

Так как транзистор VT4 находится в насыщении, то должен выполняться токовый критерий насыщения $I_{64} \geq I_{\text{бр}}$, а степень насыщения $S_{\text{н}} = \frac{I_{64}}{I_{\text{бр}}}$.

Определим ток коллекторной цепи $I_{\text{к4}}$ выходного транзистора VT4 как сумму входных токов схем-нагрузок $I_{\text{нi}}$. На вход схемы-нагрузки приложено напряжение $U_{\text{вхнi}} = U_{\text{кн}} = 0,2 \text{ В}$, $i = 1 \dots 8$, токи схем-нагрузок $I_{\text{нi}} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{вхнi}} - U_{63}}{R_1} = \frac{5 - 0,2 - 0,7}{4 \cdot 10^3} = 1,025 \text{ мА}$. Ток коллекторной цепи выходного транзистора VT4 $I_{\text{к4}} = n I_{\text{нi}} = 8 \cdot 1,025 \cdot 10^{-3} = 8,2 \text{ мА}$, тогда $I_{\text{бр}} = \frac{I_{\text{к4}}}{\beta_4} = 0,205 \text{ мА}$.

Степень насыщения выходного транзистора $S_{\text{н}} = \frac{I_{64}}{I_{\text{бр}}} = \frac{2,76 \cdot 10^{-3}}{0,205 \cdot 10^{-3}} \approx 13,5$.

Задача 10.2. В схеме ТТЛ 2И-НЕ с простым инвертором (рис. 10.48) параметры элементов схемы: $E_{\text{п}} = 5 \text{ В}$, $R_1 = 4 \text{ кОм}$, $R_2 = 300 \text{ Ом}$. Параметры транзисторов: $\beta_2 = 30$, $U_{6\text{к}} = 0,8 \text{ В}$, $U_{6\text{н}} = 0,7 \text{ В}$, $U_{\text{кн}} = 0,1 \text{ В}$. Определить нагрузочную способность схемы в состоянии «включено».

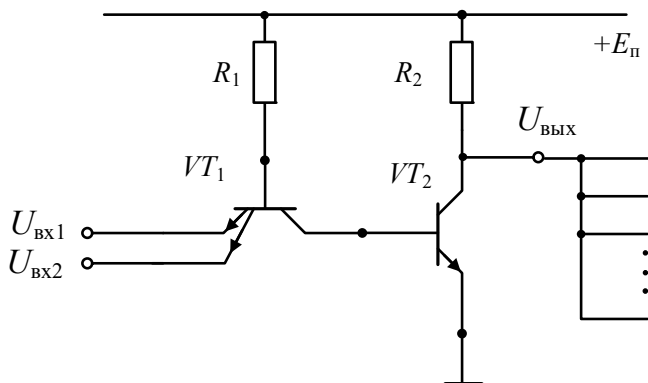


Рис. 10.48. Схема к задаче 10.2

Решение. В состоянии «включено» эмиттерные переходы закрыты и $VT1$ работает в активном инверсном режиме. Ток в резисторе R_1 равен току в коллекторной цепи транзистора $VT1$ и току базовой цепи транзистора $VT2$ $I_1 = I_{K1} = I_{62}$ (рис. 10.49). Транзистор $VT2$ работает в режиме насыщения, должен выполняться токовый критерий насыщения $I_{62} \geq I_{6гр} = \frac{I_{K2}}{\beta_2}$.

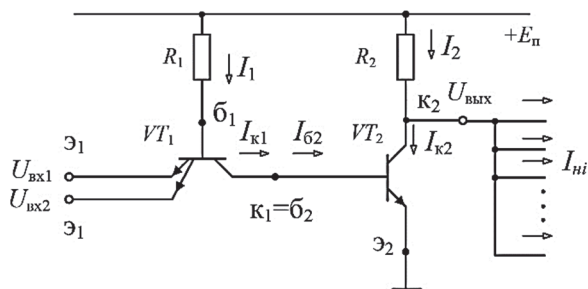


Рис. 10.49. Расчетная схема к задаче 10.2

Ток базовой цепи транзистора $VT2$ $I_{62} = I_1 =$

$$= \frac{E_{\Pi} - U_{6K1} - U_{6H2}}{R_1} = \frac{5 - 0,8 - 0,7}{4 \cdot 10^3} = 0,875 \text{ мА}.$$
 Определим ток коллекторной цепи транзистора $VT2$ I_{K2} как сумму входных токов

схем-нагрузок $I_{ни}$ и тока в резисторе R_2 . На вход схемы-нагрузки приложено напряжение $U_{вхni} = U_{кн} = 0,1 \text{ В}$, $i = 1 \dots n$, токи схем-нагрузок $I_{ни} = \frac{E_{п} - U_{вхni} - U_{бз}}{R_1} = \frac{5 - 0,1 - 0,7}{4 \cdot 10^3} = 0,875 \text{ мА}$. Ток в резисторе R_2 $I_2 = \frac{E_{п} - U_{кн2}}{R_2} = \frac{5 - 0,1}{0,3 \cdot 10^3} = 16,333 \text{ мА}$, ток коллекторной цепи транзистора VT2 $I_{к2} = nI_{ни} + I_2 = n \cdot 1,05 + 16,333 \text{ мА}$. Для насыщения $I_{б2} = 0,875 \geq I_{бгр} = \frac{n \cdot 1,05 + 16,333}{30}$, условие выполняется для $n \leq \frac{0,875 \cdot 30 - 16,333}{1,05} = 9,44$. Следовательно, число схем-нагрузок $n \leq 9$.

Задача 10.3. Рассчитать высокий уровень выходного напряжения в ТТЛ-схеме со сложным инвертором задачи 10.1, если напряжения на прямосмещенных переходах открытых транзисторов и диода равны 0,7 В. Для транзисторов схем-нагрузок $\beta_i = 0,025$.

Решение. В рассматриваемом режиме «выключено» транзистор VT1 находится в режиме насыщения, транзисторы VT2 и VT4 закрыты, а транзистор VT3 работает в активном режиме. Напряжение на выходе $U_{вых}^1 = E_{п} - U_{R2} - U_{бз3} - U_{д}$, где $U_{R2} = I_2 R_2$ (см. рис. 10.47).

Так как транзистор VT2 закрыт, то $I_2 = I_{б3} = \frac{I_{з3}}{1 + \beta_3}$. Ток $I_{з3}$ эмиттерной цепи равен суммарному току схем-нагрузок, работающих в активном инверсном режиме (транзистор VT4 закрыт): $I_{з3} = nI_{ни}\beta_i$,

где $I_{ни} = \frac{E_{п} - U_{бк} - U_{бн3} - U_{бн4}}{R_1} = \frac{5 - 0,7 - 0,7 - 0,7}{4 \cdot 10^3} = 0,725 \text{ мА}$.

Тогда $I_{з3} = nI_{ни}\beta_i = 8 \cdot 0,725 \cdot 10^{-3} \cdot 0,025 = 0,145 \text{ мА}$, напряжение на резисторе R_2 $U_{R2} = \frac{I_{з3}}{1 + \beta_3} R_2 = \frac{0,145 \cdot 10^{-3}}{1 + 40} \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 5,304 \cdot 10^{-3} \text{ В}$.

Напряжение на выходе определяет высокий уровень выходного напряжения в ТТЛ-схеме со сложным инвертором

$$U_{\text{вых}}^1 = E_{\text{п}} - U_{R2} - U_{\text{бзз}} - U_{\text{д}} = 5 - 0,0053 - 0,7 - 0,7 = 3,5947 \text{ В}.$$

Задача 10.4. Определить форму и параметры выходного сигнала, если на вход устройства (рис. 10.50) подан импульс прямоугольной формы длительностью $t_{\text{вх}} = 10 \text{ мс}$. Построить совмещенные диаграммы напряжений во всех точках устройства. Устройство собрано на интегральных микросхемах, изготовленных по КМОП-технологии. Параметры элементов схемы: $E_{\text{п}} = 9 \text{ В}$, $R = 100 \text{ кОм}$, $C = 10 \text{ нФ}$.

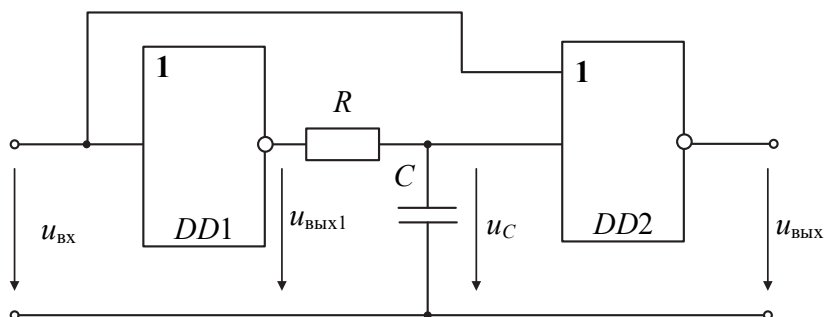


Рис. 10.50. Схема к задаче 10.4

Решение. Составим таблицу истинности для логического элемента $DD2$ (ИЛИ-НЕ), входными сигналами которого являются $u_{\text{вх}}$ и u_C , а выходным $u_{\text{вых}}$.

$u_{\text{вх}}$	u_C	$u_{\text{вых}}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

До подачи импульса прямоугольной формы $u_{\text{вх}} \doteq 0$ (соответствует логическому нулю), напряжение на выходе логического элемента $DD1$ (НЕ) $u_{\text{вых1}} \doteq 1$ (соответствует логической единице), конденсатор заряжен до $E_{\text{п}} = 9$ В, что соответствует логической единице $u_{\text{с}} \doteq 1$. После подачи прямоугольного импульса меняется состояние на входе $u_{\text{вх}} \doteq 1$ и выходе логического элемента $DD1$ (НЕ) $u_{\text{вых1}} \doteq 0$, конденсатор начинает разряжаться. Напряжение на конденсаторе меняется по закону $u_{\text{с}}(t) = E_{\text{п}} e^{-\frac{t}{\tau}}$, где $\tau = RC$ – постоянная времени разряда конденсатора. Определим порог переключения равным $E_{\text{п}}/2$, тогда если $u_{\text{с}}(t) \geq E_{\text{п}}/2$, то $u_{\text{с}} \doteq 1$ (соответствует логической единице), если $u_{\text{с}}(t) < E_{\text{п}}/2$, то $u_{\text{с}} \doteq 0$ (соответствует логическому нулю). Когда $u_{\text{вх}} \doteq 1$ и $u_{\text{с}} \doteq 1$ или $u_{\text{с}} \doteq 0$ на выходе напряжение $u_{\text{вых}} \doteq 0$. После подстановки численных значений $\tau = RC = 100 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 10^{-3}$ с, так как $t_{\text{вх}} \gg \tau$, то за время действия входного импульса конденсатор полностью разрядится.

После окончания действия входного импульса ($t > t_{\text{вх}}$) входное напряжение $u_{\text{вх}} \doteq 0$, напряжение на выходе логического элемента $DD1$ (НЕ) $u_{\text{вых1}} \doteq 1$, конденсатор начинает заряжаться и напряжение на конденсаторе меняется по закону $u_{\text{с}}(t) = E_{\text{п}} - E_{\text{п}} e^{-\frac{t}{\tau}}$, где $\tau = RC$ – постоянная времени разряда конденсатора. Так как $u_{\text{вх}} \doteq 0$ и $u_{\text{с}} \doteq 0$ ($u_{\text{с}}(t) < E_{\text{п}}/2$), то на выходе $u_{\text{вых}} \doteq 1$, формируется импульс выходного напряжения, длительность которого соответствует времени достижения напряжения на конденсаторе уровня $u_{\text{с}}(t_{\text{и}}) = E_{\text{п}} - E_{\text{п}} e^{-\frac{t_{\text{и}}}{\tau}} = E_{\text{п}}/2$, $t_{\text{и}} = \tau \ln 2 = RC \ln 2$. После подстановки численных значений $t_{\text{и}} = \tau \ln 2 = 0,693 \cdot 10^{-3}$ с. После того, как напряжение на конденсаторе достигнет уровня логической единицы $u_{\text{с}} \doteq 1$ ($u_{\text{с}}(t) \geq E_{\text{п}}/2$), напряжение на выходе

$u_{\text{вых}} \doteq 0$. На рисунке 10.51 показаны совмещенные диаграммы напряжений во всех точках устройства и соответствие уровням напряжений логического нуля или логической единицы.

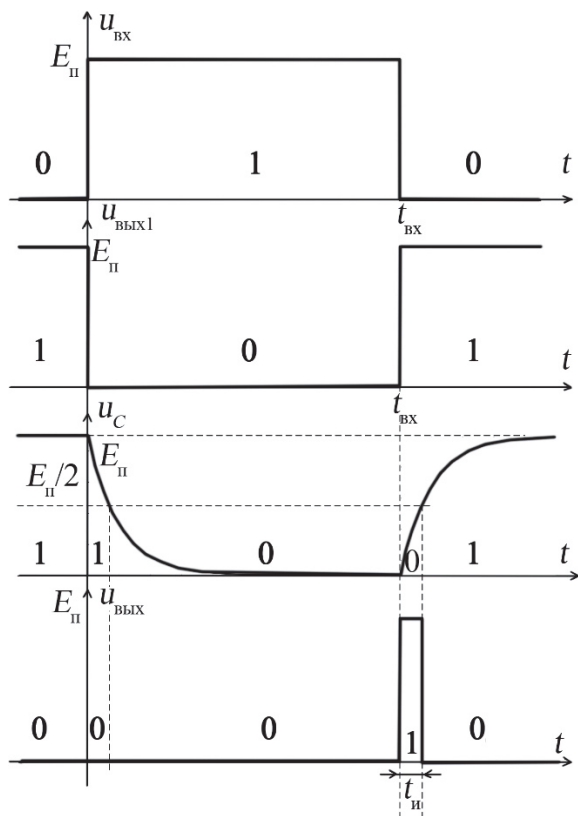


Рис. 10.51. Совмещенные диаграммы напряжений

Задача 10.5. Определить форму и параметры выходного сигнала, если на вход устройства (рис. 10.52) подан синусоидальный сигнал с амплитудой 9 В и периодом повторения 1 мс. Построить совмещенные диаграммы напряжений во всех точках устройства.

Устройство собрано на интегральных микросхемах, изготовленных по КМОП-технологии. Параметры элементов: $E_{\Pi} = 9 \text{ В}$, $R_1 = 30 \text{ кОм}$, $R_2 = 100 \text{ кОм}$.

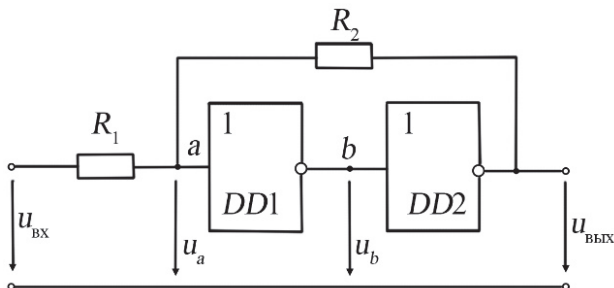


Рис. 10.52. Схема к задаче 10.5

Решение. Устройство представляет собой триггер Шмитта на элементах КМОП-технологии. Определим напряжение на входе логического элемента $DD1$ с учетом обратной связи:

$$u_a(t) = \frac{\frac{u_{\text{ВХ}}(t)}{R_1} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{u_{\text{ВХ}}(t)R_2 + u_{\text{ВЫХ}}R_1}{R_2 + R_1}.$$

Напряжение на входе по условию $u_{\text{ВХ}}(t) = 9 \sin \omega t$, напряжение на выходе триггера Шмитта может принимать значения $u_{\text{ВЫХ}} \approx 0$ (на выходе логический ноль $u_{\text{ВЫХ}} \doteq 0$) или $u_{\text{ВЫХ}} \approx E_{\Pi} = 9 \text{ В}$ (на выходе логическая единица $u_{\text{ВЫХ}} \doteq 1$):

1) если $u_a(t) < E_{\Pi}/2$, то на входе $DD1$ уровень логического нуля, на выходе $u_b \doteq 1$, на выходе $DD2$ $u_{\text{ВЫХ}} \doteq 0$.

$$\text{Тогда } u_a(t) = \frac{u_{\text{ВХ}}(t)R_2}{R_2 + R_1} = 9 \sin \omega t \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{130 \cdot 10^3} = 6,92 \sin \omega t.$$

Это состояние будет сохраняться, пока напряжение $u_a(t)$ меньше порога переключения $E_n/2$. В момент переключения $u_a(t_{01}) = 6,92 \sin \omega t_{01} = 4,5$. По условию $\omega = \frac{2\pi}{T} = 6280$ рад/с, тогда $t_{01} = 0,113$ мс. Таким образом, на участке $0 \leq t \leq t_{01} = 0,113$ мс $u_a(t) < E_n/2$, следовательно, на входе DD1 уровень логического нуля, на выходе $u_b \doteq 1$, на выходе DD2 $u_{\text{вых}} \doteq 0$;

2) если $u_a(t) > E_n/2$ ($t > t_{01}$), то на входе DD1 уровень логической единицы, на выходе $u_b \doteq 0$, на выходе DD2 $u_{\text{вых}} \doteq 1$. В таком случае

$$u_a(t) = \frac{u_{\text{вх}}(t)R_2}{R_2 + R_1} + \frac{u_{\text{вых}}R_1}{R_2 + R_1} = 9 \sin \omega t \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{130 \cdot 10^3} + 9 \cdot \frac{30 \cdot 10^3}{130 \cdot 10^3} =$$

$$= 6,92 \sin \omega t + 2,077 \text{ [В]}.$$

Обратное переключение произойдет, когда напряжение достигнет значения $E_n/2$, т.е. $u_a(t_{10}) = 6,92 \sin \omega t_{10} + 2,077 = 4,5$, $t_{10} = 0,443$ мс. На участке $t_{01} \leq t \leq t_{10}$ напряжение $u_a(t) > E_n/2$ на входе DD1 уровень логической единицы, на выходе $u_b \doteq 0$, на выходе DD2 $u_{\text{вых}} \doteq 1$;

3) на участке $t_{10} \leq t \leq T$ напряжение $u_a(t) < E_n/2$ на входе DD1 уровень логического нуля, на выходе $u_b \doteq 1$, на выходе DD2 $u_{\text{вых}} \doteq 0$, $u_a(t) = 6,92 \sin \omega t$ [В].

На рисунке 10.53 показаны совмещенные диаграммы напряжений во всех точках устройства и соответствие уровням напряжений логического нуля или логической единицы. Длительность положительного импульса определяется $t_n = t_{10} - t_{01} = 0,33$ мс.

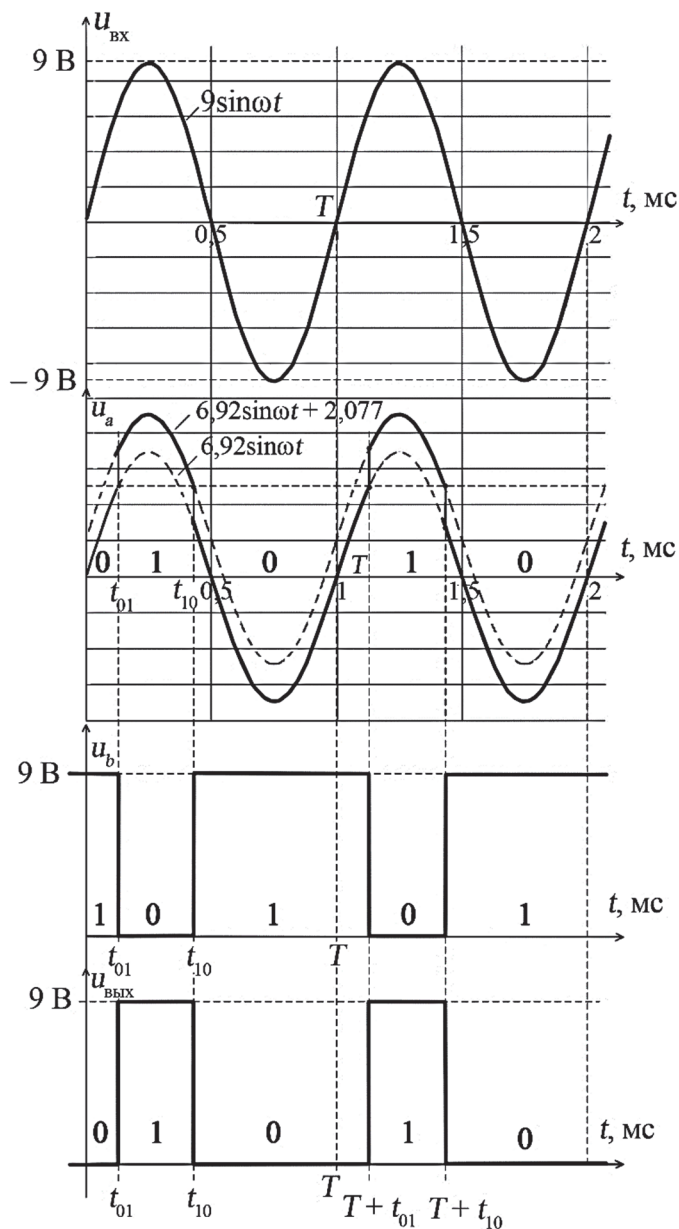


Рис. 10.53. Совмещенные диаграммы напряжений

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Степаненко, И.П. Основы микроэлектроники: учеб. пособие / И.П. Степаненко. – 2-ое изд. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2003.
2. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство; пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк. – М.: Мир, 1983.
3. Довгун, В.П. Электротехника и электроника: В 2 ч.: учеб. пособие / В.П. Довгун. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2006.
4. Электротехника и электроника: В 3 кн. Кн. 3. Электрические измерения и основы электроники: учебник / Г.П. Гаев, В.Г. Герасимов, О.М. Князьков и др.; под ред. проф. В.Г. Герасимова. – М.: Энергоатомиздат, 1998.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

5. Электроника: метод. рекомендации / М.П. Жохова, А.Т. Кобяк, А.П. Батенина и др. – М.: Издательство МЭИ, 2021.
6. Сборник задач по аналоговой схемотехнике: В 2 ч. Ч. 1: задачник / М.П. Жохова, А.Т. Кобяк, А.П. Батенина и др. – М.: Издательство МЭИ, 2022.
7. Электроника. Сборник задач по аналоговой схемотехнике: В 2 ч. Ч. 2: задачник / М.П. Жохова, А.Т. Кобяк, С.В. Лагутина и др. – М.: Издательство МЭИ, 2023.
8. Основы электроники: лабораторный практикум / А.Т. Кобяк, С.В. Лагутина, А.П. Батенина; под ред. А.Т. Кобяка. – М.: Издательство МЭИ, 2017.
9. Кобяк, А.Т. Применение программы схемотехнического моделирования Design Lab 8.0 в курсе электроники: метод. пособие / А.Т. Кобяк, А.П. Батенина, С.В. Лагутина. – М.: Издательство МЭИ, 2014.

ПРИЛОЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Сигнал. Основные Положения Теории Сигналов. Классификация Сигналов

Сигнал – физический носитель информации, неизменяющаяся или изменяющаяся во времени физическая величина, которая содержит определенную информацию, пригодную для обработки и последующей передачи. Если сравнивать понятия «сигнал», «информация» и «данные», то сигнал содержит некоторую информацию, представленную в виде первоначальных (исходных) данных. Эти данные обрабатываются и из них извлекается необходимая для последующей обработки или передачи информация.

Размерность сигнала – число независимых переменных, по которым определяется его значение. Любой сигнал принимает определенные возможные значения на определенном пространстве значений независимой переменной или нескольких переменных. Имеется множество (область) значений сигнала и множество (область) значений независимых переменных с заданным отношением между ними, по которому значению одной или нескольких переменных ставится в соответствие одно или несколько значений сигнала. Так как сигналы порождаются физическими процессами, то они могут быть *случайными* и непредсказуемыми. Если существует математическая модель (аналитическая зависимость, формула), определяющая значение сигнала для любого значения независимой переменной, то такой сигнал называется *детерминированным*.

На рисунке П1.1. показана классификация случайных и детерминированных сигналов.



Рис. П1.1. Классификация сигналов

Большинство сигналов являются *одномерными* и имеют вид $s(x)$, где $\{s\}$ – область значений сигнала, $\{x\}$ – область значений переменного (аргумента), по которой определяется значение сигнала. Электротехника и аналоговая схемотехника в основном имеют дело с физическими величинами, изменяющимися во времени $s(t)$ или зависящими от частоты $s(f)$. Существует достаточно большой класс *двумерных* сигналов $s(x, y)$, *трехмерных* и т.д.

Класс электрических сигналов – электрические величины (ток, напряжение, заряд) или изменение этих величин во времени

$$a(t) = \left\{ i(t) \quad u(t) \quad Q(t) \quad \dots \quad \frac{di}{dt} \quad \frac{du}{dt} \quad \dots \right\}.$$

Различают:

1) *непрерывный (аналоговый)* сигнал, который описывается непрерывной (кусочно-непрерывной) функцией, при этом аргумент принимает любые значения на интервале $t' \leq t \leq t''$, значения сигнала могут быть любые из интервала $a' \leq a \leq a''$. Непрерывному множеству значений независимой переменной t ставится в соответствие непрерывное множество значений сигнала $a(t)$;

2) *дискретный* сигнал, если независимая переменная определена на дискретном множестве значений $\{t' = t_0 \quad t_1 \quad t_2 \quad t_3 \quad \dots \quad t'' = t_N\}$, а значения сигнала определены на непрерывном множестве $a' \leq a \leq a''$. Как правило, $t_n = nT$, где T – период (шаг) дискретизации, $n = \{0 \quad 1 \quad 2 \quad \dots \quad N\}$ – номер отсчёта;

3) при *квантовании* сигнала вся область значений сигнала разбивается на уровни, количество которых должно быть представлено в числах заданной разрядности. Разность между этими уровнями называется шагом квантования Δ . Обычно задается количество этих уровней и каждому уровню присваивается некоторое число. Значения сигнала для любого значения независимой переменной на интервале $t' \leq t \leq t''$ сравниваются с уровнями квантования, и в качестве итогового значения сигнала выбирается число, соответствующее некоторому уровню квантования. Квантование является частным случаем дискретизации, когда дискретизация происходит по одинаковой величине называемой квантом $\{a' = a_0 \quad a_1 \quad a_2 \quad a_3 \quad \dots \quad a'' = a_N\}$, $a_n = n\Delta$, $n = \{0 \quad 1 \quad 2 \quad \dots \quad N\}$ – номер отсчёта сигнала;

4) *цифровой* сигнал, если независимая переменная определена на дискретном множестве значений $\{t' = t_0 \quad t_1 \quad t_2 \quad t_3 \quad \dots \quad t'' = t_N\}$, $t_n = nT$, $n = \{0 \quad 1 \quad 2 \quad \dots \quad N\}$ и квантование значений сигнала проведено в двоичной системе (ноль и единица).

Дискретизация – преобразование аналогового сигнала в дискретный сигнал; *квантование* – преобразование аналогового сигнала в квантованный; *оцифровка* – преобразование аналогового сигнала в цифровой. Микросхема, осуществляющая преобразование аналогового сигнала в цифровой (дискретизация по времени, квантование по уровню нуля и единицы) называется аналого-цифровым преобразователем (АЦП).

На рисунке П1.2. показаны типы сигналов.

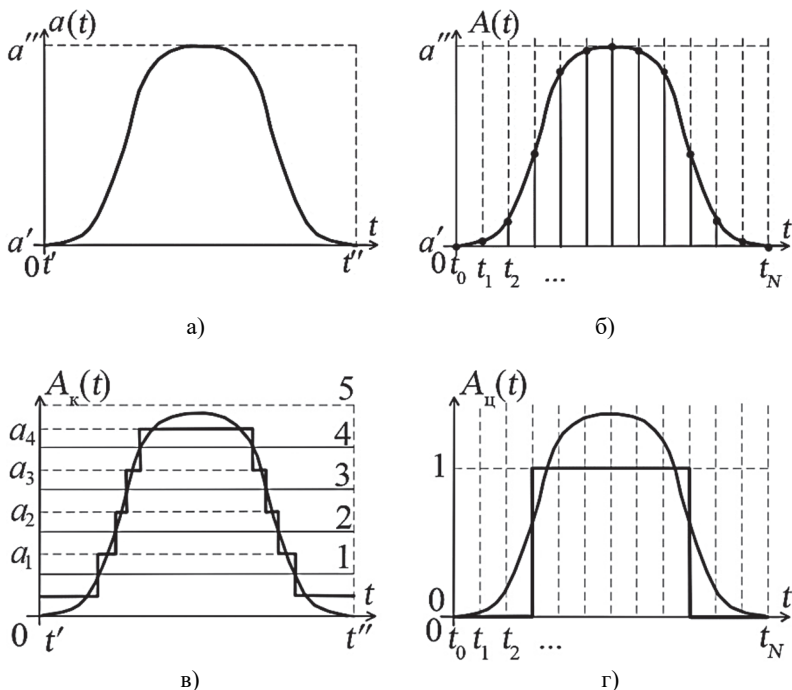


Рис. П1.2. Типы сигналов:

а – аналоговый сигнал; б – дискретный сигнал;
в – квантованный сигнал; г – цифровой сигнал

Электронные устройства предназначены для ЛЭУ или нелинейного преобразования сигналов, поступающих на вход устройства, и создания выходного сигнала (рис. П1.3).

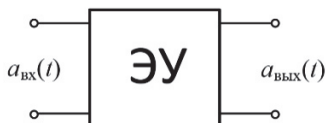


Рис. П1.3. Электронное устройство (ЭУ)

У аналоговых ЭУ входные и выходные сигналы – аналоговые. К аналоговым ЭУ относятся усилители, выпрямители, компараторы, генераторы, мультивибраторы.

Идеальные одиночные импульсные сигналы. Переходная характеристика

Импульсный сигнал имеет ненулевое значение в течение короткого промежутка времени. Возможен *одиночный импульс* и *последовательность импульсов*, в таком случае действие сигнала чередуется с паузой. Импульсная и цифровая техника часто использует импульсный режим работы. На базе импульсной техники разрабатываются системы управления и регулирования, устройства измерения, цифровая вычислительная техника. Импульсный сигнал характеризуется формой и рядом параметров.

Идеальные импульсы имеют форму, которая может быть описана (задана) аналитическим выражением (формулой) и представляют идеализацию *реальных импульсов*, которые снимаются с физического носителя. Различают треугольные, трапецеидальные, экспоненциальные, колоколообразные и т.п. импульсы (рис. П1.4), а в общем случае – кусочно-линейные, кусочно-экспоненциальные, кусочно-синусоидальные или произвольной формы. Импульсы могут быть *однополярные* (униполярные, имеющие только положительные или отрицательные значения) или *разнополярные* (биполярные, принимающие положительные и отрицательные значения).

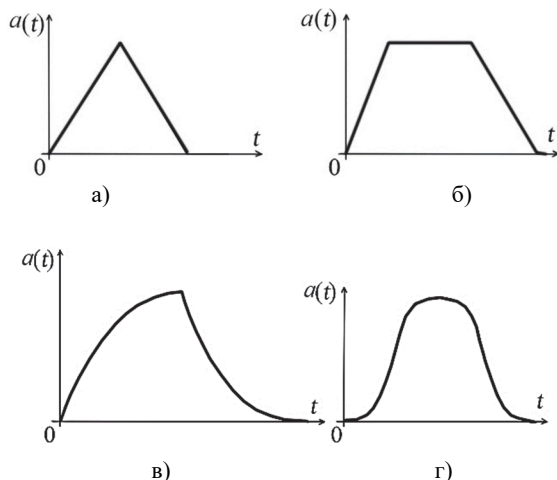


Рис. П1.4. Формы импульсных сигналов:

а – треугольный импульс; б – трапецеидальный импульс;
в – экспоненциальный импульс; г – колоколообразный импульс

Идеальный прямоугольный одиночный импульсный сигнал имеет на коротком промежутке времени $t_0 \leq t \leq t_1$ неизменяющееся (постоянное) значение, отличное от значения сигнала на участках времени вне этого промежутка (рис. П1.5).

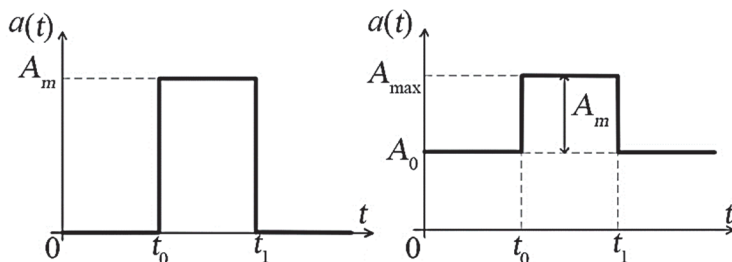


Рис. П1.5. Идеальные прямоугольные одиночные импульсы

Параметрами (основными характеристиками) идеального прямоугольного импульса являются:

- амплитуда A_m – величина максимального отклонения значения сигнала от нуля или *постоянной составляющей* A_0 ;

- максимальное $A_{\max}$ и минимальное значение $A_{\min}$ сигнала;

- длительность импульса $t_n = t_1 - t_0$.

Для импульсов, изображенных на рис. П1.5:

- длительность импульса $t_n = t_2 - t_1$;

- амплитуда A_m ;

- постоянная составляющая импульса, изображенного слева, $A_0 = 0$, максимальное значение $A_{\max} = A_m$, минимальное значение $A_{\min} = 0$;

- постоянная составляющая импульса, изображенного справа, равна A_0 , максимальное значение $A_{\max} = A_m + A_0$, минимальное значение $A_{\min} = A_0$.

Для описания идеального прямоугольного импульса используют базовую математическую функцию Хэвисайда (единичная ступенчатая функция, функция включения единицы) –

кусочно-постоянную функцию, равную нулю при отрицательных значениях аргумента и единице при положительных значениях аргумента

$$l(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases} \quad (\text{рис. П1.6а}).$$

Если функция сдвинута

вправо и имеет единичное значение, начиная с момента t_0 , тогда говорят о запаздывании функции Хэвисайда, *сдвиге аргумента*

$$l(t - t_0) = \begin{cases} 0, & t < t_0 \\ 1, & t \geq t_0 \end{cases} \quad (\text{рис. П1.6б}).$$

Функция Хэвисайда может быть

$$\text{масштабирована в } A_m \text{ раз } a(t) = A_m \cdot l(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ A_m, & t \geq 0 \end{cases} \quad (\text{рис. П1.6а}),$$

$$a(t - t_0) = A_m \cdot l(t - t_0) = \begin{cases} 0, & t < t_0 \\ A_m, & t \geq t_0 \end{cases} \quad (\text{рис. П1.6б}).$$

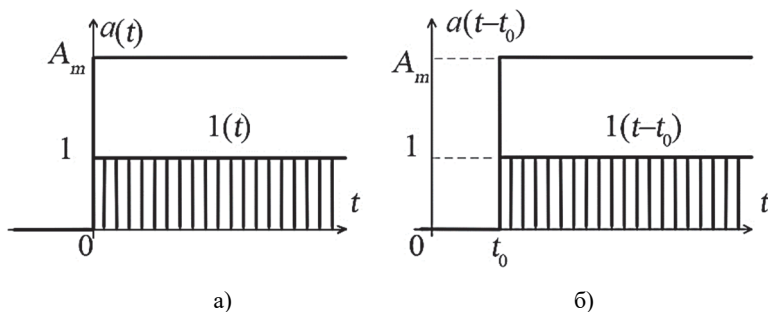
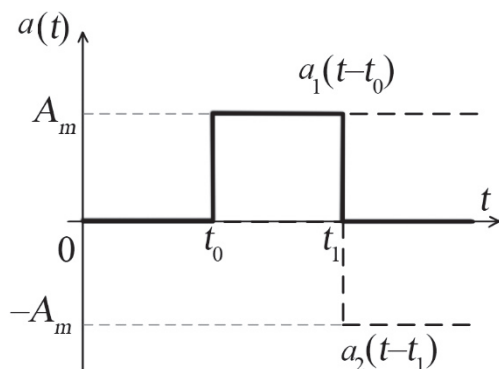


Рис. П1.6. Функция Хэвисайда (а) и функция Хэвисайда со сдвигом аргумента (б)

Любой идеальный прямоугольный импульс можно представить, как результат наложения сигналов, описываемых масштабированной функций Хэвисайда со сдвигом аргумента. На рисунке П1.7 показано представление идеального прямоугольного одиночного импульса как результат наложения двух сигналов.



$$a(t) = \begin{cases} 0, & t < t_0 \\ A_m, & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0, & t > t_1 \end{cases}$$

$$a(t) = \underbrace{A_m \cdot 1(t - t_0)}_{a_1(t-t_0)} + \underbrace{(-A_m) \cdot 1(t - t_1)}_{a_2(t-t_1)}.$$

Рис. П1.7. Идеальный прямоугольный одиночный импульс и его представление как результат наложения двух сигналов

Если на вход ЭУ подается сигнал, описываемый функцией Хэвисайда, то сигнал, снимаемый на выходе ЭУ, называется *переходной характеристикой*. Обозначается переходная характеристика $h(t) = u_{\text{вых}}(t)|_{l(t)}$ (рис. П1.8). Переходная характеристика – реакция ЭУ на единичный ступенчатый сигнал рассчитывается или снимается при нулевых начальных условиях.

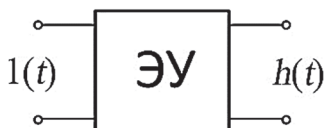


Рис. П1.8. К определению переходной характеристики

Если на вход ЭУ подается сигнал произвольной формы, то используя переходную характеристику, можно рассчитать реакцию на входное воздействие заданной формы (временную характеристику).

***Реальный одиночный импульсный сигнал,
параметры реального сигнала. Одиночный импульс
экспоненциальной формы, длительность фронта и среза***

На рисунке П1.9 показан реальный одиночный прямоугольный импульс.

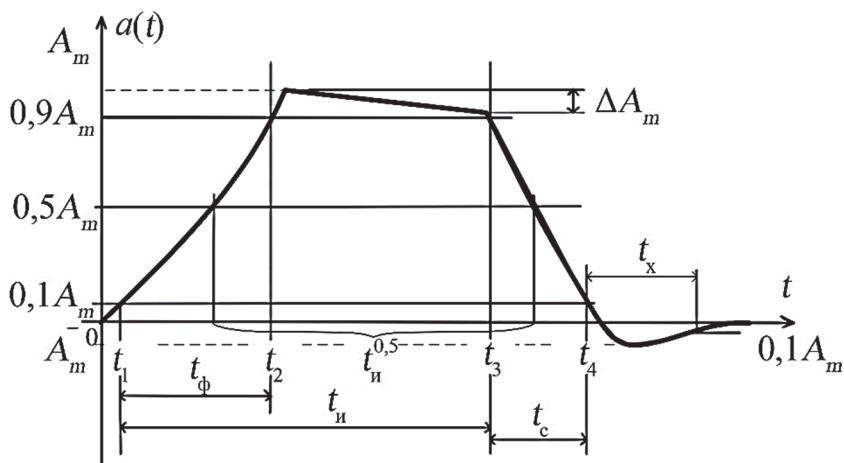


Рис. П1.9. Реальный прямоугольный импульс

Параметрами реального прямоугольного импульса являются:

- амплитуда A_m – величина максимального отклонения значения сигнала от нуля;
- ΔA_m – абсолютный спад плоской вершины;
- $\delta A_m = \frac{\Delta A_m}{A_m}$ – относительный спад плоской вершины;

- $t_\phi = t_2 - t_1$ – *длительность фронта*, определяемая по уровням $0,1A_m$ и $0,9A_m$ на возрастающем участке ($a(t_1) = 0,1A_m$, $a(t_2) = 0,9A_m$);

- $t_c = t_4 - t_3$ – *длительность спада*, определяемая по уровням $0,9A_m$ и $0,1A_m$ на спадающем участке ($a(t_3) = 0,9A_m$, $a(t_4) = 0,1A_m$);

- *длительность импульса* $t_{\text{и}} = t_3 - t_1$;

- *длительность импульса по уровню 0,5* $t_{\text{и}}^{0,5}$;

- *амплитуда обратного выброса («хвоста»)* A_m^- ;

- *длительность обратного выброса («хвоста»)* t_x определяется по уровням $0,1A_m$ на спадающем участке сигнала и $0,1A_m^-$ на обратном выбросе.

На рисунке П1.10 представлен *одиночный сигнал экспоненциальной формы*. Параметрами импульса экспоненциальной формы являются амплитуда A_m , время T , за которое значение импульса становится равным амплитуде, постоянные времени фронта и спада τ_ϕ и τ_c . Предполагается, что $T \geq 3\tau_\phi$, в таком случае

$$a(t) = \begin{cases} A_m(1 - e^{-\frac{t}{\tau_\phi}}), & t \leq T \\ A_m e^{-\frac{(t-T)}{\tau_c}}, & t \geq T \end{cases}.$$

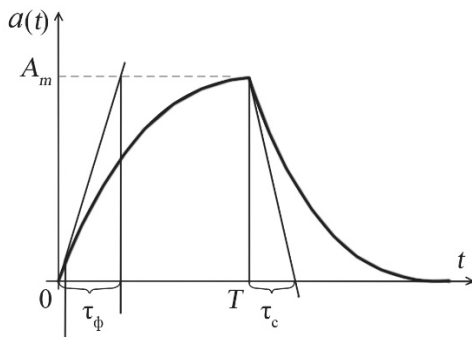


Рис. П1.10. Одиночный импульс экспоненциальной формы

Оценим длительность фронта и спада импульса (рис. П1.11):

1) рассмотрим интервал нарастания $t \leq T$: в момент t_1 значение

импульса $a(t_1) = A_m (1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_\phi}}) = 0,1A_m$ и так как $\tau_\phi \gg t_1$,

$$\text{то } \left[1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_\phi}} \right]_{\tau_\phi \gg t_1} = \left[1 - \left(1 - \frac{t_1}{\tau_\phi} + \frac{t_1^2}{2\tau_\phi^2} - \dots \right) \right]_{\tau_\phi \gg t_1} \approx \frac{t_1}{\tau_\phi}, \quad a(t_1) \approx$$

$\approx A_m \frac{t_1}{\tau_\phi} = 0,1A_m$, можно оценить $t_1 \approx 0,1\tau_\phi$; в момент t_2 значение

импульса $a(t_2) = A_m (1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_\phi}}) = 0,9A_m$, $e^{-\frac{t_2}{\tau_\phi}} = 0,1$, $\frac{t_2}{\tau_\phi} = \ln 10 \approx 2,3$,

$t_2 \approx 2,3\tau_\phi$; длительность фронта $t_\phi = t_2 - t_1 \approx 2,2\tau_\phi$;

2) для интервала спада $t \geq T$ аналогично получаем длительность спада $t_c = t_4 - t_3 \approx 2,2\tau_c$.

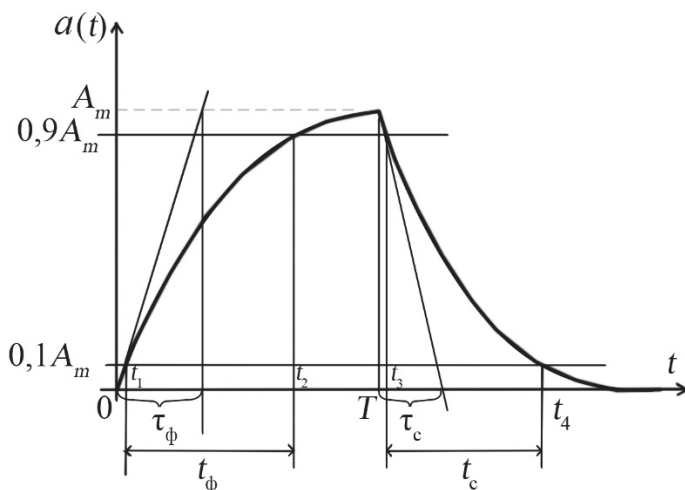


Рис. П1.11. К определению длительности фронта и длительности спада импульса экспоненциальной формы

Периодические сигналы. Гармонический и полигармонические сигналы и их параметры

Гармонический сигнал вида $a(t) = A_m \sin(\omega t + \varphi)$ называют синусоидальным, в электротехнике большое внимание уделяется расчету синусоидальных токов и напряжений (см. табл. 1.1). Сигнал относится к классу *периодических*, для минимального интервала времени, называемого *периодом* T , выполняется $a(t) = a(t + T)$. Аргумент синусоидальной функции $(\omega t + \varphi)$, определяющий значение сигнала в любой момент времени, называют *фазой*. Параметрами гармонического сигнала являются: амплитуда A_m ; частота $f = \frac{1}{T}$ [Гц]; угловая частота $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ [1/с] или [рад/с]; начальная фаза φ ($\psi, \xi, \dots$), определяющая значение сигнала в момент времени, принятый за нулевой, $a(0)|_{t=0} = A_m \sin(\varphi)$. Для двух синусоидальных сигналов вводится понятие *сдвига фаз* (*сдвига начальных фаз*) $\psi = \varphi_1 - \varphi_2$. В теории электрических цепей сдвиг фаз между синусоидальным напряжением и синусоидальным током определяет характер участка; для пассивного участка не может превышать $\frac{\pi}{2}$ ($|\psi| \leq \frac{\pi}{2}$). При расчете синусоидальных токов и напряжений в электрических цепях используется *комплексный (символьный) метод*, каждой синусоидальной величине ставится в соответствие *комплексная амплитуда* $\dot{A}_m$ (комплекс действующего значения $\dot{A}$), представляющий собой вектор на комплексной плоскости. Длина вектора выбирается равной амплитуде или действующему значению, положение вектора на комплексной плоскости определяет начальная фаза (фазный угол). Дифференциальные уравнения во временной области заменяются линейными уравнениями для соответствующих комплексных величин, по сути, расчет переводится в частотную область. Строятся векторные и топографические диаграммы, иллюстрирующие расчеты.

Как правило, если на вход ЭУ подается напряжение (входной сигнал), то искомая реакция (выходной сигнал) также является напряжением. Для ЛЭУ при действии синусоидального напряжения на входе, амплитуда и начальная фаза которого поддерживаются неизменными, на выходе будет наблюдаться также синусоидальное напряжение, амплитуда и начальная фаза которого будут зависеть от частоты входного напряжения. В таком случае, используя комплексный метод расчета, можно определить *комплексный коэффициент передачи*, характеризующий эту зависимость через отношение комплексов амплитудного или действующего значения выходного и входного напряжения $\dot{H}(f) = H(f)e^{j\varphi(f)} =$

$$= \frac{\dot{U}_{\text{мвх}}}{\dot{U}_{\text{мвх}}} \bigg|_{f \rightarrow \text{var}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} \bigg|_{f \rightarrow \text{var}}. \text{ Модуль комплексного коэффициента}$$

передачи $H(f)$ задает зависимость амплитуды или действующего значения выходного напряжения от частоты (*амплитудно-частотная характеристика*), а фаза $\varphi(f)$ – зависимость сдвига фаз выходного и входного напряжения (*фазо-частотная характеристика*).

При расчете и построении АЧХ аргумент может меняться в большом диапазоне, например, от 10 Гц до 100 кГц. Для отображения значений величин, изменяющихся в большом диапазоне, удобна *логарифмическая шкала*. Часто на амплитудно-частотных характеристиках применяют логарифмический масштаб по обеим осям (двойной логарифмический масштаб). В таком случае АЧХ принято называть *логарифмической амплитудно-частотной характеристикой* (ЛАЧХ). По оси абсцисс откладывается частота в логарифмическом масштабе, 1 декада равна изменению частоты в 10 раз. Значения частот, кратные 22 и 46, соответствуют примерно 1/3 и 2/3 декады. По оси ординат откладывается величина в децибелах [дБ], определяемая как $LH = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{мвх}}}{U_{\text{мвх}}} \right) = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} \right)$, т.е. 20 дБ определяет изменение амплитуды (действующего значения) в 10 раз.

Полигармонический сигнал относится к классу периодических, но имеет форму, отличную от гармонического. Электротехнические периодические несинусоидальные сигналы, как правило, относятся к кусочно-линейным, кусочно-экспоненциальным, кусочно-синусоидальным и т.д. Форма сигнала может иметь определенные свойства, например, быть симметричной относительно оси ординат, оси абсцисс, относительно начала отсчета, проявлять четность или нечетность. В теории сигналов в основном исследуют последовательности импульсов прямоугольной, трапецеидальной, пилообразной, экспоненциальной форм, однополупериодное или двухполупериодное выпрямление и т.д. Для периодической последовательности однополярных положительных импульсов прямоугольной формы вводится *скважность* – безразмерная величина, равная отношению периода повторений к длительности импульса

$Q = \frac{T}{t_{\text{и}}}$, период повторений определяется как $T = t_{\text{и}} + t_{\text{паузы}}$

(рис. П1.12а). Если длительность импульса равна длительности паузы, т.е. $Q = 2$, то такой сигнал называют *меандром* (рис. П1.12б). Иногда используется величина, обратная скважности – *коэффициент заполнения* [%].

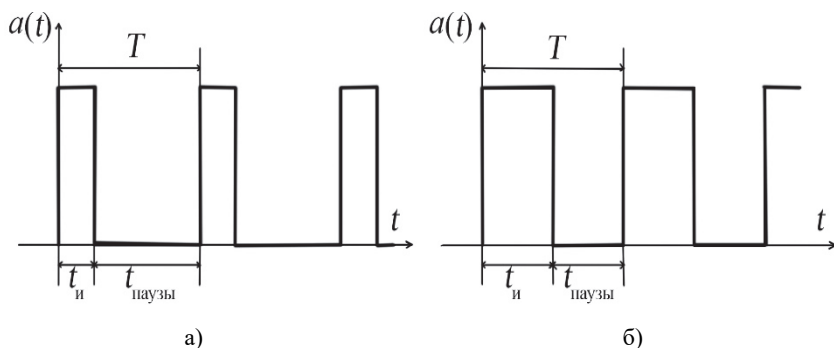


Рис. П1.12. Последовательность импульсов прямоугольной формы со скважностью $Q = 4$ (а) и $Q = 2$ (б)

Гармонический и полигармонический периодические сигналы характеризуются следующими интегральными параметрами:

- *среднее за период значение (постоянная составляющая)*

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T a(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} a(\omega t) d\omega t, \text{ для периодических сигналов,}$$

симметричных относительно оси абсцисс, $A_0 = 0$;

- *среднее по модулю* $A_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T |a(t)| dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |a(\omega t)| d\omega t$, для

гармонического сигнала $A_{cp} = \frac{2A_m}{\pi} \approx 0,637 A_m$;

- *среднеквадратичное за период (действующее значение)*

$$A = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T a^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} a^2(\omega t) d\omega t} \text{ , для гармонического сигнала}$$

$$A = \frac{A_m}{\sqrt{2}} \approx 0,707 A_m .$$

Важнейшее свойство полигармонических сигналов³ – возможность представления их как суммы отдельных составляющих, т.е. разложения в тригонометрический ряд Фурье. Состав ряда (наличие постоянной составляющей и отдельных гармоник) определяется формой сигнала, наличием или отсутствием симметрии, свойствами (четностью или нечетностью) сигнала. В общем случае

$$a(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k) = \sum_{k=0}^{\infty} A_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k) . \text{ Так как при}$$

действии постоянного/гармонического входного сигнала на выходе линейного ЭУ (ЛЭУ) будет постоянный/гармонический выходной сигнал, то достаточно определить реакцию на отдельные составляющие полигармонического входного сигнала и, просуммировав эти реакции, найти выходной сигнал. При этом выбор числа учитываемых N гармоник из бесконечного ряда определяет точность найденного решения (рис. П1.13).

³ Аналитическая функция, описывающая форму сигнала, должна удовлетворять условию Дирихле.

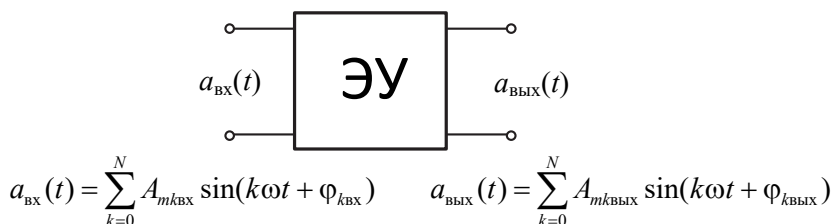


Рис. П1.13. К определению выходного сигнала при действии на входе ЛЭУ полигармонического сигнала

Использование комплексного коэффициента передачи упрощает задачу определения реакции на полигармонический сигнал. Установление связи между частотной и переходной характеристикой унифицирует задачу определения реакции ЛЭУ на любой входной сигнал.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Прохождение сигналов через *RC*-цепи

Рассмотрим *RC*-цепи первого порядка, выполняющие функции простейших низкочастотных и высокочастотных фильтров и применяемые в электронных приборах в качестве элементов связи.

RC-цепь с разделительным конденсатором. Частотные свойства. Переходная и временная характеристики RC-цепи с разделительным конденсатором

Исследуем частотные свойства *RC*-цепи первого порядка, на вход которой подаётся гармонический сигнал, а выходное напряжение снимается с резистивного участка (рис. П2.1а). Амплитуда входного напряжения поддерживается неизменной, частота может

меняться в широком диапазоне. Расчет амплитуды выходного напряжения, сдвига фаз между входным и выходным напряжением проведем комплексным методом (рис. П2.1б).

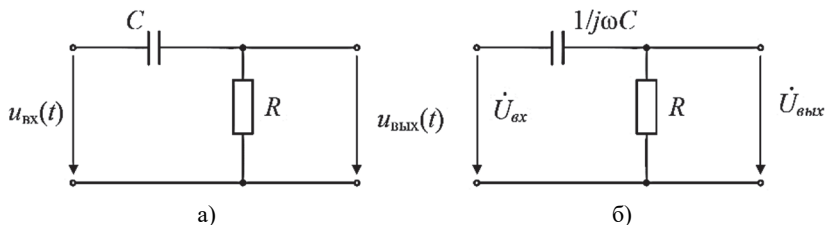


Рис. П2.1. RC -цепь с разделительным конденсатором (а) и комплексная расчетная схема RC -цепи (б)

Комплексный коэффициент передачи

$$\dot{H} = \frac{\dot{U}_{mВЫХ}}{\dot{U}_{mВХ}} \bigg|_{U_{mВХ}=\text{const}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 - j \frac{1}{\omega RC}}.$$

Обозначим постоянную времени цепи $\tau_H = RC$, введем определение $\omega_H = \frac{1}{\tau_H} = \frac{1}{RC}$, $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$ – *нижняя граничная частота* или *частота среза*.

Тогда

$$\dot{H} = \frac{1}{1 - j \frac{1}{\omega RC}} = \frac{1}{1 - j \frac{\omega_H}{\omega}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_H}{\omega}\right)^2}} e^{-j \arctg\left(\frac{\omega_H}{\omega}\right)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_H}{\omega}\right)^2}} e^{j \arctg\left(\frac{\omega_H}{\omega}\right)},$$

$$\text{или } \dot{H}(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_H}{f}\right)^2}} e^{j \arctg\left(\frac{f_H}{f}\right)}.$$

АЧХ определяется выражением

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_n}{f}\right)^2}}.$$

Рассмотренная RC -цепь выполняет функции *фильтра высоких частот*, обеспечивая затухание (уменьшение) амплитуды выходного напряжения по отношению к амплитуде входного напряжения в диапазоне частот $f < f_n$ и практически не меняя амплитуду выходного напряжения по отношению к амплитуде входного напряжения при $f > f_n$. На граничной частоте $f = f_n$ наблюдается уменьшение амплитуды выходного напряжения в $\sqrt{2}$ раз по отношению к амплитуде входного напряжения,

т.е. $H(f_n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707$, при использовании логарифмического

масштаба $LH = 20 \lg \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \approx -3$ дБ. ФЧХ определяется выраже-

нием $\varphi(f) = \arctg \left(\frac{f_n}{f} \right)$, на граничной частоте сдвиг фаз между

выходным и входным напряжением $\varphi(f_n) = \frac{\pi}{4}$, при $f > f_n$ сдвиг

фаз уменьшается, на высоких частотах выходное напряжение и входное напряжение практически совпадают по фазе. На рисунках П2.2а и П2.2б изображены АЧХ и ФЧХ RC -цепи с разделительным конденсатором (параметры элементов $R = 15$ КОм, $C = 20$ нФ, нижняя граничная частота $f_n = 530,5$ Гц), построенные в линейном масштабе. На рисунке П2.2в АЧХ построена с использованием логарифмического масштаба для частоты, на рис. П2.2г – в двойном логарифмическом масштабе (ЛАЧХ). На графиках отмечена нижняя граничная частота.

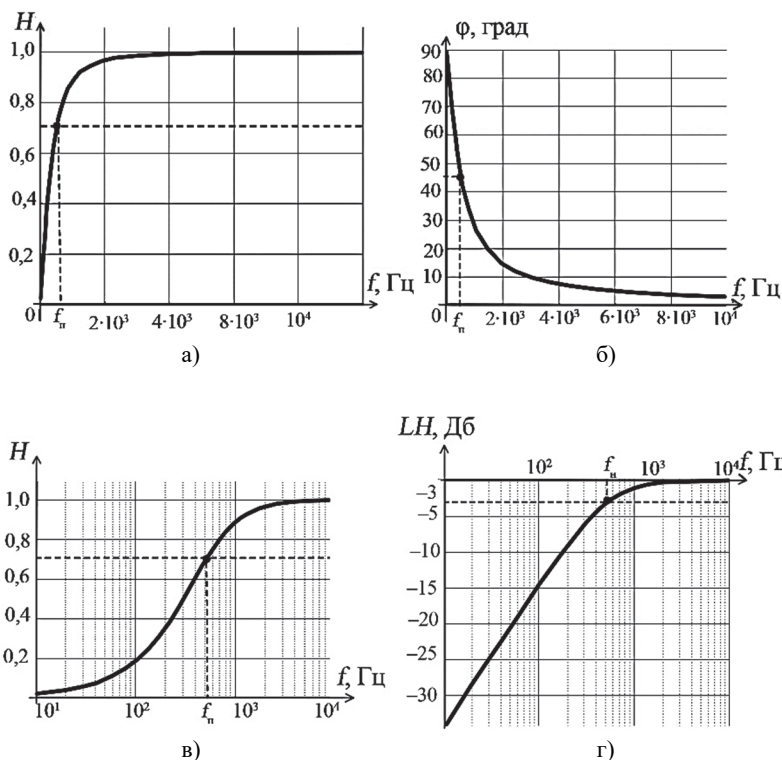


Рис. П2.2. Частотные характеристики RC-цепи с разделительным конденсатором:

а – АЧХ; б – ФЧХ; в – АЧХ с логарифмическим масштабом по аргументу; г – ЛАЧХ

Переходная характеристика RC-цепи определяется при условии, что на вход подается единичная функция

$$u_{\text{вх}}(t) = 1(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases}, \text{ по сути дела проводится расчет переходного процесса при нулевых начальных условиях. Выходное напряжение имеет вид экспоненциального сигнала } u_{\text{вых}}(t) =$$

$$= h(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1e^{-\frac{t}{\tau_n}}, & t \geq 0 \end{cases}, \text{ где } \tau_n = RC - \text{постоянная времени RC-цепи.}$$

Длительность выходного сигнала определяется по уровню 0,5:

$1e^{-\frac{t_{и\text{ Вых}}^{0,5}}{\tau_{и}}} = 0,5$, следовательно, $t_{и\text{ Вых}}^{0,5} = \tau_{и} \ln 2 \approx 0,7\tau_{и}$ (рис. П2.3).

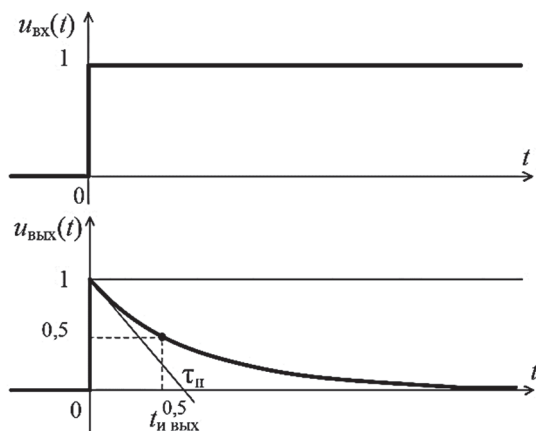


Рис. П2.3. Переходная характеристика RC -цепи с разделительным конденсатором

Целесообразно рассмотреть реакцию цепи при завершении действия единичного импульса $u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} 1, & t < 0 \\ 0, & t \geq 0 \end{cases}$ (рис. П2.4),

считая, что конденсатор был полностью заряжен. Длительность отрицательного экспоненциального выходного напряжения

$u_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ -1e^{-\frac{t}{\tau_{и}}}, & t \geq 0 \end{cases}$ определяется аналогично по уровню 0,5

(рис. П2.4).

Временная характеристика RC -цепи определяется при действии одиночного импульса заданной длительности $t_{и}$ или последовательности прямоугольных импульсов заданной скважности и периодом следования. Рассмотрим действие одиночного импульса

$$u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ U_m, & 0 \leq t \leq t_{и} \\ 0, & t > t_{и} \end{cases}.$$

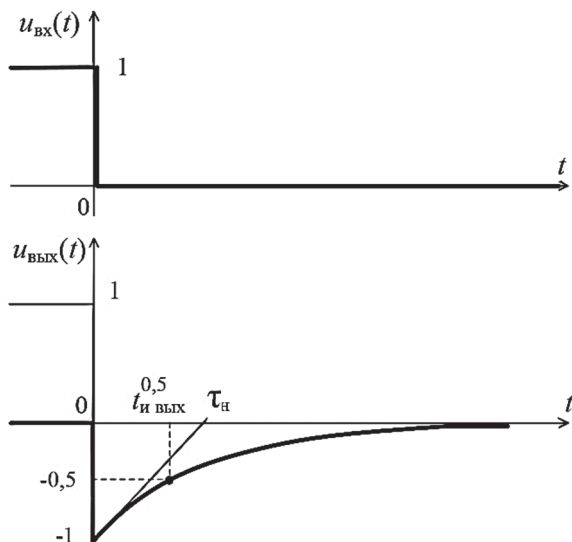


Рис. П2.4. Входное и выходное напряжение RC -цепи с разделительным конденсатором

Если длительность импульса $t_{\text{и}} \gg \tau_{\text{н}}$, то за время действия входного импульса конденсатор успеет полностью зарядиться или разрядиться. Конденсатор в этом случае называется *дифференцирующим* или *укорачивающим*. Таким образом, скачок входного напряжения приведет к появлению на выходе конечного по длительности экспоненциального импульса положительной (рис. П2.3) или отрицательной (рис. П2.4) полярности. Длительность этого импульса, определенную по уровню 0,5, можно рассчитать по формуле $t_{\text{и}}^{0,5}_{\text{вых}} = \tau_{\text{н}} \ln 2 \approx 0,7 \tau_{\text{н}}$.

Если длительность импульса входного сигнала мала по сравнению с постоянной времени ($t_{\text{и}} \ll \tau_{\text{н}}$), то напряжение на конденсаторе за время действия входного сигнала не успеет существенно измениться, форма выходного сигнала практически повторит форму входного импульса. Конденсатор в этом случае называется *разделительным* или *конденсатором связи*. В этом случае временная характеристика будет иметь спад плоской вершины Δu (рис. П2.5).

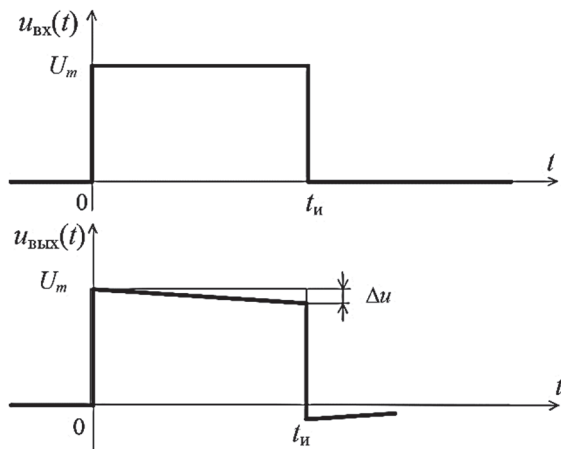


Рис. П2.5. Форма выходного напряжения при действии одиночного прямоугольного импульса ($t_{\text{и}} \ll \tau_{\text{н}}$)

Относительный спад плоской вершины δu рассчитывается по формуле $\delta u = \frac{\Delta u}{U_m} 100\% = \frac{t_{\text{и}}}{\tau_{\text{н}}} 100\%$. Данной формулой можно пользоваться, если δu не превосходит 10–15%. С учетом соотношения, связывающего граничную частоту с постоянной времени цепи: $\tau_{\text{н}} = \frac{1}{\omega_{\text{н}}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{н}}}$, можно получить формулу связи частотных и временных параметров для RC -цепи с разделительным конденсатором: $\delta u = \frac{t_{\text{и}}}{\tau} 100\% = 2\pi f_{\text{н}} t_{\text{и}}$.

RC-цепь с интегрирующим конденсатором.

Частотные свойства. Переходная и временная характеристики RC-цепи с интегрирующим конденсатором

Исследуем частотные свойства RC -цепи первого порядка, на вход которой подаётся гармонический сигнал, а выходное напряжение снимается с емкостного участка (рис. П2.6а). Амплитуда входного напряжения поддерживается неизменной, частота может

меняться в широком диапазоне. Расчет амплитуды выходного напряжения, сдвига фаз между входным и выходным напряжением проведем комплексным методом (рис. П2.6б).

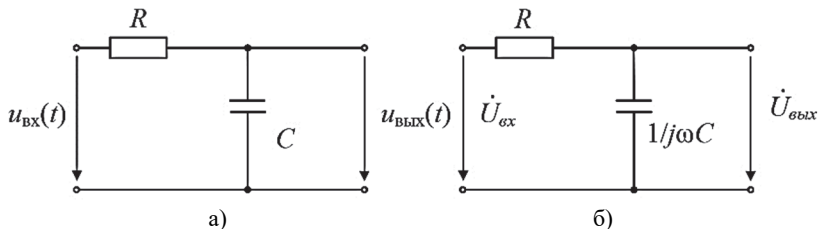


Рис. П2.6. RC -цепь с интегрирующим конденсатором (а) и комплексная расчетная схема RC -цепи (б)

Комплексный коэффициент передачи $\dot{H} = \frac{\dot{U}_{\text{мВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{мВХ}}} \Big|_{U_{\text{мВХ}}=\text{const}} =$

$$= \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}.$$

Обозначим постоянную времени цепи

$\tau_{\text{в}} = RC$, введем определение $\omega_{\text{в}} = \frac{1}{\tau_{\text{в}}} = \frac{1}{RC}$, $f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi RC}$ – *верхняя граничная частота или частота среза*.

Тогда

$$\dot{H} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{\text{в}}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{в}}}\right)^2}} e^{j \arctg\left(\frac{\omega}{\omega_{\text{в}}}\right)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{в}}}\right)^2}} e^{-j \arctg\left(\frac{\omega}{\omega_{\text{в}}}\right)},$$

или

$$\dot{H}(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\text{в}}}\right)^2}} e^{-j \arctg\left(\frac{f}{f_{\text{в}}}\right)}.$$

АЧХ определяется выражением

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_b}\right)^2}}.$$

Рассмотренная RC -цепь выполняет функции *фильтра низких частот*, обеспечивая затухание (уменьшение) амплитуды выходного напряжения по отношению к амплитуде входного напряжения в диапазоне частот $f > f_b$ и практически не меняя амплитуду выходного напряжения по отношению к амплитуде входного напряжения при $f < f_b$. На граничной частоте $f = f_b$ наблюдается уменьшение амплитуды выходного напряжения в $\sqrt{2}$ раз по отношению к амплитуде входного напряжения, т.е. $H(f_b) = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707$,

при использовании логарифмического масштаба

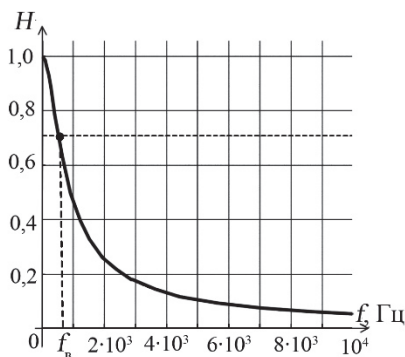
$LH = 20 \lg \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \approx -3$ дБ. ФЧХ определяется выражением

$\varphi(f) = \arctg \left(\frac{f}{f_b} \right)$, на граничной частоте сдвиг фаз между выходным

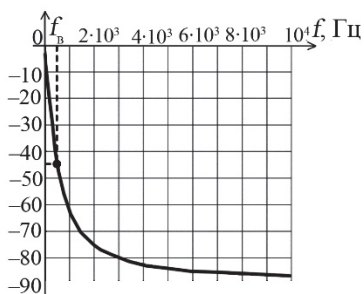
и входным напряжением $\varphi(f_b) = -\frac{\pi}{4}$, при $f < f_b$ сдвиг фаз умень-

шается, на очень малых частотах выходное напряжение и входное напряжение практически совпадают по фазе.

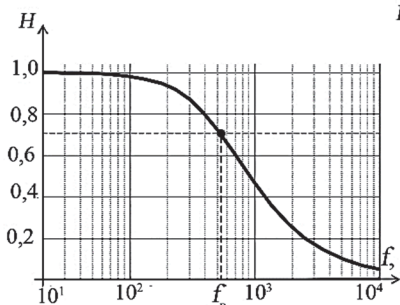
На рисунках П2.7а и П2.7б изображены АЧХ и ФЧХ RC -цепи с интегрирующим конденсатором (параметры элементов $R = 1$ КОм, $C = 300$ нФ, верхняя граничная частота $f_b = 530,5$ Гц), построенные в линейном масштабе. На рисунке П2.7в АЧХ построена с использованием логарифмического масштаба для частоты, на рис. П2.7г – в двойном логарифмическом масштабе (ЛАЧХ). На графиках отмечена верхняя граничная частота.



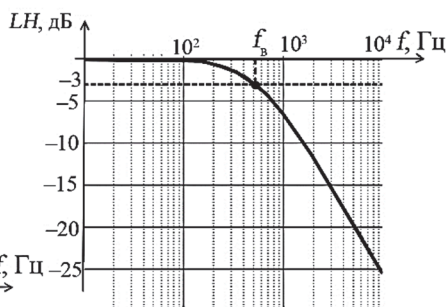
а)



б)



в)



г)

Рис. П2.7. Частотные характеристики RC -цепи с интегрирующим конденсатором:

а – АЧХ; б – ФЧХ; в – АЧХ с логарифмическим масштабом по аргументу; г – ЛАЧХ

Переходная характеристика RC -цепи определяется при условии, что на вход подается единичная функция $u_{\text{вх}}(t) = 1(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases}$, по сути дела проводится расчет переходного процесса при нулевых начальных условиях. Выходное напряжение имеет вид экспоненциального сигнала

$$u_{\text{вых}}(t) = h(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}}, & t \geq 0 \end{cases}, \text{ где } \tau_b = RC - \text{постоянная времени}$$

RC -цепи. Для интегрирующей цепи характерно наличие фронта (рис. П2.8) в выходном сигнале. Время нарастания выходного импульса можно определить по общей формуле $t_{\phi} = 2,2 \tau_{\text{в}}$.

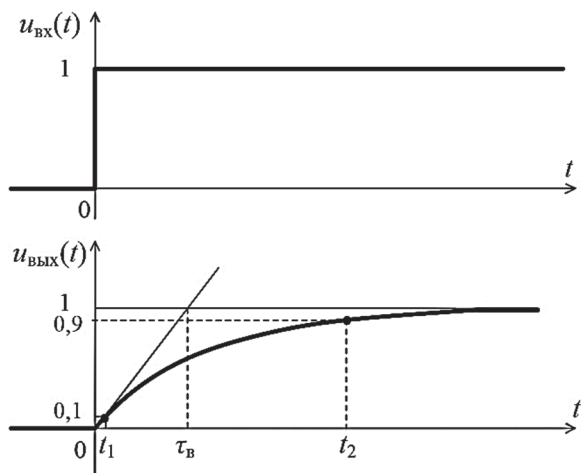


Рис. П2.8. Переходная характеристика RC -цепи с интегрирующим конденсатором

Выходное напряжение (временная характеристика) цепи при завершении действия единичного импульса $u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} 1, & t < 0 \\ 0, & t \geq 0 \end{cases}$ будет иметь такое же время спада $t_{\text{с}} = 2,2 \tau_{\text{в}}$ (рис. П2.8) при условии, что конденсатор был полностью заряжен (рис. П2.9).

С учетом соотношения, связывающего граничную частоту с постоянной времени цепи $\tau_{\text{в}} = \frac{1}{\omega_{\text{в}}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{в}}}$, можно получить формулу связи частотных и временных параметров для RC -цепи с интегрирующим конденсатором: $t_{\phi} = 2,2 \tau_{\text{в}} = \frac{2,2}{2\pi f_{\text{в}}} \approx \frac{0,35}{f_{\text{в}}}$.

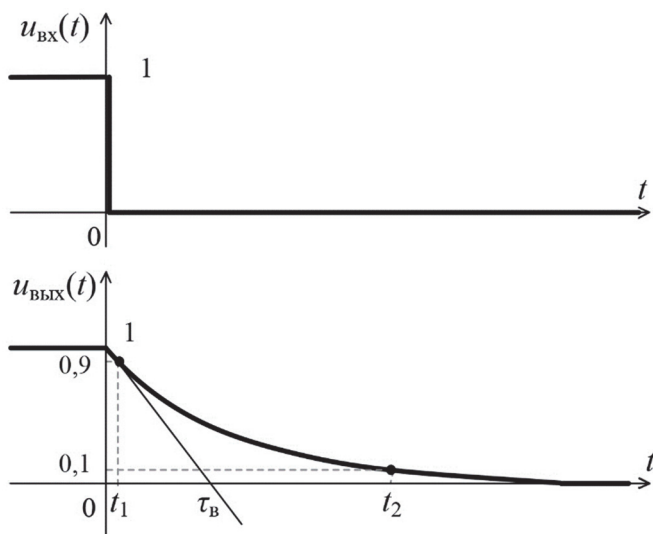


Рис. П2.9. Входное и выходное напряжение RC -цепи с интегрирующим конденсатором

Обобщенное звено 2-го порядка. Частотные свойства.
Расчетные схемы для области низких,
средних и высоких частот. Временные характеристики,
особенности расчета переходных процессов

Обобщенное звено 2-го порядка (рис. П2.10) имеет участок с последовательным соединением резистивного и емкостного элемента ($R_1 C_1$) и участок с параллельным соединением резистивного и емкостного элемента ($R_2 C_2$). Для исследования частотных свойств устройства на вход подается гармоническое напряжение, частота входного сигнала может меняться в широком диапазоне при неизменной амплитуде. Для того чтобы выполнялись необходимые требования к АЧХ и ФЧХ, емкость конденсатора в ветви ($R_1 C_1$) должна быть много больше емкости конденсатора на участке ($R_2 C_2$): $C_1/C_2 \approx 10^6$, (емкость C_1 [мкФ], емкость C_2 [пФ]).

Такое соотношение параметров дает особенности для расчета временных характеристик при действии на входе устройства одиночного прямоугольного импульса.

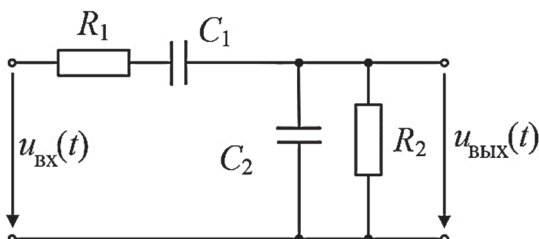


Рис. П2.10. Схема обобщенного звена 2-го порядка

Исследуем частотные свойства обобщенного звена 2-го порядка при условии, что $C_1/C_2 \approx 10^6$. Комплексная расчетная схема устройства на частоте ω входного гармонического сигнала имеет вид, представленный на рис. П2.11.

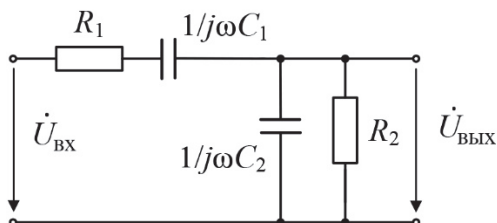


Рис. П2.11. Комплексная расчетная схема устройства

Проведем качественный анализ АЧХ, используя соотношение комплексных сопротивлений емкостных участков на частоте ω и сопротивлений активных (резистивных) участков.

Пусть в некотором диапазоне низких частот комплексное емкостное сопротивление конденсатора C_1 соизмеримо с сопротивлением резистора R_1 [кОм] ($X_{C_1} = \frac{1}{\omega C_1} \sim R_1$), а комплексное емкостное

сопротивление конденсатора C_2 много больше сопротивления резистора R_2 [кОм] ($X_{C_2} = \frac{1}{\omega C_2} \gg R_2$). При соблюдении этого условия в комплексной расчетной схеме можно пренебречь током в ветви с конденсатором C_2 , расчетная схема диапазона низких частот будет иметь упрощенный вид, представленный на рис. П2.12.

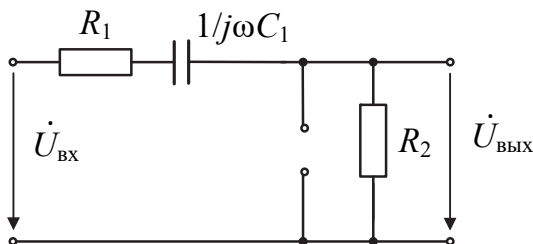
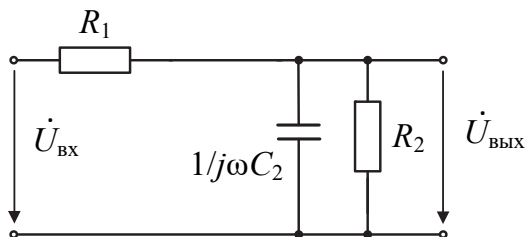


Рис. П2.12. Упрощенная расчетная схема устройства в диапазоне низких частот

Упрощенная схема представляет собой RC -цепь с разделительным конденсатором и выполняет функции фильтра высоких частот. Постоянная времени цепи $\tau_n = (R_1 + R_2)C_1$ [мс], нижняя граничная частота $\omega_n = \frac{1}{\tau_n} = \frac{1}{(R_1 + R_2)C_1}$, $f_n = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_1}$ [кГц]. Модуль комплексного коэффициента передачи при $f < f_n$ имеет частотную зависимость, при $f \rightarrow 0$ $H|_{f \rightarrow 0} \rightarrow 0$, выходное напряжение будет опережать по фазе входное напряжение, сдвиг фаз также будет зависеть от частоты и при $f \rightarrow 0$ $\phi|_{f \rightarrow 0} \rightarrow \frac{\pi}{2}$.

Пусть в некотором диапазоне высоких частот комплексное емкостное сопротивление конденсатора C_1 много меньше сопротивления резистора R_1 [кОм] ($X_{C_1} = \frac{1}{\omega C_1} \ll R_1$), а комплексное

емкостное сопротивление конденсатора C_2 соизмеримо с сопротивлением резистора R_2 [кОм] ($X_{C_2} = \frac{1}{\omega C_2} \sim R_2$). При соблюдении этого условия в комплексной расчетной схеме можно пренебречь напряжением на участке с конденсатором C_1 , расчетная схема диапазона высоких частот будет иметь упрощенный вид, представленный на рис. П2.13.



**Рис. П2.13. Упрощенная расчетная схема устройства
в диапазоне высоких частот**

Упрощенная схема представляет собой RC -цепь с интегрирующим конденсатором и выполняет функции фильтра низких частот. Постоянная времени цепи $\tau_{\text{в}} = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} C_2$ [мкс], верхняя

граничная частота $\omega_{\text{в}} = \frac{1}{\tau_{\text{в}}} = \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C_1}$, $f_{\text{в}} = \frac{(R_1 + R_2)}{2\pi R_1 R_2 C_1}$ [МГц].

Модуль комплексного коэффициента передачи при $f > f_{\text{в}}$ имеет частотную зависимость, при $f \rightarrow \infty$ $H|_{f \rightarrow \infty} \rightarrow 0$, выходное напряжение будет отставать по фазе от входного напряжения, сдвиг фаз также будет зависеть от частоты и при $f \rightarrow \infty$ $\phi|_{f \rightarrow \infty} \rightarrow -\frac{\pi}{2}$.

В диапазоне средних частот $f_n < f < f_b$ комплексное емкостное сопротивление конденсатора C_1 много меньше сопротивления резистора R_1 [кОм] ($X_{C_1} = \frac{1}{\omega C_1} \ll R_1$), комплексное емкостное сопротивление конденсатора C_2 много больше сопротивления резистора R_2 [кОм] ($X_{C_2} = \frac{1}{\omega C_2} \gg R_2$). При соблюдении этих условий в комплексной расчетной схеме можно пренебречь напряжением на участке с конденсатором C_1 и током в ветви с конденсатором C_2 , расчетная схема диапазона средних частот будет практически чисто резистивная (рис. П2.14).

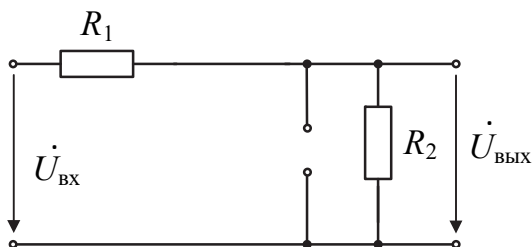


Рис. П2.14. Упрощенная расчетная схема устройства в диапазоне средних частот

Модуль комплексного коэффициента передачи в полосе средних частот практически не зависит от частоты

$$H \approx H_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

сдвиг фаз между выходным и входным напряжением будет незначителен. Для граничных частот $H|_{f_n, f_b} \approx \frac{H_0}{\sqrt{2}}$.

На рисунке П2.15 качественно изображены АЧХ и ФЧХ обобщенного звена 2-го порядка.

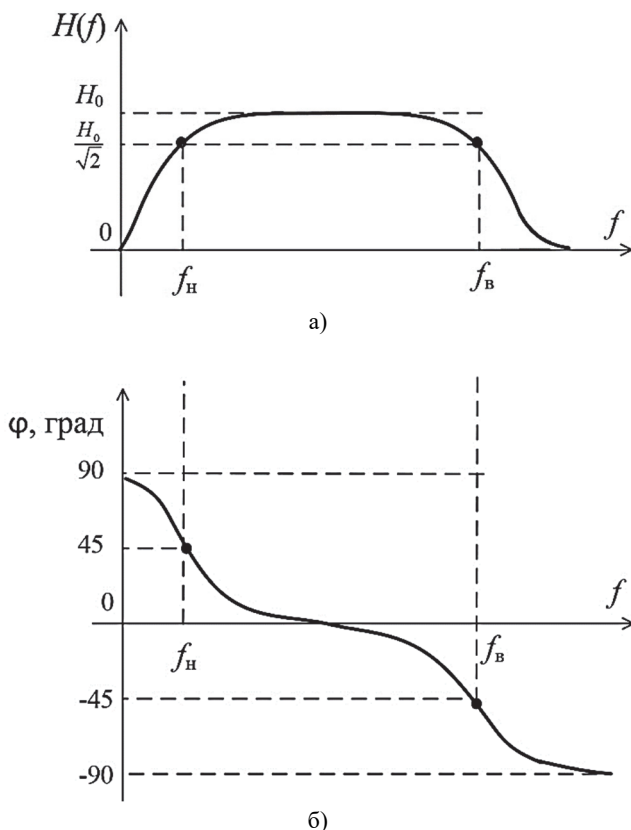


Рис. П2.15. Качественные АЧХ (а) и ФЧХ (б) обобщенного звена 2-го порядка

Пусть на вход устройства подается одиночный прямоугольный импульс длительностью $t_{\text{и}}$: $u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ U_m, & 0 \leq t \leq t_{\text{и}} \\ 0, & t > t_{\text{и}} \end{cases}$. Реакция

на действие одиночного импульса может быть рассчитана как реакция на две коммутации – подключение в момент $t = 0$ источника постоянного напряжения U_m и отключение этого источника в момент $t = t_{\text{и}}$ (рис. П2.16). По условию емкость конденсатора C_1

много больше емкости конденсатора C_2 : $C_1/C_2 \approx 10^6$, что определяет особенность переходного процесса, т.е. процесс апериодический, вид выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вых уст}} + A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$, но корни характеристического уравнения отличаются по значению $\frac{p_2}{p_1} \sim 10^3 \dots 10^6$. Задача Коши для системы обыкновенных дифференциальных уравнений, имеющая такую особенность, называется

жесткой и достаточно трудна для аналитического и численного решения. Как правило, переходный процесс при условии, что $\tau_{\min} \ll t_{\text{и}} \ll \tau_{\max}$, рассматривают как наложение «быстро затухающего» процесса (определяется максимальным корнем и минимальной постоянной времени $p_{\max}$ ($\tau_{\min}$)) и «медленно изменяющегося» (определяется минимальным корнем и максимальной постоянной времени $p_{\min}$ ($\tau_{\max}$)). «Очень быстрый» и «очень медленный» процессы можно рассчитать независимо друг от друга как переходный процесс в цепи с одним накопителем.

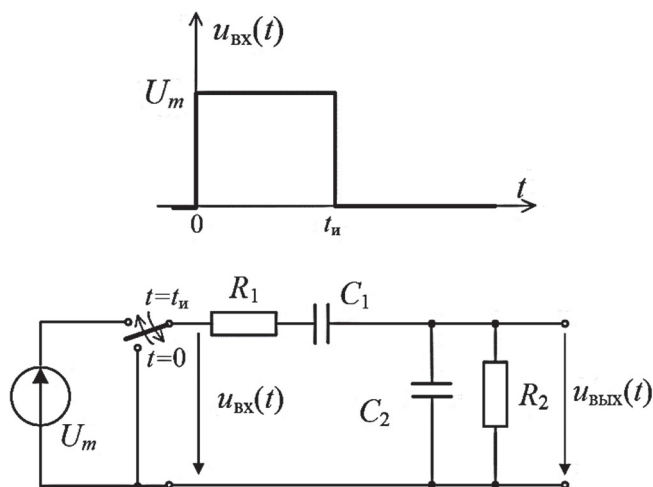


Рис. П2.16. К расчету временной характеристики обобщенного звена 2-го порядка

В начале переходного процесса можно пренебречь влиянием конденсатора C_1 , «быстро затухающий» процесс может быть рассчитан по схеме с одним накопителем C_2 (рис. П2.17а) и нулевыми начальными условиями. Постоянная времени упрощенной цепи $\tau_2 = \tau_{\min} = \tau_b = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} C_2$ [мкс], длительность «быстро затухающего» переходного процесса $(3 \dots 5) \tau_b$, за это время конденсатор C_2 практически зарядится, выходное напряжение и напряжение на конденсаторе будет равно $u_{\text{вых}}(5\tau_b) = u_{C_2}(5\tau_b) \approx \frac{U_m R_2}{R_1 + R_2}$.

«Медленно изменяющийся» процесс может быть рассчитан по схеме с одним накопителем C_1 (рис. П2.17б) с ненулевыми начальными условиями и задержкой ($t \geq 5\tau_b$), постоянная времени упрощенной цепи $\tau_1 = \tau_{\max} = \tau_n = C_1(R_1 + R_2)$ [мс]. Так как $\tau_{\min} \ll t_n \ll \tau_{\max}$, напряжение на выходе уменьшается незначительно. При отключении источника переходный процесс имеет те же особенности, но в установившемся режиме оба конденсатора полностью разрядятся.

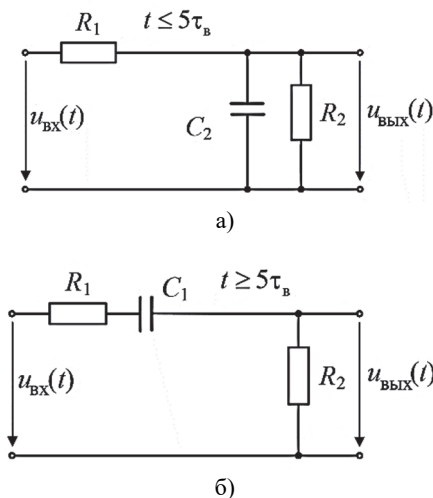


Рис. П2.17. Упрощенные расчетные схемы «быстро затухающего» процесса (а) и «медленно изменяющегося» процесса (б)

На рисунке П2.18 приведена временная характеристика обобщенного звена 2-го порядка при условии, что $\tau_{\min} \ll t_{\text{и}} \ll \tau_{\max}$.

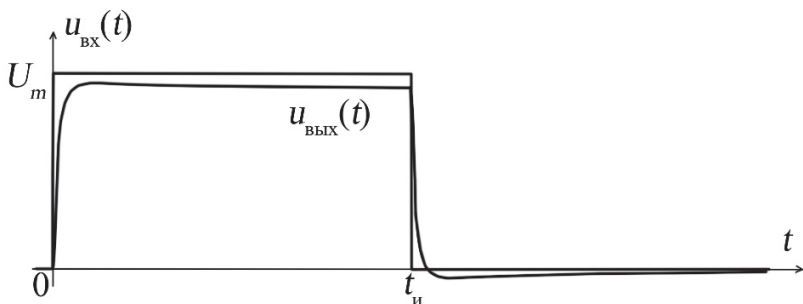


Рис. П2.18. Временная характеристика обобщенного звена 2-го порядка

Жесткие задачи часто встречаются в теории электронных цепей, при их решении возникает ряд проблем, связанных с устойчивостью, точностью и вычислительной сложностью применяемых методов. Если проблема жесткости аналитически решается разделением процессов с существенно разными скоростями, то численное решение жесткого уравнения сталкивается со значительными трудностями.

Прежде всего, в выборе шага интегрирования, который должен обеспечивать и точность решения, и устойчивость; при численном моделировании также необходимо корректировать решение, разделяя быстрые и медленные процессы и моделируя их с разным шагом.

При анализе временной характеристики обобщенного звена 2-го порядка физическая картина процесса достаточно ясна, для более сложных устройств необходимо применение специальных математических средств (например, системных методов Ю.В. Ракитского).

Характеристики биполярного транзистора КТ315Б

В таблице П3.1 приведены технические характеристики биполярных транзисторов серии КТ315.

Таблица П3.1

Транзистор	Тип	$U_{кэ}$, В	$I_{к\max}$, мА	$P_{\max}(T)$, мВт	$h_{21э}$	$I_{к60}$, мкА	$f_{гр}$, МГц	$U_{кэп}$, В
КТ315А	n-p-n	20	100	150	20–90	1	250	<0,4
КТ315Б		15	100	150	50–250	1	250	<0,4
КТ315В		30	100	150	20–90	1	250	<0,4
КТ315Г		25	100	150	50–250	1	250	<0,4

В таблице П3.2 приведены значения входных токов и напряжений для транзистора КТ315Б, включенного по схеме с ОЭ. На рисунке П3.1 приведен пример построения входной характеристики по заданным дискретным значениям.

Таблица П3.2

$U_{кэ} = 5\text{ В}$									
$U_{бэ}$, мВ	572	593	613	625	633	640	659	671	679
$I_{б}$, мкА	0,5	1	2	3	4	5	10	15	20
$U_{бэ}$, мВ	690	698	709	717	724	735	743	750	756
$I_{б}$, мкА	30	40	60	80	100	150	200	250	300

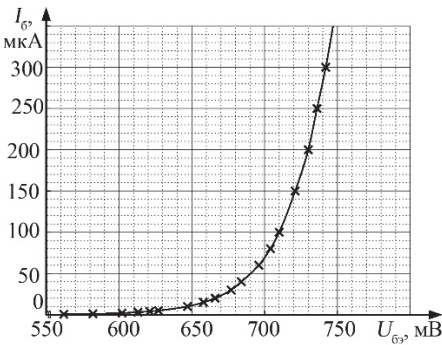


Рис. П3.1. Пример построения входной характеристики по дискретным значениям

В таблице ПЗ.3 приведены значения выходных токов и напряжений для транзистора КТ315Б, включенного по схеме с ОЭ. На рисунке ПЗ.2 приведен пример построения семейства выходных характеристик по заданным дискретным значениям.

Таблица ПЗ.3

$I_{\text{б}} = 100 \text{ мкА}$													
$U_{\text{кз}}, \text{В}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0
$I_{\text{к}}, \text{мА}$	1,7	8,4	10,5	10,6	10,7	10,8	10,9	11,0	1,05	11,1	11,2	11,3	11,4
$I_{\text{б}} = 150 \text{ мкА}$													
$U_{\text{кз}}, \text{В}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0
$I_{\text{к}}, \text{мА}$	2,3	11,2	15,7	16,0	6,05	16,1	16,2	16,4	16,5	16,6	16,7	6,85	17,0
$I_{\text{б}} = 200 \text{ мкА}$													
$U_{\text{кз}}, \text{В}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0
$I_{\text{к}}, \text{мА}$	2,9	13,4	20,4	21,0	21,1	21,2	21,4	21,6	21,7	21,9	22,1	22,2	22,4
$I_{\text{б}} = 250 \text{ мкА}$													
$U_{\text{кз}}, \text{В}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0
$I_{\text{к}}, \text{мА}$	3,4	15,1	24,6	26,0	26,1	26,2	26,4	26,6	26,8	27,1	27,3	27,5	27,7
$I_{\text{б}} = 300 \text{ мкА}$													
$U_{\text{кз}}, \text{В}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0
$I_{\text{к}}, \text{мА}$	3,8	16,5	28,1	30,8	31,0	31,1	31,3	31,6	31,8	32,1	32,3	32,6	32,8

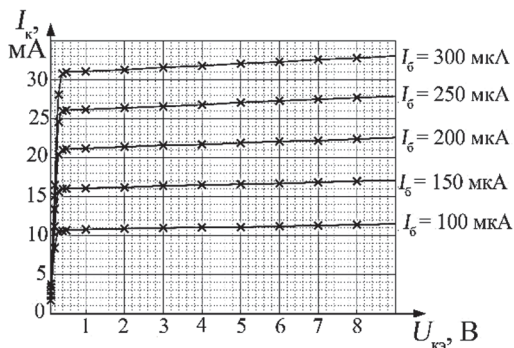


Рис. ПЗ.2. Пример построения выходных характеристик по дискретным значениям

Учебное издание

Кобяк Александр Трофимович
Жохова Марина Павловна

ЭЛЕКТРОНИКА

АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА

Учебник

Редактор С.В. Казакова
Компьютерная верстка А.В. Худяковой

Подписано в печать	05.05.25.	Печать офсетная	Формат 60x90 1/16
Печ. л. 31,0	Тираж 120 экз.	Изд. № 25уК-007	Заказ №

Оригинал-макет подготовлен в РИО НИУ «МЭИ».

111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 14.

Отпечатано в типографии НИУ «МЭИ».

111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 13.