

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

С. В. Дробот, В. А. Мельников, В. Н. Путилин

**ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА.
ПРАКТИКУМ**

*Допущено Министерством образования Республики Беларусь
в качестве учебного пособия
для студентов высших учебных заведений
по специальностям информатики и радиоэлектроники*

Минск БГУИР 2009

УДК 621.385 (075.8)

ББК 32.851 я7

Д75

Р е ц е н з е н т ы :

кафедра телекоммуникационных систем учреждения образования
«Высший государственный колледж связи»;
заведующий кафедрой электротехники и электроники
учреждения образования «Белорусский национальный
технический университет», канд. техн. наук, доцент Ю. В. Бладыко

Дробот, С. В.

Д75

Электронные приборы и устройства. Практикум : учеб. пособие /
С. В. Дробот, В. А. Мельников, В. Н. Путилин. – Минск : БГУИР, 2009. –
256 с. : ил.

ISBN 978-985-488-241-3

Предназначено для изучения принципов действия, характеристик и параметров, математических моделей электронных приборов, а также построения и функционирования устройств на их основе. Пособие ориентировано на практическое освоение дисциплины «Электронные приборы и устройства» с использованием системы схемотехнического проектирования OrCAD и математического пакета MathCAD.

Материал учебного пособия включает: теоретические сведения по изучаемой теме, задание для практического занятия и методику его выполнения, контрольные вопросы. Отдельные главы пособия содержат описание пакетов MathCAD и OrCAD, а также справочные данные по изучаемым электронным приборам.

Может быть рекомендовано студентам вузов по специальностям информатики и радиоэлектроники, изучающим дисциплины «Электронные приборы», «Электронные, сверхвысокочастотные и квантовые приборы» и «Основы радиоэлектроники».

УДК 621.385 (075.8)

ББК 32.851 я7

ISBN 978-985-488-241-3

© Дробот С. В., Мельников В. А.,
Путилин В. Н., 2009

© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2009

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие.....	7
Введение.....	8
Методические указания к практическим занятиям.....	10
1. Математические модели полупроводниковых диодов.....	11
1.1. Вольт-амперная характеристика идеального р-n-перехода...	11
1.2. Нелинейная модель полупроводникового диода.....	14
1.3. Алгоритм определения параметров нелинейной модели диода.....	15
1.4. Практическое занятие.....	21
1.5. Контрольные вопросы.....	22
2. Использование выпрямительных диодов и стабилитронов.....	23
2.1. Выпрямитель напряжения.....	23
2.2. Параметрический стабилизатор напряжения.....	27
2.3. Практическое занятие.....	30
2.4. Контрольные вопросы.....	35
3. Математические модели биполярных транзисторов.....	36
3.1. Классификация моделей биполярных транзисторов.....	36
3.2. Модель Эберса – Молла.....	37
3.3. Малосигнальная физическая Т-образная эквивалентная схема.....	39
3.4. Формальная модель (система h-параметров).....	40
3.5. Модель Гуммеля – Пуна.....	43
3.6. Частотные свойства биполярных транзисторов.....	44
3.7. Упрощенная малосигнальная эквивалентная схема усилителя.....	47
3.8. Практическое занятие.....	48
3.9. Контрольные вопросы.....	51
4. Математические модели полевых транзисторов.....	52
4.1. Модель Шихмана – Ходжеса.....	52
4.2. Дифференциальные параметры полевых транзисторов.....	53
4.3. Частотные свойства полевых транзисторов.....	56
4.4. Аппроксимация вольт-амперных характеристик.....	58
4.5. Влияние температуры на вольт-амперные характеристики...	59
4.6. Практическое занятие.....	59
4.7. Контрольные вопросы.....	62
5. Температурная нестабильность усилителей на биполярных транзисторах.....	63
5.1. Принцип действия усилителя.....	63
5.2. Схемы стабилизации положения рабочей точки.....	67
5.3. Расчет усилителя с эмиттерной стабилизацией.....	70
5.4. Практическое занятие.....	72

5.5. Контрольные вопросы.....	75
6. Малосигнальные усилительные каскады на биполярных транзисторах.....	76
6.1. Основные характеристики и параметры.....	76
6.2. Анализ усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОЭ.....	78
6.3. Анализ усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОБ.....	83
6.4. Анализ усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОК.....	84
6.5. Алгоритмы расчета малосигнального усилителя.....	86
6.6. Практическое занятие.....	88
6.7. Контрольные вопросы.....	92
7. Дифференциальные усилители.....	93
7.1. Усилители постоянного тока.....	93
7.2. Устройство и принцип действия дифференциального усилителя.....	94
7.3. Расчет параметров дифференциального усилителя.....	96
7.4. Способы улучшения параметров дифференциального усилителя.....	100
7.5. Схемотехника источников тока.....	102
7.6. Варианты реализации дифференциальных усилителей.....	106
7.7. Практическое занятие.....	108
7.8. Контрольные вопросы.....	110
8. Усилители мощности низкой частоты.....	111
8.1. Основные понятия.....	111
8.2. Согласование усилителя с нагрузкой.....	112
8.3. Режимы работы активного элемента в усилителях мощности... ..	113
8.4. Схемы бестрансформаторных двухтактных усилителей мощности.....	117
8.5. Расчет двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности.....	120
8.6. Практическое занятие.....	122
8.7. Контрольные вопросы.....	124
9. Операционные усилители.....	125
9.1. Основные параметры и классификация.....	125
9.2. Обратные связи.....	127
9.3. Упрощенная принципиальная схема операционного усилителя.....	130
9.4. Инвертирующий усилитель.....	131
9.5. Неинвертирующий усилитель.....	133
9.6. Повторитель напряжения.....	133
9.7. Усилитель разностного сигнала.....	134

9.8. Амплитудно-частотная характеристика.....	135
9.9. Выбор операционного усилителя при проектировании	137
9.10. Практическое занятие.....	137
9.11. Контрольные вопросы.....	140
10. Электронные ключи на биполярных транзисторах.....	141
10.1. Принципиальная схема и параметры электронных ключей на биполярных транзисторах.....	141
10.2. Быстродействие транзисторного ключа.....	144
10.3. Расчет ключа на биполярном транзисторе.....	146
10.4. Практическое занятие.....	146
10.5. Контрольные вопросы.....	149
11. Автоколебательные мультивибраторы.....	150
11.1. Принцип действия мультивибратора с емкостными коллекторно-базовыми связями.....	150
11.2. Повышение быстродействия мультивибратора.....	157
11.3. Практическое занятие.....	159
11.4. Контрольные вопросы.....	161
12. Моделирование электронных устройств в системе OrCAD.....	162
12.1. Порядок работы с модулем Schematics.....	162
12.2. Входной файл модуля PSpice A/D.....	162
12.3. Запуск оболочки Schematics на выполнение.....	165
12.4. Чтение файла принципиальной схемы с диска.....	166
12.5. Сохранение файла принципиальной схемы на диске.....	167
12.6. Создание и редактирование принципиальной схемы.....	168
12.7. Размещение символов компонентов.....	169
12.8. Редактирование параметров компонентов.....	171
12.9. Размещение электрических связей.....	175
12.10. Создание задания на моделирование.....	175
12.11. Расчет частотных характеристик и уровня шума (AC Sweep).....	176
12.12. Расчет режима по постоянному току при изменении параметров компонентов схемы (DC Sweep).....	178
12.13. Многовариантный расчет любых характеристик схемы при изменении любых ее параметров (Parametric).....	180
12.14. Расчет любых характеристик схемы при изменении температуры (Temperature).....	181
12.15. Расчет переходных процессов и спектральный анализ (Transient).....	181
12.16. Расчет передаточных функций по постоянному току (Transfer Function).....	184
12.17. Расчет чувствительности режима работы по постоянному току (Sensitivity).....	184
12.18. Запуск программы моделирования на выполнение.....	185
12.19. Просмотр результатов анализа.....	186

12.20. Модели аналоговых компонентов.....	196
12.20.1. Задание параметров компонентов.....	196
12.20.2. Пассивные компоненты.....	198
12.20.3. Независимые источники сигналов.....	200
12.20.4. Управляемые источники сигналов.....	205
12.20.5. Полупроводниковые приборы.....	208
12.20.6. Макромодели.....	222
12.20.7. Операционные усилители.....	223
12.21. Подключение библиотек и других файлов.....	226
12.21.1. Подключение библиотек символов компонентов.....	226
12.21.2. Подключение библиотек параметров математических моделей компонентов.....	228
13. Использование математического пакета MathCAD при моделировании электронных приборов.....	229
Литература.....	239
Приложение 1.....	240
Приложение 2.....	240
Приложение 3.....	240
Приложение 4.....	241
Приложение 5.....	242
Приложение 6.....	243

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебное пособие «Электронные приборы и устройства. Практикум» подготовлено в соответствии с программой «Электронные приборы и устройства» для высших учебных заведений по специальностям информатики и радиоэлектроники. Учебный материал подобран таким образом, чтобы помимо хорошей теоретической подготовки будущие инженеры получили навыки выполнения практических расчетов различных электронных схем. Пособие ориентировано на освоение дисциплины с использованием пакета схемотехнического проектирования OrCAD.

По всем учебным темам, имеющимся в пособии, помимо обширного теоретического материала содержатся задания для практических занятий, методические указания по их выполнению и контрольные вопросы, что в комплексе позволяет закрепить изученный теоретический материал.

Выполнение заданий проводится в два этапа. На первом этапе по заданным характеристикам и параметрам проводится расчет простейших электронных устройств с использованием традиционных инженерных методов. При этом студенты изучают режимы работы электронных приборов, способы задания рабочей точки, сами алгоритмы расчета и приобретают навыки расчета элементов схемы. Выполнение расчетов инженерными методами развивает навыки работы с вольт-амперными характеристиками электронных приборов и способствует усвоению алгоритма графоаналитического метода расчета электронных устройств. Индивидуальные варианты задания приносят элемент творчества и развивают у студентов навыки самостоятельной работы.

На втором этапе выполняется анализ электронных устройств с использованием пакетов прикладных программ MathCAD и OrCAD. Пользовательский интерфейс пакета OrCAD, предназначенного для автоматизированного проектирования радиоэлектронных устройств, в том числе и для моделирования, позволяет практически без предварительной подготовки изобразить принципиальную схему устройства и провести анализ его основных характеристик: амплитудной, амплитудно-частотной, переходной или импульсной. После компьютерного моделирования студенты выполняют проверку соответствия характеристик и параметров спроектированного устройства техническому заданию (исходным данным) и проводят необходимую коррекцию значений элементов схемы. Использование пакета OrCAD предполагает получение навыков работы с системами автоматизированного проектирования, которые в настоящее время являются обязательными для каждого инженера. Достоинством использования пакетов автоматизированного проектирования при изучении дисциплины «Электронные приборы и устройства» является возможность исследовать влияние изменения температуры и параметров электронных приборов на характеристики самих устройств, которую трудно реализовать при проведении лабораторных занятий. При этом студенты уже на младших курсах приобретают навыки математического моделирования и проектирования электронных устройств.

ВВЕДЕНИЕ

В соответствии с образовательными стандартами типовая программа «Электронные приборы и устройства» для высших учебных заведений по специальностям информатики и радиоэлектроники обеспечивает базовую подготовку студентов, необходимую для успешного изучения специальных дисциплин и последующего решения производственных и исследовательских задач, связанных с рациональным выбором электронных приборов, их режимов работы в устройствах и радиотехнических системах. В результате изучения дисциплины «Электронные приборы и устройства» студент должен **знать**: физические основы явлений, принципы действия, устройство, параметры, характеристики электронных приборов и их различных моделей, используемых при анализе и синтезе радиоэлектронных устройств; типовые схемотехнические решения аналоговых, импульсных и цифровых устройств различного функционального назначения, а также **уметь**: использовать полученные знания для правильного выбора активного прибора и задания его рабочего режима по постоянному току; находить параметры приборов по их характеристикам; определять влияние режимов и условий эксплуатации на параметры приборов; выполнять анализ и синтез аналоговых, импульсных и цифровых устройств.

Учебное пособие дает возможность студентам приобрести навыки использования компьютера в качестве инструмента, с помощью которого они получают знания и умения, согласно образовательным стандартам и типовой программе «Электронные приборы и устройства». Для этого на практических занятиях предполагается использование модуля PSpice AD, входящего в состав системы сквозного проектирования электронных устройств OrCAD. Такой выбор обусловлен «дружественным» интерфейсом данной программной оболочки, который позволяет практически без подготовки работать с ней. Данная программа обладает богатыми возможностями по моделированию электронных устройств. Она позволяет производить расчет режима работы по постоянному току; анализ влияния элементов схемы при расчете режима по постоянному току; расчет переходных процессов (выполнять анализ во временной области); расчет амплитудно-частотных характеристик; расчет влияния элементов цепи на ее характеристики (многовариантный анализ); анализ влияния температуры и др.

Проектирование электронной аппаратуры представляет собой итерационный процесс, состоящий из этапов функционального проектирования, разработки принципиальной схемы, разработки печатной платы, ее изготовления, проведения испытаний, доработки по их результатам принципиальной или функциональной схемы, внесения изменений в печатную плату и т.д. и осуществляемый до тех пор, пока не будут удовлетворены все требования технического задания. С повышением сложности аппаратуры, переходом к более высоким частотам, применением смешанных аналого-цифровых устройств число итераций увеличивается. Связано это с тем, что аналитически трудно учесть паразитные эффекты, присущие как электронным компонентам, так и проводникам печатных плат, и их взаимное влияние. Единственный выход из положения заключается в организации сквозного цикла автомати-

зированной проектирования аппаратуры, включающего в себя моделирование как идеальной схемы, так и реальной конструкции, и ее испытания при действии различных дестабилизирующих факторов и учета разброса параметров элементов.

Основу моделирующего ядра системы OrCAD составляет программа PSpice, которая является наиболее известной модификацией программы схемотехнического моделирования SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), разработанной в начале 70-х годов XX века в Калифорнийском университете (г. Беркли). Она оказалась очень удачной, с тех пор интенсивно развивается и de facto стала эталонной программой моделирования аналоговых устройств. Принятые в ней математические модели полупроводниковых приборов используются во многих аналогичных программах, предназначенных для моделирования сверхвысоко-частотных устройств: Serenade (Ansoft. Corp.), Advanced Design System (Agilent Technologies), Microwave Office (Applied Wave Research Inc.). Списки соединений схемы в формате SPICE составляются большинством пакетов САПР: Micro-Cap, OrCAD, P-CAD, ACCEL EDA, Viewlogic, COMPASS, Design Architect и др. Первая версия программы PSpice для IBM PC создана в 1984 г. корпорацией MicroSim. Эта и последующие версии используют те же алгоритмы и формат представления входных и выходных данных, что и SPICE.

Представление о возможностях системы OrCAD дает перечень входящих в ее состав программных модулей: **Capture** – графический редактор схем; **Capture CIS (Component Information System)** – графический редактор с возможностями доступа к базам данных через Интернет; **Express** – моделирование цифровых устройств (включает в себя встроенный редактор схем OrCAD Capture) и интерфейс с программами проектирования программируемых логических интегральных схем с возможностью использования VHDL-описаний; **Layout** – разработка печатных плат; **Layout Plus** – программа для разработки печатных плат, дополненная бесщеточным автотрассировщиком SmartRoute, использующим методы оптимизации нейронных сетей; **Schematics** – графический редактор принципиальных схем, который одновременно является управляющей оболочкой для запуска основных модулей системы, предназначенных для выполнения моделирования; **PSpice A/D** – моделирование смешанных аналого-цифровых устройств; **PSpice Stimulus Editor** – редактор входных сигналов (аналоговых и цифровых); **PSpice Probe** – графическое отображение, обработка и документирование результатов моделирования; **PSpice Model Editor** – идентификация параметров математических моделей диодов, биполярных, полевых и мощных МОП-транзисторов, операционных усилителей, компараторов напряжения, регуляторов и стабилизаторов напряжения и магнитных сердечников по паспортным данным; **PSpice Design Manager** – удобное средство ведения проектов для моделирования; **PSpice Optimizer** – параметрическая оптимизация аналого-цифровых устройств по заданному критерию при наличии нелинейных ограничений.

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ

Целью практических занятий, представленных в учебном пособии, является изучение процессов, происходящих в электронных приборах и устройствах на их основе; получение навыков инженерного расчета и анализа электронных схем, а также приобретение очень важного навыка анализа и физической интерпретации результатов машинного моделирования.

При подготовке к практическому занятию необходимо изучить изложенный в практикуме и по рекомендуемой литературе теоретический материал; ознакомиться с порядком выполнения задания; выполнить необходимые предварительные расчеты; изучить соответствующие пункты разделов учебного пособия по порядку работы с пакетами **MathCAD** и **OrCAD**.

При выполнении заданий для практических занятий в рабочую тетрадь заносится следующая информация: исходные данные; принципиальные схемы устройств; выражения, по которым проводятся расчеты; промежуточные и окончательные результаты расчетов; ответы на вопросы, набранные *курсивом* по тексту в пункте «Порядок выполнения», и на предложенный преподавателем контрольный вопрос. Принципиальные схемы устройств и графики характеристик должны выполняться в соответствии с требованиями Единой системы конструкторской документации (ЕСКД).

Полученные в результате выполнения заданий первой части практического занятия расчетные значения параметров элементов (резисторов и конденсаторов) принципиальных схем различных устройств необходимо округлять до номинальных значений согласно рядам ГОСТ (прил. 1). Значения резисторов следует выбирать из ряда, соответствующего допустимому отклонению $\pm 5\%$, конденсаторов – $\pm 20\%$. При проведении всех последующих расчетов оперировать только номинальными значениями. Напряжения источников питания необходимо выбирать согласно ряду номинальных значений, приведенному в прил. 2. Справочные данные по биполярным и полевым транзисторам, операционным усилителям, необходимые для проведения расчетов, содержатся в прил. 3 – 5, а семейства статических вольт-амперных характеристик биполярных транзисторов – в прил. 6.

Задания второй части практического занятия выполняются с использованием пакетов программ **MathCAD** и **OrCAD**. При их выполнении необходимо учесть следующее: создаваемые файлы сохранять в папке D:\Student\...; там же содержатся файлы с исходными данными, если такие используются при выполнении задания. При составлении принципиальных схем с помощью редактора **Schematics** (пакет **OrCAD**) необходимо использовать библиотеки, содержащие условные графические обозначения (УГО) компонентов, выполненные согласно ЕСКД: St1 – резисторы, конденсаторы, источники тока и напряжения и т. д.; diodrur – диоды; biprus – биполярные транзисторы; fetrus – полевые транзисторы; oramrus – операционные усилители.

После выполнения заданий к практическому занятию студент должен оформить отчет в рабочей тетради, содержащий все вышеперечисленные материалы.

1. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

1.1. Вольт-амперная характеристика идеального p-n-перехода

Основной характеристикой диода является вольт-амперная характеристика (ВАХ) – зависимость тока, протекающего через диод, от напряжения, приложенного к нему. ВАХ p-n-перехода, который является основой большинства полупроводниковых диодов, описывается следующим математическим выражением:

$$I(U) = I_0(T) \cdot \left(e^{\frac{q \cdot U}{k \cdot T}} - 1 \right) = I_0(T) \cdot \left(e^{\frac{U}{\Phi_T}} - 1 \right), \quad (1.1)$$

где I – ток через переход; U – напряжение на переходе; q – элементарный заряд ($q = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл); k – постоянная Больцмана ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$); T – температура перехода, выраженная в кельвинах; I_0 – обратный ток насыщения перехода; $\Phi_T = \frac{k \cdot T}{q}$ – тепловой потенциал, который является функцией температуры (при $T=300$ К $\Phi_T(300 \text{ К}) \approx 26$ мВ). Выражение (1.1), которое качественно очень хорошо отражает основные свойства диода, является простейшей математической моделью диода. График ВАХ, описываемой выражением (1.1), показан на рис. 1.1.

Температура оказывает сильное влияние на ВАХ. Причем в основном это влияние обусловлено зависимостью обратного тока диода от температуры. При увеличении температуры на 10°C обратный ток диода из германия увеличивается в 2 раза, а диода из кремния – в 2,5 раза. Такое поведение обратного тока обусловлено ростом числа носителей заряда в полупроводнике при увеличении температуры. Это влияние описывается следующими выражениями:

$$I_0(T_2) = I_0(T_1) \cdot 2^{\frac{T_2 - T_1}{10}} \quad \text{– для германия;} \quad (1.2)$$

$$I_0(T_2) = I_0(T_1) \cdot (2,5)^{\frac{T_2 - T_1}{10}} \quad \text{– для кремния.} \quad (1.3)$$

На рис. 1.2 показаны графики ВАХ кремниевого диода для двух значений температуры $T_2 > T_1$. Рост числа свободных носителей заряда в полупроводнике, а также уменьшение ширины запрещенной зоны полупроводника с ростом температуры приводят к росту прямого тока через диод при фиксированном напряжении на нем или уменьшению прямого напряжения на диоде при фиксированном токе. Это влияние температуры на прямую ветвь ВАХ описывается **температурным коэффициентом напряжения** (ТКН), численно равным отношению изменения падения напряжения на прямосмещенном диоде $\Delta U_{\text{пр}}$ к изменению темпера-

туры ΔT , вызвавшему изменение напряжения, при фиксированном прямом токе диода (см. рис. 1.2):

$$\text{ТКН} = \frac{U_{\text{пр}2} - U_{\text{пр}1}}{T_2 - T_1} = \frac{\Delta U_{\text{пр}}}{\Delta T} \Big|_{I_{\text{пр}} = \text{const}} \cdot \quad (1.4)$$

Для большинства диодов $\text{ТКН} \approx -2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$.

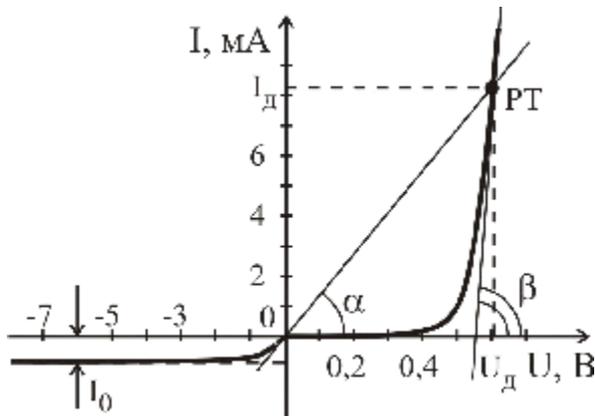


Рис. 1.1

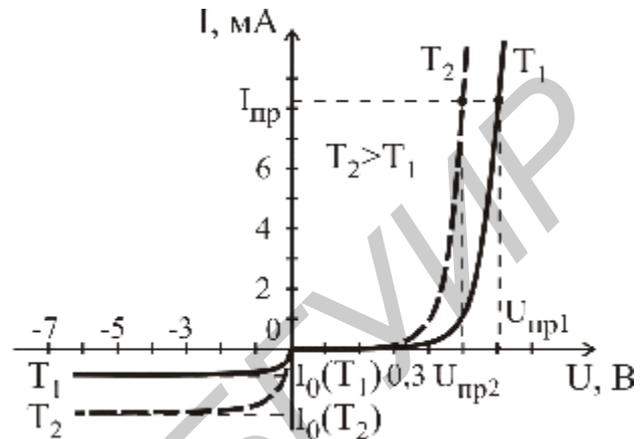


Рис. 1.2

При работе в режиме по постоянному току диод характеризуется статическим сопротивлением (сопротивлением постоянному току) R_d , равным отношению постоянной составляющей напряжения на диоде U_d к постоянной составляющей тока диода I_d :

$$R_d = U_d / I_d = \text{ctg} \alpha. \quad (1.5)$$

Геометрической интерпретацией статического сопротивления является котангенс угла наклона прямой, соединяющей начало координат и рабочую точку диода на графике ВАХ (см. рис. 1.1), при использовании одинакового масштаба по обеим осям.

Рабочая точка (режим покоя) характеризуется или значением постоянного напряжения на диоде U_d , или значением постоянного тока диода I_d , поскольку между ними существует однозначная связь (1.1). Поскольку диод – нелинейный прибор, то статическое сопротивление является функцией рабочей точки:

$$R_d = R_d(U_d) \text{ или } R_d = R_d(I_d).$$

Эквивалентной схемой диода по постоянному току является резистор с сопротивлением, равным статическому сопротивлению диода.

При работе по переменному току в режиме малого сигнала, когда амплитуды переменных составляющих напряжения на диоде и тока диода много меньше постоянных составляющих $U_m \ll U_d$, $I_m \ll I_d$, диод характеризуется дифференциальным сопротивлением $r_{\text{диф}}$, равным отношению малого изменения напряжения к малому изменению тока, вызванному изменением напряжения. В пределе, когда $\Delta U \rightarrow 0$, $r_{\text{диф}}$ есть производная от напряжения по току:

$$r_{\text{диф}} = \frac{U_m}{I_m} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{\partial U}{\partial I} = \text{ctg}\beta. \quad (1.6)$$

Геометрической интерпретацией дифференциального сопротивления является котангенс угла наклона касательной, проведенной к графику ВАХ в рабочей точке (см. рис. 1.1), при использовании одинакового масштаба по обеим осям. Дифференциальное сопротивление является функцией рабочей точки:

$$r_{\text{диф}} = r_{\text{диф}}(U_d) \text{ или } r_{\text{диф}} = r_{\text{диф}}(I_d).$$

Физический смысл параметра «дифференциальное сопротивление» – сопротивление диода переменному току.

Эквивалентной схемой диода по переменному току, если не учитывать емкости р-п-перехода, является резистор с сопротивлением, равным дифференциальному сопротивлению диода.

Если из (1.1) выразить зависимость $U(I)$ и продифференцировать ее по I , то получим аналитическое выражение для дифференциального сопротивления:

$$r_{\text{диф}} = \frac{k \cdot T/q}{I(U) + I_0(T)} = \frac{\Phi_T}{I(U) + I_0(T)} \approx \frac{\Phi_T}{I(U)}. \quad (1.7)$$

Приближенное равенство в (1.7) справедливо при прямом смещении диода, когда обратным током диода $I_0(T)$ в знаменателе можно пренебречь по сравнению с прямым током.

Таким образом, диод обладает различным сопротивлением для постоянного и переменного тока. При прямом смещении сопротивление диода переменному току меньше сопротивления постоянному току, при обратном смещении сопротивление диода переменному току больше сопротивления постоянному току.

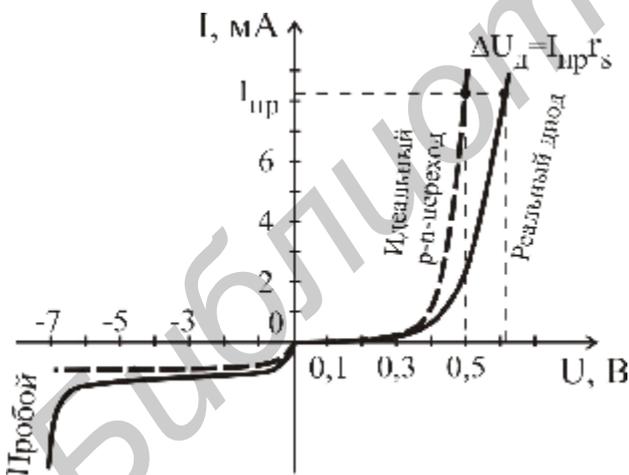


Рис. 1.3

Рассмотренные математические модели диода являются упрощенными, ими удобно и просто пользоваться при проведении инженерных расчетов радиоэлектронной аппаратуры, выполняемой на дискретных компонентах. В данных моделях диод рассматривается как идеальный р-п-переход. Однако ВАХ реального диода, как показано на рис. 1.3, отличается от ВАХ идеального р-п-перехода: прямой ток реального диода меньше тока, рассчитываемого по (1.1); на обратной ветви ВАХ реального диода имеется участок резкого роста обратного тока – участок пробоя диода. Отличие прямых ветвей ВАХ реального диода и идеального р-п-перехода обусловлено падением напряжения $\Delta U_d = I_{\text{пр}} r_s$ при протекании прямого тока $I_{\text{пр}}$ через **последовательное сопротивление потерь диода** r_s , которое включает суммарное объемное сопротивление р- и n-областей, сопротивление контактных соединений и выводов диода.

Одним из параметров, характеризующих диод, является коэффициент вольт-амперной характеристики (ВАХ) $K_{\text{ВАХ}}$, который определяется как отношение прямого тока к обратному току при заданном напряжении смещения. Коэффициент $K_{\text{ВАХ}}$ зависит от температуры и уровня прямого тока. Для реального диода коэффициент $K_{\text{ВАХ}}$ будет меньше, чем для идеального р-п-перехода, из-за наличия потерь в последовательном сопротивлении r_s .

Таким образом, к р-п-переходу диода прикладывается напряжение на ΔU_d меньше, а значит, меньше и ток перехода. Рассмотренные модели диода также не учитывают наличие емкостных свойств – барьерной и диффузионной емкости.

1.2. Нелинейная модель полупроводникового диода

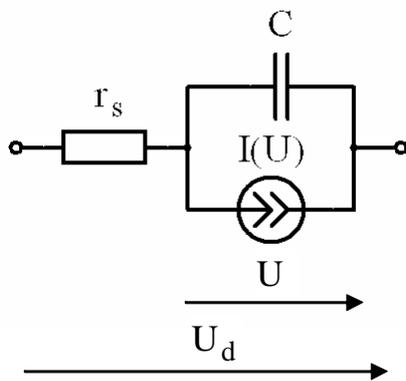


Рис. 1.4

Программный модуль **Pspice A/D** системы **OrCAD** использует **нелинейную модель диода**, которая точно описывает работу диода как по постоянному току, так и по переменному в режиме малого и большого сигналов. Эквивалентная схема, соответствующая этой модели, изображена на рис. 1.4. Ток диода I определяется напряжением, приложенным к переходу U , и описывается выражением

$$I(U) = I_0 \cdot \left(e^{\frac{U}{n \cdot \Phi_t}} - 1 \right) - I_{\text{проб}}, \quad (1.8)$$

где n – коэффициент неидеальности ВАХ; $I_{\text{проб}}$ – обратный ток пробоя.

Обратный ток пробоя определяется формулой

$$I_{\text{проб}} = \begin{cases} 0; & \text{при } U \geq (1 + U_{\text{проб}}), \\ I_{\text{проб}0} \cdot (1 + U_{\text{проб}} - U)^E; & \text{при } U \leq (1 + U_{\text{проб}}), \end{cases} \quad (1.9)$$

где $U_{\text{проб}}$ – напряжение пробоя; $I_{\text{проб}0}$ – ток насыщения пробоя, E – параметр степенного закона тока пробоя.

Емкость перехода представляет собой сумму барьерной и диффузионной емкостей:

$$C = C_{\text{бар}} + C_{\text{диф}}. \quad (1.10)$$

Зависимость барьерной емкости (обусловленной наличием обедненного слоя диода) от напряжения на переходе – вольт-фарадная характеристика (ВФХ) – описывается выражением

$$C_{\text{бар}} = \begin{cases} C_0 \cdot \left(1 + \frac{|U|}{\Phi_k} \right)^{-\gamma}; & \text{при } U \leq 0,8 \cdot \Phi_k, \\ C_0 \cdot 0,2^{-\gamma}; & \text{при } U > 0,8 \cdot \Phi_k, \end{cases} \quad (1.11)$$

где Φ_k – контактная разность потенциалов р-п-перехода; C_0 – максимальное значение барьерной емкости (при $U = 0$); γ – коэффициент, зависящий от распределения концентрации легирующей примеси в переходе (для резкого перехода $\gamma = 1/2$, для плавного перехода $\gamma = 1/3$). В (1.11) присутствует модуль на-

пряжения на переходе, поскольку барьерная емкость зависит от обратного напряжения $U < 0$.

Диффузионная емкость, отражающая процессы накопления носителей заряда в р- и n-областях диода, определяется по формуле

$$C_{\text{диф}} = t_{\text{пр}} \cdot \frac{\partial I}{\partial U} = \frac{t_{\text{пр}}}{r_{\text{диф}}} \approx \frac{t_{\text{пр}} \cdot I(U)}{\Phi_T}, \quad (1.12)$$

где $t_{\text{пр}}$ – время пролета носителей заряда через диод или время жизни неосновных носителей заряда в базе диода. Базой называется менее легированная область из двух областей полупроводниковой структуры диода.

В табл. 12.15 данного практикума приведена полная система параметров модели диода, используемая программным модулем **Pspice A/D** пакета **OrCAD**. Параметры модели разбиты на группы, каждая из групп параметров отражает то или иное свойство или характеристику диода: параметры, описывающие статический режим работы, т.е. ВАХ диода; параметры, описывающие динамический режим работы, т.е. его емкостные свойства, определяющие длительность переходных процессов; параметры, описывающие влияние температуры. В зависимости от типа диода по функциональному назначению или от точности, предъявляемой к результатам моделирования, ряд параметров может не использоваться, им присваиваются значения по умолчанию. При моделировании выпрямительного диода необходимо иметь параметры, описывающие прямую ветвь ВАХ и его емкостные свойства. При моделировании стабилитрона необходимо знать параметры, описывающие как прямую ветвь ВАХ, так и обратную – участок пробоя, который является в данном случае рабочим участком. При моделировании варактора необходимо знать как параметры ВАХ, так и параметры, описывающие его барьерную емкость.

Важной задачей, которую должен уметь решать разработчик аппаратуры, использующий пакет **OrCAD**, является алгоритм определения параметров модели прибора по его справочным данным, поскольку в его собственных библиотеках математических моделей диодов имеются модели не для всей номенклатуры приборов.

1.3. Алгоритм определения параметров нелинейной модели диода

Рассмотрим алгоритм определения основных параметров математической модели диода I_0 , n , r_s , Φ_k и γ по его ВАХ и ВФХ на примере СВЧ-диода с барьером Шоттки ВАТ54W фирмы Philips Semiconductors.

График прямой ветви ВАХ диода в полулогарифмическом масштабе показан на рис. 1.5 сплошной линией. Из-за падения напряжения на последовательном сопротивлении r_s связь между током диода I и напряжением на его зажимах U_d (см. рис. 1.4) описывается следующим выражением:

$$I(U_d) = I_0 \left[e^{\frac{q(U_d - I \cdot r_s)}{nkT}} - 1 \right]. \quad (1.13)$$

При низком уровне тока падением напряжения на сопротивлении r_s можно пренебречь, а уравнение (1.13) можно упростить:

$$I(U_d) = I_0 \cdot e^{\frac{qU_d}{nkT}}. \quad (1.14)$$

Прологарифмировав правую и левую части (1.14), можно получить выражение

$$\log_{10}(I) \approx \log_{10}(I_0) + \frac{q}{n \cdot k \cdot T \cdot \ln(10)} U_d, \quad (1.15)$$

из которого следует, что графиком функции $\log_{10}(I)$ в полулогарифмическом масштабе является прямая с наклоном $\frac{q}{n \cdot k \cdot T \cdot \ln(10)}$, пересекающая ось ординат в точке $\log_{10}(I_0)$. На рис. 1.5 график выражения (1.15) показан штриховой линией.

Таким образом, чтобы определить значения коэффициента неидеальности ВАХ n и обратного тока насыщения I_0 , необходимо провести прямую, аппроксимирующую ВАХ диода при низких уровнях тока, определить тангенс ее угла наклона и точку пересечения с осью ординат.

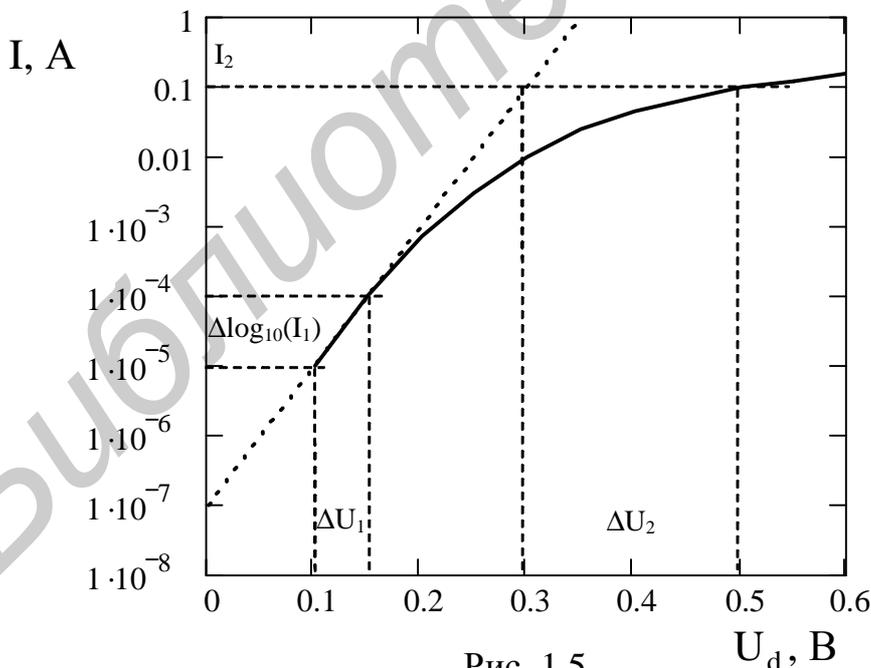


Рис. 1.5

Изменению тока диода от значения $I = 0,01 \text{ mA}$ до значения $I = 0,1 \text{ mA}$ (см. рис. 1.5) соответствует изменение $\Delta \log_{10}(I_1) = 1$. Тогда коэффициент неидеальности ВАХ n находится из выражения

$$\frac{q}{nkT \cdot \ln(10)} = \frac{1}{\Delta U_1}, \quad (1.16)$$

т.е. $n = \frac{q \cdot \Delta U_1}{k \cdot T \cdot \ln(10)} \approx 16,784328 \cdot \Delta U_1$ при $T=300$ К.

При изменении напряжения на $\Delta U_1=0,05$ В: $n \approx 16,784328 \cdot 0,05 \approx 0,84$.

Обратный ток насыщения определяется по величине тока в точке пересечения прямой, аппроксимирующей ВАХ при низких уровнях тока, с осью ординат. Из рис. 1.5 определяем значение $I_0 \approx 1 \times 10^{-7}$ А.

Второй способ определения n и I_0 заключается в решении системы из двух нелинейных уравнений, составленной на основании уравнения (1.8) (при $I_B=0$), по известным координатам двух точек ВАХ диода при низких уровнях тока (I_1, U_{d1}) , (I_2, U_{d2}) :

$$\log_{10}(I_1) \approx \log_{10}(I_0) + \frac{q}{n \cdot k \cdot T \cdot \ln(10)} U_{d1}; \quad (1.17)$$

$$\log_{10}(I_2) \approx \log_{10}(I_0) + \frac{q}{n \cdot k \cdot T \cdot \ln(10)} U_{d2}. \quad (1.18)$$

Последовательное сопротивление диода r_s определяется по разности между падением напряжения на реальном диоде и идеальном p-n-переходе – ΔU_2 при высоком уровне тока I_2 (см. рис. 1.5):

$$r_s = \Delta U_2 / I_2. \quad (1.19)$$

Из рис. 1.5 определяем $\Delta U_2 = 0,2$ В при токе $I_2 = 0,1$ А, тогда $r_s = 0,2/0,1 = 2$ Ом.

Причем по экспериментальной ВАХ диода можно не только определить значения параметров I_0 , n , r_s , но и найти их оптимальные значения, т.е. такие значения, которые лучше всего приближают ВАХ, рассчитанную по выражению (1.13), к экспериментальной. Для этого необходимо минимизировать функцию ошибки, равную сумме квадратов нормированных разностей между значениями тока в точках экспериментальной $I_{\text{экс}i}(U)$ и рассчитанной по (1.13)

$I_{\text{рас}i}(U)$ ВАХ диода:

$$f(I_0, n, r_s) = \sum_{i=1}^N \left(\frac{I_{\text{экс}i}(U) - I_{\text{рас}i}(U)}{I_{\text{экс}i}(U)} \right)^2, \quad (1.20)$$

где N – число точек на ВАХ диода. Такие вычисления можно легко провести с использованием математического пакета MathCAD.

Параметры ϕ_k и γ зависят от технологии изготовления диода и типа перехода и могут быть определены с использованием двух точек на кривой ВФХ, которые соответствуют большим обратным напряжениям. ВФХ описывается выражением (1.11), а график ее показан на рис. 1.6.

При больших обратных напряжениях на диоде выражение в скобках можно упростить:

$$1 + |U|/\varphi_k \approx |U|/\varphi_k, \quad (1.21)$$

тогда из выражения (1.11) следует, что

$$C_1/C_2 \approx (U_2/U_1)^\gamma, \quad (1.22)$$

где C_1 и C_2 – емкости при обратных напряжениях U_1 и U_2 соответственно (см. рис. 1.6). Тогда

$$\gamma \approx \frac{\ln(C_1/C_2)}{\ln(U_2/U_1)}. \quad (1.23)$$

После определения γ значение φ_k можно найти с использованием формулы

$$\varphi_k = \frac{U_2}{(C_0/C_2)^{1/\gamma}}. \quad (1.24)$$

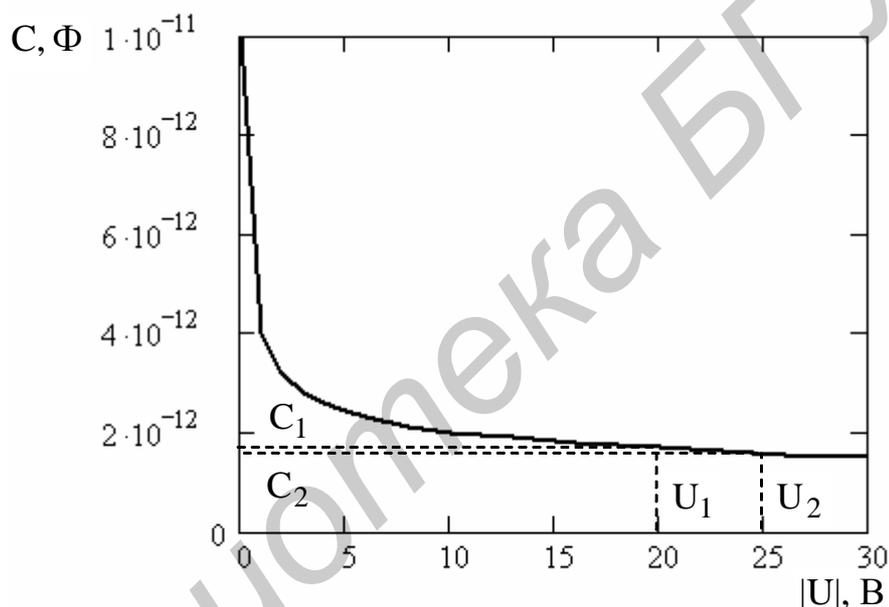


Рис. 1.6

Пример документа MathCAD для определения параметров нелинейной математической модели диода и их оптимальных значений по экспериментальной ВАХ с комментариями приведен ниже.

1. Чтение файла данных *ivd.txt*, содержащего ВАХ диода:

$$IV := \text{READPRN} (\langle \text{ivd.txt} \rangle) \quad VDC := IV^{(0)} \quad IDC := IV^{(1)}$$

$$N1 := \text{rows}(VDC) \quad i := 0, 1..N1 - 1$$

$$k := 1.38 \cdot 10^{-23} \quad q := 1.6 \cdot 10^{-19} \quad T := 300$$

$$\phi t(T) := \frac{k \cdot T}{q}$$

2. Решающий блок для вычисления n и I_0 :

$n := 0.8$ $I_o := 5 \cdot 10^{-9}$ – начальное приближение

Given

$$I_o \cdot \left(e^{\frac{VDC_2}{n \cdot \phi t(T)}} - 1 \right) - IDC_2 = 0 \quad I_o \cdot \left(e^{\frac{VDC_0}{n \cdot \phi t(T)}} - 1 \right) - IDC_0 = 0$$

$$\begin{pmatrix} n \\ I_o \end{pmatrix} := \text{Find}(n, I_o)$$

$n = 0.897553$ $I_o = 1.273964 \cdot 10^{-7}$ – рассчитанные значения.

3. Описание ВАХ идеального p-n-перехода:

$$Id_i := I_o \cdot \left(e^{\frac{VDC_i}{n \cdot \phi t(T)}} - 1 \right)$$

4. Расчет последовательного сопротивления диода r_s :

$$Ud(I) := \ln\left(\frac{I + I_o}{I_o}\right) \cdot n \cdot \phi t(T) \quad R_s := \frac{VDC_9 - Ud(IDC_9)}{IDC_9}$$

$R_s = 1.921126$

5. Для расчета ВАХ по (1.13) необходимо многократно решать данное нелинейное уравнение, что осуществляется с помощью функции root, предназначенной для решения уравнения:

$i := 0, 1..N1-1$ $x := IDC_0$

$$f(I_o, n, R_s, VDC_n) := \text{root} \left[I_o \cdot \left[e^{\frac{VDC_n - x \cdot R_s}{n \cdot \phi t(T)}} - 1 \right] - x, x \right]$$

$IDC_{n_i} := f(I_o, n, R_s, VDC_i)$

6. Графики ВАХ (рис. 1.7): экспериментальной – IDC , идеальной по выражению (1.1) – Id , теоретической с учетом r_s (1.13) – IDC_n .

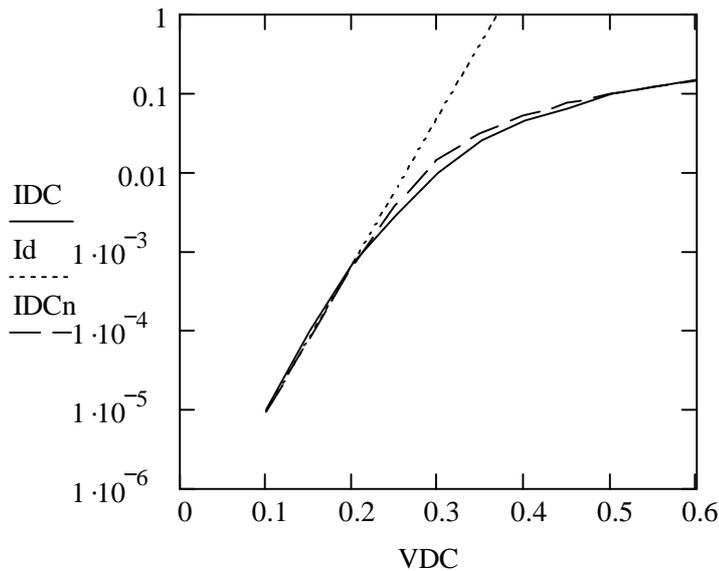


Рис. 1.7

Анализ: выражение (1.1) адекватно описывает ВАХ реального диода только в области малых токов; с помощью (1.13) можно получить адекватное описание всей ВАХ диода.

7. Определение функции среднеквадратического отклонения:

$$SSE(I_0, n, R_s) := \sum_i \left[\frac{f(I_0, n, R_s, VDC_i) - IDC_i}{IDC_i} \right]^2.$$

$SSE(I_0, n, R_s) := 0.509879$ – значение среднеквадратического отклонения до оптимизации.

8. Расчет оптимальных значений параметров модели:

$$\text{Given } SSE(I_0, n, R_s) = 0 \quad 1 = 1 \quad 2 = 2$$

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ n \\ R_s \end{pmatrix} := \text{Minerr}(I_0, n, R_s)$$

$n = 0.911426$ $I_0 = 1.273964 \cdot 10^{-7}$ $R_s = 2.187723$ – значения параметров модели после оптимизации;

$SSE(I_0, n, R_s) = 0.284268$ – значение среднеквадратического отклонения после оптимизации.

9. Расчет ВАХ диода с оптимальными значениями параметров:

$$IDC_{opt_i} := f(I_0, n, R_s, VDC_i)$$

10. Графики ВАХ (рис. 1.8): экспериментальной – IDC, теоретической (1.13) с оптимальными значениями параметров – IDCn.

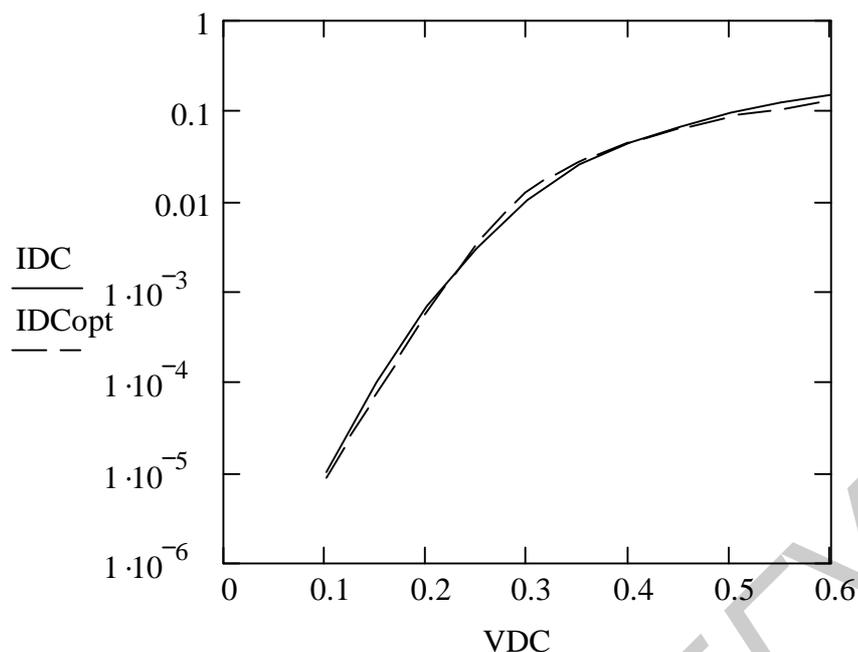


Рис. 1.8

Анализ: после проведения оптимизации уменьшилась величина среднеекватрального отклонения SSE, как видно из графиков, ВАХ модели диода с оптимальными параметрами лучше аппроксимирует экспериментальную ВАХ.

1.4. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить математические модели полупроводникового диода.
2. Изучить алгоритм определения основных параметров нелинейной математической модели диода по его ВАХ.
3. С помощью математического пакета MathCAD по ВАХ заданного диода определить основные параметры его модели и исследовать влияние температуры на ВАХ диода.

Порядок выполнения задания:

1. С использованием математического пакета MathCAD по заданной экспериментальной ВАХ диода рассчитайте параметры математической модели диода I_0 , n , r_s . Оптимизируйте значения этих параметров. Координаты точек прямой ветви ВАХ (U , I), измеренные при $t = 20^\circ\text{C}$, содержатся в файлах VAN1.TXT, VAN2.TXT, ..., VAN10.TXT в каталоге D:\STUDENT\...

Как можно показать, что ВАХ, рассчитанная по (1.13) с оптимальными значениями параметров I_0 , n , r_s , лучше аппроксимирует экспериментальную ВАХ, чем со значениями параметров до оптимизации?

2. Постройте с использованием выражения (1.1) и зависимости (1.3) графики прямой и обратной ветвей ВАХ для двух значений температуры 0 и 50°C для диапазонов напряжения от –100 до 0 В и от 0 до 0,8 В. Определите величину ТКН при значении прямого тока $I_{пр} = 20$ мА.

Как изменяется обратный ток диода с ростом температуры?

3. Постройте зависимости статического сопротивления по выражению (1.5) и дифференциального сопротивления по выражению (1.7) от напряжения на диоде при прямом и обратном смещении для температуры 20°C. Диапазоны значений напряжения задать, как в п.2.

Сравните между собой статическое и дифференциальное сопротивление диода при прямом и при обратном смещениях.

1.5. Контрольные вопросы

1. Чем обусловлена зависимость обратного тока диода от температуры?
2. Чем объясняется влияние температуры на прямую ветвь ВАХ диода?
3. Какой физический смысл имеет параметр ТКН?
4. Когда в качестве эквивалентной схемы диода можно использовать его дифференциальное сопротивление?
5. Какой физический смысл имеет параметр диода – дифференциальное сопротивление?
6. Чем обусловлено наличие в полной эквивалентной схеме диода последовательного сопротивления?
7. Как можно графически определить обратный ток насыщения диода по его ВАХ?
8. Как графически определяется коэффициент неидеальности ВАХ?
9. Как можно графически определить последовательное сопротивление диода?
10. Чем обусловлено наличие емкости в эквивалентной схеме диода?
11. При выполнении каких расчетов необходимо учитывать емкость диода?
12. В каких случаях диод можно представить резистором с сопротивлением, равным статическому сопротивлению диода?
13. Каким параметром моделируется накопление носителей заряда в базе диода?
14. Для какого типа перехода параметр $\gamma = 1/2$?
15. Как по графику ВФХ диода определить параметр C_0 ?
16. Как можно по графику ВФХ диода определить значения параметров γ и ϕ_k ?

2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ДИОДОВ И СТАБИЛИТРОНОВ

2.1. Выпрямители напряжения

Выпрямительные диоды предназначены для преобразования переменного напряжения или тока низкой частоты (50...20000 Гц) в постоянное напряжение или ток. Принцип действия выпрямительных диодов основан на использовании резкой асимметрии вольт-амперной характеристики (ВАХ) p-n-перехода.

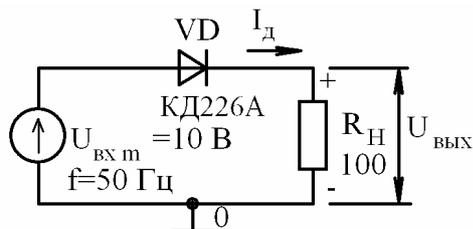


Рис. 2.1

Схема простейшего **однополупериодного** выпрямителя показана на рис. 2.1, а форма входного и выходного напряжения и тока диода – на рис. 2.2. При действии положительной полуволны входного напряжения диод VD открыт, его сопротивление мало: $R_{д пр} \ll R_H$, а амплитудные значения прямого тока диода и

тока нагрузки определяются только сопротивлением нагрузки и амплитудой входного напряжения:

$$I_{н м} = I_{д м} \approx U_{вх м} / R_H. \quad (2.1)$$

Амплитудное значение выходного напряжения определяется амплитудой входного напряжения $U_{вых м} = U_{вх м} - U_{д пр} \approx U_{вх м}$,

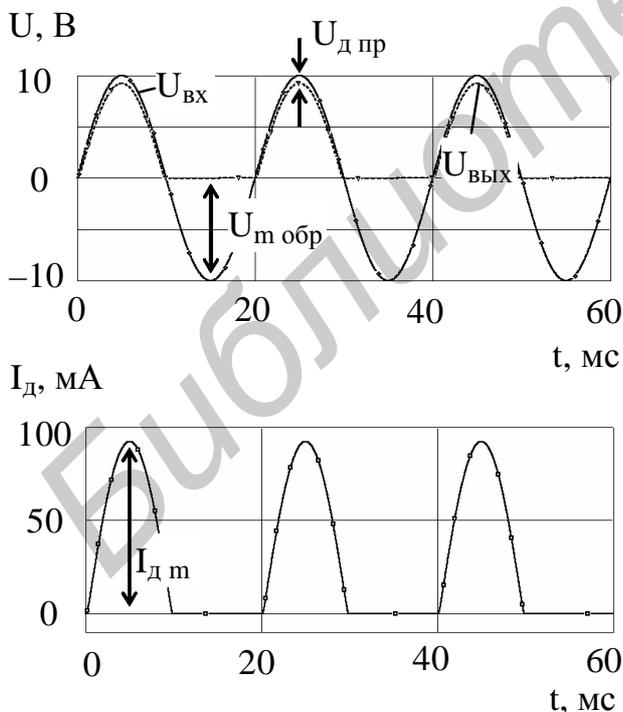


Рис. 2.2

поскольку падение напряжения на прямосмещенном диоде мало и его значение определяется прямым током диода. Для кремниевых диодов $U_{д пр} = 0,5 \text{ К } 1,4 \text{ В}$, а для германиевых $U_{д пр} = 0,2 \text{ К } 0,5 \text{ В}$.

При действии отрицательной полуволны входного напряжения диод VD закрыт, его сопротивление велико: $R_{д обр} \gg R_H$, через нагрузку протекает обратный ток диода, величина которого практически не зависит от обратного напряжения $I_H = I_{обр}$ и определяется материалом, из которого изготовлен диод, и площадью поперечного сечения p-n-перехода. Для кремниевых диодов $I_{обр}$ лежит в диапазоне от единиц наноампер до единиц микроампер, а для гер-

маниевых – от десятых долей до сотен микроампер.

Выходные напряжение и ток нагрузки имеют форму импульсов (см. рис. 2.2) с амплитудами, равными амплитудным значениям выходного напряжения и тока диода. Амплитуда обратного напряжения, которое прикладывается к диоду при действии отрицательной полуволны, равна амплитуде входного напряжения:

$$U_{\text{м обр}} = U_{\text{вх м}} - I_{\text{обр}} R_{\text{Н}} \approx U_{\text{вх м}}. \quad (2.3)$$

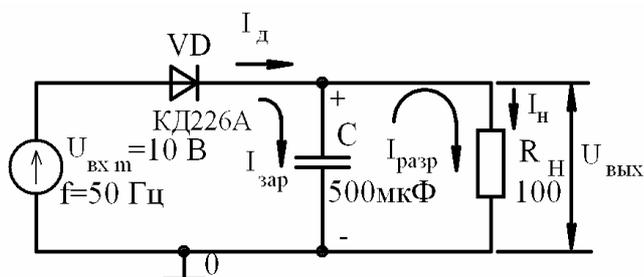


Рис. 2.3

Постоянное напряжение такой формы для многих применений оказывается непригодным. Рассмотренную схему дополняют конденсатором, включенным параллельно нагрузке (рис. 2.3), что позволяет при правильном выборе емкости конденсатора существенно уменьшить амплитуды пульсаций выходного напряжения и тока нагрузки (рис. 2.4).

При действии положительной полуволны входного напряжения конденсатор C заряжается прямым током диода, а при действии отрицательной разряжается через нагрузку. Амплитуда импульсов тока диода оказывается много больше максимальных значений тока нагрузки (см. рис. 2.4), что обусловлено малой длительностью импульсов, поскольку заряд конденсатора происходит только в те промежутки времени, когда напряжение на нем оказывается меньше входного. При этом среднее значение тока диода равно току нагрузки:

$$I_{\text{д ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{д}}(t) dt \approx I_{\text{н м}}. \quad (2.4)$$

Пользуясь известным выражением

$$i_{\text{с}}(t) = C \frac{du_{\text{с}}(t)}{dt}, \quad (2.5)$$

связывающим мгновенные значения тока конденсатора $i_{\text{с}}(t)$ с напряжением на нем $u_{\text{с}}(t)$, определим величину емкости C , которая позволяет обеспечить амплитуду пульсаций на нагрузке $\Delta U_{\text{вых}}$ при токе нагрузки $I_{\text{н м}}$. После замены дифференциалов $du_{\text{с}}(t)$ и dt конечными приращениями $\Delta U_{\text{вых}}$ и $\Delta t_{\text{разр}}$ с учетом того, что разряд конденсатора происходит в течение промежутка времени, равного практически целому периоду входного напряжения $\Delta t_{\text{разр}} \approx T = 1/f$, получим выражение для емкости конденсатора:

$$C = \frac{I_{\text{н м}}}{\Delta U_{\text{вых}} f}, \quad (2.6)$$

где f – частота входного напряжения.

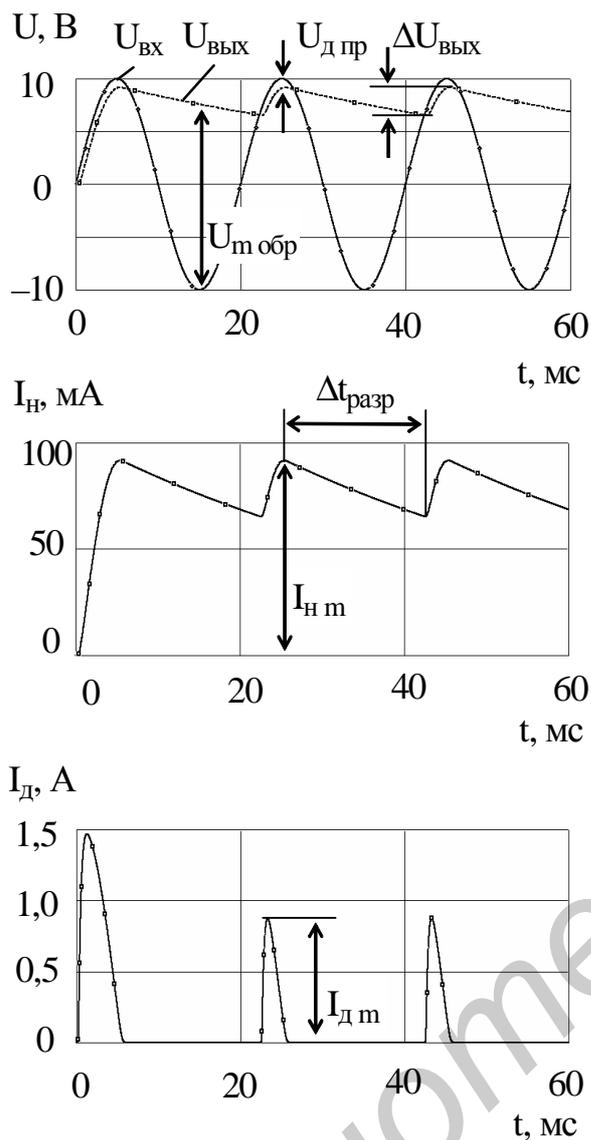


Рис. 2.4

рицательной полуволны – VD1, VD4.

Форма выходного напряжения и тока нагрузки при емкости конденсатора $C = 0$ показана на рис. 2.6. При емкости $C \neq 0$ амплитуда выходного напряжения и тока нагрузки уменьшается (рис. 2.7). Причем разряд конденсатора происходит в течение промежутка времени, равного практически половине периода входного напряжения $\Delta t_{\text{разр}} \approx T/2 = 1/(2 \cdot f)$. Поэтому требуемая емкость конденсатора определяется согласно выражению

$$C = \frac{I_{H \text{ м}}}{2\Delta U_{\text{ВЫХ}} f}. \quad (2.8)$$

В мостовой схеме выпрямителя для обеспечения требуемого уровня пульсаций выходного напряжения при заданном токе нагрузки необходим

В схеме однополупериодного выпрямителя с конденсатором амплитуда обратного напряжения, которое прикладывается к диоду при действии отрицательной полуволны, определяется удвоенной амплитудой входного напряжения, поскольку напряжение на катоде диода $U_{\text{к}}$ с помощью конденсатора поддерживается постоянным и равным $\approx U_{\text{ВХ м}}$, а напряжение на аноде $U_{\text{а}}$ периодически уменьшается до $-U_{\text{ВХ м}}$:

$$U_{\text{м обр}} = U_{\text{к}} - U_{\text{а}} = \\ = U_{\text{ВХ м}} + U_{\text{ВХ м}} \approx 2U_{\text{ВХ м}}. \quad (2.7)$$

Широко используется мостовая схема выпрямителя, показанная на рис. 2.5. Это двухполупериодный выпрямитель, поскольку в отличие от предыдущей схемы ток через нагрузку протекает в течение обоих полупериодов входного напряжения. Схема включает диодный мост, состоящий из четырех диодов. Переменное напряжение подается в одну диагональ моста, а нагрузка подключена к другой. Поэтому при действии положительной полуволны входного напряжения открыты диоды VD2, VD3, а при действии отрицательной полуволны – VD1, VD4.

конденсатор с емкостью в два раза меньшей, чем в схеме однополупериодного выпрямителя.

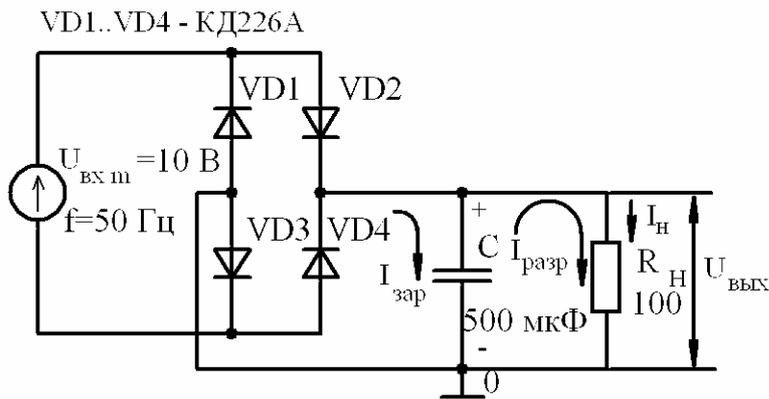


Рис. 2.5

прикладывается не к одному диоду, как в однополупериодном выпрямителе, а к двум последовательно включенным.

Использовать выпрямительные диоды на высоких частотах не представляется возможным. Это обусловлено соизмеримостью длительности переходных процессов при переключении диода с прямого включения на обратное с периодом входного напряжения.

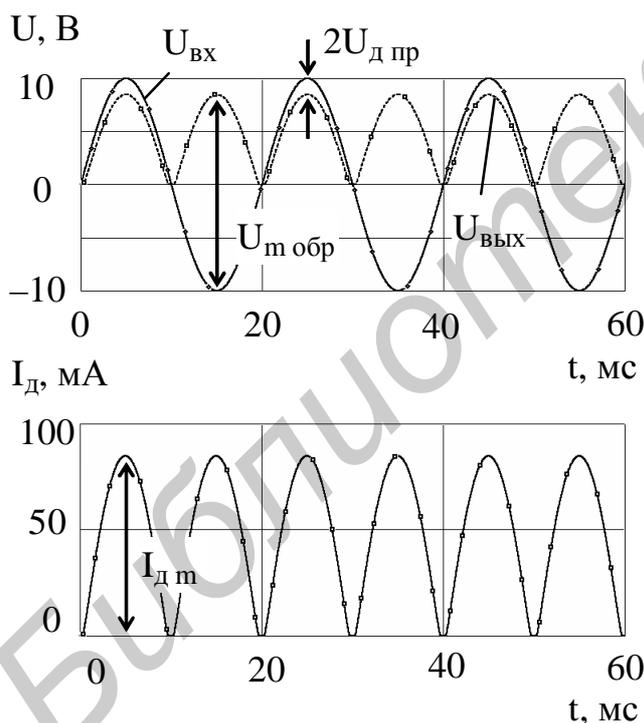


Рис. 2.6

звать постоянными, поскольку в течение значительной части периода через нагрузку протекает ток в другом направлении.

В мостовой схеме выпрямителя с конденсатором амплитуда обратного напряжения, которое прикладывается к одному диоду при действии отрицательной полуволны, практически равна амплитуде входного напряжения: $U_{м обр} \approx U_{вх м}$. (2.9)

Это объясняется тем, что обратное напряжение при-

кладывается к двум последовательно включенным диодам с периодом входного напряжения. Переходные процессы обусловлены наличием диффузионной и барьерной емкостей p-n-перехода. В момент переключения диода наблюдается бросок обратного тока, т.е. диод обладает низким обратным сопротивлением, которое устанавливается до своего нормального (достаточно высокого) значения в течение конечного промежутка времени.

На рис. 2.8 показана форма выходного напряжения и тока нагрузки однополупериодного выпрямителя (см. рис. 2.1) на диоде КД226А при частоте входного напряжения $f = 100 \text{ кГц}$. Напряжение и ток такой формы (см. рис. 2.8) нельзя на-

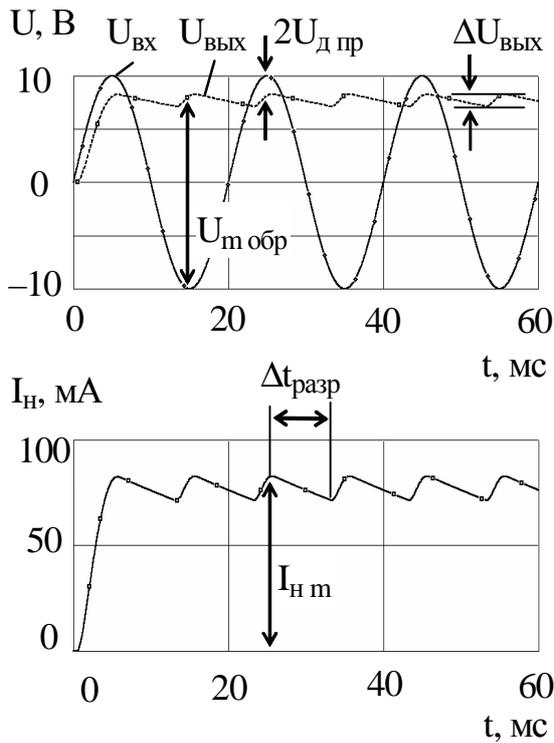


Рис. 2.7

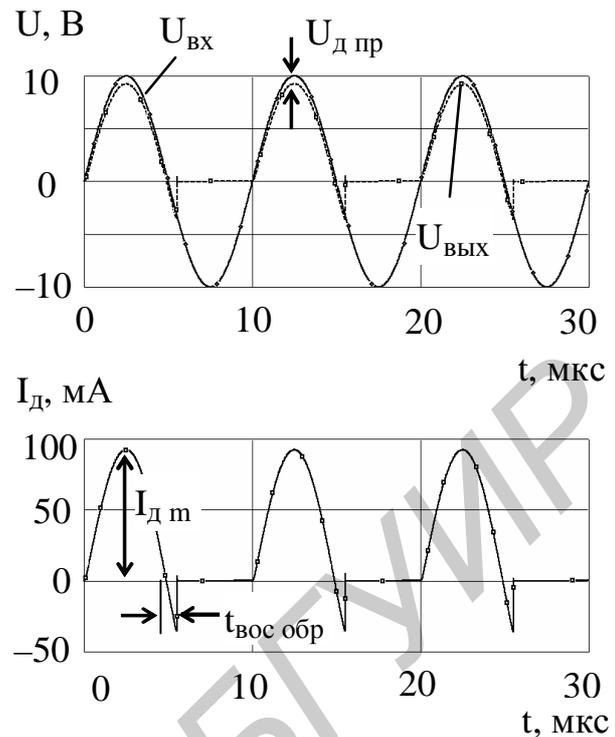


Рис. 2.8

Таким образом, основными параметрами выпрямительных диодов, по которым их подбирают для работы в схемах выпрямителей, являются:

максимально допустимый прямой ток $I_{пр\ max}$;

максимально допустимый импульсный прямой ток $I_{пр\ и\ max}$;

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

время обратного восстановления диода $t_{вос\ обр}$ – время переключения диода с заданного прямого тока на заданное обратное напряжение от момента прохождения тока через нулевое значение до момента достижения обратным током заданного значения.

2.2. Параметрический стабилизатор напряжения

Полупроводниковый стабилитрон – полупроводниковый диод, напряжение на котором сохраняется с определенной точностью при протекании через него тока в заданном диапазоне, предназначенный для стабилизации постоянного напряжения. Принцип действия стабилитрона основан на использовании участка электрического пробоя на обратной ветви ВАХ p-n-перехода. График ВАХ стабилитрона представлен на рис. 2.9. Если обратный ток стабилитрона лежит в диапазоне $I_{ст\ min}$ **K** $I_{ст\ max}$, то обратное напряжение практически не изменяется (см. рис. 2.9). При токе стабилитрона $I_{ст} < I_{ст\ min}$ напряжение на нем сильно зависит от величины тока, а при $I_{ст} > I_{ст\ max}$ электрический пробой переходит в тепловой.

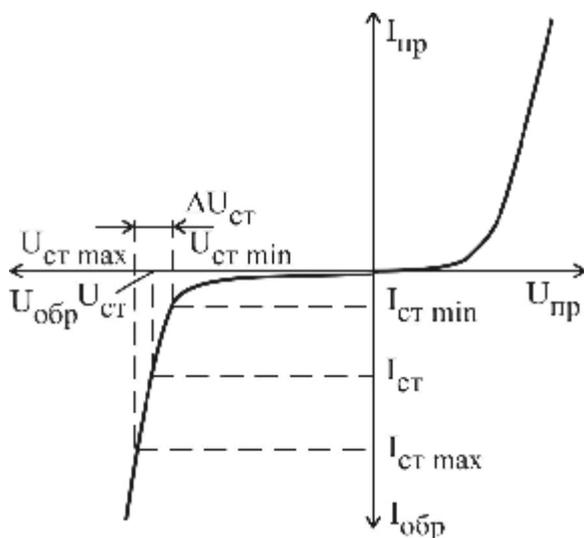


Рис. 2.9

Пробой p-n-перехода – явление резкого увеличения дифференциальной проводимости p-n-перехода при достижении обратным напряжением (током) критического для данного прибора значения. Необратимые изменения в переходе не являются необходимым следствием пробоя.

Электрический пробой p-n-перехода – пробой p-n-перехода, обусловленный лавинным размножением носителей заряда или туннельным эффектом.

Лавинный пробой p-n-перехода – электрический пробой p-n-перехода, вызванный лавинным размножением носителей заряда под действием сильного

электрического поля.

Туннельный пробой p-n-перехода – электрический пробой p-n-перехода, вызванный туннельным эффектом.

Тепловой пробой p-n-перехода – пробой p-n-перехода, вызванный ростом числа носителей заряда в результате нарушения равновесия между выделяемым в p-n-переходе и отводимым от него теплом.

Устройство, предназначенное для стабилизации постоянного напряжения, в котором используется стабилитрон, называется **параметрическим стабилизатором напряжения**, поскольку его характеристики полностью определяются параметрами стабилитрона. Схема такого стабилизатора напряжения представлена на рис. 2.10. Нагрузка подключена параллельно стабилитрону, при этом напряжение на ней остается постоянным с определенной степенью точности. При этом ток стабилитрона, который задается гасящим или балластным резистором R_{Γ} , должен лежать в диапазоне $I_{ст\ min} \leq I_{ст} \leq I_{ст\ max}$.

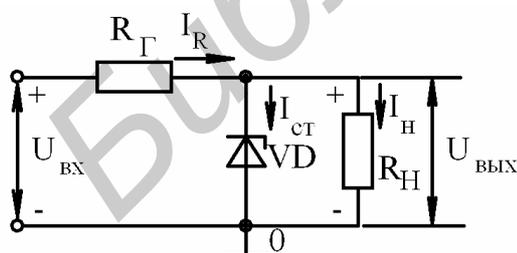


Рис. 2.10

Требуемую величину сопротивления резистора R_{Γ} легко найти, составив для данной схемы уравнения по законам Кирхгофа:

$$I_{\Gamma} = I_{ст} + I_{\text{H}}, \quad (2.10)$$

$$U_{\text{вх}} = I_{\Gamma} R_{\Gamma} + U_{\text{вых}}. \quad (2.11)$$

После подстановки (2.10) в (2.11) получим

$$R_{\Gamma} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{I_{ст} + I_{\text{H}}}. \quad (2.12)$$

Обычно разработчики задаются током стабилитрона из следующего условия:

$$I_{ст\ min} \leq I_{ст} \leq I_{ст\ max} - I_{\text{H}}, \quad (2.13)$$

которое должно выполняться, чтобы стабилизатор не выходил из строя при отключении нагрузки. В этом случае ток стабилизатора возрастает на величину тока нагрузки I_H .

Важным параметром стабилизатора напряжения является **коэффициент стабилизации**, равный отношению изменения входного напряжения к изменению выходного напряжения:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}}, \quad (2.14)$$

который позволяет оценить стабилизирующие свойства устройства. В реальных схемах его величина достигает нескольких десятков $K_{ст} = 30 \text{--} 60$.

Выражение для коэффициента стабилизации легко получить, воспользовавшись эквивалентной схемой параметрического стабилизатора напряжения по переменному току, показанной на рис. 2.11. Данная схема отличается от реальной тем, что стабилизатор в ней представлен его эквивалентом по переменному току – дифференциальным сопротивлением $r_{ст}$, а к входу схемы подключен источник переменного напряжения с амплитудой $\Delta U_{вх}$. Для схемы (см. рис. 2.11) можно записать

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} = \frac{\frac{R_H r_{ст}}{R_H + r_{ст}} + R_{\Gamma}}{\frac{R_H r_{ст}}{R_H + r_{ст}}}. \quad (2.15)$$

Поскольку обычно $r_{ст} \ll R_H$ и $r_{ст} \ll R_{\Gamma}$, то

$$K_{ст} \approx \frac{R_{\Gamma}}{r_{ст}}. \quad (2.16)$$

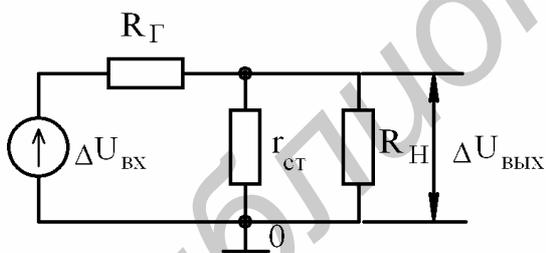


Рис. 2.11

Таким образом, для улучшения стабилизирующих свойств стабилизатора напряжения необходимо увеличивать сопротивление гасящего резистора и использовать стабилизатор с меньшим значением дифференциального сопротивления. Однако увеличение R_{Γ} должно сопровождаться увеличением уровня постоянного входного напряжения, что приведет к уменьшению коэффициента полезного действия схемы.

Основными параметрами стабилизатора являются:

напряжение стабилизации $U_{ст}$ – падение напряжения на стабилизаторе при протекании заданного тока стабилизации;

минимальный $I_{ст \min}$ и максимальный $I_{ст \max}$ токи стабилизатора;

температурный коэффициент напряжения стабилизации, численно равный отношению относительного изменения напряжения стабилизации стабилизатора, выраженного в процентах, к абсолютному изменению температуры окружающей среды при постоянном значении тока стабилизации:

$$\alpha_{U_{CT}} = \frac{\Delta U_{CT}}{U_{CT} \Delta T} 100\%, (\%/^{\circ}\text{C}); \quad (2.17)$$

дифференциальное сопротивление стабилитрона, определяемое на участке пробы, равно

$$r_{CT} = \frac{\Delta U_{CT}}{\Delta I_{CT}} = \frac{U_{CT \max} - U_{CT \min}}{I_{CT \max} - I_{CT \min}}. \quad (2.18)$$

2.3. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить основные характеристики и параметры выпрямительных диодов и стабилитронов.
2. Выполнить инженерный расчет элементов простейших схем выпрямителя и параметрического стабилизатора напряжения.
3. Провести математическое моделирование разработанных схем с помощью пакета проектирования аналоговых и цифровых устройств OrCAD. Сравнить результаты моделирования на ПЭВМ с исходными данными и результатами инженерного расчета.
4. С помощью пакета OrCAD исследовать влияние элементов схемы на основные характеристики устройств.

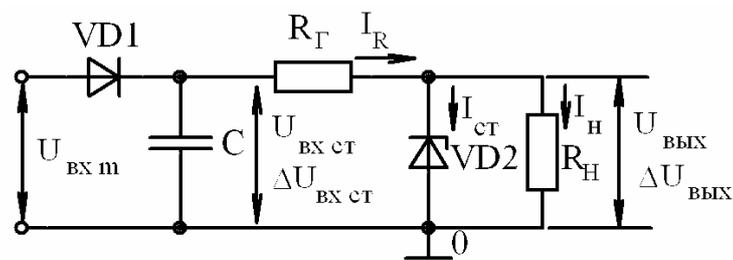
Порядок выполнения задания:

1. Выполнить инженерный расчет стабилизированного источника напряжения, схема которого представлена на рис. 2.12. Исходные данные для расчета приведены в табл. 2.1. Расчеты проводить в рабочей тетради. После получения численных значений параметров элементов (сопротивлений и емкостей) необходимо выбрать их номинальные значения согласно рядам ГОСТа (прил. 1). Значения резисторов выбирать из ряда, соответствующего допустимому отклонению $\pm 5\%$, конденсаторов – $\pm 20\%$. При проведении всех последующих расчетов оперировать только номинальными значениями.

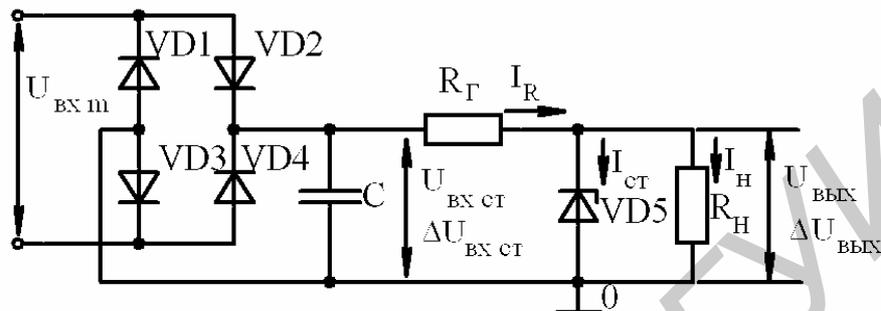
Примечание. Для нечетных номеров вариантов необходимо рассчитать стабилизированный источник напряжения с однополупериодной схемой выпрямителя (рис. 2.12, а), для четных – с мостовой (рис. 2.12, б).

1.1. Выбрать необходимый стабилитрон из следующих условий: $U_{CT} = U_{\text{ВЫХ}}$ и $I_{CT \max} > I_H$. Типы и параметры стабилитронов приведены в табл. 2.2. Переписать параметры стабилитрона в рабочую тетрадь.

1.2. Задаться коэффициентом стабилизации из диапазона значений $K_{CT} = 30 \dots 60$. Если $I_H \geq 80 \text{ мА}$, выбрать $K_{CT} = 30$; если $I_H < 80 \text{ мА}$, то $K_{CT} = 60$.



а



б

Рис. 2.12

1.3. Воспользовавшись выражением (2.14), по заданному $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ и выбранному $K_{\text{СТ}}$ рассчитать амплитуду пульсаций на входе стабилизатора $\Delta U_{\text{ВХ СТ}}$.

1.4. Согласно (2.16) рассчитать сопротивление гасящего резистора R_{Γ} , обеспечивающего требуемый коэффициент стабилизации $K_{\text{СТ}}$.

1.5. Выбрать рабочий ток стабилитрона $I_{\text{СТ}}$ из условия (2.13).

1.6. Пользуясь (2.10), вычислить ток гасящего резистора I_{R} .

Таблица 2.1

Исходные данные для расчета

№ варианта	Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, В	Ток нагрузки $I_{\text{Н}}$, мА	Амплитуда пульсаций выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$, мВ
1	3,3	40	10
2	3,3	160	50
3	3,9	150	50
4	4,7	30	10
5	5,6	100	30
6	6,8	20	10
7	6,8	100	30
8	10	40	10
9	22	20	10
10	30	15	5

Таблица 2.2

Параметры стабилитронов

Тип стабилитрона	$U_{ст}$, В	$I_{ст min}$, мА	$I_{ст max}$, мА	$r_{ст}$, Ом	$\alpha_{U_{ст}}$, %/°C
КС133А	3,3	3	81	20	-0,11
КС433А	3,3	3	229	10	-0,1
КС439А	3,9	3	212	10	-0,1
КС147А	4,7	3	58	25	-0,09
КС456А	5,6	3	167	10	+0,05
КС168А	6,8	3	45	20	+0,06
КС468А	6,8	3	142	5	+0,065
КС510А	10	1	79	20	+0,08
КС522А	22	1	37	20	+0,1
КС530А	30	1	27	25	+0,1

1.7. Рассчитать сопротивление нагрузки R_H :

$$R_H = \frac{U_{вых}}{I_H}$$

1.8. Определить необходимое постоянное напряжение на входе стабилизатора $U_{вх ст}$ (2.10).

1.9. Пользуясь (2.17), рассчитать температурный уход выходного напряжения стабилизатора $\Delta U_{вых T} = \Delta U_{ст}$ при изменении температуры на $\Delta T = +50$ °C.

1.10. Результаты расчета стабилизатора напряжения свести в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Параметры стабилизатора напряжения

Тип стабилизатора	$U_{вх ст}$, В	$\Delta U_{вх ст}$, мВ	$U_{вых}$, В	$\Delta U_{вых T}$, мВ	$\Delta U_{вых}$, мВ	$I_{ст}$, мА	I_R , мА	$K_{ст}$	R_H , Ом	$R_{Г}$, Ом

1.11. Следующие параметры стабилизатора напряжения являются исходными для расчета выпрямителя:

$$U_{вых выпр} = U_{вх ст};$$

$$\Delta U_{вых выпр} = \Delta U_{вх ст};$$

$$I_{H выпр m} = I_R.$$

1.12. Определить необходимую амплитуду входного напряжения выпрямителя:

$$U_{вх m} = U_{вх ст} + \Delta U_{вх ст} + U_{пр},$$

где $U_{пр}$ – падение напряжения на прямосмещенном диоде выпрямителя. При расчетах можно принять $U_{пр} \approx 1$ В. В случае мостовой схемы выпрямителя не-

обходимо учесть, что последовательно с нагрузкой и источником сигнала включено два выпрямительных диода. Округлить полученное значение $U_{вх м}$ в большую сторону до ближайшего целого значения, выраженного в вольтах.

1.13. Рассчитать емкость конденсатора на выходе выпрямителя C , используя (2.6) для однополупериодной схемы и (2.8) для мостовой схемы. Частоту входного напряжения принять $f = 50$ Гц.

1.14. Определить амплитуду обратного напряжения на диоде выпрямителя по (2.7) для однополупериодной схемы выпрямителя и по (2.9) – для мостовой схемы.

1.15. Пользуясь данными табл. 2.4, выбрать необходимый выпрямительный диод с учетом соотношений $I_{н выпр м} < I_{пр max}$, $U_{м обр} < U_{обр max}$. Переписать параметры диода в рабочую тетрадь.

1.16. Результаты расчета выпрямителя свести в табл. 2.5.

2. Пользуясь программой OrCAD, выполнить моделирование разработанного устройства и сравнить результаты моделирования с результатами инженерных расчетов. В рабочей тетради записать результаты моделирования и ответить на вопросы.

Таблица 2.4

Параметры выпрямительных диодов

Тип диода	$I_{пр max}$, А	$I_{пр и max}$, А	$U_{обр max}$, В	$t_{обр вос}$, мкс
КД226А	1,7	10	100	0,25
КД226Б	1,7	10	200	0,25
КД226В	1,7	10	400	0,25
КД226Г	1,7	10	600	0,25
КД226Д	1,7	10	800	0,25

Таблица 2.5

Параметры выпрямителя

Тип диода	C , мкФ	$U_{м обр}$, В	$U_{вх м}$, В

2.1. Собрать схему рассчитанного стабилизатора напряжения (см. рис. 2.10), провести анализ по постоянному току для различных значений напряжения входного источника (**DC Sweep**) и определить, в каком диапазоне входных напряжений $U_{вх min} \dots U_{вх max}$ схема будет работоспособна. В качестве входного источника использовать источник постоянного напряжения (**VDC**) и установить диапазон изменения его напряжения от 0 до $3U_{вх ст}$. Вывести график зависимости $I_{ст} = f(U_{вх})$, работоспособность схемы определить по выполнению условия $I_{ст min} < I_{ст} < I_{ст max}$.

Как изменится диапазон рабочих входных напряжений стабилизатора $U_{\text{вх min}} \dots K U_{\text{вх max}}$ при увеличении, уменьшении R_{Γ} в два раза?

2.2. Собрать схему рассчитанного источника стабилизированного напряжения, изображенную на рис. 2.12, а или рис. 2.12, б, в зависимости от схемы выпрямителя и провести анализ во временной области (**Transient**). В качестве входного источника использовать источник синусоидального напряжения (**Vsin**) и установить его параметры, как показано в табл. 2.6.

Расчеты проводить для диапазона времени от 0 до 1000 мс (соответствует 50 периодам входного напряжения), а вывод результатов на экран осуществлять в диапазоне от 900 до 1000 мс (соответствует 46...50 периодам). Это обусловлено необходимостью окончания переходных процессов, связанных с наличием конденсатора на выходе выпрямителя. Расчеты и построение графиков проводить с шагом дискретизации по времени 0,01 мс. Для этого в окне задания параметров моделирования (**Analysis\Setup\Transient**) установить следующие параметры анализа: Print step – 0.01ms, Final Time – 1000ms, No printed delay – 900ms, Step ceiling – 0.01ms.

Таблица 2.6

Установка параметров источника синусоидального напряжения

Обозначение	Параметр	Размерность	Значение
DC	Напряжение при выполнении анализа по постоянному току (DC)	В	0
AC	Напряжение при выполнении расчета частотных характеристик (AC Sweep)	В	0
VOFF	Постоянная составляющая	В	0
VAMPL	Амплитуда	В	$U_{\text{вх m}}$
FREQ	Частота	Гц	50
TD	Задержка	с	0
DF	Коэффициент затухания	с	0
PHASE	Фаза	Градусы	0

Пользуясь возможностями программы для просмотра графических зависимостей результатов моделирования (**Probe**), определить следующие параметры устройства:

уровень постоянного напряжения на выходе $U_{\text{вых мод}}$;

амплитуда пульсаций на выходе $\Delta U_{\text{вых мод}}$;

уровень постоянного напряжения на входе стабилизатора $U_{\text{вх ст мод}}$;

амплитуда пульсаций на входе стабилизатора $\Delta U_{\text{вх ст мод}}$;

амплитуда обратного напряжения на диоде выпрямителя $U_{\text{м обр мод}}$;

амплитуда импульсов прямого тока диода выпрямителя $I_{\text{пр и}}$.

Для определения постоянных уровней необходимо задать выполнение преобразования Фурье для требуемых напряжений. Результаты преобразования Фурье можно просмотреть в выходном файле.

Выполнить анализ во временной области для двух значений температур 27 °С и 77 °С. Для этого в окне (**Analysis\Setup\Temperature**) задать через пробел значения температуры 27 и 77. Определить изменение выходного напряжения, обусловленное изменением температуры $\Delta U_{\text{вых}} T_{\text{мод}}$.

Сравнить результаты моделирования с результатами инженерных расчетов, сделать выводы. Если не удалось достичь заданных требований, необходимо объяснить, по какой причине. Проанализировать, параметры каких элементов необходимо изменить для достижения поставленной задачи.

2.3. Установить частоту источника входного напряжения $f = 100$ кГц. В окне задания параметров моделирования (**Analysis\Setup\Transient**) изменить параметры анализа: Print step – 0.1us, Final Time – 2500us, No printed delay – 2000us, Step ceiling – 0.1us.

Уменьшить емкость конденсатора в 2000 раз.

Определить уровни постоянного выходного напряжения и напряжения на входе стабилизатора.

Сравнить данные результаты с результатами, полученными при частоте входного напряжения $f = 50$ Гц, объяснить причины различия.

2.4. Контрольные вопросы

1. Какое свойство р-п-перехода используется для выпрямления переменного тока?

2. Поясните принцип действия однополупериодного выпрямителя.

3. Почему различаются амплитудные значения обратного напряжения, которое прикладывается к диоду в однополупериодной и мостовой схемах выпрямителей?

4. Как изменится амплитуда пульсаций выходного напряжения выпрямителя с конденсатором фильтра, если уменьшить сопротивление нагрузки?

5. Почему диод типа КД226 нельзя использовать для выпрямления напряжения с частотой 100 кГц?

6. Назовите основные параметры выпрямительных диодов.

7. Для чего используется конденсатор в схемах выпрямителей?

8. Какое свойство р-п-перехода используется для стабилизации напряжения с помощью стабилитрона?

9. Как можно увеличить коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора напряжения? Как это отразится на других параметрах стабилизатора?

10. Как изменится ток стабилитрона, если увеличить (уменьшить) сопротивление резистора R_{Γ} (см. рис. 2.10)?

11. Что произойдет, если ток стабилитрона превысит его максимальное значение $I_{\text{ст max}}$?

3. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

3.1. Классификация моделей биполярных транзисторов

Математические модели биполярных транзисторов (БТ), как и любых других электронных приборов, с той или иной степенью точности описывают его электрические свойства с помощью математических выражений или эквивалентных схем. Электрические характеристики эквивалентных схем, состоящих из более простых элементов (диодов, управляемых источников тока, резисторов, конденсаторов и др.), для определенных режимов работы и диапазонов рабочих частот оказываются близкими к характеристикам реальных приборов. Поэтому математические модели используются при проведении проектирования радиоэлектронных схем на основе БТ для расчета характеристик и параметров как самого прибора, так и всей схемы в целом. Степень точности математической модели зависит от числа ее параметров или элементов эквивалентной схемы. Чем сложнее модель, тем она точнее, но тем более сложно ею пользоваться. **Очень важно знать не только систему параметров каждой модели, но и диапазон ее применимости.**

Существующие модели транзисторов можно разделить на два вида: нелинейные модели и малосигнальные (линейные). **Нелинейные модели** предназначены для математического описания БТ, работающего в режиме большого сигнала, когда амплитудные значения переменных составляющих токов транзистора $I_{б\ m}$, $I_{к\ m}$, $I_{э\ m}$ и напряжений между его выводами $U_{бэ\ m}$, $U_{кэ\ m}$ соизмеримы с уровнем постоянных составляющих токов I_B , I_K , I_E и напряжений $U_{БЭ}$, $U_{КЭ}$:

$$I_{б\ m} \approx I_B, \quad I_{к\ m} \approx I_K, \quad I_{э\ m} \approx I_E;$$
$$U_{бэ\ m} \approx U_{БЭ}, \quad U_{кэ\ m} \approx U_{КЭ}.$$

В режиме большого сигнала БТ работает в таких устройствах, как мощные усилительные каскады, генераторы синусоидальных и импульсных сигналов, различные импульсные и цифровые устройства. Кроме того, нелинейные модели позволяют рассчитывать статические ВАХ БТ.

Малосигнальные модели используются при описании устройств, в которых транзистор работает в активном режиме на линейных участках ВАХ. К ним относятся малосигнальные (линейные) усилительные каскады. В этом случае амплитудные значения переменных составляющих токов транзистора $I_{б\ m}$, $I_{к\ m}$, $I_{э\ m}$ и напряжений между его выводами $U_{бэ\ m}$, $U_{кэ\ m}$ много меньше уровня постоянных составляющих токов I_B , I_K , I_E и напряжений $U_{БЭ}$, $U_{КЭ}$:

$$I_{б\ m} \ll I_B, \quad I_{к\ m} \ll I_K, \quad I_{э\ m} \ll I_E;$$
$$U_{бэ\ m} \ll U_{БЭ}, \quad U_{кэ\ m} \ll U_{КЭ}.$$

3.2. Модель Эберса – Молла

Модель Эберса – Молла является наиболее распространенной нелинейной моделью, ее вариант для n-p-n-транзистора показан на рис. 3.1. Диод VD1 моделирует свойства эмиттерного перехода, а диод VD2 – коллекторного. ВАХ диодов аппроксимируются выражениями

$$I_1 = I_{Э0} [\exp(U'_{БЭ} / (n_1 \cdot \phi_T)) - 1], \quad (3.1)$$

$$I_2 = I_{К0} [\exp(U'_{БК} / (n_2 \cdot \phi_T)) - 1], \quad (3.2)$$

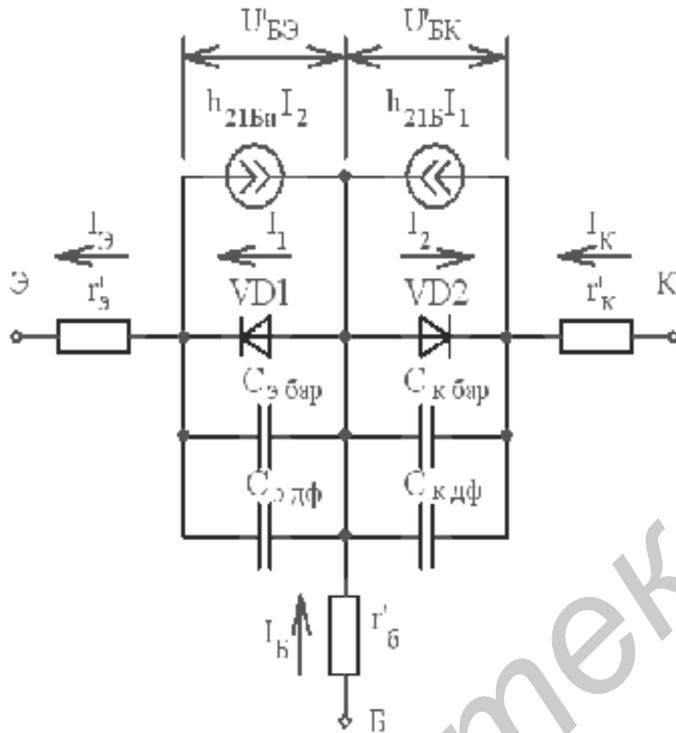


Рис. 3.1

где $I_{Э0}$, $I_{К0}$ – параметры модели, имеющие смысл тепловых обратных токов насыщения эмиттерного и коллекторного переходов в режиме короткого замыкания на выходе $U'_{БК} = 0$ и входе $U'_{БЭ} = 0$ соответственно; n_1 , n_2 – коэффициенты неидеальности ВАХ эмиттерного и коллекторного переходов БТ; $\phi_T = kT/q$ – тепловой потенциал микрочастицы, при температуре $T = 300$ К тепловой потенциал принимает значение $\phi_T \approx 26$ мВ; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура перехода; q – элементарный заряд. Положительными считаются токи I_1 , I_2 и напряжения $U'_{БЭ}$, $U'_{БК}$, соответствующие

прямым включениям переходов. Положительные направления токов во внешних выводах эмиттера, базы и коллектора совпадают с направлениями токов в активном режиме. Система индексов имеет следующий смысл: $U_{БЭ} = U_B - U_Э$, $U_{БК} = U_B - U_К$, где $U_Э$, U_B и $U_К$ – потенциалы эмиттера, базы и коллектора. При перемене порядка следования индексов изменяется знак, например $U_{БЭ} = -U_{ЭБ}$.

Источники токов отображают взаимодействие переходов. Источник тока $h_{21Б} I_1$, подключенный параллельно диоду VD2, учитывает передачу тока из эмиттера в коллектор, а источник тока $h_{21Бн} I_2$ – из коллектора в эмиттер. Токи I_1 , I_2 , если они положительны, имеют смысл токов инжекции через переходы. Заметим, что в первом приближении токи $h_{21Б} I_1$, $h_{21Бн} I_2$ не зависят от напряжения, действующего в той цепи, в которую включен соответствующий источник тока. Параметры модели $h_{21Б}$ и $h_{21Бн}$ являются статическими коэффициентами передачи по току в схеме с общей базой (ОБ) в активном и инверсном режиме работы БТ и определяются соответственно соотношениями

$$h_{21Б} = (I_K - I_{КБ0})/I_{Э},$$

$$h_{21Би} = (I_{Э} - I_{ЭБ0})/I_K,$$

где $I_{ЭБ0}$, $I_{КБ0}$ – обратные или тепловые токи эмиттерного и коллекторного переходов в режиме холостого хода на выходе $I_K = 0$ и входе $I_{Э} = 0$ соответственно. В транзисторе выполняется соотношение взаимности $h_{21Б}I_{Э0} = h_{21Би}I_{К0}$, поэтому только три из четырех параметров являются независимыми.

Таким образом, в модели (см. рис. 3.1) диоды VD1, VD2 отображают инжекцию (экстракцию) носителей через эмиттерный и коллекторный переходы. Параметр $h_{21Б}$ и источник тока $h_{21Б}I_1$ отражают инжекцию электронов из эмиттера в базу, их перенос через базу в коллектор, а также нежелательную инжекцию дырок из базы в эмиттер. Аналогично параметр $h_{21Би}$ и источник тока $h_{21Би}I_2$ отражают инжекцию электронов из коллектора в базу, их перенос через базу в эмиттер и инжекцию дырок из базы в коллектор. Токи эмиттера и коллектора (см. рис. 3.1) связаны с внутренними токами модели соотношениями

$$I_{Э} = I_1 - h_{21Би}I_2, \quad (3.3)$$

$$I_K = h_{21Б}I_1 - I_2. \quad (3.4)$$

Подставив (3.1)–(3.2) в (3.3)–(3.4), получаем систему уравнений, связывающих токи БТ с напряжениями:

$$I_{Э} = I_{Э0}[\exp(U'_{БЭ}/(n_1\phi_T)) - 1] - h_{21Би}I_{К0}[\exp(U'_{БК}/(n_2\phi_T)) - 1]; \quad (3.5)$$

$$I_K = h_{21Б}I_{Э0}[\exp(U'_{БЭ}/(n_1\phi_T)) - 1] - I_{К0}[\exp(U'_{БК}/(n_2\phi_T)) - 1]; \quad (3.6)$$

$$I_B = I_{Э} - I_K = (1 - h_{21Б})I_{Э0}[\exp(U'_{БЭ}/(n_1\phi_T)) - 1] - (1 - h_{21Би})I_{К0}[\exp(U'_{БК}/(n_2\phi_T)) - 1]. \quad (3.7)$$

Из этих уравнений можно получить аналитические выражения для любого семейства ВАХ БТ в любой схеме включения.

Резисторы $r'_{э}$, $r'_{б}$, $r'_к$ моделируют суммарное сопротивление: объемного сопротивления, омического контакта и вывода эмиттера, базы и коллектора соответственно. Из-за падения напряжения, обусловленного протеканием через них токов выводов БТ, токи диодов VD1 и VD2 определяются не внешними напряжениями $U_{БЭ}$ и $U_{БК}$, а внутренними $U'_{БЭ}$ и $U'_{БК}$. Конденсаторы $C_{э\text{ бар}}$, $C_{к\text{ бар}}$, $C_{э\text{ дф}}$, $C_{к\text{ дф}}$ моделируют барьерные и диффузионные емкости эмиттерного и коллекторного переходов транзистора, т.е. отражают инерционные свойства переходов при работе БТ с переменными сигналами. Барьерные и диффузионные емкости зависят от напряжений $U'_{БЭ}$ и $U'_{БК}$, поэтому в модели используются либо усредненные постоянные значения емкостей – параметры модели, либо для повышения точности зависимости $C_{бар}(U)$, $C_{дф}(U)$, что приводит к увеличению числа параметров модели.

Рассмотренная модель Эберса – Молла не учитывает некоторых особенностей работы реального транзистора: ток рекомбинации эмиттерного перехода, эффект модуляции толщины базы, эффекты высокого уровня инжекции, токи термогенерации и утечки переходов и др. Поэтому точность модели невели-

ка, а ее применимость ограничена. Для повышения точности модели в нее вводят дополнительные элементы, учитывающие те или иные эффекты, перечисленные выше, и получают более сложные модификации исходной модели. Однако при усложнении модели ее точность хотя и возрастает, но возникают трудности экспериментального определения все большего числа параметров, многие из которых не могут быть измерены непосредственно. Поэтому применяемые для расчета электронных схем модифицированные модели Эберса – Молла представляют компромисс между точностью и сложностью.

3.3. Малосигнальная физическая Т-образная эквивалентная схема

Малосигнальная Т-образная эквивалентная схема БТ с ОБ в активном режиме показана на рис. 3.2. Она получена из модели Эберса – Молла (см. рис. 3.1) путем замены диодов VD1 и VD2 резисторами $r'_э$, $r'_к$, сопротивления которых равны дифференциальным сопротивлениям эмиттерного и коллекторного переходов. Кроме того, исключены резисторы $r'_э$, $r'_к$, имеющие малое сопротивление, источник тока $h_{21Бн}I_2$ и конденсатор $C_{к дф}$, поскольку при обратном смещении коллекторного перехода ток I_2 очень мал, а диффузионная емкость коллекторного перехода отсутствует.

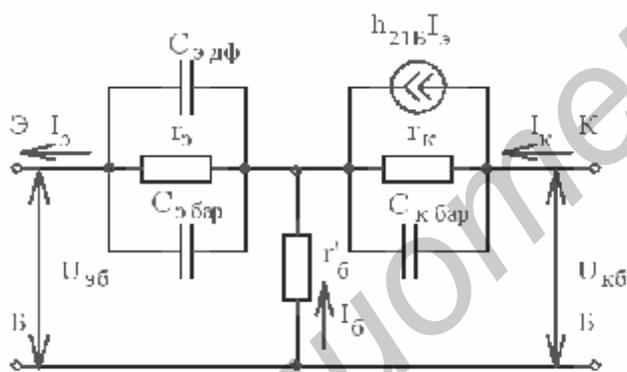


Рис. 3.2

Следует помнить, что при заданных постоянных составляющих тока эмиттера и напряжения на коллекторе параметры модели постоянны, однако они могут изменяться при изменении постоянных составляющих. При анализе усилительных устройств на БТ, включенном по схеме с общим эмиттером (ОЭ), данной эквивалентной схемой (см. рис. 3.2) неудобно пользоваться, поскольку выходной ток $I_к$ определяется током общего вывода $I_к$. Используя теорему об эквивалентном генераторе тока, после соответствующих преобразований можно получить эквивалентную схему для включения с ОЭ, показанную на рис. 3.3. В данной схеме ток управляемого источника определяется входным током базы $I_б$. При этом коллекторный переход описывается резистором с сопротивлением меньше дифференциального сопротивления коллекторного перехода $r_к^* = r_к / (1 + h_{21Э})$ и конденсатором с емкостью больше барьерной емкости коллекторного перехода $C_к^* = C_к \cdot (1 + h_{21Э})$. В данных выражениях $h_{21Э}$ – статический коэффициент передачи по току в схеме с ОЭ.

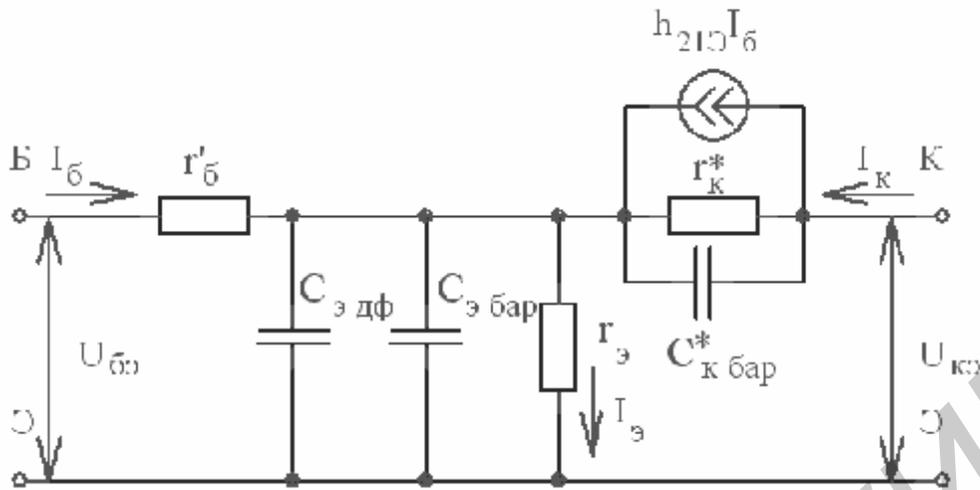


Рис. 3.3

Конденсаторы, моделирующие емкости р-п-перехода (см. рис. 3.2, 3.3), при рассмотрении работы БТ на низких частотах из схем можно исключить ввиду малой величины их емкости. На низких частотах их реактивное сопротивление оказывается очень большим и не влияет на работу усилителя. На высоких частотах их реактивное сопротивление уменьшается и становится соизмеримым с сопротивлениями переходов, поэтому они включаются в эквивалентную схему БТ на высоких частотах.

3.4. Формальная модель (система h-параметров)

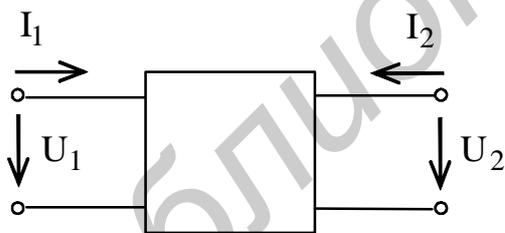


Рис. 3.4

Транзистор можно рассматривать как четырехполюсник (рис. 3.4), связь между напряжениями и токами которого описывается двумя функциями, в общем случае – нелинейными. В режиме малого сигнала статические характеристики БТ можно считать линейными, а значит, линейными будут и функциональные зависимости переменных составляющих токов и напряжений.

Поэтому в режиме малого сигнала БТ можно рассматривать как линейный четырехполюсник, который в общем случае описывается различными системами параметров Z , Y , H и т.д.

Если в качестве независимых переменных выбрать входной ток I_1 и выходное напряжение U_2 , тогда функциональные зависимости будут иметь вид $U_1 = f(I_1, U_2)$, $I_2 = f(I_1, U_2)$. Для малых приращений токов и напряжений, используя теорему Тейлора в первом приближении, получим

$$\Delta U_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} \Delta I_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} \Delta U_2; \quad \Delta I_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \Delta I_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \Delta U_2. \quad (3.8)$$

Приращения токов и напряжений можно рассматривать как гармонические колебания с комплексными амплитудами $\dot{I}_1, \dot{U}_2, \dot{I}_2, \dot{U}_1$. Частные производные обозначим $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ и получим уравнения четырехполюсника в следующем виде:

$$\dot{U}_1 = h_{11} \dot{I}_1 + h_{12} \dot{U}_2; \quad \dot{I}_2 = h_{21} \dot{I}_1 + h_{22} \dot{U}_2. \quad (3.9)$$

Физический смысл h -параметров вытекает из данной системы уравнений: $h_{11} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1$ – входное сопротивление в режиме короткого замыкания на выходе $\dot{U}_2 = 0$ для переменного тока; $h_{21} = \dot{I}_2 / \dot{I}_1$ – коэффициент прямой передачи по току в режиме короткого замыкания на выходе $\dot{U}_2 = 0$ для переменного тока; $h_{12} = \dot{U}_1 / \dot{U}_2$ – коэффициент обратной связи по напряжению в режиме холостого хода по входу $\dot{I}_1 = 0$ для переменного тока; $h_{22} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2$ – выходная проводимость в режиме холостого хода по входу $\dot{I}_1 = 0$ для переменного тока.

Значения h -параметров зависят от рабочей точки, частоты сигнала (на высоких частотах они носят комплексный характер), а также от схемы включения БТ, в обозначении имеется третий индекс – б, э, к для схем включения ОБ, ОЭ, ОК соответственно.

На низких частотах, когда емкостными составляющими токов транзистора можно пренебречь ввиду их малости, h -параметры являются действительными величинами и представляют собой дифференциальные параметры, которые легко определяются по семействам ВАХ транзистора.

Система h -параметров БТ широко используется в инженерных методах расчета малосигнальных (линейных) усилителей. Как будет показано ниже, по значениям h -параметров БТ можно рассчитать основные параметры усилительного устройства. Поэтому важно уметь определять их значения в требуемой рабочей точке.

На рис. 3.5, а, б показан графический способ определения h -параметров БТ, включенного по схеме с ОЭ. В заданной рабочей точке А на линейном участке семейства входных характеристик строим треугольник, проведя прямые параллельно оси абсцисс и ординат до пересечения со следующей характеристикой. Значения приращения токов и напряжений позволяют определить параметры $h_{11э}$ и $h_{12э}$ согласно выражениям

$$h_{11э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}} \right|_{U_{КЭ}=\text{const}} = \left. \frac{U_{БЭ}'' - U_{БЭ}'}{I_{Б}'' - I_{Б}'} \right|_{U_{КЭ}=U_{КЭ}''}, \quad (3.10)$$

$$h_{12э} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_B = \text{const}} = \left. \frac{U_{БЭ}'' - U_{БЭ}'}{U_{КЭ}'' - U_{КЭ}'} \right|_{I_B = I_B'} \quad (3.11)$$

Параметры $h_{21э}$, $h_{22э}$ определяются по семейству выходных характеристик. **Обратите внимание на различие в обозначении статического коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ $h_{21э}$ и дифференциального параметра $h_{21э}$.** Через точку A' на семействе выходных ВАХ, соответствующую точке A на семействе входных ВАХ, проводим вертикальную прямую до пересечения с соседней характеристикой и находим ΔI_K и ΔI_B . Задав приращение напряжения $U_{КЭ}$ и оставаясь на кривой, соответствующей току базы I_B' , находим ΔI_K . Тогда $h_{21э}$, $h_{22э}$ вычисляем по формулам

$$h_{21э} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} = \left. \frac{I_K''' - I_K''}{I_B'' - I_B'} \right|_{U_{КЭ} = U_{КЭ}''} \quad (3.12)$$

$$h_{22э} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_B = \text{const}} = \left. \frac{I_K' - I_K''}{U_{КЭ}' - U_{КЭ}''} \right|_{I_B = I_B'} \quad (3.13)$$

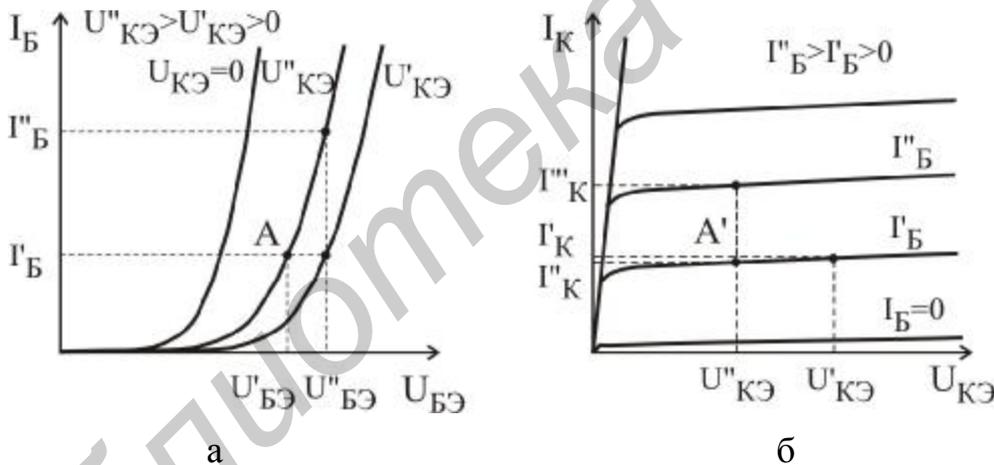


Рис. 3.5

Элементы малосигнальной Т-образной эквивалентной схемы БТ с ОЭ, соответствующие определенной рабочей точке, можно определить по h -параметрам, найденным в ней:

$$r'_б = h_{11э} - (1 + h_{21э})r_э; \quad r_к^* = 1/h_{22э}; \quad (3.14)$$

$$r_э = h_{12э}/h_{22э}; \quad h_{21э} = h_{21э}. \quad (3.15)$$

На практике по графикам очень трудно определить $h_{12э}$, поэтому сопротивление $r_э$ лучше рассчитать, пользуясь выражением для дифференциального сопротивления эмиттерного перехода $r_э = \Phi_T/I_э$, где $I_э$ – ток эмиттера в рабочей точке.

3.5. Модель Гуммеля – Пуна

При моделировании БТ на ПЭВМ определяющую роль играет точность моделей, а не их вычислительная простота. Математические модели БТ, предназначенные для автоматизированного проектирования, должны обеспечивать высокую точность расчетов, как для большого, так и для малого сигнала, а описывающие их параметры должны достаточно легко определяться и проверяться. Чтобы описать эффекты, не учитываемые моделью Эберса – Молла, систему уравнений (3.5)–(3.7) следует дополнить соответствующими членами. Гуммель и Пун продемонстрировали относительно простые методы, с помощью которых эту систему уравнений можно модифицировать таким образом, чтобы описать три важных эффекта второго порядка: 1) рекомбинацию в области объемного заряда эмиттерного перехода при малых напряжениях смещения эмиттер – база; 2) снижение коэффициента усиления по току, наблюдаемое при больших токах; 3) влияние расширения области объемного заряда (эффект модуляции ширины базы или эффект Эрли) на ток связи между эмиттером и коллектором. Эти эффекты второго порядка вызывают отклонение реальных характеристик приборов от идеальных, как показано на рис. 3.6. Цифры (см. рис. 3.6) соответствуют нумерации эффектов в тексте. В результате такой модификации с включением указанных эффектов получается модель Гуммеля – Пуна, удобная для автоматизированного моделирования. Модель Гуммеля – Пуна используется в модуле **PSpice** пакета **OrCAD**. Перечень параметров этой модели приведен в табл. 12.16, а эквивалентная схема БТ, соответствующая данной модели, показана на рис. 3.7. Обозначения элементов (см. рис. 3.7) соответствуют обозначениям параметров модели БТ в модуле **PSpice**.

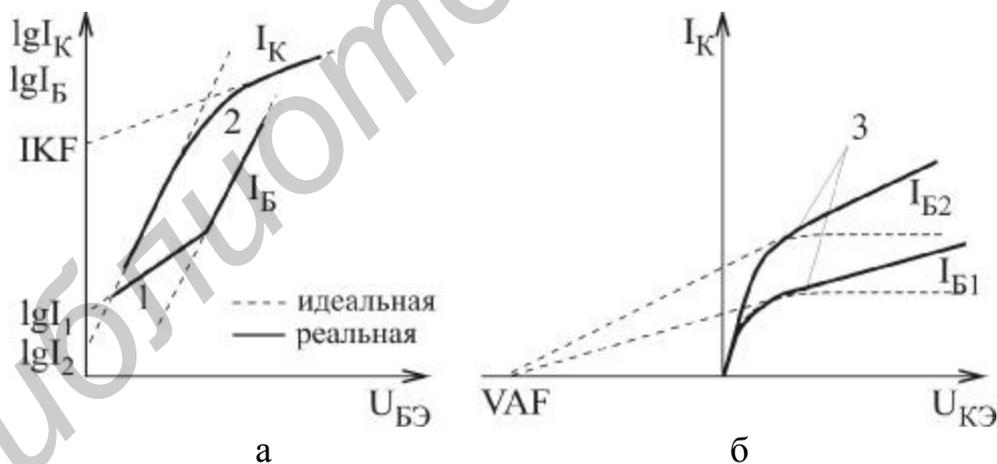


Рис. 3.6

Снижение коэффициента передачи по току при больших токах (эффект больших токов) описывается в модели Гуммеля – Пуна такими параметрами, как ток начала спада зависимости $h_{21э}$ от тока коллектора в активном и инверсном режиме (IKF , IKR). Параметр IKF определяется координатой точки пересечения прямой, аппроксимирующей зависимость $I_K = f(U_{БЭ})$ при больших токах, с осью токов, как показано на рис. 3.6, а. Эффект модуляции ширины базы учитывается такими параметрами, как напряжение Эрли в активном и инверсном

режиме (VAF, VAR). Параметр VAF определяется координатой точки пересечения прямых, аппроксимирующих выходные характеристики БТ с ОЭ на участке активного режима, с осью напряжений, как показано на рис. 3.6, б. Параметры IKF, IKR, VAF, VAR входят в выражение для заряда базы Q_b (см. рис. 3.7).

Рекомбинация в области объемного заряда эмиттерного перехода при малых напряжениях смещения эмиттер – база (см. рис. 3.6, а) в модели Гуммеля – Пуна учитывается следующим образом. Токи эмиттерного и коллекторного переходов представляются суперпозицией тока идеального и неидеального переходов, что на эквивалентной схеме (см. рис. 3.7) представлено четырьмя диодами.

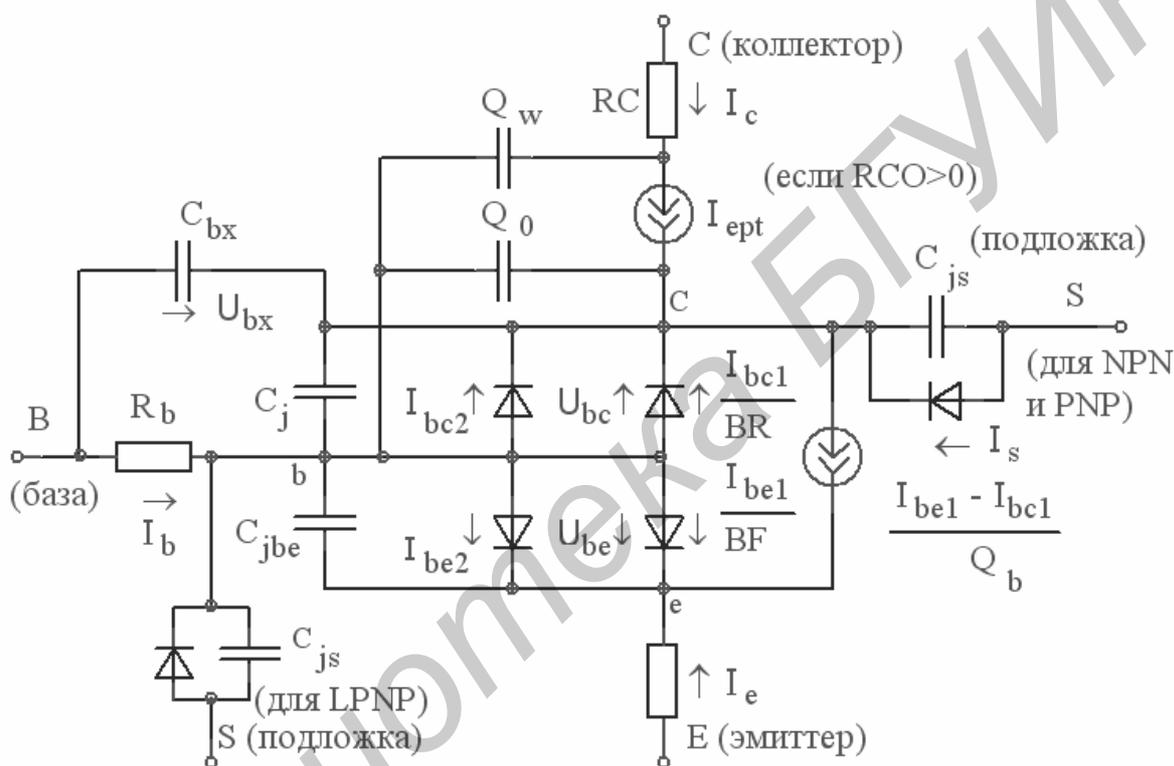


Рис. 3.7

3.6. Частотные свойства биполярных транзисторов

Параметры транзистора и в первую очередь его усилительные свойства в значительной степени зависят от частоты усиливаемого сигнала. Причинами этого являются инерционность процессов переноса инжектированных носителей из эмиттера транзистора в коллектор, а также наличие емкостей и сопротивлений переходов транзистора.

При усилении сигнала с частотой $f = 1/T$, если время пролета носителей соизмеримо с периодом усиливаемых колебаний $t_{пр} \approx T$, происходит запаздывание коллекторного тока по отношению к эмиттерному. Момент времени, соответствующий максимальному значению тока коллектора, отстает от момента времени в точке максимума тока эмиттера, как показано на рис. 3.8. Это приводит к появлению

нию фазового сдвига $\varphi = 2\pi f t_{\text{пр}}$ между током эмиттера и током коллектора на векторной диаграмме, которая показана на рис. 3.9. Коэффициенты передачи по току в схеме с ОБ и ОЭ становятся комплексными величинами:

$$K_{216} = \frac{I_K}{I_E} = |h_{216}| e^{j\varphi_{h_{216}}}; \quad K_{219} = \frac{I_K}{I_B} = |h_{219}| e^{j\varphi_{h_{219}}}. \quad (3.16)$$

Сравнение векторных диаграмм для токов БТ на низких (рис. 3.9, а) и высоких частотах (рис. 3.9, б) показывает, что появление такого фазового сдвига приводит к росту амплитуды тока базы, а значит, к уменьшению значения модуля коэффициента передачи по току в схеме с ОБ.

Частотные зависимости комплексных коэффициентов передачи по току в схемах с ОБ и ОЭ описываются следующими выражениями:

$$K_{216}(f) = \frac{h_{21Б}}{1 + j(f/f_{h_{216}})}; \quad K_{219}(f) = \frac{h_{21Э}}{1 + j(f/f_{h_{219}})}, \quad (3.17)$$

где $j = \sqrt{-1}$; $h_{21Б}$, $h_{21Э}$ – статические коэффициенты передачи по току БТ в схеме с ОБ и ОЭ соответственно; $f_{h_{216}}$, $f_{h_{219}}$ – предельные частоты коэффициентов передачи по току в схеме с ОБ и ОЭ соответственно.

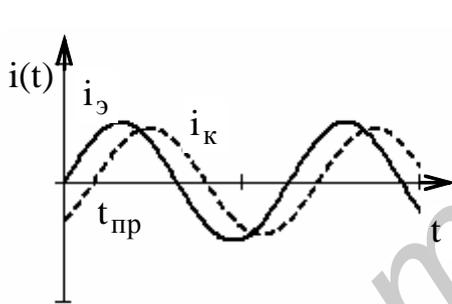


Рис. 3.8

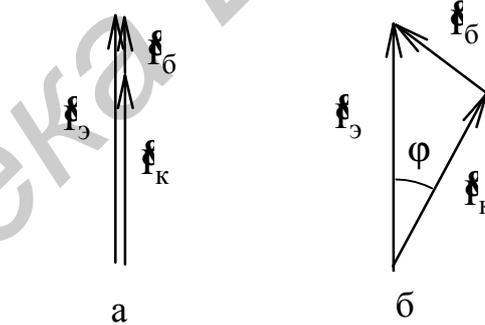


Рис. 3.9

Предельной частотой коэффициента передачи по току в схеме с ОБ (ОЭ) $f_{h_{216}}$ ($f_{h_{219}}$) называется частота, на которой модуль коэффициента передачи по току в схеме с ОБ (ОЭ) уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его низкочастотным значением.

Частотные зависимости модулей комплексных коэффициентов передачи по току в схемах с ОБ и ОЭ описываются выражениями

$$|h_{216}(f)| = \frac{h_{21Б}}{\sqrt{1 + (f/f_{h_{216}})^2}}; \quad |h_{219}(f)| = \frac{h_{21Э}}{\sqrt{1 + (f/f_{h_{219}})^2}}. \quad (3.18)$$

На рис. 3.10 показаны графики зависимостей модуля и фазы комплексных коэффициентов передачи по току в схемах с ОБ и ОЭ. На низких частотах фаза комплексных коэффициентов передачи по току стремится к 0, на высоких частотах к -90° , а на частоте, равной предельной, фаза равна -45° .

Предельная частота в схеме с ОБ значительно выше, чем в схеме с ОЭ:

$$f_{h_{216}} = f_{h_{219}} (1 + h_{216})(1 + m), \quad (3.19)$$

где $m = 0, 2 \dots 0, 6$.

Частотные свойства БТ описываются еще одним параметром $f_{гр}$ – **граничной частотой коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ**, на которой модуль коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ становится равным единице (см. рис. 3.10). Из данного определения легко устанавливается связь между граничной частотой и предельной частотой коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ. Из (3.18) можно записать

$$|h_{219}(f_{гр})| = \frac{h_{219}}{\sqrt{1 + (f_{гр}/f_{h_{219}})^2}} = 1,$$

тогда, если пренебречь в подкоренном выражении 1, получим

$$f_{гр} \approx h_{219} f_{h_{219}}. \quad (3.20)$$

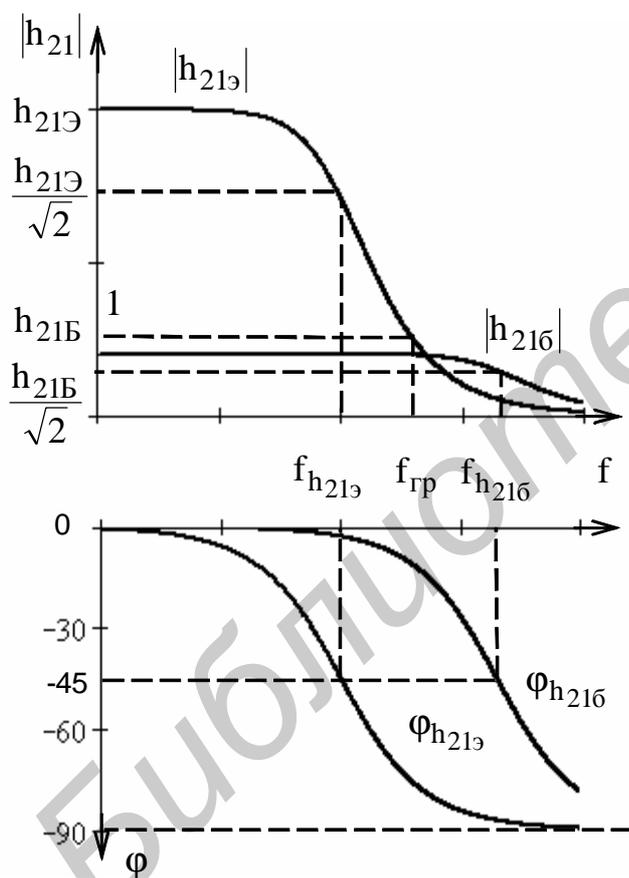


Рис. 3.10

Уменьшение модуля коэффициента передачи по току БТ с ростом частоты приводит к уменьшению коэффициентов усиления по напряжению и мощности усилителей на их основе. Наибольшую частоту, при которой транзистор способен генерировать колебания в схеме автогенератора, называют **максимальной частотой генерации** f_{max} . Ее связь с граничной частотой описывается выражением

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_{гр}}{8\pi r'_6 C_k \text{ бар}}}. \quad (3.21)$$

Коэффициент усиления по мощности БТ на частоте f_{max} становится равным единице, т.е. транзистор на частотах выше f_{max} теряет способность усиливать электрические сигналы.

Механизм влияния емкостей переходов БТ на его усилительные свойства с ростом частоты сигнала заключается в следующем. Уменьшение реактивного сопротивления емкостей переходов с ростом частоты приводит к уменьшению входного и выходного сопротивления БТ, а значит, и к уменьшению амплитуды полезного сигнала на входе

и выходе усилителя, т.е. к уменьшению коэффициента усиления по напряжению.

Для повышения рабочего диапазона частот БТ необходимо:

уменьшать их геометрические размеры – ширину базы и площади поперечного сечения переходов, уменьшая тем самым время пролета и емкости переходов;

увеличивать скорость движения инжектированных носителей путем неравномерного легирования базы (для создания дополнительного ускоряющего поля в ней), а также использования полупроводниковых материалов с большей подвижностью носителей (арсенид галлия, фосфид индия);

уменьшать сопротивление базы, используя в структуре БТ гетеропереход, в котором односторонняя инжекция из эмиттера в базу возможна при концентрации примеси в базе большей, чем в эмиттере.

3.7. Упрощенная малосигнальная эквивалентная схема усилителя

Упрощенная эквивалентная малосигнальная схема усилителя на БТ с ОЭ показана на рис. 3.11. Основой ее является малосигнальная Т-образная эквивалентная схема замещения БТ, которая дополнена сопротивлением нагрузки R_H и источником переменного сигнала E_C , имеющим внутреннее сопротивление R_Γ . В данной схеме отсутствуют конденсаторы, моделирующие емкости эмиттерного перехода ввиду их малости. Коэффициент усиления по напряжению усилителя в области средних частот определяется выражением

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_C} = \frac{h_{21э} \cdot R_H}{h_{11э}} \frac{h_{11э}}{h_{11э} + R_\Gamma} = \frac{h_{21э} \cdot R_H}{h_{11э} + R_\Gamma}. \quad (3.22)$$

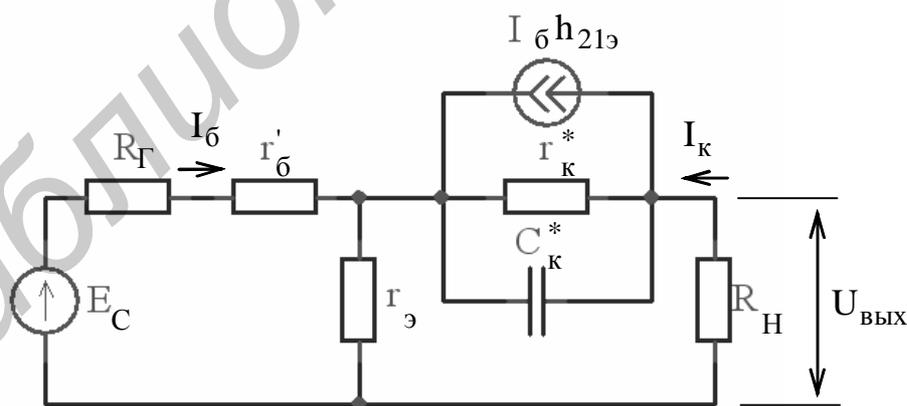


Рис. 3.11

3.8. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить основные математические модели биполярного транзистора (БТ).
2. Выполнить расчет дифференциальных h -параметров БТ по семействам его ВАХ и параметров малосигнальной Т-образной эквивалентной схемы замещения.
3. С помощью пакета OrCAD исследовать влияние параметров Т-образной эквивалентной схемы замещения на частотные свойства транзистора.

Порядок выполнения задания:

1. Для заданного БТ с использованием пакета **OrCAD** построить семейства входных $I_B = f(U_{БЭ})$ и выходных $I_K = f(U_{КЭ})$ ВАХ для схемы с ОЭ и рассчитать его h -параметры в заданной рабочей точке I_{B0} , $U_{КЭ0}$ (табл. 3.1).

1.1. Для построения семейства входных ВАХ БТ со структурой n - p - n необходимо создать документ **Schematics**, содержащий схему, показанную на рис. 3.12, а. Для транзистора p - n - p -типа необходимо изменить полярность подключения источников напряжения на противоположную. В схеме использовать источники постоянного напряжения – **VDC**.

1.2. Установить параметры анализа **DC Sweep**, задав линейное изменение источника входного напряжения $V1 = U_{БЭ}$ от 0 до 0,9 В с шагом 0,01 В. Установить параметры анализа **Parametric**, задав изменение источника выходного напряжения $V2 = U_{КЭ}$ списком значений: 0, $U_{КЭ0}$ и $2U_{КЭ0}$.

Таким образом организованы два цикла вычислений. Внутренний задает изменение напряжения база – эмиттер $U_{БЭ}$, а внешний – изменение напряжения коллектор – эмиттер $U_{КЭ}$.

1.3. Запустить выполнение анализа схемы. Вывести на экран графики зависимостей $I_B = f(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ} = \text{const}$. Установить подходящий предел графика по оси тока базы ($I_{B \text{ макс}} = 3I_{B0}$). Пользуясь двумя электронными курсорами программами **Probe**, рассчитать h -параметры БТ. Свести в таблицу в рабочей тетради координаты точек графика, по которым проводился расчет, а также полученные значения h -параметров.

Можно ли, пользуясь полученными графиками, рассчитать параметр $h_{12э}$? Почему?

1.4. Для построения семейства выходных ВАХ со структурой n - p - n необходимо создать другой документ **Schematics**, содержащий схему, показанную на рис. 3.12, б. Для транзистора p - n - p -типа необходимо изменить полярность подключения источников на противоположную. Использовать источники постоянного тока и напряжения – **IDC**, **VDC**.

1.5. Установить параметры анализа **DC Sweep**, задав линейное изменение источника выходного напряжения $V1 = U_{КЭ}$ от 0 до $2U_{КЭ0}$ с шагом 0,05 В.

Установить параметры анализа **Parametric**, задав изменение источника входного тока $\Pi = I_B$ списком значений $0,5I_{B0}$, I_{B0} , $1,5I_{B0}$. Организовать два вычислительных цикла. Внутренний цикл задает изменение напряжения коллектор-эмиттер $U_{КЭ}$, а внешний цикл – изменение тока базы I_B .

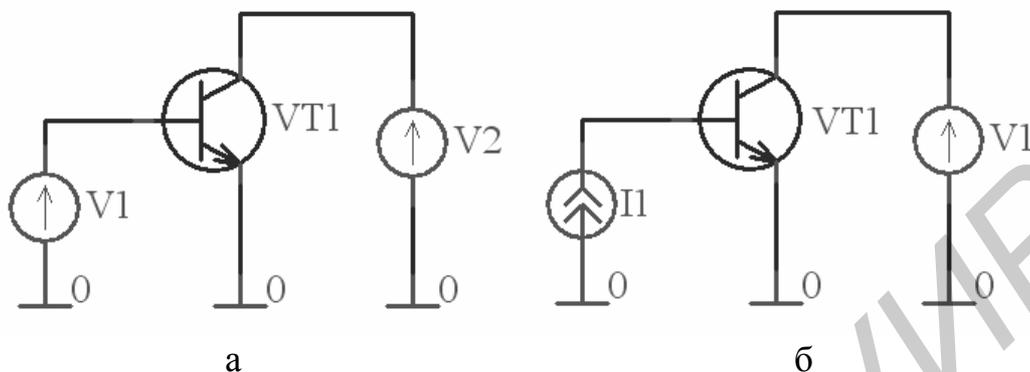


Рис. 3.12

1.6. Запустить выполнение анализа схемы. Вывести на экран графики зависимостей $I_K = f(U_{КЭ})$ при $I_B = \text{const}$. Установить при необходимости требуемые пределы графика по осям координат. Пользуясь двумя электронными курсорами программы **Probe**, рассчитать h -параметры. Свести в таблицу в рабочей тетради координаты точек графика, по которым проводился расчет, а также полученные значения h -параметров.

2. Рассчитать значения элементов малосигнальной Т-образной эквивалентной схемы БТ с ОЭ (см. рис. 3.3) и нарисовать ее в рабочей тетради.

2.1. Пользуясь выражениями (3.14)–(3.15), рассчитать значения параметров r_{σ} , r_k^* . Значение r_e рассчитать по известному току эмиттера в рабочей точке $I_{Э} \approx I_K$.

2.2. С помощью (3.18), пользуясь данными прил. 3, по известному значению $|h_{21э}|$ на частоте f рассчитать значение предельной частоты коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ – $f_{h_{21э}}$. Записать выражение для частотной зависимости $\mathbb{H}_{21э}(f)$. Рассчитать значение C_k^* по известному C_k (прил. 3).

2.3. Нарисовать в рабочей тетради эквивалентную схему БТ и подписать на ней значения всех элементов. Не включать в схему конденсаторы, моделирующие эмиттерный переход.

3. Пользуясь программой **OrCAD**, с помощью упрощенной эквивалентной малосигнальной схемы усилителя на БТ с ОЭ изучить влияние емкости конденсатора C_k^* на частотные зависимости его коэффициентов усиления по напряжению $|K_u|(f)$ и току $|K_i|(f)$.

3.1. Нарисовать в рабочей тетради упрощенную эквивалентную схему усилителя на БТ (см. рис. 3.11), используя значения для E_C , $R_{Г}$ и $R_{Н}$ из табл. 3.1 и полученную эквивалентную схему БТ. Рассчитать значение коэффициента усиления по напряжению в области средних частот (3.22).

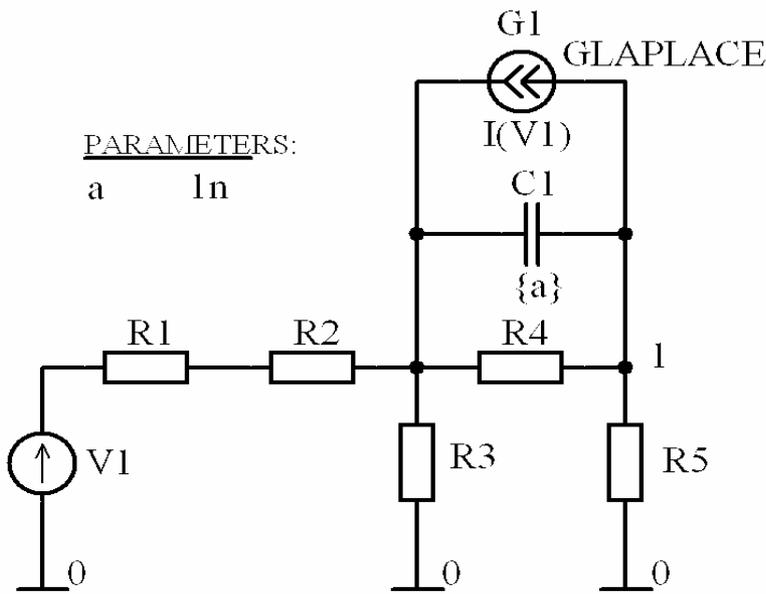


Рис. 3.13

3.2. Создать документ **Schematics**, содержащий эквивалентную схему усилителя, показанную на рис. 3.13. Задать требуемые значения параметров элементов схемы. В качестве источника напряжения V1 использовать источник VAC, предназначенный для расчета частотных характеристик (**AC Sweep**). В качестве источника тока, моделирующего усилительные свойства БТ, использовать управляемый источник тока (**GLAPLACE**) с частотно-зависимой передаточной

функцией. В качестве управляющего тока задать ток источника напряжения V1 – I(V1) (см. пример 12.10 в п. 12.20.4). Значение емкости конденсатора C1 определить с помощью глобального параметра {a}, используя элемент схемы **Parameters** (см. пример 12.2 в подразд. 12.8).

3.3. Установить параметры анализа **AC Sweep**, задав изменение частоты по декадам в диапазоне от 10 до 10^9 Гц, 10 точек на декаду. Установить параметры анализа **Parametric**, задав список значений глобального параметра {a}. В качестве элементов списка использовать следующие значения: $0,01C_K^*$, C_K^* и $10C_K^*$.

Таблица 3.1

Исходные данные для расчета

№ варианта	Тип БТ	I_B , мкА	$U_{КЭ}$, В	E_C , мВ	$R_{Г}$, Ом	$R_{Н}$, Ом
1	КТ315Г	60	5	1	100	1000
2	КТ337Б	100	6	5	200	2000
3	КТ342А	25	8	2	50	3000
4	КТ347А	75	5	0,5	150	500
5	КТ349Б	30	9	3	200	1500
6	КТ358Б	35	10	2	300	2000
7	КТ361Г	60	6	1	100	1000
8	КТ3102Г	10	9	0,5	50	2500
9	КТ3107Г	20	12	3	200	1500
10	КТ3117А	70	15	1	300	500

3.4. Запустить выполнение анализа схемы. Вывести на экран частотные зависимости коэффициента передачи по току $K_i = I_k/I_{\sigma} = I(R5)/I(V1)$, где

$I(R5)$ – ток резистора $R5$, $I(V1)$ – ток источника напряжения $V1$, и коэффициента усиления по напряжению $K_u = U_{\text{вых}}/E_C = V(1)/V1(V1)$, где $V(1)$ – напряжение в узле 1, $V1(V1)$ – напряжение вывода 1 источника $V1$ (рис. 3.13). Необходимо пользоваться возможностью программы **Probe** строить графики математических выражений, включающих напряжения и токи схемы (см. подразд. 12.19).

Записать значения коэффициента усиления по току и напряжению для плоских участков характеристик $K_{i \max}$, $K_{u \max}$. Определить значения верхних граничных частот коэффициентов усиления по току и напряжению для различных значений C_K^* , соответствующих уровням $K_{i \max}/\sqrt{2}$, $K_{u \max}/\sqrt{2}$.

Как влияет увеличение емкости конденсатора C_K^ на частотную зависимость коэффициента усиления по току и напряжению усилителя?*

Сравнить значения коэффициентов усиления по току и напряжению для плоского участка частотных характеристик, полученные в результате моделирования, с расчетными значениями. Объяснить причину различий, если они имеются.

3.9. Контрольные вопросы

1. При выполнении каких условий БТ работает в режиме малого сигнала?
2. При выполнении каких условий БТ работает в режиме большого сигнала?
3. Для каких целей используется модель Эберса – Молла?
4. Можно ли использовать модель Эберса – Молла для описания работы БТ в режиме насыщения?
5. Какие эффекты не учитывает модель Эберса – Молла?
6. В каких случаях из малосигнальной эквивалентной Т-образной схемы БТ можно исключить емкости переходов?
7. Сопротивление какого резистора в эквивалентной Т-образной схеме БТ имеет максимальную величину по сравнению с другими и почему?
8. Какие свойства БТ моделирует управляемый источник тока в Т-образной схеме БТ?
9. Для чего в модели Эберса – Молла используются два управляемых источника тока?
10. Для описания какого режима работы БТ используются h-параметры?
11. Какие параметры модели Гуммеля – Пуна используются для описания явления модуляции ширины базы (эффекта Эрли)?
12. Какие параметры модели Гуммеля – Пуна используются для описания эффекта больших токов?
13. Чем обусловлена частотная зависимость коэффициента передачи по току БТ?
14. Чем обусловлено появление фазового сдвига между током коллектора и током эмиттера на высоких частотах?
15. Какая частота называется граничной частотой БТ?
16. Как связаны между собой граничная частота БТ и предельная частота коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ?
17. Какой из частотных параметров БТ имеет максимальное значение?

4. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

4.1. Модель Шихмана – Ходжеса

Модель Шихмана – Ходжеса является нелинейной моделью полевого транзистора (ПТ) с управляющим р-п-переходом и используется в модуле PSpice пакета OrCAD. Данная модель является точной, учитывает большинство явлений и особенностей ВАХ ПТ и поэтому может использоваться для описания ПТ, работающего как в режиме малого, так и в режиме большого сигнала. Эквивалентная схема ПТ с каналом n-типа, соответствующая данной модели, представлена на рис. 4.1.

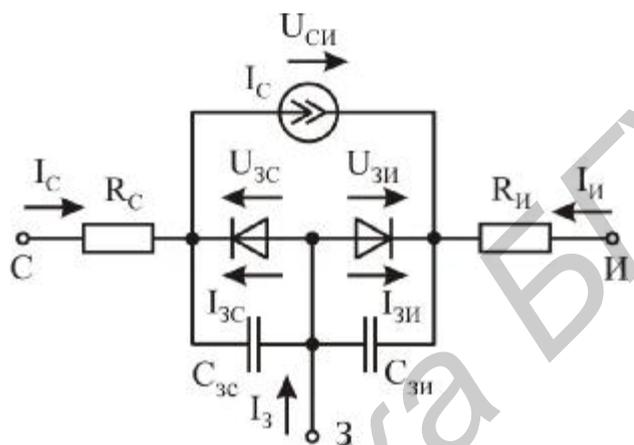


Рис. 4.1

Источник тока I_C моделирует нелинейные выходные ВАХ ПТ. При нормальном включении ПТ, когда $U_{СИ} \geq 0$, величина тока I_C определяется выражением

$$I_C = \begin{cases} 0, & U_{ЗИ} - U_{ЗИ\text{отс}} \leq 0, \\ \beta(U_{ЗИ} - U_{ЗИ\text{отс}})^2(1 + \lambda U_{СИ}), & 0 < U_{ЗИ} - U_{ЗИ\text{отс}} \leq U_{СИ}, \\ \beta U_{СИ} [2(U_{ЗИ} - U_{ЗИ\text{отс}}) - U_{СИ}](1 + \lambda U_{СИ}), & 0 < U_{СИ} \leq U_{ЗИ} - U_{ЗИ\text{отс}}, \end{cases} \quad (4.1)$$

где $U_{ЗИ\text{отс}}$ – напряжение отсечки затвор – исток, β – коэффициент прямой проводимости ПТ, λ – параметр модуляции длины канала ПТ. При обратном включении ПТ, когда $U_{СИ} \leq 0$, величина тока I_C определяется выражением

$$I_C = \begin{cases} 0, & U_{ЗС} - U_{ЗИ\text{отс}} \leq 0, \\ -\beta(U_{ЗС} - U_{ЗИ\text{отс}})^2(1 - \lambda U_{СИ}), & 0 < U_{ЗС} - U_{ЗИ\text{отс}} \leq -U_{СИ}, \\ \beta U_{СИ} [2(U_{ЗС} - U_{ЗИ\text{отс}}) + U_{СИ}](1 - \lambda U_{СИ}), & 0 < -U_{СИ} \leq U_{ЗС} - U_{ЗИ\text{отс}}. \end{cases} \quad (4.2)$$

В выражениях (4.1), (4.2) первая строка соответствует закрытому состоянию ПТ, вторая строка – режиму насыщения, третья – начальному линейному участку ВАХ ПТ.

Емкости переходов ПТ затвор – сток и затвор – исток, в которых преобладают барьерные емкости, описываются выражениями:

$$C_{зс} = \begin{cases} C_{зс}(0) \left(1 - \frac{U_{зс}}{\Phi_k}\right)^{-\gamma}, & U_{зс} \leq FC \cdot \Phi_k; \\ C_{зс}(0)(1 - FC)^{-(1+\gamma)} \left(1 - FC(1 + \gamma) + \frac{\gamma U_{зс}}{\Phi_k}\right), & U_{зс} > FC \cdot \Phi_k; \end{cases} \quad (4.3)$$

$$C_{зи} = \begin{cases} C_{зи}(0) \left(1 - \frac{U_{зи}}{\Phi_k}\right)^{-\gamma}, & U_{зи} \leq FC \cdot \Phi_k; \\ C_{зи}(0)(1 - FC)^{-(1+\gamma)} \left(1 - FC(1 + \gamma) + \frac{\gamma U_{зс}}{\Phi_k}\right), & U_{зи} > FC \cdot \Phi_k, \end{cases} \quad (4.4)$$

где $C_{зс}(0)$, $C_{зи}(0)$ – емкости переходов затвор – сток и затвор – исток при нулевом напряжении на них; Φ_k – контактная разность потенциалов переходов; FC – коэффициент нелинейности барьерной емкости переходов ПТ при прямом смещении; γ – коэффициент плавности p-n-переходов.

Токи диодов, моделирующих переходы ПТ затвор – сток и затвор – исток, представляются выражением (1.8), в котором отсутствует второе слагаемое, описывающее пробой перехода.

Резисторы R_C и R_I моделируют объемные сопротивления областей стока и истока и выполненных от них выводов.

Представленная модель ПТ является универсальной и ввиду ее сложности используется для машинного моделирования ПТ. В инженерной практике для проведения приближенных расчетов используют упрощенные модели ПТ, справедливые для отдельных режимов работы, которые будут рассмотрены ниже.

4.2. Дифференциальные параметры полевых транзисторов

При моделировании малосигнальных усилителей ПТ, так же, как и БТ, можно рассматривать как линейный четырехполюсник. Поскольку управление токами ПТ осуществляется электрическим полем (напряжением), то при таком описании необходимо использовать систему Y-параметров четырехполюсника. В этой системе независимыми переменными являются входное и выходное напряжения, а функциями – входной и выходной токи. При включении ПТ по схеме с общим истоком, когда входными переменными являются ток затвора $I_з$ и напряжение затвор – исток $U_{зи}$, а выходными – ток стока $I_с$ и напряжение сток – исток $U_{си}$, система таких уравнений, в общем виде комплексных, будет описываться выражениями

$$I_з = Y_{11и} U_{зи} + Y_{12и} U_{си}; \quad I_с = Y_{21и} U_{зи} + Y_{22и} U_{си}. \quad (4.5)$$

Физический смысл коэффициентов Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} устанавливается путем задания режима короткого замыкания (КЗ) на выходе $U_{си} = 0$ и входе $U_{зи} = 0$ ПТ:

$$Y_{11и} = \left. \frac{i_3}{U_{зи}} \right|_{U_{си}=0} \quad \text{– входная проводимость ПТ в режиме КЗ на выходе;}$$

$$Y_{21и} = \left. \frac{i_c}{U_{зи}} \right|_{U_{си}=0} \quad \text{– проводимость прямой передачи ПТ в режиме КЗ на выходе;}$$

$$Y_{12и} = \left. \frac{i_3}{U_{си}} \right|_{U_{зи}=0} \quad \text{– проводимость обратной связи ПТ в режиме КЗ на входе;}$$

$$Y_{22и} = \left. \frac{i_c}{U_{си}} \right|_{U_{зи}=0} \quad \text{– выходная проводимость ПТ в режиме КЗ на входе.}$$

Согласно выражениям (4.5), которые можно трактовать как уравнения, составленные согласно первому закону Кирхгофа, изображаем формальную эквивалентную схему ПТ, показанную на рис. 4.2.

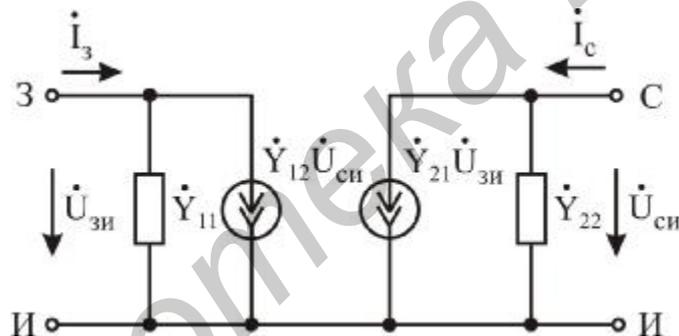


Рис. 4.2

При проведении расчетов низкочастотных малосигнальных усилителей можно пренебречь емкостями переходов ПТ и считать, что Y -параметры ПТ являются действительными величинами, а также пренебречь входным током ввиду его малости, т.е. считать, что $Y_{11и} = 0$ и $Y_{12и} = 0$. Формальная эквивалентная схема ПТ с учетом такого упрощения представлена на рис. 4.3.

Причем при расчетах используют дифференциальные параметры, которые имеют физический смысл, отличный от проводимости. Вместо проводимости прямой передачи $Y_{21и}$ используют численно равную ей крутизну $S = Y_{21и}$, которая показывает, насколько изменяется ток стока при изменении напряжения затвор – исток на 1 вольт, и измеряется в А/В (мА/В). Вместо выходной проводимости $Y_{22и}$ используют параметр, называемый дифференциальным внутренним сопротивлением ПТ, величина которого обратна выходной проводимости:

$$R_i = 1/Y_{22и}. \quad (4.6)$$

На рис. 4.4 показана эквивалентная схема ПТ, учитывающая такую замену. Для ПТ вводится еще один дифференциальный параметр – коэффициент усиления по напряжению, выражение для которого через параметры S и R_i можно получить, воспользовавшись эквивалентной схемой (рис. 4.4)

$$\mu = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{СИ}}}{U_{\text{ЗИ}}} = \frac{S U_{\text{ЗИ}} R_i}{U_{\text{ЗИ}}} = S R_i. \quad (4.7)$$

Данный параметр соответствует идеальному усилителю на ПТ, когда сопротивление нагрузки, включаемой в эквивалентной схеме между стоком и истоком, стремится к бесконечности. Однако в реальном усилителе имеется внутренняя нагрузка (резистор в цепи стока R_C) с конечным значением сопротивления. Поэтому коэффициент усиления по напряжению реального усилителя рассчитывается согласно выражению

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{СИ}}}{U_{\text{ЗИ}}} = \frac{S U_{\text{ЗИ}} (R_i \parallel R_C)}{U_{\text{ЗИ}}} = S \frac{R_i R_C}{R_i + R_C} = S_p R_i, \quad (4.8)$$

где $S_p = S \frac{R_C}{R_i + R_C}$ – рабочая крутизна ПТ в усилителе.

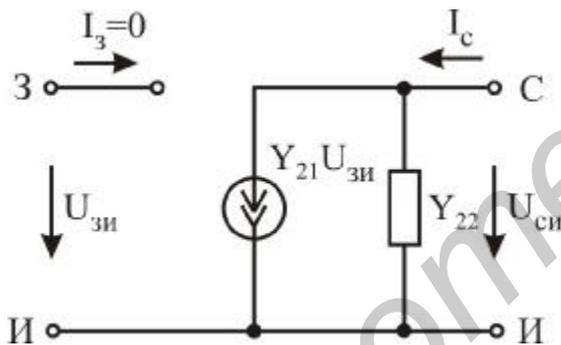


Рис. 4.3

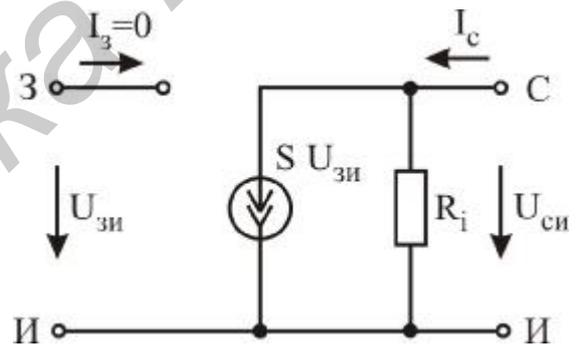


Рис. 4.4

Графический метод определения дифференциальных параметров S и R_i по семейству выходных ВАХ ПТ, включенного с общим истоком, показан на рис. 4.5. Воспользуемся выражениями для Y -параметров, в которых вместо комплексных амплитуд подставим конечные разности. Для расчета дифференциальной крутизны S и внутреннего сопротивления R_i в рабочей точке А ($U'_{\text{СИ}}, I'_C, U'_{\text{ЗИ}}$), необходимо выполнить построения, как показано на рис. 4.5, и воспользоваться следующими выражениями:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{\text{ЗИ}}} \Big|_{U_{\text{СИ}}=U'_{\text{СИ}}} = \frac{I^v_C - I^{iv}_C}{U'''_{\text{ЗИ}} - U''_{\text{ЗИ}}} \Big|_{U_{\text{СИ}}=U'_{\text{СИ}}}; \quad (4.9)$$

$$R_i = \frac{\Delta U_{\text{СИ}}}{\Delta I_C} \Big|_{U_{\text{ЗИ}}=U'_{\text{ЗИ}}} = \frac{U'''_{\text{СИ}} - U''_{\text{СИ}}}{I'''_C - I''_C} \Big|_{U_{\text{ЗИ}}=U'_{\text{ЗИ}}}. \quad (4.10)$$

4.3. Частотные свойства полевых транзисторов

Быстродействие ПТ ограничивается двумя факторами: конечным временем пролета носителей заряда вдоль канала, а также наличием емкостей переходов и объемных сопротивлений областей ПТ. Время пролета носителей определяется формулой

$$t_{\text{пр}} = \frac{l_{\text{к}}}{v} = \frac{l_{\text{к}}^2}{\mu U_{\text{СИ}}}, \quad (4.11)$$

где $l_{\text{к}}$ – длина канала, $v = \mu E = \mu U_{\text{СИ}}/l_{\text{к}}$ – скорость пролета основных носителей, μ – подвижность носителей, E – напряженность электрического поля в канале. Действие этого фактора начинает сказываться на частоте, на которой пролетное время становится соизмеримым с периодом высокочастотного сигнала, и изменение тока стока не успевает следовать за изменением входного напряжения затвор – исток, что приводит к уменьшению значения крутизны ПТ.

На рис. 4.6, а представлено устройство ПТ и привязка элементов его физической эквивалентной схемы к элементам полупроводниковой структуры, а на рис. 4.6, б – его физическая эквивалентная схема.

С ростом частоты усиливаемого сигнала реактивное сопротивление входной емкости ПТ будет уменьшаться и шунтировать источник входного сигнала, что приведет к уменьшению входного напряжения, а значит, и выходного. Так же, как и в БТ, в ПТ имеется емкость обратной связи $C_{\text{зс}}$, которая будет вносить в величину входной емкости наибольший вклад, поскольку из-за эффекта Миллера ее эквивалентная емкость, пересчитанная к входу, будет в $K_{\text{у}} + 1$ раз больше реальной:

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{зи}} + C_{\text{зп}} + C_{\text{зс экв}} = C_{\text{зи}} + C_{\text{зп}} + (K_{\text{у}} + 1)C_{\text{зс}}. \quad (4.12)$$

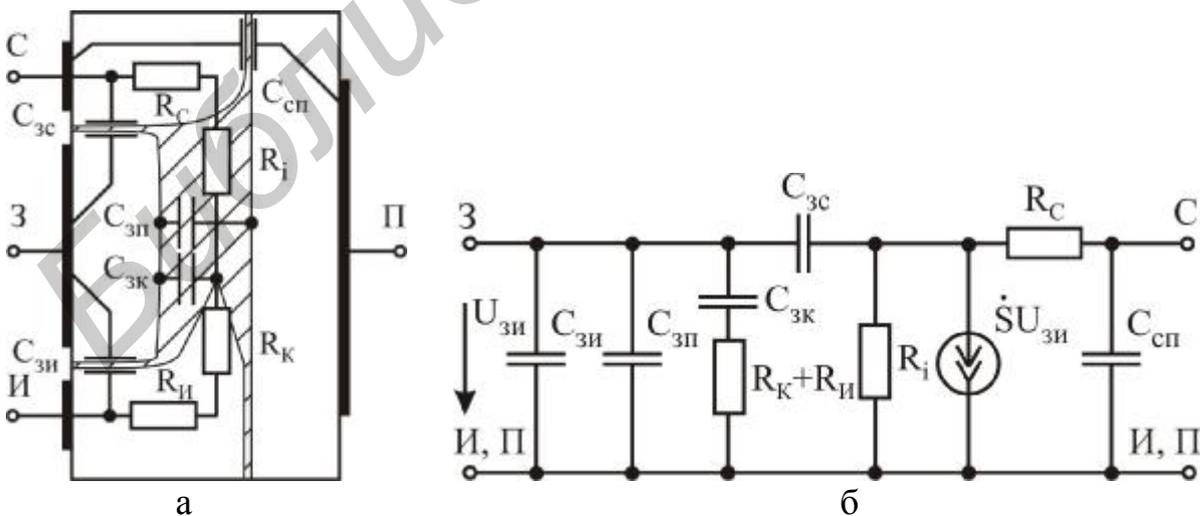


Рис. 4.6

В физическую эквивалентную схему (рис. 4.6, б) включен управляемый источник тока $\mathcal{S}U_{зи}$ с комплексной крутизной, который отражает частотную зависимость усилительных свойств ПТ, обусловленных наличием конечного времени пролета носителей, приводящего к отличию начальной фазы сигналов на выходе и входе ПТ на высоких частотах. Математическое описание зависимости комплексной крутизны от частоты дается выражением, подобным тому, которое описывает частотную зависимость комплексных коэффициентов передачи по току БТ:

$$\mathcal{S}(\omega) = |S(f)|e^{j\varphi_S(f)} = \frac{S}{1 + j(f/f_S)}, \quad (4.13)$$

где $|S(f)|$ – частотная зависимость модуля комплексной крутизны; $\varphi(f)$ – частотная зависимость начальной фазы комплексной крутизны; S – низкочастотное значение крутизны – дифференциальная крутизна, определяемая по ВАХ; f_S – предельная частота крутизны, на которой модуль крутизны уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его низкочастотным значением.

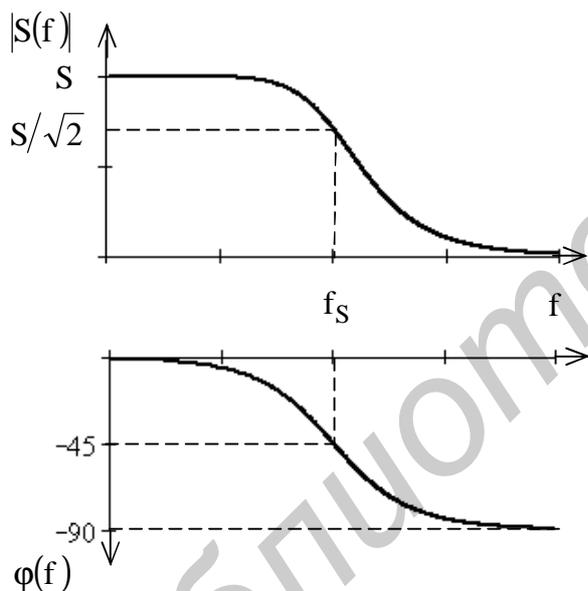


Рис. 4.7

Частотная зависимость модуля комплексной крутизны описывается выражением

$$|S(f)| = \frac{S}{\sqrt{1 + (f/f_S)^2}}. \quad (4.14)$$

На рис. 4.7 представлены графики зависимостей модуля и фазы комплексной крутизны ПТ от частоты. На низких частотах фаза комплексной крутизны стремится к 0 , на высоких частотах – к -90° , а на частоте, равной предельной частоте крутизны f_S , фаза равна -45° .

Уменьшение модуля крутизны с ростом частоты приводит к уменьшению коэффициентов усиления по напряжению и по мощности усилителей

на основе ПТ.

Для расширения диапазона рабочих частот ПТ необходимо:

уменьшать их геометрические размеры – длину канала и площади поперечного сечения переходов, уменьшая тем самым время пролета и емкости переходов;

увеличивать скорость движения носителей в канале, используя для создания ПТ полупроводниковые материалы с большей подвижностью носителей заряда (арсенид галлия, фосфид индия) и используя в качестве управляющего перехода барьер Шоттки (выпрямляющий контакт металл-полупроводник);

увеличивать скорость движения носителей в канале, используя свойства структур ряда гетерогенных переходов, в которых возникает слой двумерного электронного газа.

Два последних способа повышения быстродействия ПТ используются в структурах, которые называются полевой транзистор с барьером Шоттки (ПТШ) и полевой транзистор с высокой подвижностью электронов, или гетеропереходный полевой транзистор.

4.4. Аппроксимация вольт-амперных характеристик

При расчете усилителей на ПТ по постоянному току вместо достаточно сложных при инженерных расчетах соотношений для тока стока (4.1) и (4.2) очень часто используют упрощенные выражения, которые также используют кусочную аппроксимацию ВАХ ПТ.

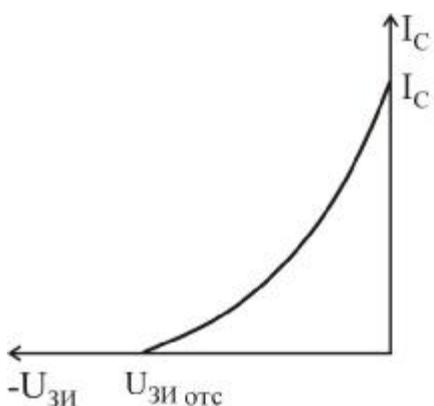


Рис. 4.8

Передаточная характеристика ПТ $I_C = f(U_{ЗИ})|_{U_{СИ} = \text{const}}$, показанная на рис. 4.8, описывается выражением

$$I_C(U_{ЗИ}) = I_{C \text{ нач}} \left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ \text{ отс}}} \right)^2, \quad (4.15)$$

где $I_{C \text{ нач}}$ – начальный ток стока, соответствующий напряжению $U_{СИ} = 0$.

Семейство выходных характеристик ПТ $I_C = f(U_{СИ})|_{U_{ЗИ} = \text{const}}$ (см. рис. 4.5) на начальном участке при $U_{СИ} < U_{СИ \text{ нас}}$ рассчитывается по формуле

$$I_C(U_{СИ}) = \frac{I_{C \text{ нач}}}{U_{ЗИ \text{ отс}}} (2U_{СИ \text{ нас}} \cdot U_{СИ} - U_{СИ}^2), \quad (4.16)$$

где $U_{СИ \text{ нас}} = U_{ЗИ} - U_{ЗИ \text{ отс}}$ – напряжение сток – исток насыщения.

В области насыщения $U_{СИ} > U_{СИ \text{ нас}}$ для упрощения таких расчетов считается, что ток стока не зависит от величины напряжения $U_{СИ}$, а задается только напряжением $U_{ЗИ}$ согласно (4.15).

Удобство использования выражений (4.15) и (4.16) состоит в том, что они включают легко определяемые экспериментально параметры $I_{C \text{ max}}$ и $U_{ЗИ \text{ отс}}$.

Воспользовавшись (4.15), легко получаем выражение для дифференциальной крутизны ПТ:

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}} = \frac{2I_{C \text{ нач}}}{U_{ЗИ \text{ отс}}^2} (U_{ЗИ} - U_{ЗИ \text{ отс}}) = \frac{2}{|U_{ЗИ \text{ отс}}|} \sqrt{I_{C \text{ нач}} I_C}, \quad (4.17)$$

а также максимальное значение крутизны, соответствующее напряжению $U_{ЗИ} = 0$:

$$S_{\max} = \frac{2I_{C \text{ нач}}}{|U_{ЗИ \text{ отс}}|}. \quad (4.18)$$

4.5. Влияние температуры на вольт-амперные характеристики

Зависимость тока стока от температуры обусловлена влиянием температуры на величину контактной разности электронно-дырочного перехода и подвижность носителей заряда в канале ПТ. С одной стороны, рост температуры приводит к уменьшению контактной разности потенциалов, уменьшению ширины управляющего перехода, т.е. расширению канала, а значит, уменьшению его сопротивления и росту величины тока стока. С другой стороны, увеличение температуры приводит к уменьшению подвижности носителей заряда, а значит, увеличению сопротивления канала и уменьшению тока стока.

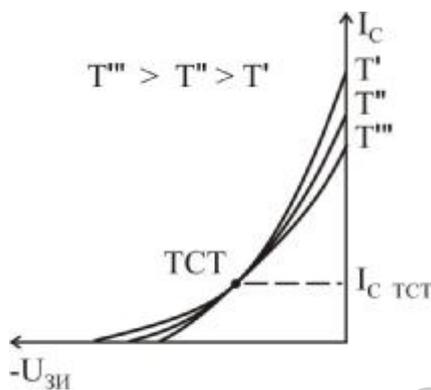


Рис. 4.9

Графики передаточных характеристик ПТ для различных температур представлены на рис. 4.9. В точке пересечения этих графиков ток стока не зависит от температуры, поскольку в ней рассмотренные выше два фактора компенсируют друг друга. Такая точка характеристик ПТ называется *термостабильной точкой* (ТСТ).

Ток стока в ТСТ определяется по формуле

$$I_{C \text{ ТСТ}} = I_{C \text{ нач}} \left(\frac{0,4 \text{ В}}{U_{ЗИ \text{ отс}}} \right). \quad (4.19)$$

Если подставить (4.19) в (4.17), то можно легко определить крутизну в ТСТ:

$$S_{\text{ТСТ}} = \frac{I_{C \text{ ТСТ}}}{0,32 \text{ В}}. \quad (4.20)$$

Рабочая точка различных устройств на ПТ, предназначенных для работы в широком диапазоне температур, должна совпадать с ТСТ, чтобы изменения температуры не влияли на характеристики и параметры этих устройств.

4.6. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить основные математические модели ПТ.
2. С помощью пакета OrCAD построить семейства передаточных и выходных характеристик ПТ и выполнить расчет его дифференциальных параметров.
3. Изучить влияние температуры на ВАХ ПТ.

Порядок выполнения задания:

1. Для заданного ПТ с использованием пакета **OrCAD** построить семейства передаточных $I_C = f(U_{ЗИ})|_{U_{СИ} = \text{const}}$ и выходных $I_C = f(U_{СИ})|_{U_{ЗИ} = \text{const}}$ ВАХ для включения с ОИ, определить значения $I_{C \text{ нач}}$, $U_{ЗИ \text{ отс}}$ и рассчитать его дифференциальные параметры S и R_i в заданной рабочей точке $U_{ЗИ} = 0,5 \cdot U_{ЗИ \text{ отс}}$, $U_{СИ} = 5 \text{ В}$. Справочные данные для используемых в задании ПТ представлены в прил. 3.

1.1. Для построения семейства передаточных ВАХ ПТ с каналом n-типа необходимо создать документ **Schematics**, содержащий схему, показанную на рис. 4.10. Для транзистора с каналом p-типа необходимо изменить полярность подключения источников напряжения на противоположную. В схеме использовать источники постоянного напряжения – **VDC**.

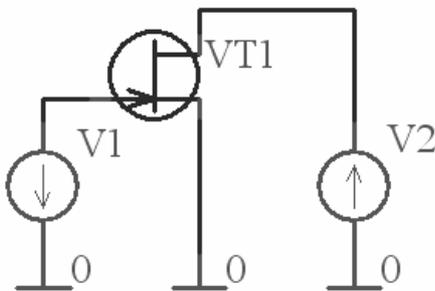


Рис. 4.10

1.2. Установить параметры анализа **DC Sweep**, задав линейное изменение источника входного напряжения $V1 = U_{ЗИ}$ от 0 В до напряжения большего, чем ожидаемое значение $U_{ЗИ \text{ отс}}$, с шагом 0,05 В. Установить значение источника выходного напряжения $V2 = 5 \text{ В}$. В качестве значения напряжения источника $V1 = U_{ЗИ}$ можно использовать значение по умолчанию.

1.3. Запустить выполнение анализа схемы. Вывести на экран график зависимости $I_C = f(U_{ЗИ})$ при $U_{СИ} = 5 \text{ В}$. Пользуясь электронным курсором программы **Probe**, определить $I_{C \text{ нач}}$, $U_{ЗИ \text{ отс}}$.

1.4. Для построения семейства выходных ВАХ необходимо установить параметры анализа **DC Sweep**, задав линейное изменение источника выходного напряжения $V2 = U_{СИ}$ от 0 до 10 В с шагом 0,05 В. Установить параметры анализа **Parametric**, задав изменение источника входного напряжения $V1 = U_{ЗИ}$ списком значений $0; 0,25U_{ЗИ \text{ отс}}; 0,5U_{ЗИ \text{ отс}}; 0,75U_{ЗИ \text{ отс}}$. Для этого необходимо организовать два вычислительных цикла. Внутренний цикл задает изменение напряжения сток – исток $U_{СИ}$, а внешний – изменение напряжения $U_{ЗИ}$.

1.5. Запустить выполнение анализа схемы. Вывести на экран графики зависимостей $I_C = f(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ} = \text{const}$. Пользуясь двумя электронными курсорами программы **Probe**, рассчитать дифференциальные параметры S и R_i в заданной рабочей точке $U_{ЗИ} = 0,5 \cdot U_{ЗИ \text{ отс}}$, $U_{СИ} = 5 \text{ В}$. Рассчитать также дифференциальный коэффициент усиления по напряжению ПТ μ . Свести в таблицу в рабочей тетради координаты точек графика, по которым

проводился расчет, а также полученные значения дифференциальных параметров.

1.6. Получить значения дифференциальных параметров ПТ с использованием расчета передаточных функций по постоянному току (**Transfer Function**). Для этого установить значения источников напряжения, соответствующие заданной рабочей точке ПТ $V1 = 0,5 \cdot U_{\text{ЗИотс}}$; $V2 = 5 \text{ В}$. В окне раздела меню **Analysis/Setup/Transfer Function** в качестве выходной переменной (**Output Variable**) необходимо выбрать ток выходного источника напряжения $I(V2)$, а в качестве входной переменной (**Input Variable**) – напряжение входного источника напряжения $V1$.

1.7. Запустить выполнение анализа схемы. После появления окна программы просмотра результатов расчета (**Probe**) необходимо открыть выходной файл, нажав на панели инструментов кнопку  или выбрав раздел меню **View/ Output File**. В разделе SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS (малосигнальные характеристики) выходного файла содержатся рассчитанные значения трех малосигнальных параметров исследуемого ПТ.

Пример.

**** SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

$I(V_V2)/V_V1 = 3.532E-03$

INPUT RESISTANCE AT $V_V1 = 8.931E+12$

OUTPUT RESISTANCE AT $I(V_V2) = 1.306E+05$

Первая строка после заголовка раздела соответствует отношению выходного тока к входному напряжению, т.е. крутизне ПТ S ; вторая строка – дифференциальному сопротивлению управляющего перехода (дифференциальному входному сопротивлению ПТ); третья строка – дифференциальному внутреннему сопротивлению ПТ R_i . Свести полученные значения в таблицу.

Сравните значения параметров, полученные разными способами.

1.8. Определить максимальное значение крутизны S_{max} .

2. Построить передаточные характеристики ПТ $I_C = f(U_{\text{ЗИ}})|_{U_{\text{СИ}} = \text{const}}$ (при $U_{\text{СИ}} = 5 \text{ В}$) для различных температур (20, 50 и 80°C), определить координаты ТСТ и рассчитать значения дифференциальных параметров ПТ в этой точке.

2.1. Установить параметры анализа **DC Sweep**, задав линейное изменение источника входного напряжения $V1 = U_{\text{ЗИ}}$ от 0 В до напряжения большего, чем известное значение $U_{\text{ЗИотс}}$, с шагом 0,05 В. Установить значение источника выходного напряжения $V2 = 5 \text{ В}$. В качестве значения напряжения источника $V1 = U_{\text{ЗИ}}$ можно использовать значение по умолчанию. Установить параметры анализа **Parametric**, задав изменение температуры списком указанных значений. При этом организованы два вычислительных

цикла. Внутренний цикл задает изменение напряжения затвор – исток $U_{ЗИ}$, а внешний – изменение температуры.

2.2. Запустить выполнение анализа схемы. Вывести на экран графики зависимостей $I_C = f(U_{ЗИ})$ при $U_{СИ} = \text{const}$ для трех значений температуры. Пользуясь электронным курсором программы **Probe**, определить координаты ТСТ (точки пересечения трех графиков) $I_{C\text{ ТСТ}}$, $U_{ЗИ\text{ ТСТ}}$.

2.3. Выполнить пп. 1.6 и 1.7 для рабочей точки, соответствующей ТСТ ($U_{ЗИ} = U_{ЗИ\text{ ТСТ}}$ и $U_{СИ} = 5\text{ В}$), и определить значения дифференциальных параметров ПТ в ней. Свести полученные значения в таблицу.

3. По полученным в п.1 значениям $I_{C\text{ нач}}$ и $U_{ЗИ\text{ отс}}$ с использованием упрощенных выражений рассчитать значения крутизны в заданной рабочей точке (п. 1), а также координаты ТСТ и значение крутизны в этой точке.

Сравните значения параметров, рассчитанных в п. 3 и в пп. 1 и 2. Объясните, чем вызвано различие значений?

4.7. Контрольные вопросы

1. Изобразите эквивалентную схему ПТ, соответствующую модели Шихмана – Ходжеса. Поясните физический смысл элементов этой модели.

2. Почему емкости модели Шихмана – Ходжеса описываются выражениями, соответствующими барьерной емкости р-п-перехода?

3. Почему при описании ПТ в малосигнальном режиме на низких частотах не используют входную проводимость ПТ и проводимость обратной связи по напряжению?

4. Что показывает крутизна ПТ?

5. Изобразите формальную эквивалентную схему ПТ в системе Y-параметров.

6. Изобразите физическую малосигнальную эквивалентную схему ПТ. Какие свойства ПТ моделирует управляемый источник тока?

7. Где на передаточной характеристике ПТ располагается точка с максимальной крутизной?

8. Что такое термостабильная точка ПТ? Чем объясняется ее наличие?

9. Какие факторы определяют частотную зависимость усилительных свойств ПТ?

10. Как можно расширить рабочий диапазон ПТ?

11. Изобразите семейство выходных характеристик ПТ для различных температур.

12. Получите выражение для эквивалентной величины емкости обратной связи C_{3C} при ее пересчете на вход ПТ. Для этого определите величину комплексного тока емкости C_{3C} по известным амплитудам напряжения на входе ПТ $U_{ВХ}$ и на выходе ПТ – $U_{ВЫХ} = -K_u \cdot U_{ВХ}$.

5. ТЕМПЕРАТУРНАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ УСИЛИТЕЛЕЙ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

5.1. Принцип действия усилителя

Основной областью применения биполярных транзисторов (БТ) является усиление электрических сигналов. **Усилителем электрического сигнала** называется устройство, предназначенное для усиления *мощности* сигнала, поданного на его вход. Процесс усиления основан на преобразовании активным элементом (биполярным или полевым транзистором) энергии источника постоянного напряжения в энергию переменного напряжения на нагрузке при изменении сопротивления активного элемента под действием входного сигнала.

Рассмотрим процесс усиления электрических сигналов на примере простейшего усилительного каскада на БТ, включенном по схеме с ОЭ, принципиальная схема которого показана на рис. 5.1. При отсутствии переменного сигнала на входе усилителя наличие источника постоянного напряжения (источника питания) $U_{ИП}$ приводит к протеканию через выводы БТ постоянных токов: базы I_B , коллектора I_K и установлению между его выводами постоянных напряжений: база – эмиттер $U_{БЭ}$ и коллектор – эмиттер $U_{КЭ}$ (см. рис. 5.1). Такой режим работы БТ называют **статическим** или **режимом работы по постоянному току** (режимом покоя). Совокупность постоянных токов выводов БТ $I_B = I_{B0}$, $I_K = I_{K0}$ и напряжений между ними $U_{БЭ} = U_{БЭ0}$, $U_{КЭ} = U_{КЭ0}$ задает **рабочую точку транзистора в режиме покоя**. Значения токов и напряжений рабочей точки в режиме покоя определяются напряжением источника питания $U_{ИП}$ и сопротивлением резисторов R_B и R_K .

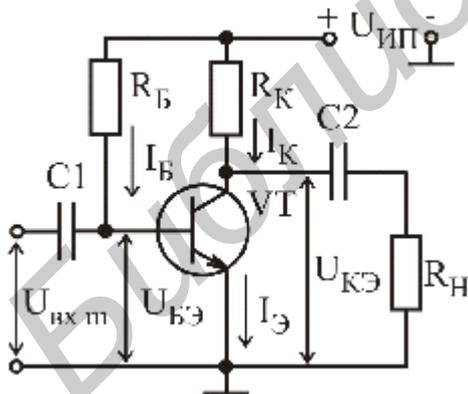


Рис. 5.1

Согласно второму закону Кирхгофа для схемы усилителя (см. рис. 5.1) можно записать уравнения

$$U_{ИП} = I_B R_B + U_{БЭ}, \quad (5.1)$$

$$U_{ИП} = I_K R_K + U_{КЭ}. \quad (5.2)$$

Таким образом, источник напряжения $U_{ИП}$ вместе с резистором R_B задают постоянный ток базы транзистора:

$$I_B = \frac{U_{ИП} - U_{БЭ}}{R_B} \approx \frac{U_{ИП}}{R_B}, \quad (5.3)$$

который в свою очередь задает коллекторный ток покоя:

$$I_K = h_{21Э} I_B. \quad (5.4)$$

Резистор R_K определяет напряжение $U_{КЭ}$:

$$U_{КЭ} = U_{ИП} - I_K R_K. \quad (5.5)$$

Поскольку согласно (5.3) ток базы зависит только от $U_{ИП}$ и R_B , то такой способ задания рабочей точки БТ (см. рис. 5.1) называют **фиксированным током базы**.

Усиливаемый сигнал с амплитудой напряжения $U_{вх м}$ подается на базу транзистора через конденсатор C_1 большой емкости, сопротивление которого для переменного напряжения мало. Усиленный сигнал с коллектора транзистора подается на резистор нагрузки R_H через конденсатор большой емкости C_2 . Конденсаторы C_1 и C_2 называются **разделительными**, поскольку они препятствуют протеканию постоянного тока от источника питания $U_{ИП}$ через нагрузку и источник входного сигнала. Таким образом, конденсаторы C_1 и C_2 выполняют две функции: обеспечивают связь по переменному току между источником сигнала, усилителем и нагрузкой; устраняют влияние источника сигнала и нагрузки на рабочую точку активного элемента.

На рис. 5.2 показаны графические построения на семействах входных и выходных характеристик БТ с ОЭ, которые поясняют процесс усиления электрического сигнала с помощью БТ. Положение рабочей точки A на семействе выходных характеристик (рис. 5.2, а) определяется точкой пересечения выходной характеристики, соответствующей току базы $I_B = I_{B0}$, и **нагрузочной прямой по постоянному току**, график которой в системе координат $I_K = f(U_{КЭ})$ описывается уравнением

$$I_K(U_{КЭ}) = \frac{U_{ИП} - U_{КЭ}}{R_K}, \quad (5.6)$$

полученным из (5.2). Нагрузочная прямая по постоянному току строится по точкам пересечения с осями координат:

$$I_K = \frac{U_{ИП}}{R_K}, \text{ когда } U_{КЭ} = 0; \quad U_{КЭ} = U_{ИП}, \text{ когда } I_K = 0.$$

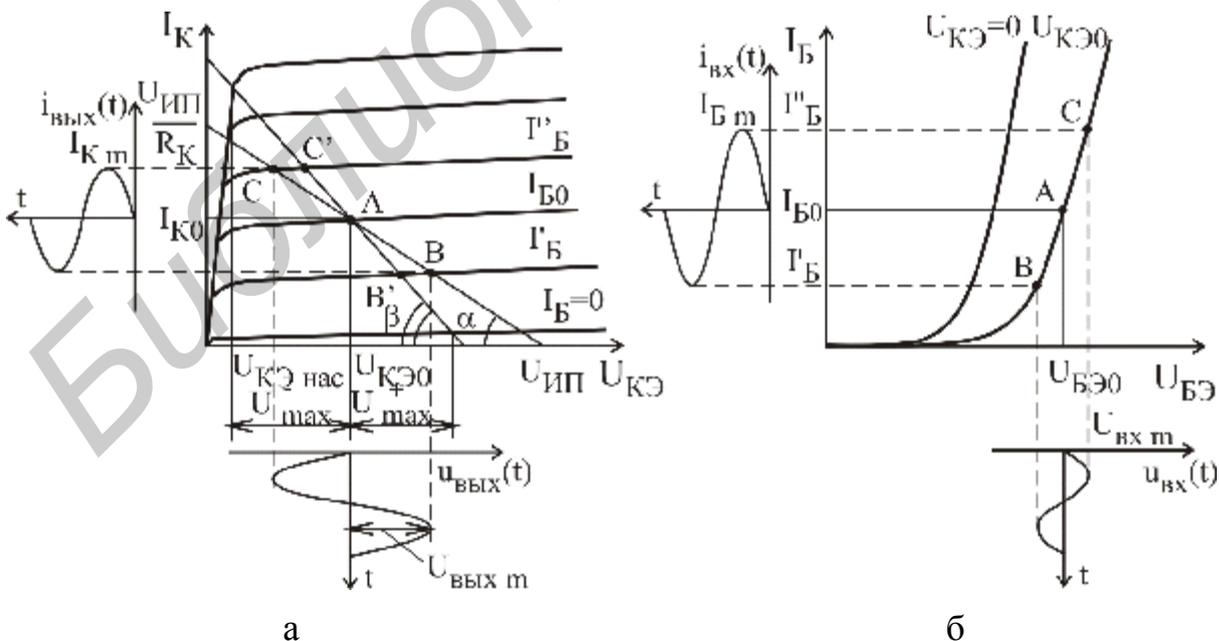


Рис. 5.2

Таким образом, нагрузочная прямая – геометрическое место рабочих точек активного элемента при конкретных значениях напряжения источника питания $U_{ИП}$ и сопротивления резистора R_K . Тангенс ее угла наклона к оси абсцисс α обратно пропорционален сопротивлению резистора R_K :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{1}{R_K}.$$

Положение рабочей точки А на семействе входных характеристик (рис. 5.2, б) определяется постоянным током базы $I_B = I_{B0}$ и напряжением $U_{КЭ} = U_{КЭ0}$.

При действии на входе усилителя переменного напряжения, изменяющегося по гармоническому закону с малой амплитудой $U_{вх\ m}$ и низкой частотой f :

$$u_{вх}(t) = U_{вх\ m} \sin(2\pi ft), \quad (5.7)$$

ток базы будет также изменяться по гармоническому закону. Причем мгновенные значения тока базы будут соответствовать точкам, лежащим на отрезке ВС одной и той же входной характеристики. Это обусловлено тем, что в активном режиме положение входных характеристик слабо зависит от напряжения $U_{КЭ}$.

Изменение базового тока БТ приводит к изменению тока коллектора, а значит, согласно (5.2) – к изменению напряжения $U_{КЭ}$. При отсутствии резистора R_H ($R_H = \infty$) мгновенные значения I_K и $U_{КЭ}$ будут соответствовать точкам отрезка ВС нагрузочной прямой по постоянному току. Крайние точки отрезка определяются пересечением с выходными характеристиками, соответствующими токам базы $I'_B = I_{B0} - I_{б\ m}$; $I''_B = I_{B0} + I_{б\ m}$, где $I_{б\ m}$ – амплитуда тока базы. Чтобы не происходило искажения формы сигнала, отрезок ВС должен соответствовать активному режиму работы БТ.

Входное и выходное напряжения усилителя изменяются в противофазе. Увеличению входного напряжения соответствует уменьшение выходного и наоборот. Усилительный каскад на БТ с ОЭ изменяет фазу входного сигнала на 180° .

Для получения максимального значения амплитуды выходного неискаженного сигнала $U_{вых\ max}$ рекомендуется задавать напряжение коллектор-эмиттер в точке покоя равным половине напряжения питания $U_{КЭ0} \approx U_{ИП}/2$. В этом случае $U_{вых\ max}$ практически будет равно половине напряжения питания $U_{вых\ max} \approx U_{ИП}/2$.

Если к выходу усилителя подключена нагрузка с конечным значением сопротивления R_H , то значения коллекторного тока I_K и напряжения $U_{КЭ}$ будут соответствовать точкам отрезка В'С', лежащего на **нагрузочной прямой по переменному току** (см. рис. 5.2, а), которая проводится через рабочую точку А. Тангенс угла наклона ее к оси абсцисс β обратно пропорционален сопротивлению параллельно включенных резисторов R_K и R_H :

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{1}{R_K \parallel R_H},$$

где $R_K \parallel R_H = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}$, поскольку для переменного тока эти резисторы включены параллельно. График нагрузочной прямой по переменному току описывается выражением

$$I_K(U_{KЭ}) = \frac{I_{K0}(R_K \parallel R_H) + U_{KЭ0} - U_{KЭ}}{R_K \parallel R_H} \quad (5.8)$$

и может быть построен по точкам пересечения с осями координат:

при $U_{KЭ} = 0$ $I_K = I_{K0} + \frac{U_{KЭ0}}{R_K \parallel R_H}$; при $I_K = 0$ $U_{KЭ} = U_{KЭ0} + I_{K0}(R_K \parallel R_H)$.

При подключении нагрузки R_H уменьшается максимальное значение амплитуды выходного напряжения за счет уменьшения верхней полуволны $U_{\text{ВЫХ max}}^+$ (см. рис. 5.2, а).

Амплитуда выходного напряжения связана с амплитудой коллекторного тока соотношением

$$U_{\text{ВЫХ m}} = I_{\text{K m}}(R_K \parallel R_H). \quad (5.9)$$

Поскольку обычно выполняется неравенство $R_B \gg h_{11э}$, то для амплитуды входного напряжения можно записать

$$U_{\text{ВХ m}} = I_{\text{K m}} h_{11э}. \quad (5.10)$$

Тогда **коэффициент усиления по напряжению** определяется выражением

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ m}}}{U_{\text{ВХ m}}} = \frac{I_{\text{K m}}(R_K \parallel R_H)}{I_{\text{б m}} h_{11э}} = \left| I_{\text{K m}} = h_{21э} I_{\text{б m}} \right| = h_{21э} \frac{R_K \parallel R_H}{h_{11э}}. \quad (5.11)$$

Поскольку мощность, потребляемую базовой цепью транзистора, можно представить выражением

$$P_{\text{ВХ}} = I_{\text{б m}}^2 h_{11э} / 2, \quad (5.12)$$

а мощность, отдаваемую в нагрузку, выражением

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ m}}^2}{2R_H} = \frac{I_{\text{K m}}^2 R_H}{2} = \frac{I_{\text{K m}}^2 (R_K \parallel R_H)^2}{2R_H}, \quad (5.13)$$

то **коэффициент усиления по мощности** можно представить в виде

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{K m}}^2 (R_K \parallel R_H)^2}{2R_H} \frac{2}{I_{\text{б m}}^2 h_{11э}} = \frac{h_{21э}^2 (R_K \parallel R_H) R_K}{h_{11э} (R_K + R_H)} \gg 1. \quad (5.14)$$

Входной сигнал малой мощности $P_{\text{ВХ}}$ управляет выходным сопротивлением БТ, за счет чего происходит преобразование энергии источника питания $U_{\text{ИП}}$ в выходной переменный сигнал большой мощности $P_{\text{ВЫХ}}$.

При расчете усилителя необходимо помнить, что углы наклона нагрузочных прямых по постоянному и переменному току не должны отличаться более чем на 20 %, иначе сильно уменьшится максимальное значение амплитуды выходного сигнала, что резко снизит коэффициент полезного действия (КПД) усилителя:

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0}, \text{ где } P_0 = I_{\text{К0}} \cdot U_{\text{ИП}}. \quad (5.15)$$

Поэтому соотношение между сопротивлением нагрузки и сопротивлением резистора $R_{\text{К}}$ рекомендуется выбирать согласно выражению

$$R_{\text{Н}} = (2...5)R_{\text{К}}. \quad (5.16)$$

В этом случае амплитуда коллекторного тока будет составлять

$$I_{\text{К м}} = (3...6)I_{\text{Н м}}. \quad (5.17)$$

Обычно исходными данными при расчете усилителя является выходная мощность $P_{\text{ВЫХ}}$ и сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$, тогда амплитуда тока в нагрузке определяется выражением

$$I_{\text{Н м}} = \sqrt{2P_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{Н}}}. \quad (5.18)$$

Зная ее, можно определить требуемый режим покоя БТ и его максимально допустимые параметры:

амплитуду коллекторного тока $I_{\text{К м}}$ согласно (5.17);

постоянный ток коллектора $I_{\text{К0}} = (1,1...1,2)I_{\text{К м}}$;

допустимый ток коллектора $I_{\text{К доп}} = 2I_{\text{К0}}$;

амплитуду выходного напряжения (коллектор – эмиттер) $U_{\text{ВЫХ м}} = R_{\text{Н}}I_{\text{Н м}}$;

постоянную составляющую напряжения коллектор – эмиттер $U_{\text{КЭ0}} = (1,1...1,2)U_{\text{ВЫХ м}}$;

напряжение источника питания $U_{\text{ИП}} = 2U_{\text{КЭ0}}$;

допустимое напряжение коллектор – эмиттер $U_{\text{КЭ доп}} > 1,2U_{\text{ИП}}$.

Транзистор выбирают таким образом, чтобы рассчитанные допустимые значения напряжения $U_{\text{КЭ доп}}$ и тока $I_{\text{К доп}}$ не превышали его соответствующих максимально допустимых параметров:

$$U_{\text{КЭ доп}} < U_{\text{КЭ max}}, I_{\text{К доп}} < I_{\text{К max}}.$$

При выборе режима покоя, расчете амплитудных значений коллекторного тока и выходного напряжения необходимо учитывать их возможное изменение при работе усилителя в широком диапазоне температур, что обусловлено влиянием изменения температуры на параметры БТ и в конечном итоге – на его ВАХ.

5.2. Схемы стабилизации положения рабочей точки

Влияние температуры на ВАХ БТ и положение рабочей точки показано на рис. 5.3. При увеличении температуры растет значение статического коэффициента передачи по току $h_{21Э}$, что приводит к подъему семейства выходных ВАХ (рис. 5.3, а). С ростом температуры входная характеристика смещается влево. Влияние температуры на входные ВАХ описывается температурным коэффициентом напряжения:

$$TKH = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta T} \right|_{I_B = \text{const}} = -2,2 \frac{\text{мВ}}{^{\circ}\text{C}}.$$

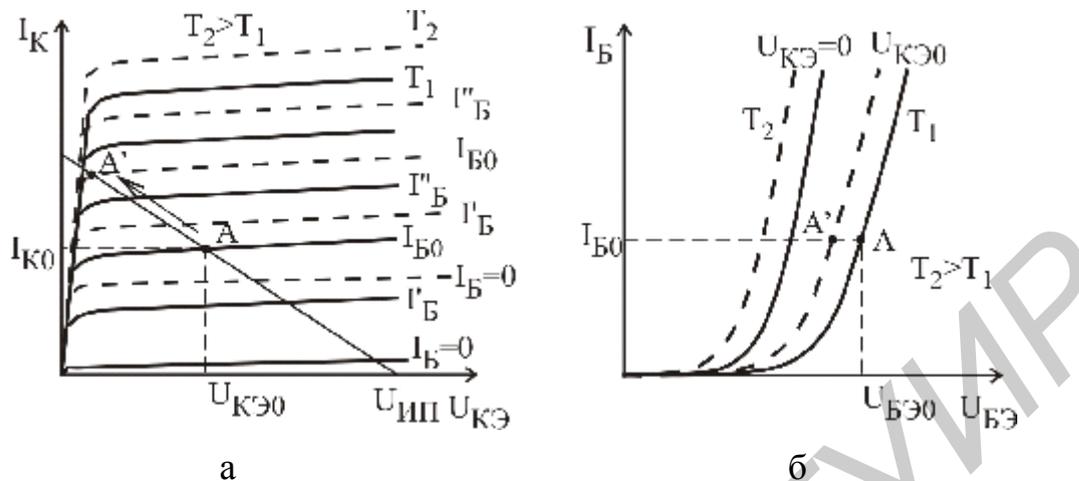


Рис. 5.3

Увеличение температуры приводит к перемещению рабочей точки БТ в схеме с фиксированным током базы вверх по нагрузочной прямой ближе к режиму насыщения: растет ток коллектора I_K и уменьшается напряжение $U_{КЭ}$. Это приводит к уменьшению максимального значения амплитуды выходного сигнала и снижению КПД усилителя. Для устранения влияния температуры на параметры усилителя используется ряд способов стабилизации рабочей точки БТ.

На рис. 5.4 представлена принципиальная схема усилительного каскада на БТ с **коллекторной стабилизацией** рабочей точки. Согласно второму закону Кирхгофа для данной схемы можно записать два уравнения:

$$U_{ИП} = (I_K + I_B)R_K + U_{КЭ}; \quad (5.19)$$

$$U_{КЭ} = I_B R_B + U_{БЭ}. \quad (5.20)$$

В данной схеме с помощью резистора R_B , подключенного к коллектору БТ, осуществляется отрицательная **обратная связь** (передача выходного сигнала на вход) по напряжению, параллельная по входу, за счет которой и осуществляется стабилизация режима покоя.

Изменение выходного напряжения, обусловленное изменением температуры, создает противофазное изменение тока базы, препятствующее изменению рабочей точки. Принцип действия схемы коллекторной стабилизации состоит в следующем: с ростом температуры растет $h_{21Э}$, что приводит к росту I_K и уменьшению $U_{КЭ}$. Согласно выражению (5.20):

$$I_B = \frac{U_{КЭ} - U_{БЭ}}{R_B},$$

т.е. уменьшение $U_{КЭ}$ приводит к уменьшению I_B , а значит, и к уменьшению I_K . Поэтому в схеме с коллекторной стабилизацией положение рабочей точки зависит от температуры и других дестабилизирующих факторов в меньшей степени, чем в схеме с фиксированным током базы.

На рис. 5.5 показана принципиальная схема усилительного каскада с эмиттерной стабилизацией рабочей точки БТ, в которой осуществляется отрицательная обратная связь по току, параллельная по входу.

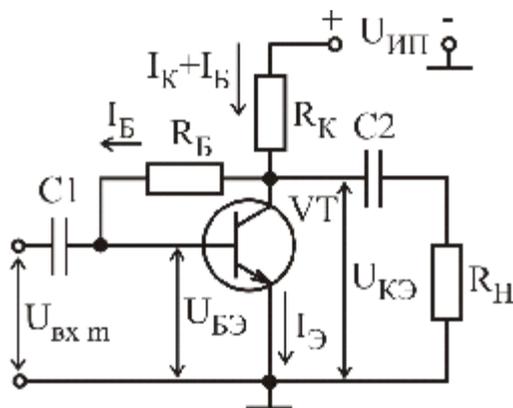


Рис. 5.4

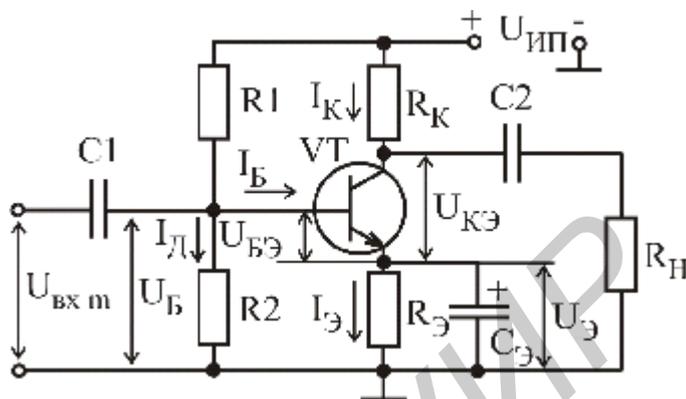


Рис. 5.5

Для схемы справедливы следующие уравнения:

$$U_{ИП} = I_K R_K + U_K = I_K R_K + U_{КЭ} + U_{Э}; \quad (5.21)$$

$$U_{ИП} = (I_B + I_D) R_1 + U_B; \quad (5.22)$$

$$U_{Э} = I_{Э} R_{Э}; \quad (5.23)$$

$$U_B = U_{БЭ} + U_{Э} = I_D R_2. \quad (5.24)$$

Делитель напряжения, образованный резисторами R_1 и R_2 , задает напряжение на базе транзистора U_B . Изменение тока коллектора, обусловленное изменением температуры, создает противофазное изменение напряжения база – эмиттер $U_{БЭ}$ транзистора с помощью резистора $R_{Э}$. С ростом температуры за счет смещения входных ВАХ транзистора увеличивается ток базы I_B , что приводит к росту тока коллектора I_K и уменьшению напряжения на коллекторе $U_{КЭ}$. Растет также и ток эмиттера, что приводит к увеличению падения напряжения на резисторе $R_{Э}$ и уменьшению напряжения $U_{БЭ}$, а значит, к уменьшению тока базы и соответственно тока коллектора.

Конденсатор $C_{Э}$ устраняет отрицательную обратную связь по переменному току, существующую в схеме, и увеличивает тем самым коэффициент усиления по напряжению. Данная схема уменьшает любые изменения выходного напряжения и тока, в том числе обусловленные изменением сигнала на входе. Это уменьшает в конечном итоге коэффициент усиления по напряжению. Для переменной составляющей эмиттерного тока конденсатор $C_{Э}$ имеет малое сопротивление, поэтому переменная составляющая напряжения на эмиттере стремится к нулю и отрицательная обратная связь отсутствует.

Влияние температуры на положение рабочей точки БТ описывается коэффициентом нестабильности тока коллектора:

$$S = \frac{\Delta I_K(T)}{I_K}. \quad (5.25)$$

Чем лучше стабилизируется рабочая точка, тем меньше коэффициент неустойчивости. Наибольшее значение S имеет в схеме с фиксированным током базы и наименьшее – в схеме с эмиттерной стабилизацией.

Влияние температуры на коллекторный ток можно заменить эквивалентным синфазным изменением напряжения база – эмиттер:

$$\Delta U_{БЭ}(T) = |ТКН|.$$

В рассмотренных схемах стабилизации рабочей точки для компенсации температурного изменения коллекторного тока за счет наличия обратной связи создается изменение напряжения смещения величиной

$$\Delta U(T) = \Delta U_{БЭ}(T) \cdot \Delta T, \quad (5.26)$$

где ΔT – изменение температуры.

Для схемы с коллекторной стабилизацией напряжение база – эмиттер можно представить в виде

$$U_{БЭ} = U_{ИП} - (I_K + I_B)R_K - I_B R_B = U_{ИП} - I_K R_K - \frac{I_K}{h_{21Э}} (R_K + R_B). \quad (5.27)$$

Тогда компенсирующее изменение напряжения база-эмиттер

$$\Delta U_{БЭ}(T) = -\Delta I_K R_K - \frac{\Delta I_K}{h_{21Э}} (R_K + R_B), \quad (5.28)$$

а коэффициент неустойчивости имеет вид

$$S = \frac{\Delta I_K(T)}{I_K} = \frac{\Delta U_{БЭ}(T)}{\left(R_K + \frac{R_K + R_B}{h_{21Э}} \right) \cdot I_K}. \quad (5.29)$$

В схеме с эмиттерной стабилизацией компенсирующее изменение напряжения создается за счет падения напряжения на резисторе $R_Э$:

$$\Delta U(T) = \Delta U_{БЭ}(T) \cdot \Delta T = \Delta I_Э(T) \cdot R_Э \approx \Delta I_K(T) \cdot R_Э. \quad (5.30)$$

Тогда коэффициент неустойчивости определяется выражением

$$S = \Delta I_K(T) / I_K = \Delta U_{КЭ}(T) \Delta T / I_K R_Э = \Delta U(T) / U_Э. \quad (5.31)$$

5.3. Расчет усилителя с эмиттерной стабилизацией

Расчет усилителя на БТ с эмиттерной стабилизацией выполняется согласно следующему алгоритму:

1. По заданному коэффициенту неустойчивости определяется падение напряжения на резисторе $R_Э$:

$$U_Э = \Delta U_{БЭ}(T) \cdot \Delta T / S. \quad (5.32)$$

2. Напряжение коллектор – эмиттер в рабочей точке $U_{КЭ}$ выбирается из условия равенства максимальных значений амплитуд положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения $U_{\text{вых max}}^+ = U_{\text{вых max}}^-$, которое можно переписать в виде

$$I_K(R_K \parallel R_H) = U_{KЭ} - U_{KЭ \text{нас}} \approx U_{KЭ}. \quad (5.33)$$

Поскольку

$$I_K = \frac{U_{ИП} - U_{Э} - U_{KЭ}}{R_K}, \quad (5.34)$$

то

$$U_{KЭ} \approx \frac{(U_{ИП} - U_{Э} - U_{KЭ}) \cdot (R_K \parallel R_H)}{R_K} \quad (5.35)$$

$$\text{и } U_{KЭ} \approx \frac{(U_{ИП} - U_{Э}) \cdot R_H}{R_K + 2R_H}. \quad (5.36)$$

3. Ток коллектора определяется по (5.34), а ток базы – с использованием (5.4). При расчете обычно используется среднее геометрическое значение статического коэффициента усиления по току в схеме с ОЭ

$$h_{21Э} = \sqrt{h_{21Э \text{min}} \mathbf{K} h_{21Э \text{max}}}.$$

4. Ток делителя обычно рекомендуется выбирать во много раз больше тока базы, чтобы изменения последнего в процессе работы усилителя не влияли на напряжение U_B :

$$I_D = (5 \dots 10) I_{B0}. \quad (5.37)$$

5. Сопротивления резисторов, задающих точку покоя БТ, вычисляются по выражениям:

$$R_{Э} = \frac{U_{Э}}{I_K}, \quad (5.38)$$

$$R_1 = \frac{U_{ИП} - U_{Э} - U_{БЭ}}{I_D + I_B}, \quad (5.39)$$

$$R_2 = \frac{U_{Э} + U_{БЭ}}{I_D}, \quad (5.40)$$

где для напряжения база – эмиттер в рабочей точке можно выбрать значение $U_{БЭ} = 0,6 \text{ В}$.

6. Расчет емкостей конденсаторов выполняется согласно выражениям

$$C_1 > \frac{10}{2\pi f_H R_{вх}}; \quad (5.41)$$

$$C_2 > \frac{10}{2\pi f_H R_H}; \quad (5.42)$$

$$C_{Э} > \frac{10}{2\pi f_H R_{Э}}, \quad (5.43)$$

где f_H – нижняя граничная частота полосы пропускания;

$R_{вх} = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{11Э}$ – входное сопротивление усилителя.

5.4. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить принцип действия усилителя электрических сигналов на БТ.
2. Приобрести навыки построения нагрузочных прямых на семействе выходных ВАХ БТ по постоянному и переменному току.
3. Изучить влияние температуры на положение рабочей точки БТ и основные параметры усилителя.
4. Изучить основные способы задания рабочей точки БТ и принцип действия схем, стабилизирующих рабочую точку.
5. Провести инженерный расчет усилителя на БТ.
6. Выполнить анализ рассчитанного усилителя с помощью пакета OrCAD.

Порядок выполнения задания:

1. Выполнить инженерный расчет усилительного каскада на БТ с ОЭ и эмиттерной стабилизацией рабочей точки (см. рис. 5.5). Исходные данные для расчета приведены в табл. 5.1. Параметры транзисторов приведены в прил. 3, а их семейства ВАХ – в прил. 6. При расчете принять диапазон рабочих температур от $T_{\min} = -20\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $T_{\max} = 60\text{ }^{\circ}\text{C}$; нижнюю граничную частоту полосы пропускания $f_H = 200\text{ Гц}$.

Таблица 5.1

Исходные данные для расчета

№ варианта	Тип БТ	R_H , кОм	$U_{вх\text{ м}}$, мВ	S	$U_{ИП}$, В
01	КТ315Г	2,5	10	0,1	9
02	КТ337Б	5,0	20	0,2	15
03	КТ342А	6,2	30	0,1	15
04	КТ347А	7,0	20	0,3	20
05	КТ349Б	4,8	25	0,1	12
06	КТ358Б	7,5	20	0,2	20
07	КТ361Г	10	15	0,4	10
08	КТ3102Г	8	25	0,3	15
09	КТ3107Г	3,6	35	0,4	10
10	КТ3117А	4,0	30	0,2	15

1.1. По заданному сопротивлению нагрузки R_H с использованием соотношения (5.16) выбрать сопротивление резистора R_K .

1.2. Пользуясь выражениями (5.32), (5.34), (5.36), (5.4), определить рабочую точку БТ: I_{K0} , I_{B0} , $U_{KЭ0}$.

1.3. На семействе выходных ВАХ БТ отметить положение рабочей точки и построить нагрузочную прямую по постоянному и переменному току; уточнить

значение тока базы I_{B0} , определить максимальную амплитуду напряжения неискаженного выходного сигнала.

1.4. По семейству входных ВАХ БТ в рабочей точке определить значение параметра $h_{11э}$.

1.5. Пользуясь выражениями (5.37)–(5.43), рассчитать элементы принципиальной схемы усилителя, соответствующие уточненному значению I_{B0} .

1.6. Пользуясь выражениями (5.11) и (5.14), рассчитать коэффициенты усиления по напряжению и мощности и определить амплитуду напряжения и мощность выходного сигнала по заданной амплитуде напряжения входного сигнала.

1.7. Свести результаты расчета в таблицу.

2. Провести анализ усилителя с использованием пакета **OrCAD**.

2.1. Создать документ **Schematics**, содержащий показанную на рис. 5.6 схему для построения выходных характеристик БТ. К базе БТ должен быть подключен источник постоянного тока **IDC**, к коллектору – источник постоянного напряжения **VDC**. Провести расчет выходных характеристик БТ, соответствующих току базы в рабочей точке I_{B0} для трех значений температуры: T_{\min} , $T = 27^\circ\text{C}$ и T_{\max} . Для этого использовать вид анализа **DC Sweep**, задав изменение напряжения источника **V1** в диапазоне от 0 до $U_{\text{ИП}}$ с шагом 0,01 В и определив значения температуры в разделе анализа **Temperature**.

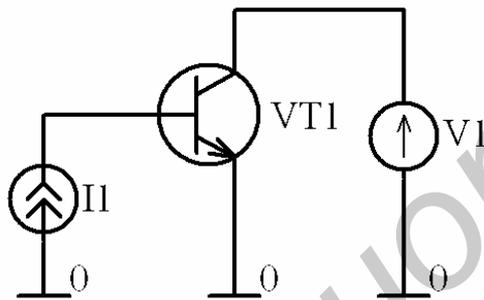


Рис. 5.6

Вывести на экран зависимости коллекторного тока от напряжения источника **V1**. Построить график нагрузочной прямой по постоянному току (5.6) и определить координаты рабочей точки для трех значений температуры. Для построения нагрузочной прямой в строке **Trace Expression** записать правую часть (5.6), используя числовые значения для $U_{\text{ИП}}$ и R_K , а также обозначение V_V1 для $U_{КЭ}$. Результаты свести в таблицу.

Как влияет изменение температуры на положение рабочей точки?

2.2. Построить семейства выходных ВАХ для трех указанных значений температуры. Изменение тока базы задать списком значений 0, I_{B0} , $5 \cdot I_{B0}$. Построить график нагрузочной прямой по постоянному току (5.6).

Определить максимальные значения амплитуды положительной и отрицательной полуволны выходного напряжения $U_{\text{вых max}}^+$, $U_{\text{вых max}}^-$ для трех значений температуры.

Как влияет изменение температуры на максимальное значение амплитуды напряжения неискаженного выходного сигнала?

2.3. Создать документ **Schematics**, содержащий принципиальную схему рассчитанного усилителя, показанную на рис. 5.7. В качестве источника сигнала **V1** использовать источник синусоидального напряжения **VSIN**. Провести расчет схемы по постоянному току для трех значений температуры T_{\min} , $T = 27^\circ\text{C}$ и T_{\max} . Результат расчета рабочей точки БТ ($U_{КЭ0}$ и $I_{К0}$) свести в

таблицу. Определить, насколько изменяется напряжение $U_{KЭ0}$ и ток I_{K0} в рабочем диапазоне температур.

Сравнить полученные изменения напряжения $U_{KЭ0}$ и тока I_{K0} с результатами выполнения п.2.1. Происходит ли стабилизация рабочей точки в данной схеме?

По (5.25) определить коэффициент нестабильности тока коллектора S .

Сравнить рассчитанное значение S с исходным значением. Удалось ли достичь заданных требований?

2.4. Используя вид анализа **Transient** для входного сигнала с заданной амплитудой на частоте $f = 1000$ Гц, провести расчет формы напряжения выходного сигнала и определить его амплитуду, рассчитать коэффициент усиления по напряжению. Для этого установить параметры анализа **Transient** следующим образом: шаг вывода данных – 1 мкс (**Print Step** – 1u); конечное время расчета – 4 мс (**Final Time** – 4m); максимальный шаг интегрирования – 1 мкс (**Step Ceiling** – 1u).

Сравнить результаты машинного анализа с результатами инженерного расчета. Объяснить причины различия результатов.

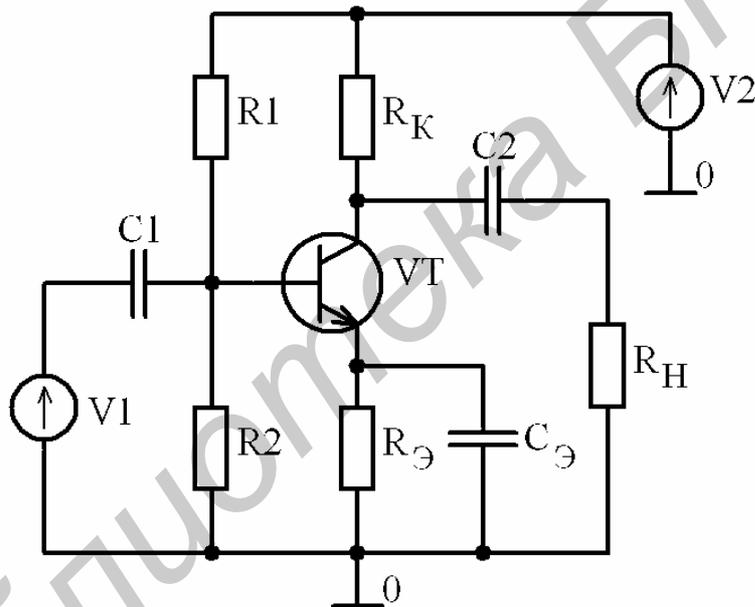


Рис. 5.7

2.5. Используя возможности многовариантного анализа (**Parametric**), провести расчет формы напряжения выходного сигнала при различных амплитудах напряжения входного сигнала. Амплитуду входного сигнала изменять в диапазоне от $U_{вх м}$ до $10 \cdot U_{вх м}$. Для этого с помощью элемента **Parameters** определить глобальный параметр, например **amp**. С его использованием задать амплитуду синусоидального источника напряжения V1. Включить многовариантный анализ **Parametric**, задав в нем изменение глобального параметра **amp**. Определить максимальную амплитуду напряжения выходного неискаженного сигнала.

Почему при увеличении амплитуды входного сигнала происходит искажение формы выходного сигнала усилителя?

5.5. Контрольные вопросы

1. Назовите основные требования к цепям питания БТ в различных схемах включения.
2. Поясните недостатки схем смещения фиксированным током и фиксированным напряжением базы.
3. Как правильно выбрать положение рабочей точки на входных и выходных характеристиках транзистора?
4. Опишите порядок построения нагрузочной прямой по постоянному и переменному току.
5. Объясните принцип действия эмиттерной и коллекторной стабилизации режима покоя усилителя.
6. Поясните порядок расчета элементов схем температурной стабилизации усилителей.
7. Какие параметры транзистора и элементы схемы определяют величину амплитудных значений тока и напряжения нагрузки?
8. Как изменяются параметры усилителей при неправильном выборе положения рабочей точки?
9. Какие из параметров биполярных транзисторов наиболее сильно зависят от температуры?
10. Какими параметрами ограничена область допустимых режимов работы биполярных транзисторов.
11. Назовите основные причины нестабильности параметров транзисторных усилителей.
12. Как влияет изменение температуры на ВАХ БТ и положение рабочей точки в схеме с фиксированным током базы?
13. Каким уравнением описывается нагрузочная прямая по постоянному току?
14. Какие функции выполняют разделительные конденсаторы?
15. Из каких соображений выбирается сопротивление нагрузки?
16. Что такое рабочая точка активного элемента?

6. МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

6.1. Основные характеристики и параметры

Малосигнальные усилительные каскады (каскады предварительного усиления) предназначены для повышения амплитуды напряжения и тока входного сигнала до уровня, при котором обеспечивается работоспособность выходного каскада (усилителя мощности). Поэтому их основными параметрами являются коэффициенты усиления по напряжению и току, входное и выходное сопротивление, полоса пропускания, коэффициент частотных искажений, а основными характеристиками – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазочастотная характеристика (ФЧХ). Такие параметры, как выходная мощность и КПД, не являются первостепенными.

Коэффициент усиления, или коэффициент передачи – отношение амплитудного или действующего значения выходного сигнала к амплитудному или действующему значению входного сигнала в установившемся режиме при гармоническом входном сигнале. Различают коэффициент усиления по напряжению

$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ и коэффициент усиления по току $K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$. Часто коэффициенты

усиления выражают в логарифмических единицах – децибелах (дБ):

$K_u = 20 \lg \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ и $K_i = 20 \lg \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$. Удобно пользоваться логарифмическими

единицами для описания многокаскадного усилителя, коэффициент усиления которого равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов или сумме их логарифмических коэффициентов усиления.

Полоса пропускания (полоса усиливаемых частот) – диапазон частот от нижней граничной частоты f_H до верхней граничной частоты f_B , в пределах которой коэффициент усиления изменяется по определенному закону с заданной точностью $\Delta f = f_B - f_H$.

Входное сопротивление усилителя (полное $Z_{\text{ВХ}}$ или резистивное $R_{\text{ВХ}}$) представляет собой сопротивление между входными зажимами усилителя и определяется отношением входного напряжения к входному току $Z_{\text{ВХ}} = \mathcal{U}_{\text{ВХ}} / \mathcal{I}_{\text{ВХ}}$.

Выходное сопротивление (полное $Z_{\text{ВЫХ}}$ или резистивное $R_{\text{ВЫХ}}$) представляет собой сопротивление между выходными зажимами усилителя и определяется как отношение выходного напряжения к выходному току $Z_{\text{ВЫХ}} = \mathcal{U}_{\text{ВЫХ}} / \mathcal{I}_{\text{ВЫХ}}$ при отключенной нагрузке.

Характер входного и выходного сопротивлений усилителя зависит от частоты усиливаемого сигнала. В полосе пропускания их можно считать чисто активными.

Коэффициент усиления в общем случае – комплексная величина, поскольку наличие реактивных элементов в принципиальной схеме усилителя и инерционных свойств активного элемента приводит к появлению фазового

сдвига между выходным и входным сигналами. В полосе пропускания коэффициент передачи можно рассматривать как действительную величину.

Амплитудно-частотная характеристика определяет зависимость модуля коэффициента усиления от частоты гармонического сигнала на входе усилителя.

Фазочастотная характеристика – зависимость угла сдвига фазы между выходным и входным напряжениями от частоты.

Идеальный усилитель должен иметь бесконечно большую полосу пропускания, т.е. его коэффициент усиления должен оставаться одинаковым для всех частот.

Коэффициент частотных искажений численно равен отношению коэффициента усиления на средней частоте полосы пропускания к коэффициенту усиления на границах рабочего диапазона:

$$M_H(f) = \frac{K_0}{K_H(f)}; \quad M_H(f)[\text{дБ}] = 20 \lg \left(\frac{K_0}{K_H(f)} \right); \quad (6.1)$$

$$M_B(f) = \frac{K_0}{K_B(f)}; \quad M_B(f)[\text{дБ}] = 20 \lg \left(\frac{K_0}{K_B(f)} \right). \quad (6.2)$$

Таким образом, коэффициент частотных искажений характеризует степень отличия АЧХ реального усилителя от АЧХ идеального. Обычно, если к усилителю не предъявляют особых требований, то на граничных частотах полосы пропускания (f_H и f_B) коэффициент частотных искажений имеет значение 3 дБ ($\sqrt{2}$ раз). При вычислении M обычно в качестве K_0 принимают коэффициент усиления на частоте $f_0 = \sqrt{f_H f_B}$.

Для многокаскадного усилителя коэффициент частотных искажений определяется произведением коэффициентов частотных искажений отдельных каскадов

$$M(f) = M_1(f) \cdot M_2(f) \cdot \dots \cdot M_N(f), \quad (6.3)$$

выраженных в размах, или суммой

$$M(f)[\text{дБ}] = M_1(f)[\text{дБ}] + M_2(f)[\text{дБ}] + \dots + M_N(f)[\text{дБ}], \quad (6.4)$$

если они выражены в децибелах.

Анализ малосигнальных усилительных каскадов на БТ с различными схемами включения (ОЭ, ОБ, ОК) показывает существенное отличие их основных параметров и характеристик. Анализ таких усилителей обычно производят с использованием малосигнальных эквивалентных схем БТ согласно следующему алгоритму.

1. По принципиальной схеме усилительного каскада на основе малосигнальной эквивалентной схемы БТ для соответствующей схемы включения составляется эквивалентная схема усилителя для переменного сигнала. При этом полагают, что источник питания усилителя для переменного сигнала имеет сопротивление, равное нулю, поскольку обычно параллельно выходу источника питания подключен конденсатор достаточно большой емкости.

2. Производится преобразование эквивалентной схемы к виду, удобному для анализа. При преобразовании параллельных активных и реактивных сопротивлений можно пренебречь сопротивлениями, значения которых в 10...100 раз больше. При преобразовании последовательных сопротивлений можно пренебречь сопротивлениями, значения которых в 10...100 раз меньше.

3. По эквивалентной схеме составляются уравнения для интересующих параметров. Анализ полученных уравнений позволяет определить зависимости параметров от частоты, температуры и т.д.

4. Часто для облегчения анализа эквивалентные схемы составляют отдельно для диапазона низких, средних и высоких частот.

6.2. Анализ усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОЭ

Принципиальная схема усилителя на БТ с ОЭ с эмиттерной стабилизацией рабочей точки показана на рис. 6.1. Полная эквивалентная схема усилителя представлена на рис. 6.2, а упрощенные эквивалентные схемы для области средних (СЧ), низких (НЧ) и высоких (ВЧ) частот – на рис. 6.3 – 6.5 соответственно. На рис. 6.2 – 6.5 сопротивление R_B определяется сопротивлениями параллельно включенных резисторов R_1 и R_2 : $R_B = R_1 || R_2 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$.

Обычно емкости конденсаторов C_1 , C_2 и C_E (см. рис. 6.1) имеют большие значения (десятки – сотни микрофарад), а емкости эквивалентной схемы БТ $C_{ЭП}$, C_K^* (см. рис. 6.2) – малые значения (десятки – сотни пикофарад). Емкость нагрузки C_H (обычно это входная емкость транзистора следующего усилительного каскада) также имеет малое значение. Поэтому в эквивалентной схеме для области СЧ (см. рис. 6.3) отсутствуют реактивные элементы. Реактивные сопротивления емкостей C_1 и C_2 значительно меньше последовательно включенных с ними сопротивлений эквивалентной схемы. Реактивное сопротивление конденсатора C_E оказывается много меньше сопротивления резисторов R_E и r_e , поэтому исчезают C_E и R_E . Реактивные сопротивления емкостей переходов $C_{ЭП}$, C_K^* и емкости нагрузки C_H оказываются много больше сопротивлений параллельно включенных с ними резисторов. Таким образом, в области СЧ коэффициент усиления по напряжению, входное и выходное сопротивления усилителя можно считать действительными величинами, не зависящими от частоты входного сигнала.

Коэффициент усиления по току каскада на БТ с ОЭ определяется соответствующим дифференциальным параметром транзистора $h_{21э}$, который в полосе пропускания усилителя можно считать постоянным и равным статическому коэффициенту усиления по току:

$$K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{I_H}{I_б} = \frac{I_K R_K}{I_б (R_K + R_H)} = \frac{h_{21э} R_K}{R_K + R_H} \approx \frac{h_{21э} R_K}{R_K + R_H}. \quad (6.5)$$

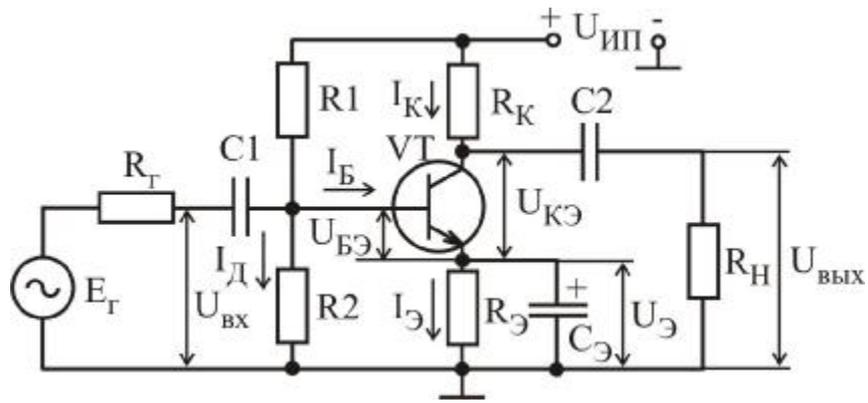


Рис. 6.1

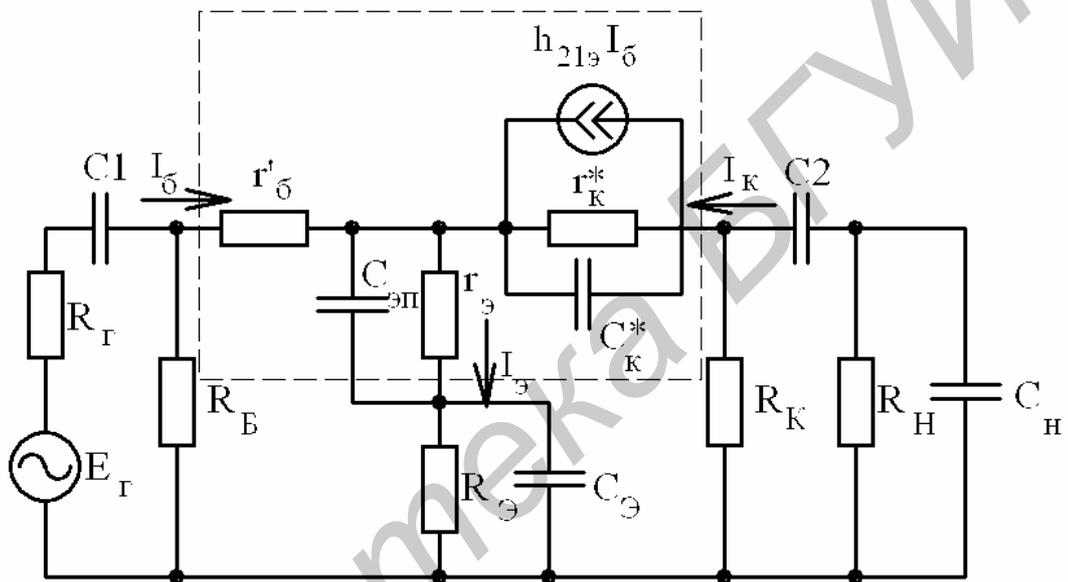


Рис. 6.2

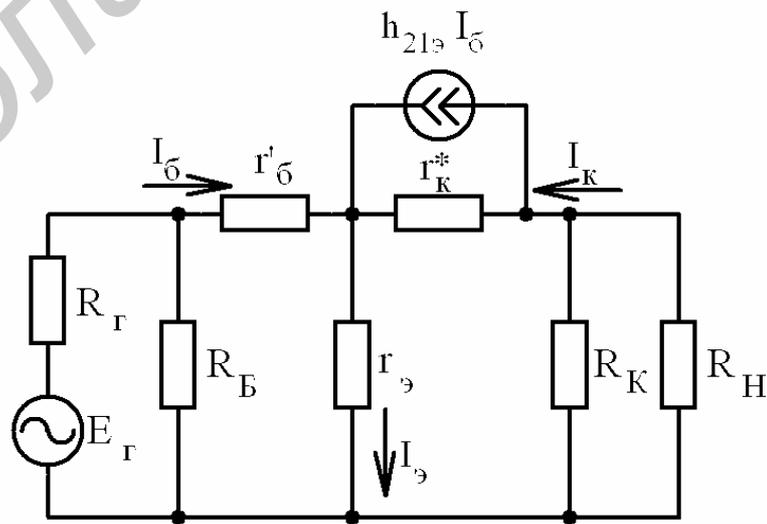


Рис. 6.3

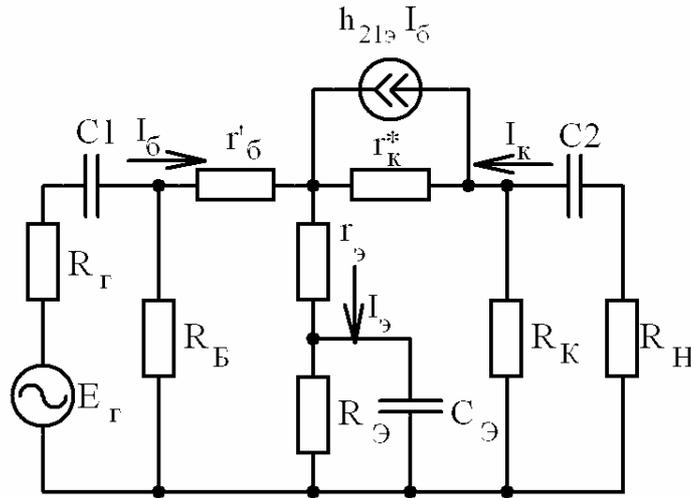


Рис. 6.4

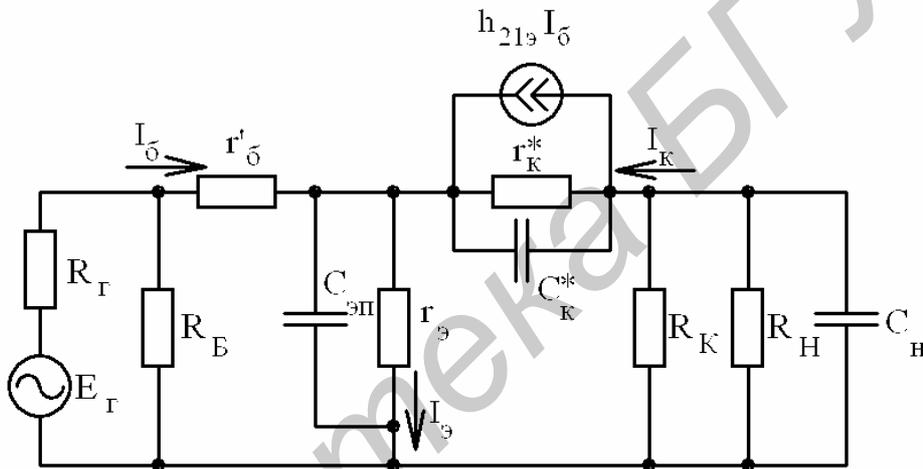


Рис. 6.5

Для коэффициента усиления по напряжению можно записать

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = - \frac{h_{21Э} I_б (R_K \parallel R_H)}{I_б (r'_б + (h_{21Э} + 1) r_э)} = - \frac{h_{21Э} (R_K \parallel R_H)}{r'_б + (h_{21Э} + 1) r_э} \approx - \frac{R_K \parallel R_H}{r_э}, \quad (6.6)$$

поскольку $r'_б \ll (h_{21Э} + 1) r_э$. Знак минус говорит о том, что каскад с ОЭ инвертирует входной сигнал. При отсутствии конденсатора $C_э$ коэффициент усиления по напряжению уменьшается:

$$K_u = - \frac{h_{21Э} (R_K \parallel R_H)}{r'_б + (h_{21Э} + 1) (r_э + R_э)} \approx - \frac{R_K \parallel R_H}{r_э + R_э} \approx - \frac{R_K \parallel R_H}{R_э}, \quad (6.7)$$

поскольку в усилителе возникает местная отрицательная обратная связь по переменному току, обусловленная резистором $R_э$.

Наличие конечного значения внутреннего сопротивления источника сигнала R_r приводит к потерям коэффициента усиления по напряжению, что отражается таким параметром, как **сквозной коэффициент усиления**:

$$K_{u \text{ СКВ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K_u \frac{U_{\text{ВХ}}}{E_{\Gamma}} = K_u \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}}, \quad (6.8)$$

который всегда меньше, чем K_u , поскольку реально на вход усилителя попадает сигнал $U_{\text{ВХ}} < E_{\Gamma}$. Чтобы не было потерь в коэффициенте усиления по напряжению, малосигнальный усилитель должен быть **согласован по напряжению** с источником сигнала, т.е. входное сопротивление усилителя должно быть значительно больше внутреннего сопротивления источника сигнала.

Входное сопротивление каскада определяется выражением

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{Б}} | r_{\text{ВХ Т}}, \quad (6.9)$$

где входное сопротивление транзистора

$$r_{\text{ВХ Т}} = h_{11\text{Э}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{Б}} r'_{\text{Б}} + (h_{21\text{Э}} + 1) I_{\text{Б}} r_{\text{Э}}}{I_{\text{Б}}} = r'_{\text{Б}} + (h_{21\text{Э}} + 1) r_{\text{Э}}. \quad (6.10)$$

При отсутствии конденсатора $C_{\text{Э}}$ входное сопротивление транзистора увеличивается, поскольку в эквивалентной схеме (см. рис. 6.3) последовательно с дифференциальным сопротивлением эмиттерного перехода $r_{\text{Э}}$ будет включен резистор $R_{\text{Э}}$:

$$r_{\text{ВХ Т}} = r'_{\text{Б}} + (h_{21\text{Э}} + 1)(r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}}). \quad (6.11)$$

Выходное сопротивление каскада определяется сопротивлением резистора в коллекторной цепи транзистора:

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{К}} | (r_{\text{К}} + r_{\text{Э}}) \approx |r_{\text{К}}^* \gg R_{\text{К}}|. \quad (6.12)$$

С уменьшением частоты входного сигнала реактивные сопротивления емкостей увеличиваются. В эквивалентной схеме каскада для области НЧ (см. рис. 6.4) необходимо учитывать емкости C_1 , C_2 и $C_{\text{Э}}$, поскольку на НЧ их реактивные сопротивления становятся соизмеримыми с сопротивлениями последовательно или параллельно включенных резисторов. Емкости переходов транзистора $C_{\text{ЭП}}$, $C_{\text{К}}^*$ и нагрузки $C_{\text{Н}}$ ввиду их малости не оказывают влияния на работу усилителя на НЧ. Необходимо отметить, что C_1 вместе с R_{Γ} и входным сопротивлением каскада образует фильтр высоких частот (ФВЧ). Аналогичный фильтр образован на выходе каскада элементами C_2 , $R_{\text{К}}$, $R_{\text{Н}}$. Влияние цепочки $R_{\text{Э}}$, $C_{\text{Э}}$ на АЧХ каскада аналогично ФВЧ. При уменьшении частоты сигнала коэффициент передачи этих фильтров уменьшается, что приводит к уменьшению коэффициента усиления всего каскада. Граничные частоты фильтров, т.е. значения частоты сигнала, на которых коэффициенты передачи уменьшаются в $\sqrt{2}$ раз, определяются выражениями

$$f_{\text{Н1}} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}})}, \quad (6.13)$$

$$f_{\text{Н2}} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}})}, \quad (6.14)$$

$$f_{H3} = \frac{1}{2\pi C_{\text{Э}}(R_{\text{Г}} + (R_{\text{Б}} + r'_{\text{Э}})/(h_{21\text{Э}} + 1))}, \quad (6.15)$$

а значения коэффициентов частотных искажений, обусловленных фильтрами, на частоте f в области НЧ вычисляются согласно выражению

$$M_{\text{HN}}(f) = \sqrt{1 + \left(\frac{f_{\text{HN}}}{f}\right)^2}, \quad N = 1, 2, 3. \quad (6.16)$$

Общее значение коэффициента частотных искажений усилительного каскада на некоторой частоте f в области НЧ определяется согласно (6.3) или (6.4) в зависимости от размерности. Нижняя граничная частота полосы пропускания усилителя $f_{\text{Н}}$ будет больше максимальной из $f_{\text{H1}}, f_{\text{H2}}, f_{\text{H3}}$:

$$f_{\text{Н}} \geq \max(f_{\text{H1}}, f_{\text{H2}}, f_{\text{H3}}). \quad (6.17)$$

При увеличении частоты входного сигнала реактивные сопротивления емкостей уменьшаются. В эквивалентной схеме каскада для области ВЧ (см. рис. 6.5) учитываются емкости переходов транзистора $C_{\text{ЭП}}, C_{\text{К}}^*$ и нагрузки $C_{\text{Н}}$, поскольку на ВЧ их реактивные сопротивления становятся соизмеримыми с сопротивлениями последовательно или параллельно включенных резисторов. Разделительные конденсаторы $C1, C2$ и шунтирующий конденсатор $C_{\text{Э}}$ на ВЧ, как и в области средних частот, имеют близкое к нулю реактивное сопротивление и не оказывают влияние на работу усилителя.

Конденсатор $C_{\text{К}}^*$ может быть пересчитан во входную цепь транзистора, при этом он оказывается включенным параллельно конденсатору $C_{\text{ЭП}}$ и его эквивалентная емкость увеличивается в $K_{\text{У}} + 1$ раз, поскольку заряд $C_{\text{К}}^*$ происходит напряжением $U_{\text{ВХ}}(K_{\text{У}} + 1)$

$$C_{\text{К экв}}^* = (K_{\text{У}} + 1)C_{\text{К}}^*. \quad (6.18)$$

Такое увеличение емкости обратной связи в схеме с ОЭ называется эффектом Миллера, по фамилии ученого, который осуществил такой пересчет емкости во входную цепь. С ростом частоты входного сигнала в области ВЧ происходит уменьшение коэффициента усиления по напряжению. Конденсатор $C_{\text{ЭП}}$ и пересчитанный во входную цепь $C_{\text{К экв}}^*$ образуют вместе с внутренним сопротивлением источника сигнала $R_{\text{Г}}$ и входным сопротивлением транзистора $R_{\text{ВХ}}$ фильтр низких частот (ФНЧ). Еще один ФНЧ образован выходным сопротивлением каскада $R_{\text{ВЫХ}}$, сопротивлением нагрузки $R_{\text{Н}}$ и конденсатором нагрузки $C_{\text{Н}}$. Кроме того, на форму АЧХ в области ВЧ влияет комплексный характер коэффициента передачи по току $h_{21\text{Э}}$ и уменьшение его модуля с ростом частоты. С учетом вышесказанного для верхней граничной частоты полосы пропускания усилителя $f_{\text{В}}$ можно записать

$$f_B \leq \min(f_{B1}, f_{B2}, f_{B3}), \quad (6.19)$$

где $f_{B1} = \frac{1}{2\pi(R_{\Gamma} || R_{ВХ})(C_{ЭП} + C_{К\text{ экв}}^*)}$; (6.20)

$$f_{B2} = \frac{1}{2\pi(R_{Н} | R_{ВЫХ})C_{Н}}; \quad (6.21)$$

$$f_{B3} = f_{h21э}. \quad (6.22)$$

Значения коэффициентов частотных искажений, обусловленных наличием рассмотренных фильтров нижних частот, на некоторой частоте f в области ВЧ вычисляются согласно выражению

$$M_{BN}(f) = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{BN}}\right)^2}, \quad N=1, 2, 3. \quad (6.23)$$

Каскад на БТ с ОЭ характеризуется следующими типовыми значениями параметров: коэффициент усиления по току – десятки – сотни раз; коэффициент усиления по напряжению – десятки – сотни раз (единицы – десятки раз при отсутствии конденсатора $C_{Э}$); входное сопротивление – десятые доли – единицы килоом (единицы – десятки килоом при отсутствии конденсатора $C_{Э}$); выходное сопротивление – десятые доли – единицы килоом.

6.3. Анализ усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОБ

Принципиальная схема усилителя на БТ с ОБ с эмиттерной стабилизацией рабочей точки показана на рис. 6.6, а полная эквивалентная схема усилителя представлена на рис. 6.7. Проведя анализ данной схемы для области СЧ, НЧ и ВЧ согласно приведенному выше алгоритму, можно получить выражения для основных параметров усилителя на БТ с ОБ, которые приведены в табл. 6.1.

Анализ выражений (см. табл. 6.1) показывает, что параметры усилителя на БТ с ОБ существенно отличаются от параметров каскада на БТ с ОЭ: фаза сигнала на выходе совпадает с фазой сигнала на входе; коэффициент усиления по току – меньше единицы; коэффициент усиления по напряжению – десятки – сотни раз; входное сопротивление – десятки – сотни ом; выходное сопротивление – десятые доли – единицы килоом.

В данной схеме эффект Миллера не столь значительно влияет на АЧХ в области ВЧ, поскольку на вход пересчитывается емкость коллекторного перехода:

$$C_{К\text{ экв}} = (K_u + 1)C_{К}. \quad (6.24)$$

Значение предельной частоты транзистора в схеме с ОБ $f_{h21б}$ много больше, чем в схеме с ОЭ $f_{h21э}$, поэтому **каскад на БТ с ОБ оказывается наиболее высокочастотным.**

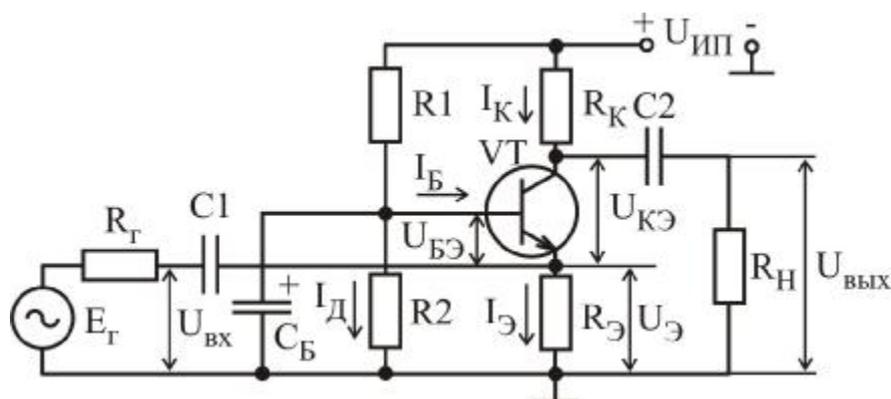


Рис. 6.6

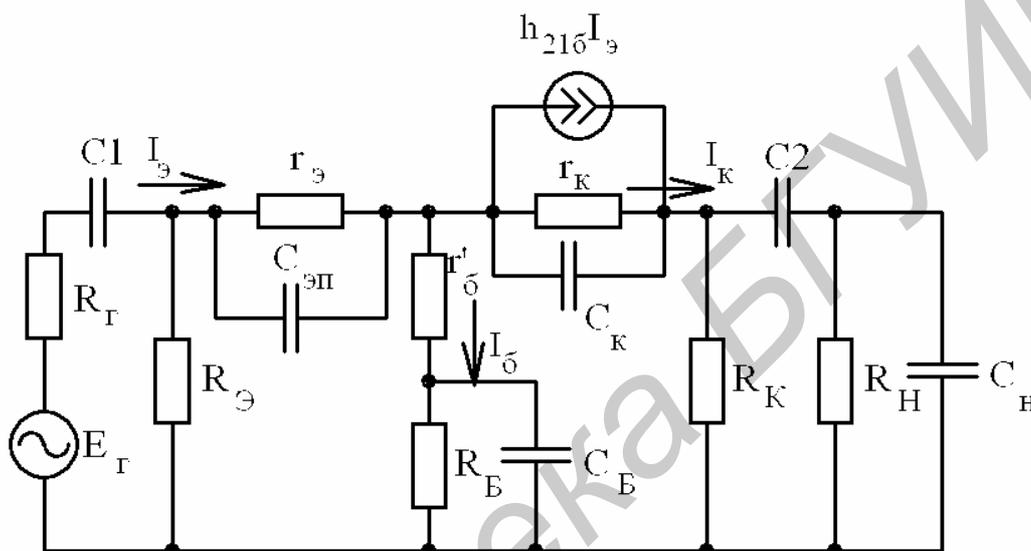


Рис. 6.7

6.4. Анализ усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОК

Принципиальная схема усилителя на БТ с ОК с эмиттерной стабилизацией рабочей точки показана на рис. 6.8, а полная эквивалентная схема усилителя представлена на рис. 6.9. Анализ данной схемы, которую часто называют эмиттерным повторителем (ЭП), для области СЧ, НЧ и ВЧ согласно приведенному выше алгоритму позволил получить выражения для ее основных параметров, которые приведены в табл. 6.1.

Своим названием эмиттерный повторитель обязан следующему свойству: напряжение на его выходе практически повторяет входное напряжение, т.е. коэффициент усиления по напряжению незначительно ниже единицы, а фаза выходного сигнала в полосе пропускания равна фазе входного сигнала. Другой отличительной особенностью данного каскада является высокое входное сопротивление и низкое выходное. Поэтому основное назначение ЭП – согласование по напряжению источника сигнала, имеющего высокое внутреннее сопротивление, с низкоомной нагрузкой. При включении ЭП между источником сигнала и нагрузкой не происходит значительного снижения коэффициента усиления по напряжению, поскольку его входное сопротивление достаточно велико. Анализ выражений

(см. табл. 6.1) показывает, что параметры ЭП отличаются от параметров каскадов на БТ с ОЭ и ОБ: фаза сигнала на выходе совпадает с фазой сигнала на входе; коэффициент усиления по току – десятки – сотни раз; коэффициент усиления по напряжению – меньше единицы; входное сопротивление – десятки – сотни килоом; выходное сопротивление – единицы – десятки ом.

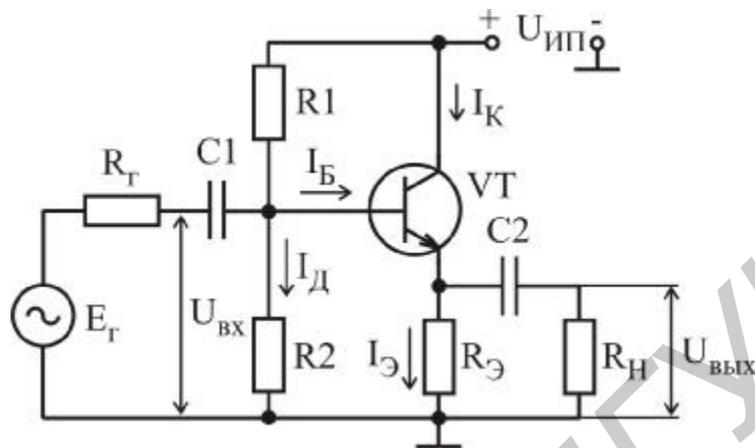


Рис. 6.8

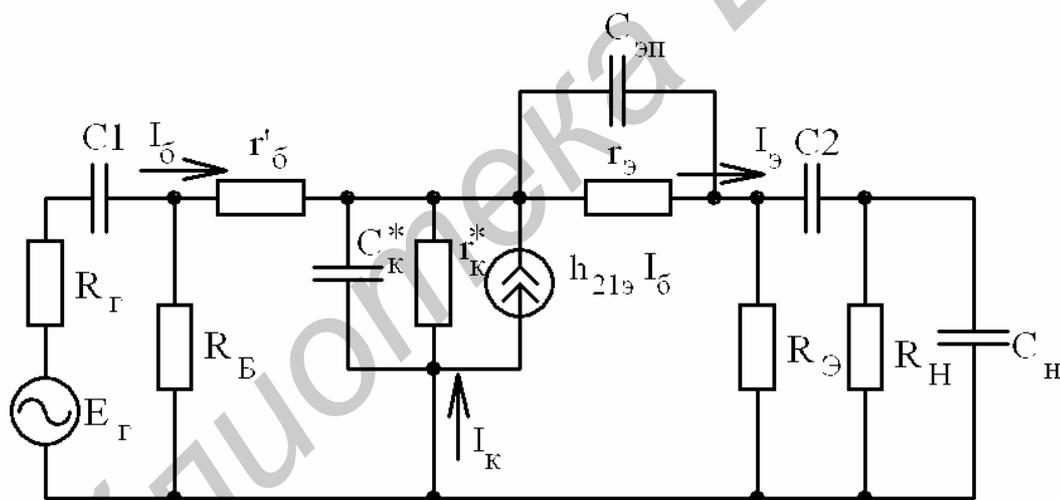


Рис. 6.9

Анализ выражений (см. табл. 6.1) показывает, что параметры ЭП отличаются от параметров каскадов на БТ с ОЭ и ОБ: фаза сигнала на выходе совпадает с фазой сигнала на входе; коэффициент усиления по току – десятки–сотни раз; коэффициент усиления по напряжению – меньше единицы; входное сопротивление – десятки–сотни килоом; выходное сопротивление – единицы–десятки ом.

В схеме ЭП эффект Миллера отсутствует, поскольку на емкости эмиттерного перехода практически отсутствует напряжение, и при пересчете во входную цепь ее эквивалентное значение не изменяется. АЧХ в области ВЧ определяется в основном влиянием емкости нагрузки и зависимостью коэффициента передачи по току $h_{21э}$ от частоты. Поэтому верхняя граничная

частота ЭП имеет среднее значение между значениями аналогичного параметра в усилителях на БТ в схемах с ОБ и ОЭ.

Таблица 6.1

Расчетные соотношения для основных параметров усилительного каскада на БТ, включенного по схеме с ОБ и ОК

Параметр	Схема с ОБ	Схема с ОК
$r_{вх\ T}$	$h_{11Б} = r_э + (1 - h_{21Б})r'_б$	$r'_б + (r_э + R_э R_H)(h_{21Э} + 1)$
$R_{вх}$	$R_э r_{вх\ T}$	$R_Б r_{вх\ T}$
$R_{вых}$	R_K	$R_э \left(r_э + \frac{r'_б + R_Г R_Б}{1 + h_{21Э}} \right)$
K_i	$\frac{h_{21Б}R_K}{R_K + R_H}$	$\frac{(1 + h_{21Э})R_э}{R_э + R_H}$
K_u	$h_{21Б} \frac{R_K R_H}{R_э r_{вх\ T}}$	$\frac{(1 + h_{21Э})(R_э R_H)}{R_{вх}}$
f_H	$\frac{1}{2\pi C_1(R_Г + R_{вх})}$ $\frac{1}{2\pi C_2(R_{вых} + R_H)}$ $\frac{1}{C_Б R_Б}$	$\frac{1}{2\pi C_1(R_Г + R_{вх})}$ $\frac{1}{2\pi C_2(R_{вых} + R_H)}$
f_B	$\frac{1}{2\pi(R_Г R_{вх})(C_{ЭП} + C_{К\ экв})}$ $\frac{1}{2\pi(R_H R_{вых})C_H}$ $f_{h21Б}$	$\frac{1}{2\pi(R_Г R_{вх})C_K^*}$ $\frac{1}{2\pi(R_Г R_{вх})C_э}$ $\frac{1}{2\pi(R_H R_{вых})C_H}$ $f_{h21Э}$

6.5. Алгоритмы расчета малосигнального усилителя

Алгоритм расчета малосигнального усилителя на БТ, включенного по схеме с ОЭ или ОБ. Обычно исходными данными при расчете малосигнальных усилителей являются напряжение коллектор – эмиттер $U_{КЭ}$ и ток коллектора I_K в рабочей точке. В справочниках обычно приводятся значения параметров БТ (коэффициенты усиления по току, емкости переходов, частотные параметры, коэффициент шума) для рекомендуемого режима работы по постоянному току, при котором проводилось измерение этих параметров.

1. Для обеспечения стабилизации рабочей точки падение напряжения на резисторе $R_э$ (потенциал эмиттера) можно выбрать из условия

$$U_э = I_э R_э = 0,2U_{КЭ}, \quad (6.25)$$

а напряжение питания $U_{ИП}$ выбирается согласно выражению

$$U_{ИП} = 2U_{КЭ} + U_э = I_K R_K + U_{КЭ} + U_э \quad (6.26)$$

для обеспечения максимального значения амплитуды неискаженного выходного сигнала.

2. Сопротивления резисторов $R_э$ и R_K находим по выражениям

$$R_K = (U_{ИП} - U_{КЭ} - U_э) / I_K; \quad (6.27)$$

$$R_{Э} = U_{Э}/I_{Э} \approx U_{Э}/I_{К}, \text{ т.к. можно принять } I_{Э} \approx I_{К}. \quad (6.28)$$

3. Находим ток базы

$$I_{Б} = I_{К}/h_{21Э} \quad (6.29)$$

и потенциал базы транзистора

$$U_{Б} = U_{БЭ} + U_{Э}, \quad (6.30)$$

где напряжение база – эмиттер в рабочей точке для кремниевого транзистора можно принять $U_{БЭ} = 0,6 \text{ В}$.

4. Для обеспечения работоспособности схемы стабилизации задаемся током делителя напряжения, образованного резисторами R1 и R2, в десять раз больше, чем ток базы:

$$I_{Д} = 10 \cdot I_{Б}. \quad (6.31)$$

5. Находим сопротивления R1 и R2:

$$R1 = (U_{ИП} - U_{Б}) / (I_{Д} + I_{Б}); \quad (6.32)$$

$$R2 = U_{Б} / I_{Д}. \quad (6.33)$$

6. Емкости конденсаторов находим из условий

$$C1 > \frac{10}{2\pi f_{н} (R_{Г} + R_{ВХ})}; \quad (6.34)$$

$$C2 > \frac{10}{2\pi f_{н} (R_{ВЫХ} + R_{Н})}; \quad (6.35)$$

$$C_{Э} > \frac{10}{2\pi f_{н} R_{Э}}; \quad (6.36)$$

$$C_{Б} > \frac{10}{2\pi f_{н} R_{Б}}, \quad (6.37)$$

при выполнении которых значение коэффициента усиления по напряжению на нижней граничной частоте $f_{н}$ уменьшается не более чем в $\sqrt{2}$ раз.

Алгоритм расчета эмиттерного повторителя. Обычно исходными данными являются напряжение источника сигнала $E_{Г}$, его внутреннее сопротивление $R_{Г}$, сопротивление нагрузки $R_{Н}$ и напряжение источника питания $U_{ИП}$.

1. Вычисляем максимально возможное значение амплитуды тока нагрузки, соответствующее идеальному согласованию, когда $U_{ВЫХ} = E_{Г}$:

$$I_{Н} = \frac{U_{ВЫХ}}{R_{Н}}. \quad (6.38)$$

2. Выбираем рабочую точку БТ:

$$I_{Э} \approx 1,3 \cdot I_{Н}; \quad (6.39)$$

$$U_{КЭ} = U_{Э} = I_{Э} R_{Э} = U_{ИП} / 2. \quad (6.40)$$

Если $I_{Н} < 2 \text{ мА}$, то необходимо задаться током покоя эмиттера $I_{Э} = 2 \text{ мА}$. Можно считать, что $I_{К} \approx I_{Э}$.

3. Расчет элементов принципиальной схемы ЭП проводим согласно выражениям (6.28)–(6.35).

6.6. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить основные характеристики и параметры малосигнальных усилительных каскадов.
2. Изучить метод анализа малосигнальных усилителей с помощью эквивалентных схем.
3. Изучить основные характеристики и параметры малосигнальных усилительных каскадов на БТ с ОЭ, ОК и ОБ.
4. Выполнить инженерный расчет малосигнального усилителя и рассчитать его основные параметры.
5. С помощью пакета OrCAD провести анализ характеристик усилителя и исследовать влияние элементов схемы на основные характеристики.

Порядок выполнения задания:

1. В зависимости от варианта задания выполнить инженерный расчет усилительного каскада на БТ с ОЭ (ОБ, ОК) (см. рис. 6.1, 6.6, 6.8), который должен обеспечить усиление в полосе частот от $f_{\text{H}} = 20$ Гц до $f_{\text{B}} = 20$ кГц. Исходные данные для расчета приведены в табл. 6.2 – 6.4. Параметры транзисторов приведены в прил. 3. Результаты расчета требуемого режима покоя и значения элементов принципиальной схемы усилителя свести в таблицы.

2. По результатам расчета элементов принципиальной схемы усилителя провести расчет основных параметров усилительного каскада. Для каскада на БТ с ОЭ расчет проводить согласно выражениям (6.5)–(6.23), для каскадов на БТ с ОБ и ОК – согласно выражениям в табл. 6.1 и (6.16), (6.17), (6.19), (6.23). Вычислить общее значение коэффициента частотных искажений на нижней граничной частоте f_{H} , указанной в исходных данных, согласно (6.3). Аналогично вычислить общее значение коэффициента частотных искажений на верхней граничной частоте f_{B} , определенной согласно (6.19). Результаты расчетов свести в таблицу.

Удалось ли обеспечить требуемое значение f_{H} ?

3. Провести анализ рассчитанного усилителя с использованием пакета **OrCAD**.

3.1. Создать документ **Schematics**, содержащий принципиальную схему рассчитанного усилителя. На рис. 6.10 – 6.12 показаны схемы каскадов на БТ с ОЭ, ОБ и ОК соответственно, выполненные в **Schematics**. В качестве источника входного напряжения V1 необходимо использовать источник VAC, предназначенный для расчета частотных характеристик (**AC Sweep**).

3.2. Выполнить анализ схемы по постоянному току. Записать в тетрадь значения постоянных токов и напряжений в схеме. Сравнить результаты машинного анализа с результатами выполнения п. 1.

Обеспечивают ли рассчитанные значения элементов схемы требуемый режим покоя? Чем можно объяснить различие, если оно существует?

3.2. Установить параметры анализа **AC Sweep**, задав изменение частоты по декадам в диапазоне от 1 до 10^9 Гц, 10 точек на декаду. Запустить выполнение анализа схемы. Вывести на экран частотные зависимости модулей коэффициентов передачи по напряжению, току; модуля и фазы сквозного коэффициента передачи по напряжению. Необходимо воспользоваться возможностями программы **Probe** строить графики математических выражений, включающих напряжения и токи схемы (см. подразд. 12.19). С использованием построенных зависимостей определить нижнюю f_n и верхнюю f_v граничные частоты усилителя; на средней частоте полосы пропускания определить значения модулей коэффициентов передачи по напряжению, току; модуля и фазы сквозного коэффициента передачи по напряжению. На граничных частотах усилителя определить значения фазы сквозного коэффициента передачи по напряжению. Сравнить результаты машинного анализа с результатами выполнения п. 2.

Обеспечивают ли рассчитанные значения элементов схемы требуемую АЧХ усилителя? Чем можно объяснить различие, если оно существует?

4. Исследовать влияние значений элементов принципиальной схемы на АЧХ усилителя. При выполнении задания необходимо использовать элемент схемы **Parameters** для проведения многовариантного анализа (см. пример 12.2 в подразд. 12.8).

4.1. *Какое влияние оказывает двукратное увеличение (уменьшение) сопротивления нагрузки?*

4.2. *Какое влияние оказывает двукратное увеличение (уменьшение) сопротивления источника сигнала?*

4.3. *Какое влияние оказывает пятикратное увеличение (уменьшение) емкости разделительного конденсатора $C1$?*

4.4. *Какое влияние оказывает пятикратное увеличение (уменьшение) емкости конденсатора нагрузки?*

Таблица 6.2

Исходные данные для расчета каскада с ОЭ

№ варианта	Тип БТ	$U_{КЭ}$, В	I_K , мА	E_G , мВ	R_G , Ом	R_H , кОм	C_H , нФ
01	КТ 315Г	5	5	1	100	5	0,1
02	КТ 337Б	6	6	5	200	2	0,2
03	КТ 342А	8	8	2	50	4	0,05
04	КТ 347А	5	4	10	150	6	0,3
05	КТ 349Б	9	3	3	200	10	0,1
06	КТ 358Б	10	5	4	300	8	0,15
07	КТ 361Б	6	9	7	100	5	0,05
08	КТ 3102А	9	8	0,5	50	4	0,1
09	КТ 3107А	12	7	5	200	5	0,2
10	КТ 3117А	10	4	6	300	10	0,25

Таблица 6.3

Исходные данные для расчета каскада с ОБ

№ варианта	Тип БТ	$U_{КЭ}$, В	I_K , мА	E_G , мВ	R_G , кОм	R_H , кОм	C_H , нФ
01	КТ 315Г	5	5	1	1	5	0,1
02	КТ 337Б	6	6	5	2	2	0,2
03	КТ 342А	8	8	2	5	4	0,05
04	КТ 347А	5	4	10	1,5	6	0,3
05	КТ 349Б	9	3	3	2	10	0,1
06	КТ 358Б	10	5	4	3	8	0,15
07	КТ 361Б	6	9	7	1	5	0,05
08	КТ 3102А	9	8	0,5	5	4	0,1
09	КТ 3107А	12	7	5	2	5	0,2
10	КТ 3117А	10	4	6	3	10	0,25

Таблица 6.4

Исходные данные для расчета каскада с ОК

№ варианта	Тип БТ	E_G , мВ	R_G , кОм	R_H , Ом	C_H , нФ	$U_{ИП}$, В
01	КТ 315Г	500	3	100	0,1	9
02	КТ 337Б	200	4	40	0,2	15
03	КТ 342А	100	5	20	0,05	15
04	КТ 347А	300	10	60	0,3	20
05	КТ 349Б	400	8	100	0,1	12
06	КТ 358Б	600	7	100	0,15	20
07	КТ 361Б	500	6	100	0,05	10
08	КТ 3102А	800	5	150	0,1	15
09	КТ 3107А	100	3	20	0,2	10
10	КТ 3117А	200	2	30	0,25	15

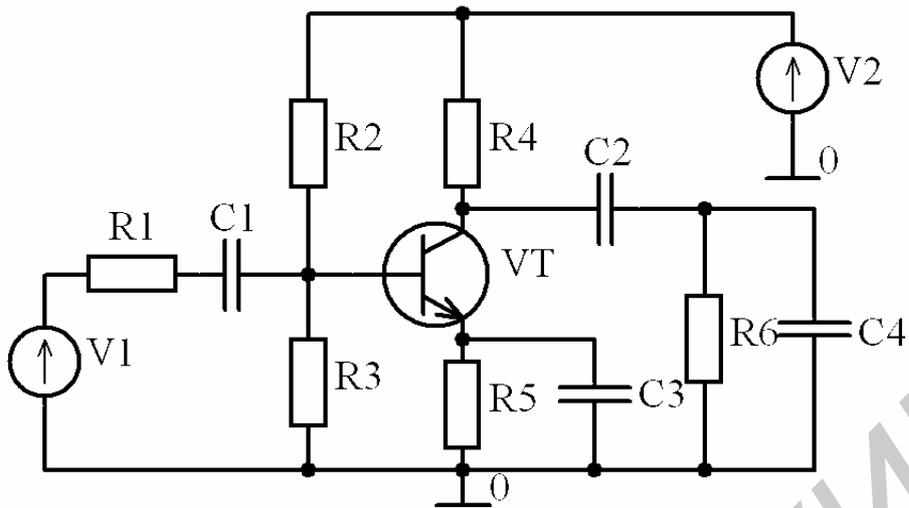


Рис. 6.10

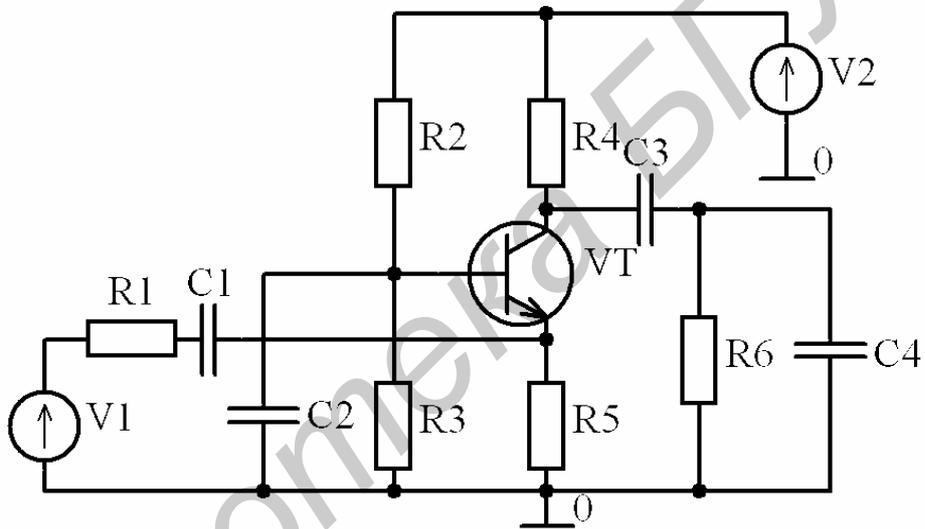


Рис. 6.11

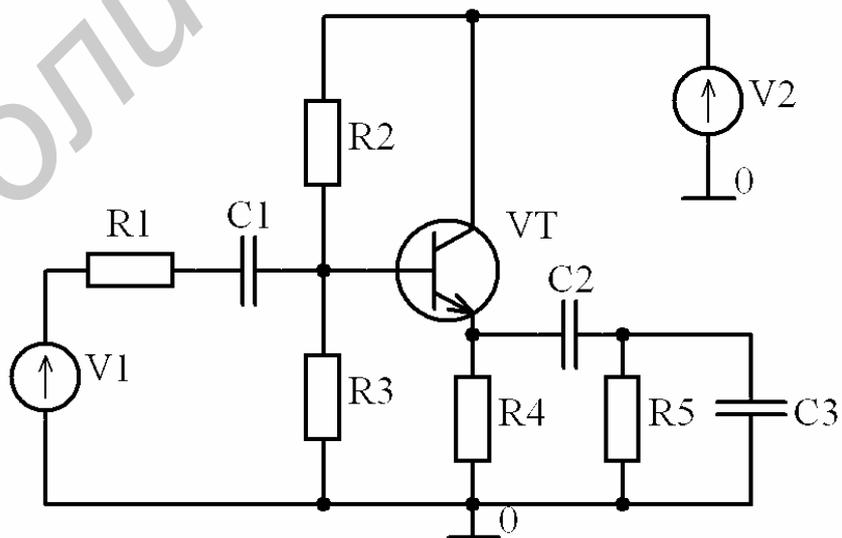


Рис. 6.12

6.7. Контрольные вопросы

1. Дайте определение основным параметрам малосигнальных усилительных каскадов.
2. Дайте определение основным характеристикам малосигнальных усилительных каскадов.
3. Опишите порядок составления эквивалентной схемы усилительного каскада.
4. Изобразите упрощенную эквивалентную схему каскада на БТ с ОБ для области низких (средних, высоких) частот.
5. Изобразите упрощенную эквивалентную схему эмиттерного повторителя для области низких (средних, высоких) частот.
6. Чем обусловлено уменьшение коэффициента усиления по напряжению в области низких частот усилителя на БТ с ОЭ и эмиттерной стабилизацией рабочей точки?
7. Чем обусловлено уменьшение коэффициента усиления по напряжению малосигнального каскада на БТ в области высоких частот?
8. Поясните назначение конденсатора в эмиттерной цепи усилительного каскада на БТ с ОЭ и эмиттерной стабилизацией рабочей точки.
9. Сравните между собой значения входного (выходного) сопротивления усилителей с различным включением БТ.
10. Сравните между собой значения коэффициентов усиления по напряжению и току усилителей с различным включением БТ.
11. Каскад с каким включением БТ является наиболее высокочастотным? Почему?
12. Что такое эффект Миллера? Как он влияет на полосу пропускания усилителя?
13. Какие значения имеют основные параметры эмиттерного повторителя? Для каких целей используется эмиттерный повторитель?
14. В чем заключается согласование по напряжению сопротивлений нагрузки и источника сигнала?
15. Дайте сравнительную характеристику усилителей на БТ с ОЭ и ОК по значениям их основных параметров.
16. Дайте сравнительную характеристику усилителей на БТ с ОЭ и ОБ по значениям их основных параметров.
17. Влияют ли элементы, задающие рабочую точку транзистора, на параметры усилителя?
18. Каким образом можно увеличить входное сопротивление усилителя на БТ с ОЭ и эмиттерной стабилизацией рабочей точки?

7. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

7.1. Усилители постоянного тока

Усилители постоянного тока (УПТ) предназначены для усиления медленных электрических сигналов частотой доли герц. Такая задача возникает в различных радиоэлектронных устройствах, в частности, устройствах измерительной техники, автоматики и управления. В таких усилителях для связи с источником сигнала и нагрузкой обычно используется гальваническая (непосредственная) связь с помощью элементов, обладающих проводимостью по постоянному току, таких как проводники, резисторы, полупроводниковые приборы. Применение емкостной связи осложнено тем обстоятельством, что обеспечить значение нижней граничной частоты величиной в тысячные доли герца возможно при использовании разделительных конденсаторов емкостью десятки–сотни микрофарад. Стремление к миниатюризации электронных устройств и реализации их в интегральном исполнении потребовало отказаться от использования RC-связей ввиду невозможности реализации в интегральном исполнении конденсаторов большой емкости.

Однако применение непосредственной межкаскадной связи при реализации УПТ приводит к двум серьезным проблемам: наличие **дрейфа нуля** и необходимость **согласования уровней постоянного напряжения** в соседних усилительных каскадах.

Дрейф нуля – медленное изменение выходного напряжения УПТ, обусловленное нестабильностью источника питания, изменением температуры и старением элементов схемы, при постоянном входном напряжении. Дрейф нуля описывается двумя параметрами: абсолютный дрейф нуля $U_{\text{вых др}}$ – напряжение дрейфа на выходе усилителя и дрейф нуля, приведенный ко входу, $U_{\text{вх др}}$ – отношение абсолютного дрейфа к коэффициенту усиления по напряжению

$$U_{\text{вх др}} = U_{\text{вых др}} / K_u \quad (7.1)$$

С данным явлением необходимо бороться, поскольку оно приводит к ошибкам в работе оконечных устройств автоматики, так как полезный сигнал суммируется с напряжением дрейфа. Данное явление накладывает ограничение на величину чувствительности усилителя, которая для минимизации таких ошибок должна быть во много раз больше приведенного дрейфа:

$$U_{\text{вх min}} \geq (5K10)U_{\text{вх др}} \quad (7.2)$$

Проблема согласования уровней постоянного напряжения состоит в следующем. В режиме покоя в усилителе на БТ с ОЭ и эмиттерной стабилизацией напряжение на коллекторе транзистора должно быть $U_K \approx U_{\text{ИП}}/2$, а напряжение на базе ниже: $U_B \approx U_{R_3} + U_{BЭ} \approx (0,05K0,1)U_{\text{ИП}} + 0,7 \text{ В}$. Таким образом, непосредственное подключение входа следующего каскада к выходу предыдущего без принятия специальных мер невозможно. Самый простой способ согласования – увеличение падения напряжения на резисторе R_3 путем увеличения сопротивления этого резистора приводит к значительному уменьшению коэффициента усиления по на-

пряжению во втором каскаде. Применение различных схем сдвига уровней постоянного напряжения с использованием резисторов, диодов и транзисторов приводит к дополнительным потерям сигнала и значительно усложняет схему усилителя.

7.2. Устройство и принцип действия дифференциального усилителя

Одновременное решение двух проблем, возникающих при проектировании многокаскадных УПТ, возможно в дифференциальном усилительном каскаде или дифференциальном усилителе (ДУ).

Дифференциальный усилитель – УПТ, предназначенный для усиления разности сигналов, поданных на его входы. Принципиальная схема ДУ, реализованного на БТ, показана на рис. 7.1. ДУ является мостовым или балансным усилителем.

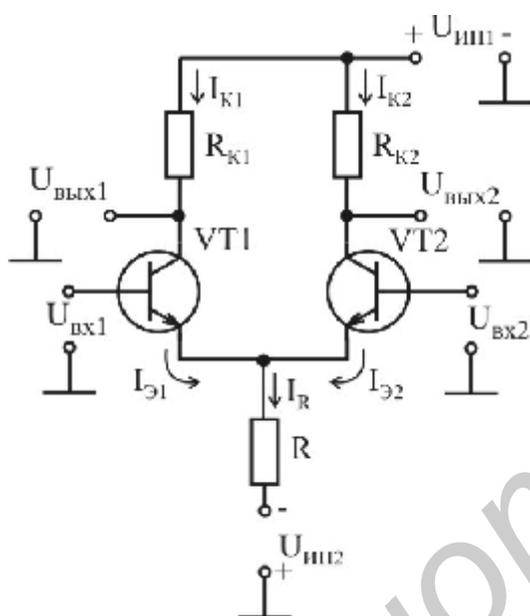


Рис. 7.1

Два плеча этого моста образованы транзисторами VT1 и VT2, а два других плеча – резисторами R_{K1} и R_{K2} . Питание усилителя осуществляется от двух источников (схема с расщепленным питанием) с одинаковыми значениями напряжения $U_{ИП1} = U_{ИП2} = U_{ИП}$. Входные сигналы подаются на базы транзисторов, а выходные сигналы снимаются с их коллекторов. Резистор R в эмиттерных цепях задает суммарный ток эмиттеров транзисторов. При $U_{ВХ1} = U_{ВХ2} = 0$ напряжение на эмиттерах транзисторов ниже нуля на величину $U_{БЭ}$, равную для кремниевых транзисторов 0,6 В.

Работа ДУ по постоянному току описывается уравнениями, составленными согласно законам Кирхгофа:

$$U_{ИП1} + U_{ИП2} = I_{K1}R_{K1} + U_{КЭ1} + I_R R; \quad (7.3)$$

$$U_{ИП1} + U_{ИП2} = I_{K2}R_{K2} + U_{КЭ2} + I_R R; \quad (7.4)$$

$$I_{Э1} + I_{Э2} = I_R. \quad (7.5)$$

Условие баланса схемы $U_{ВЫХ1} = U_{ВЫХ2}$ при $U_{ВХ1} = U_{ВХ2}$ выполняется, если резисторы имеют одинаковое сопротивление $R_{K1} = R_{K2} = R_K$, а транзисторы имеют одинаковые ВАХ и статический коэффициент передачи тока базы $h_{21Э1} = h_{21Э2} = h_{21Э}$. Действительно: при выполнении указанных условий $U_{БЭ1} = U_{БЭ2} = U_{БЭ}$, тогда $I_{Б1} = I_{Б2} = I_B$, $I_{K1} = I_{K2} = I_K = I_B h_{21Э}$, $U_{K1} = U_{K2} = U_K = U_{ИП} - I_K R_K$, поэтому $U_{ВЫХ1} = U_{ВЫХ2} = U_{ВЫХ}$.

При рассмотрении работы ДУ вводят два понятия – *синфазный сигнал* (СС) и *дифференциальный (разностный) сигнал* (ДС). Рассмотрим изменение выходного напряжения ДУ при воздействии этих сигналов.

Синфазный сигнал. Пусть на обоих входах ДУ действуют одинаковые по амплитуде, форме и фазе сигналы. Такое входное воздействие называют синфазным сигналом. Подача СС на входы ДУ показана на рис. 7.2. Увеличение входного напряжения приводит к одинаковому росту базовых токов на величину $\Delta I_{B1} = \Delta I_{B2} = \Delta I_B$ и как следствие к росту коллекторных токов транзисторов $\Delta I_{K1} = \Delta I_{K2} = \Delta I_K = h_{219} \Delta I_B$. Это должно привести к уменьшению напряжений на коллекторах транзисторов на одну и ту же величину

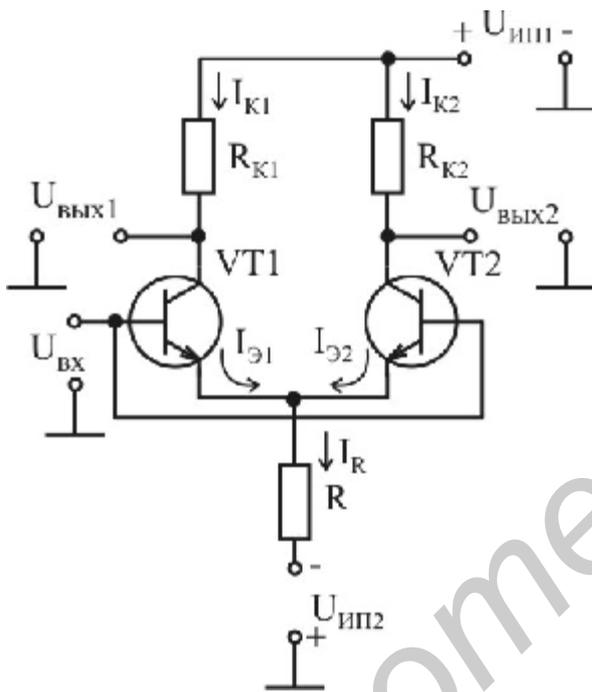


Рис. 7.2

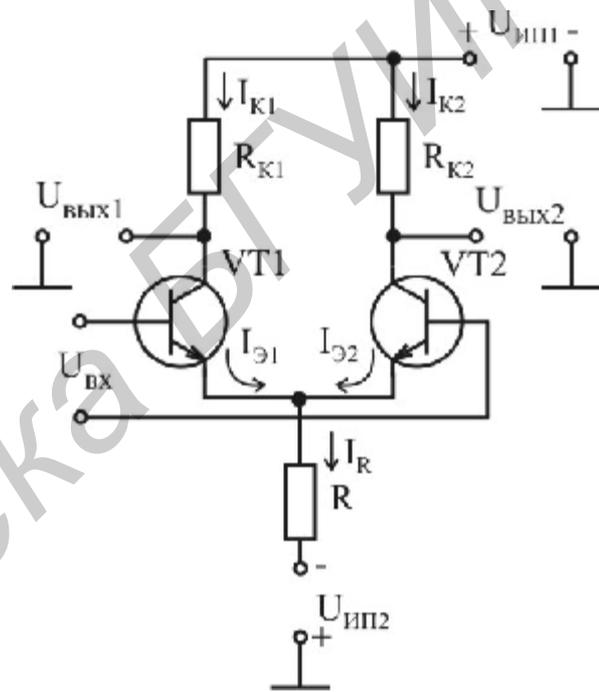


Рис. 7.3

$\Delta U_{K1} = \Delta U_{K2} = \Delta I_K R_K = h_{219} \Delta I_B R_K$. Однако рост коллекторных токов сопровождается ростом эмиттерных токов и тока I_R и увеличением падения напряжения на резисторе R . Напряжения на эмиттерах транзисторов возрастает, а напряжения база – эмиттер уменьшаются. Это приводит к уменьшению базовых и коллекторных токов и росту коллекторных напряжений. Эти два процесса частично компенсируют друг друга, и напряжения на коллекторах практически не изменяются и остаются одинаковыми. Усиление СС не происходит. В ДУ существует отрицательная обратная связь для СС, обусловленная наличием резистора R .

Если вместо резистора R включить источник тока, то в этом случае суммарный ток эмиттеров будет постоянным. Поэтому при увеличении напряжений на входах ДУ коллекторные токи, для которых справедливы выражения $I_{K1} \approx I_{Э1}$, $I_{K2} \approx I_{Э2}$, не будут изменяться, значит, постоянными и равными будут

и напряжения на коллекторах. Такой идеальный ДУ оказывается нечувствителен к СС.

Дифференциальный сигнал. Пусть сигнал амплитудой $U_{вх}$ приложен между входами ДУ, как показано на рис. 7.3. Это эквивалентно тому, что на каждом из входов ДУ действуют сигналы одинаковой амплитуды $U_{вх}/2$, одинаковой формы, но в противофазе. Такой сигнал называется дифференциальным.

Рассмотрим случай, когда напряжение на базе VT1 возрастает, а на базе VT2 уменьшается. Это приводит к увеличению тока базы $I_{Б1}$ и уменьшению $I_{Б2}$, при этом возрастает ток коллектора $I_{К1}$ и уменьшается $I_{К2}$. Абсолютные изменения коллекторных токов будут одинаковыми $|\Delta I_{К1}| = |\Delta I_{К2}| = \Delta I_{К}$, поскольку выполняется равенство $I_{К1} + I_{К2} \approx I_{Э1} + I_{Э2}$, а суммарный ток эмиттеров, который задается резистором R, остается практически неизменным. Напряжение $U_{вых1}$ уменьшается на величину $\Delta I_{К}R$, а $U_{вых2}$ на столько же увеличивается. Таким образом, в ДУ происходит усиление дифференциального сигнала.

Усиленный дифференциальный сигнал можно снимать или с коллекторов VT1 и VT2, или включив нагрузку между коллекторами. Первые два выхода называются *несимметричными*, а последний – *симметричным*. При подаче сигнала между базой и общей точкой вход называется *несимметричным* (рис. 7.1), а при подаче сигнала между базами транзисторов (рис. 7.3) – *симметричным*.

Один из входов ДУ является *инвертирующим*, а другой – *неинвертирующим*. Это определяется поведением фазы выходного сигнала по отношению к фазе сигнала на данном входе. Например, если сигнал снимается с коллектора VT2, то база VT1 является неинвертирующим входом. Действительно, увеличение напряжения на базе VT1 приводит к увеличению коллекторного тока VT1 и уменьшению коллекторного тока VT2, а значит, увеличению напряжения на коллекторе VT2. База VT2 по отношению к коллектору VT2 является инвертирующим входом, поскольку увеличение напряжения на базе VT2 приводит к увеличению тока коллектора VT2 и уменьшению напряжения на его коллекторе.

7.3. Расчет параметров дифференциального усилителя

ДУ имеет различные значения входного и выходного сопротивления и коэффициентов усиления по напряжению для дифференциального и разностного сигналов. Определим выражения для расчета этих параметров, пользуясь методом эквивалентных схем.

На рис. 7.4 представлена малосигнальная эквивалентная схема ДУ для дифференциального сигнала в области средних частот. Считаем, что напряжение на базе VT1 увеличивается, на базе VT2 уменьшается. Тогда справедливы равенства

$$I_{Б2} = -I_{Б1}; I_{К2} = -I_{К1}; I_{Э2} = -I_{Э1},$$

с учетом которых для входного напряжения можно записать

$$U_{вх} = I_{Б1}(r'_{б} + (h_{21э} + 1)r_э + r'_{б}) = 2I_{Б1}(r'_{б} + (h_{21э} + 1)r_э).$$

Для выходного напряжения справедливо выражение

$$U_{\text{вых}} = -I_{K2}R_{K2} = I_{K1}R_{K2} = h_{21э}I_{B1}R_{K2},$$

которое при $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ преобразуется к виду

$$U_{\text{вых}} = h_{21э}I_{B1}R_K.$$

Коэффициент усиления по напряжению ДУ для дифференциального сигнала определяется выражением

$$K_{u \text{ диф}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{h_{21э}I_{B1}R_K}{2I_{B1}(r'_{б} + (h_{21э} + 1)r_э)} = \frac{h_{21э}R_K}{2(r'_{б} + (h_{21э} + 1)r_э)}. \quad (7.6)$$

Поскольку справедливо соотношение $r'_{б} \ll (h_{21э} + 1)r_э$, то последнее выражение упрощается

$$K_{u \text{ диф}} \approx \frac{h_{21э}R_K}{2(h_{21э} + 1)r_э} \approx \frac{R_K}{2r_э}. \quad (7.7)$$

Если сигнал снимать с коллектора VT1, то $U_{\text{вых}} = -h_{21э}I_{B1}R_K$, происходит инвертирование сигнала и выражение для $K_{u \text{ диф}}$ будет иметь вид

$$K_{u \text{ диф}} \approx -\frac{R_K}{2r_э}. \quad (7.8)$$

Необходимо отметить, что коэффициент усиления по напряжению ДУ для дифференциального сигнала достаточно большая величина (десятки – сотни раз), но оказывается в два раза меньше, чем коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада на БТ с ОЭ.

Для увеличения коэффициента усиления дифференциального сигнала необходимо увеличивать R_K и уменьшать дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода. Такие требования оказываются противоречивыми. Увеличение R_K будет приводить к уменьшению коллекторного тока покоя, поскольку в режиме покоя $U_K \approx U_{\text{ИП}}/2$ и

$$I_K = \frac{U_{\text{ИП}} - U_{\text{ИП}}/2}{R_K} = \frac{U_{\text{ИП}}}{2R_K},$$

и приведет к увеличению дифференциального сопротивления эмиттерного перехода, которое определяется отношением

$$r_э \approx \frac{ц_T}{I_э} \approx \frac{ц_T}{I_K} = \frac{26 \text{ мВ}}{I_K} \text{ при } T = 300 \text{ К}.$$

То есть коэффициент усиления дифференциального сигнала не изменится.

Для увеличения $K_{u \text{ диф}}$ необходимо с увеличением R_K одновременно увеличивать напряжение источника питания, тогда коллекторный ток по крайней мере не будет уменьшаться, и неизменным будет $r_э$. Причем $K_{u \text{ диф}}$ определяется величиной напряжения источника питания согласно следующему соотношению:

$$K_{u \text{ диф}} \approx \frac{R_K}{2ц_T/I_K} = \frac{R_K U_{\text{ИП}}/2R_K}{2ц_T} = \frac{U_{\text{ИП}}}{4ц_T} = \frac{U_{\text{ИП}}}{104 \text{ мВ}} \approx \frac{U_{\text{ИП}}}{100 \text{ мВ}}. \quad (7.9)$$

Вывод. Увеличение напряжения источника питания на 1 В приводит к увеличению K_u диф на 10.

Входное сопротивление ДУ для дифференциального сигнала найдем согласно определению (см. рис. 7.4):

$$R_{вх \text{ диф}} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{2I_{Б1}(r'_{б} + (h_{21э} + 1)r_э)}{I_{Б1}} = 2(r'_{б} + (h_{21э} + 1)r_э) = 2h_{11э}. \quad (7.10)$$

Видно, что входное сопротивление ДУ для дифференциального сигнала в два раза выше входного сопротивления БТ с ОЭ и составляет величину единицы килоом.

Выходное сопротивление ДУ для дифференциального сигнала определяется выражением

$$R_{вых \text{ диф}} = R_{К2} || (r^*_{к} + r_э + R || (r^*_{к} + r_э + R_{К1})), \quad (7.11)$$

которое с учетом очевидных соотношений $r^*_{к} \gg r_э$, $r^*_{к} \gg R$, $r^*_{к} \gg R_{К}$ упрощается до

$$R_{вых \text{ диф}} \approx R_{К2} = R_{К}. \quad (7.12)$$

Выходное сопротивление ДУ для дифференциального сигнала имеет такую же величину, что и выходное сопротивление усилителя на БТ с ОЭ.

На рис. 7.5 представлена малосигнальная эквивалентная схема ДУ для синфазного сигнала в области средних частот.

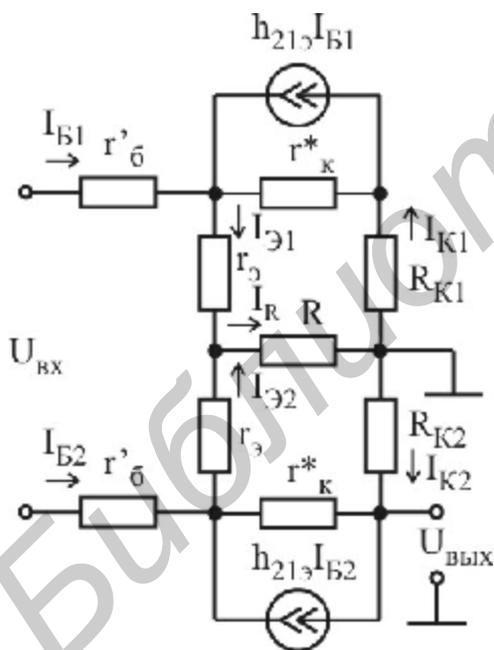


Рис. 7.4

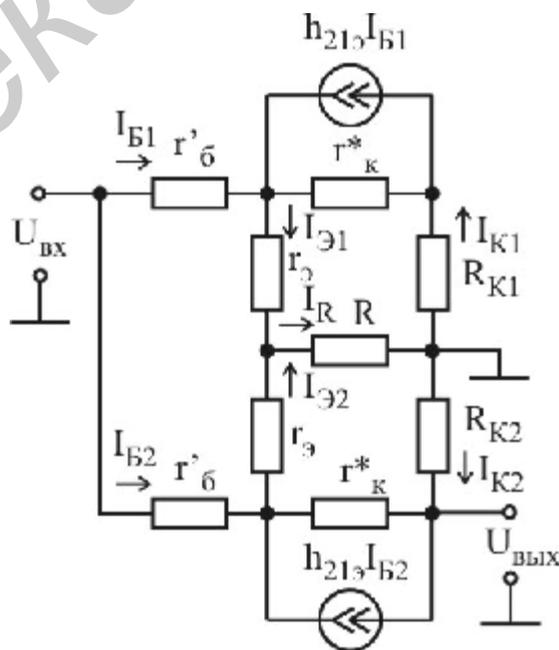


Рис. 7.5

Для входного напряжения можно записать следующее выражение:

$$U_{вх} = I_{Б1}r'_{б} + I_{Э1}r_э + I_{R}R = I_{Б1}r'_{б} + I_{Э1}r_э + (I_{Э1} + I_{Э2})R.$$

Поскольку для синфазного сигнала ДУ сбалансирован и выполняются равенства $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, $I_{Э1} = I_{Э2} = I_{Э}$, то последнее выражение можно преобразовать к виду

$$U_{ВХ} = I_B r'_6 + I_{Э}(r_3 + 2R) = I_B(r'_6 + (h_{21Э} + 1)(r_3 + 2R)).$$

Для выходного напряжения справедливо выражение

$$U_{ВЫХ} = -I_{К2}R_{К2} = -I_{К}R_{К} = -h_{21Э}I_B R_{К}.$$

Коэффициент усиления по напряжению ДУ для синфазного сигнала определяется выражением

$$K_{u\text{ СС}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{-h_{21Э}I_B R_{К}}{I_B(r'_6 + (h_{21Э} + 1)(r_3 + 2R))} = \frac{-h_{21Э}R_{К}}{r'_6 + (h_{21Э} + 1)(r_3 + 2R)}. \quad (7.13)$$

Поскольку справедливы соотношения $r'_6 \ll (h_{21Э} + 1)(r_3 + 2R)$ и $r_3 \ll R$, то последнее выражение упрощается

$$K_{u\text{ СС}} \approx -\frac{h_{21Э}R_{К}}{(h_{21Э} + 1)(r_3 + 2R)} \approx -\frac{R_{К}}{2R}. \quad (7.14)$$

Очевидно, что для уменьшения коэффициента усиления по напряжению синфазного сигнала необходимо уменьшать $R_{К}$ и увеличивать R . Такие требования также противоречивы, поскольку уменьшение $R_{К}$ при фиксированном $U_{К}$ приведет к росту $I_{К}$ и росту I_{R} , значит, сопротивление R должно уменьшиться.

Оценим предельное значение $K_{u\text{ СС}}$. Поскольку в режиме покоя $U_{К} \approx U_{ИП}/2$, то

$$R_{К} = \frac{U_{ИП} - U_{ИП}/2}{I_{К}} = \frac{U_{ИП}}{2I_{К}}. \quad (7.15)$$

Обычно в режиме покоя $U_{B1} = U_{B2} = 0$, тогда можно считать, что $U_{ИП} \approx I_{R}R = 2I_{Э}R \approx 2I_{К}R$, т.е. $R \approx \frac{U_{ИП}}{2I_{К}}$ и поэтому

$$K_{u\text{ СС}} \approx -\frac{R_{К}}{2R} = -\frac{U_{ИП}}{2I_{К}} / \left(2 \frac{U_{ИП}}{2I_{К}}\right) = -0,5. \quad (7.16)$$

Выводы

1. В ДУ для сопротивлений резисторов выполняется соотношение

$$R_{К} = R \approx \frac{U_{ИП}}{2I_{К}}. \quad (7.17)$$

2. ДУ ослабляет СС в два раза.

Входное сопротивление ДУ для СС найдем согласно определению (см. рис. 7.5):

$$R_{ВХ\text{ СС}} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = \frac{I_B(r'_6 + (h_{21Э} + 1)(r_3 + 2R))}{2I_B} = \frac{r'_6 + (h_{21Э} + 1)(r_3 + 2R)}{2}. \quad (7.18)$$

Поскольку справедливы соотношения $r'_6 \ll (h_{21э} + 1)(r_э + 2R)$ и $r_э \ll R$, то последнее выражение упрощается:

$$R_{вх\text{ СС}} \approx h_{21э} R. \quad (7.19)$$

Следовательно, входное сопротивление ДУ для СС составляет величину сотни килоом.

Выходное сопротивление ДУ для СС определяется тем же выражением, что и для ДС:

$$R_{вых\text{ СС}} = R_{К2} \parallel (r_{*к} + r_э + R \parallel (r_{*к} + r_э + R_{К1})) \approx R_{К}. \quad (7.20)$$

Таким образом, ДУ усиливает разностный сигнал и ослабляет СС. Поскольку различные помехи, нестабильности источника питания и температурные изменения действуют на ДУ как СС, а полезным является ДС, то эти свойства ДУ позволяют осуществить выделение полезного сигнала на фоне помех. Для оценки этого свойства ДУ вводится параметр, который называется коэффициентом ослабления СС, показывающий, во сколько раз коэффициент усиления ДС больше коэффициента усиления СС:

$$K_{u\text{ ОСС}} = \frac{K_{u\text{ диф}}}{K_{u\text{ СС}}} \approx \frac{R_{К}/(2r_э)}{R_{К}/(2R)} = \frac{R}{r_э}. \quad (7.21)$$

Для увеличения $K_{u\text{ ОСС}}$ необходимо увеличивать сопротивление R и уменьшать $r_э$. С учетом приведенных выше рассуждений величина $K_{u\text{ ОСС}}$ будет определяться напряжением источника питания:

$$K_{u\text{ ОСС}} \approx \frac{R}{r_э} \approx \frac{U_{ип}/2I_{К}}{\varphi_{Т}/I_{К}} = \frac{U_{ип}}{2\varphi_{Т}} \approx \frac{U_{ип}}{52\text{ мВ}} \approx \frac{U_{ип}}{50\text{ мВ}}. \quad (7.22)$$

Вывод. Увеличение напряжения источника питания на 1 В приводит к увеличению $K_{u\text{ ОСС}}$ на 20.

7.4. Способы улучшения параметров дифференциального усилителя

Для улучшения ДУ необходимо увеличивать входное сопротивление, коэффициент усиления дифференциального сигнала, коэффициент ослабления СС, уменьшать коэффициент усиления СС и иметь возможность устранять разбаланс мостовой схемы усилителя, вызванный асимметрией его плеч, которая приводит к тому, что $U_{К1} \neq U_{К2}$ при $U_{Б1} = U_{Б2} = 0$. Это обусловлено сложностью подбора в пару двух БТ с абсолютно идентичными характеристиками и параметрами. Наличие разброса параметров БТ, вызванных несовершенством технологии изготовления, приводит к тому, что даже в интегральных ДУ необходимо предусматривать возможность подключения внешнего (по отношению к интегральной схеме) переменного резистора, с помощью которого осуществляется балансировка схемы.

Для увеличения $K_{u\text{ диф}}$ необходимо увеличивать сопротивление резистора $R_{К}$ и уменьшать дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода БТ $r_э$.

Эти требования являются противоречивыми, поскольку для уменьшения r_3 необходимо увеличивать коллекторный ток I_K , а это в свою очередь требует уменьшения R_K для сохранения напряжения на коллекторе. Увеличения $K_{u \text{ диф}}$ добиваются включением в коллекторные цепи БТ вместо резисторов так называемой динамической нагрузки – источника тока, например на БТ, который обладает большой величиной сопротивления по переменному току. Однако это приводит также к увеличению выходного сопротивления ДУ, а значит, в этом случае необходимо использовать высокоомную нагрузку, например эмиттерный повторитель.

Для уменьшения $K_{u \text{ СС}}$ необходимо увеличивать сопротивление резистора R и уменьшать сопротивление R_K (последнее условие противоречит условию увеличения $K_{u \text{ диф}}$). Уменьшения $K_{u \text{ СС}}$ достигают использованием вместо резистора R источника тока, например на БТ.

Для увеличения $K_{u \text{ ОСС}}$ необходимо увеличивать сопротивление резистора R и уменьшать дифференциальное сопротивление r_3 . Эти требования противоречат друг другу, поскольку при увеличении R эмиттерные токи БТ будут уменьшаться, что приведет к росту r_3 . Поэтому увеличения $K_{u \text{ ОСС}}$ добиваются так же, как и в предыдущем случае.

Для увеличения входного сопротивления в ДУ используют составные БТ (схема Дарлингтона) (рис. 7.6), полевые транзисторы или включение транзисторов по схеме эмиттерного повторителя. Схему включения двух БТ, как показано на рис. 7.6, можно рассматривать как один БТ со следующими параметрами:

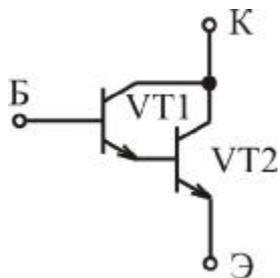


Рис. 7.6

$$h'_{21Э} \approx h_{21Э1} h_{21Э2}; \quad (7.23)$$

$$h'_{11Э} = h_{11Э1} + h_{21Э2} h_{11Э2} \approx 2h'_{21Э} r_3; \quad (7.24)$$

$$\frac{1}{h'_{22Э}} \approx \frac{1}{h_{22Э2}} + \frac{h_{21Э2}}{2h_{22Э1}} \approx \frac{3}{2h_{22Э2}}. \quad (7.25)$$

Как следует из выражений (7.23)–(7.25), составной транзистор по сравнению с одиночным транзистором обладает большими значениями коэффициента передачи по току, входного сопротивления и меньшим значением выходной проводимости.

На рис. 7.7 показана схема ДУ на полевых транзисторах с управляющим р-п-переходом. Основные параметры ДУ на полевых транзисторах рассчитываются с использованием следующих выражений:

$$K_{u \text{ диф}} = -\frac{S \cdot (R_{II} || R_i)}{2}; \quad (7.26)$$

$$K_{u \text{ СС}} = -\frac{R_D}{2R}; \quad K_{u \text{ ОСС}} \approx SR; \quad (7.27)$$

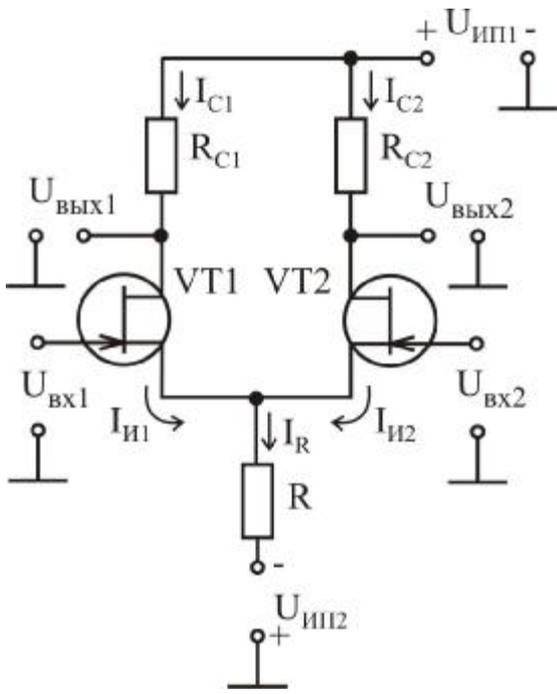


Рис. 7.7

$$R = \frac{U_{ИП}}{2I_C}; \quad R_C = \frac{U_{ИП}/2}{I_C}, \text{ т.е. } R = R_C. \quad (7.30)$$

7.5. Схемотехника источников тока

При выборе схемы построения источника тока для конкретного применения важно уметь определять его основные параметры, такие как внутреннее дифференциальное сопротивление

$$r_i = -dU_H/dI_H, \quad (7.31)$$

и температурный коэффициент, равный отношению изменения тока нагрузки к изменению температуры, вызвавшего это изменение тока

$$TK_I = \Delta I_H/\Delta T. \quad (7.32)$$

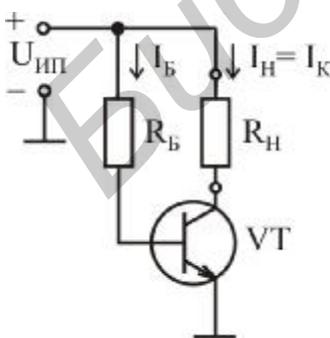


Рис. 7.8

Схема простейшего источника тока на БТ представлена на рис. 7.8. Ток нагрузки, включенной в коллекторную цепь транзистора, равен его коллекторному току. Величина тока в этой схеме незначительно зависит от напряжения $U_{КЭ}$, а значит, от значения сопротивления нагрузки и напряжения источника питания.

Ток нагрузки в схеме задается сопротивлением резистора R_B :

$$I_H = \frac{U_{ИП} - U_{БЭ}}{R_B} h_{21Э} \approx \frac{U_{ИП}}{R_B} h_{21Э}. \quad (7.33)$$

$$R_{ВХ\text{ СС}} = R_{ВХ\text{ диф}} \approx \infty; \quad (7.28)$$

$$R_{ВЫХ\text{ СС}} = R_{ВЫХ\text{ диф}} \approx R_{И} || R_i. \quad (7.29)$$

При проектировании усилителя необходимо иметь в виду, что суммарный ток обоих плеч I_R должен выбираться из условия $I_R \ll I_{Снач}$, чтобы управляющие переходы транзисторов оставались закрытыми при максимальных амплитудах сигнала. Для того чтобы изменение температуры не оказывало влияния на работу транзистора, постоянный ток стока полевого транзистора ДУ должен соответствовать току в термостабильной точке.

Сопротивления резисторов ДУ вычисляются по выбранным значениям токов и напряжений в рабочей точке, а также напряжениям источников питания. Поскольку $U_{И1} = U_{И2} \approx 0$, а $U_{СИ1} = U_{СИ2} \approx U_{ИП}/2$, то

Выражения для изменения тока нагрузки, вызванного изменением напряжения питания и изменением сопротивления нагрузки, можно получить путем следующих рассуждений. При изменении напряжения питания на $\Delta U_{ИП}$ напряжение коллектор – эмиттер изменяется на такую же величину $\Delta U_{КЭ} = \Delta U_{ИП}$, если в первом приближении считать ток нагрузки постоянным:

$$U_{ИП} + \Delta U_{ИП} = I_H R_H + (U_{КЭ} + \Delta U_{ИП}) = I_H R_H + (U_{КЭ} + \Delta U_{КЭ}).$$

Небольшие изменения тока нагрузки, обусловленные изменением напряжения питания, можно определить, зная значение выходной проводимости БТ:

$$\Delta I_H = h_{22э} \Delta U_{КЭ} = h_{22э} \Delta U_{ИП}. \quad (7.34)$$

При изменении сопротивления нагрузки на величину ΔR_H можно записать

$$\begin{aligned} U_{ИП} &= I_H R_H + U_{КЭ} = I_H (R_H + \Delta R_H) + (U_{КЭ} - I_H \Delta R_H) = \\ &= I_H (R_H + \Delta R_H) + (U_{КЭ} + \Delta U_{КЭ}), \end{aligned}$$

т.е. напряжение коллектор – эмиттер изменяется на величину

$$\Delta U_{КЭ} = -I_H \Delta R_H.$$

Тогда изменения тока нагрузки, обусловленные изменением сопротивления нагрузки, можно определить, пользуясь выражением

$$\Delta I_H = h_{22э} \Delta U_{КЭ} = -h_{22э} I_H \Delta R_H. \quad (7.35)$$

Вторым недостатком этой схемы является сильное влияние температуры на величину тока нагрузки. Это влияние обусловлено зависимостью коэффициента передачи по току $h_{21э}$ от температуры. Такое изменение можно описать следующим выражением:

$$\Delta I_H \approx \frac{U_{ИП}}{R_B} \Delta h_{21э}. \quad (7.36)$$

Дифференциальное сопротивление этого источника тока определяется выходной проводимостью БТ:

$$r_i = 1/h_{22э}. \quad (7.37)$$

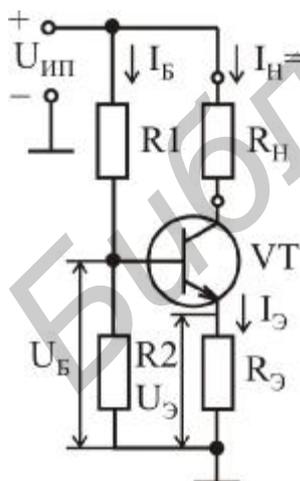


Рис. 7.9

В схеме источника тока на рис. 7.9 величина тока нагрузки менее чувствительна к изменениям сопротивления нагрузки, напряжения источника питания и температуры. Это обусловлено действием сопротивления $R_э$, создающим отрицательную обратную связь, механизм действия которой состоит в следующем. Например, увеличение тока нагрузки сопровождается увеличением тока эмиттера. Это приводит к увеличению напряжения на эмиттере и уменьшению напряжения $U_{БЭ}$, т.е. ток базы транзистора уменьшается, а значит, уменьшается и ток коллектора (ток нагрузки).

Ток нагрузки (см. рис. 7.9) задается величиной резистора $R_э$:

$$I_H = I_K \approx I_э = U_э / R_э = (U_B - U_{БЭ}) / R_э = (I_D R_2 - U_{БЭ}) / R_э \approx$$

$$\approx \left(\frac{U_{\text{ИП}} R_2}{R_1 + R_2} - U_{\text{БЭ}} \right) / R_{\text{Э}}. \quad (7.38)$$

Из полученного выражения следует, что ток нагрузки не зависит от сопротивления нагрузки. Поскольку напряжение $U_{\text{БЭ}}$ в первом приближении не зависит от напряжения питания, то для изменения тока нагрузки, вызванного изменением напряжения питания, справедливо следующее выражение

$$\Delta I_{\text{Н}} \approx \frac{\Delta U_{\text{ИП}} R_2}{R_1 + R_2} / R_{\text{Э}} = \frac{\Delta U_{\text{ИП}}}{(R_1/R_2 + 1) R_{\text{Э}}}. \quad (7.39)$$

Для изменения тока нагрузки, вызванного изменением температуры, можно записать выражение

$$\Delta I_{\text{Н}} \approx -\Delta U_{\text{БЭ}} / R_{\text{Э}}, \quad (7.40)$$

если считать, что при изменении температуры наибольший вклад в изменение тока нагрузки вносит изменение напряжения $U_{\text{БЭ}}$. Поскольку известна величина температурного коэффициента напряжения эмиттерного перехода

$$\text{ТКН}_{\text{БЭ}} = \Delta U_{\text{БЭ}} / \Delta T \approx -2,2 \text{ мВ}/^\circ\text{С},$$

то

$$\Delta I_{\text{Н}} \approx -\text{ТКН}_{\text{БЭ}} \cdot \Delta T / R_{\text{Э}} = 2,2 \cdot \Delta T / R_{\text{Э}}, \text{ мА}, \quad (7.41)$$

если значение $R_{\text{Э}}$ подставить в омах.

Дифференциальное сопротивление этого источника тока определяется выражением

$$r_i = \frac{1}{h_{22\text{э}}} \left(1 + \frac{h_{21\text{э}} R_{\text{Э}}}{(R_1 || R_2) + (h_{21\text{э}} + 1) r_{\text{э}} + R_{\text{Э}}} \right). \quad (7.42)$$

Другой способ уменьшения чувствительности источника тока (см. рис. 7.6) к воздействию дестабилизирующих факторов реализован в схеме, которая показана на рис. 7.10. В данной схеме вместо отрицательной обратной связи используется термокомпенсирующий элемент. Это способ нашел широкое применение при реализации усилителей в интегральном исполнении, в частности, рассмотренных далее операционных усилителей.

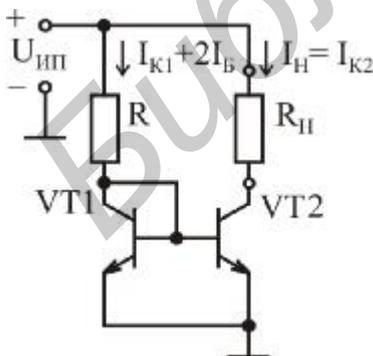


Рис. 7.10

Напряжение $U_{\text{БЭ2}}$ регулирующего транзистора VT2, а значит, и его ток базы, и ток нагрузки задается с помощью делителя напряжения R и транзистора VT1 в диодном включении.

Для схемы справедливо выражение

$$U_{\text{БЭ2}} = U_{\text{БЭ1}} = U_{\text{КЭ1}} = U_{\text{БЭ}} > U_{\text{КЭ нас}}.$$

Поэтому VT1 работает в активном режиме и выполняется равенство

$$I_{\text{К1}} = h_{21\text{э}} I_{\text{Б1}},$$

а также, если транзисторы хорошо подобраны и имеют одинаковые параметры и характеристики:

$$I_{\text{Б1}} = I_{\text{Б2}} = I_{\text{Б}}, \quad h_{21\text{э1}} = h_{21\text{э2}} = h_{21\text{э}}.$$

Поскольку

$$I_R = I_{K1} + 2I_B = h_{21Э}I_B + 2I_B,$$

$$\text{то } I_{K2} = h_{21Э}I_B = \frac{h_{21Э}I_R}{h_{21Э} + 2} \approx I_R \approx \frac{U_{ИП} - U_{БЭ}}{R} \approx \frac{U_{ИП} - 0,6\text{ В}}{R}.$$

Как следует из последнего выражения, ток нагрузки $I_H = I_{K2} \approx I_R$, поэтому данная схема называется «токовым зеркалом».

Если транзисторы имеют одинаковые параметры и одинаковую температуру, то изменения температуры будут приводить к одинаковым изменениям ВАХ транзисторов, и величина тока базы VT2 не будет зависеть от температуры. Причем изменения тока нагрузки, вызванные изменением температуры, будут определяться только температурной зависимостью входных ВАХ транзисторов

$$\Delta I_H \approx 2,2 \cdot \Delta T / R, \text{ мА}, \quad (7.43)$$

если значение R подставить в омах.

Дифференциальное сопротивление рассмотренной простейшей схемы «токового зеркала» определяется выходной проводимостью БТ:

$$r_i = 1/h_{22Э}. \quad (7.44)$$

В биполярном транзисторе имеется внутренняя обратная связь, т.е. зависимость напряжения $U_{БЭ}$ от напряжения $U_{КЭ}$, или эффект Эрли. Частично устранить это влияние в рассмотренном «токовом зеркале» можно путем включения в эмиттерные цепи транзисторов, как показано на рис. 7.11, резисторов с таким сопротивлением, чтобы напряжения на них были больше $U_{БЭ}$. В этом случае изменение $U_{БЭ}$, вызванное изменением $U_{КЭ}$, оказывает пренебрежимо малое влияние на выходной ток. Величина выходного тока определяется выражением

$$I_H = I_{K2} \approx I_{Э2} = \frac{U_B - U_{БЭ2}}{R_{Э2}} = \frac{I_{Э1}R_{Э1} + U_{БЭ1} - U_{БЭ2}}{R_{Э2}} \approx \frac{R_{Э1}}{R_{Э2}} I_{K1}. \quad (7.45)$$

Ослабить эффект Эрли в большей степени можно в схеме «токового зеркала», показанной на рис. 7.12.

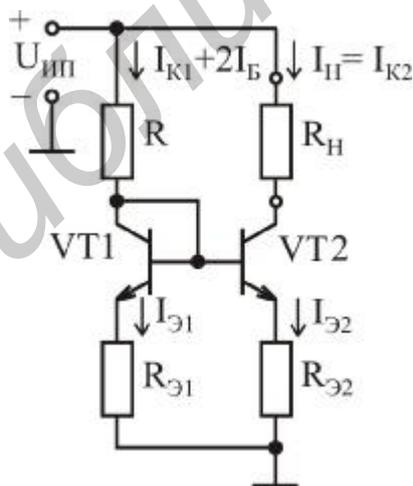


Рис. 7.11

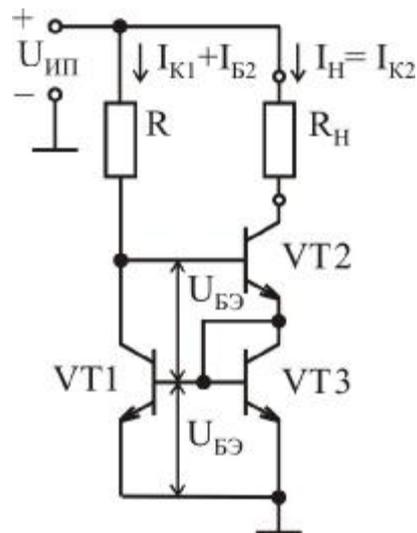


Рис. 7.12

Благодаря включению транзистора VT2 напряжение на коллекторе транзистора VT1 оказывается фиксированным и равным удвоенному напряжению $U_{БЭ}$. Таким образом, эффект Эрли в транзисторе VT1 будет отсутствовать. Ток нагрузки в схеме определяется коллекторным током транзистора VT3, который передается в нагрузку транзистором VT2. Выходной ток в этой схеме можно определить, пользуясь выражением

$$I_H = I_{K2} \approx I_{K1} = \frac{U_{ИП} - 2U_{БЭ}}{R}. \quad (7.46)$$

Дифференциальное сопротивление последних двух схем «токового зеркала» определяется приближенным равенством

$$r_i \approx h_{21Э} / h_{22Э}. \quad (7.47)$$

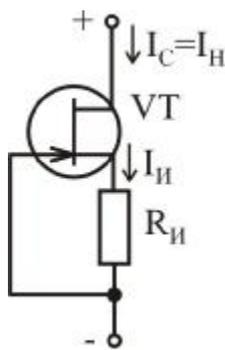


Рис. 7.13

Схема источника тока, реализованного на полевом транзисторе, показана на рис. 7.13. Достоинство такой схемы состоит в том, что источник тока представляет собой двухполюсник, который может включаться вместо любого омического сопротивления. Требуемый ток нагрузки $I_H = I_C = I_И$ определяется напряжением $U_{ЗИ}$, который задается падением напряжения на резисторе $R_И$:

$$U_{ЗИ} = -I_И R_И. \quad (7.48)$$

Значение напряжения $U_{ЗИ}$ может быть определено по семейству выходных ВАХ полевого транзистора или с использованием известной их аппроксимации. Сопротивление резистора $R_И$ по заданному току стока (нагрузки) можно рассчитать, пользуясь формулой

$$R_И = \frac{|U_{ЗИ}|}{I_C} = \frac{|U_{ЗИ \text{ пор}}| (1 - \sqrt{I_C / I_{C \text{ нач}}})}{I_C}. \quad (7.49)$$

7.6. Варианты реализации дифференциальных усилителей

На рис. 7.14 представлена схема ДУ с источником тока. «Токовое зеркало», задающее коллекторные токи усилительных транзисторов VT1 и VT3, собрано на транзисторах VT2 и VT4. Сумма коллекторных токов определяется выражением

$$I_{K1} + I_{K2} = 2I_K = \frac{U_{ИП1} + U_{ИП2} - 0,6В}{R} \approx \frac{2U_{ИП}}{R}. \quad (7.50)$$

Параметры этого ДУ рассчитываются согласно тем же формулам, что и для классической схемы ДУ (рис. 7.1), в которых вместо сопротивления R используется дифференциальное сопротивление «токового зеркала».

На рис. 7.15 приведена схема ДУ с динамической нагрузкой, которой является простейшее «токовое зеркало», выполненное на транзисторах VT1, VT2. В данном случае снимать сигнал можно только с коллектора VT4. При-

чем база VT3 является неинвертирующим входом, а база VT4 – инвертирующим.

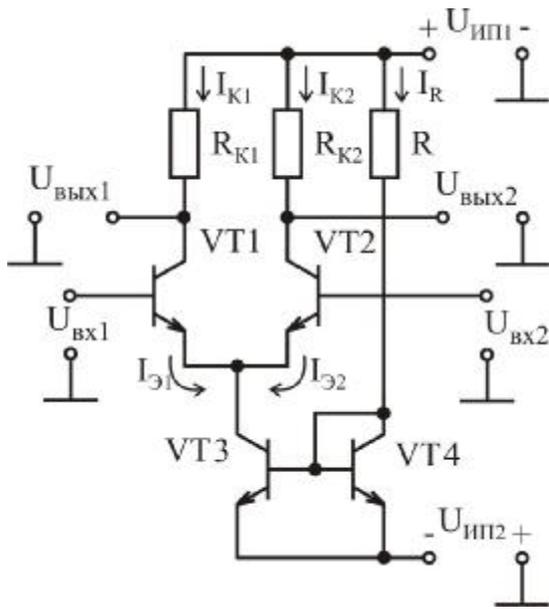


Рис. 7.14

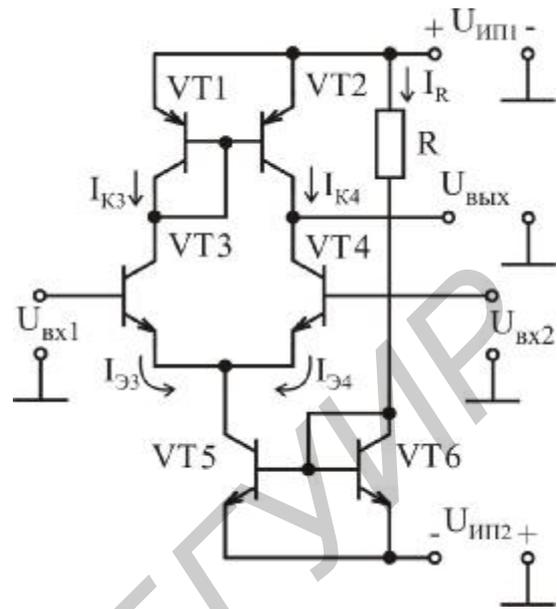


Рис. 7.15

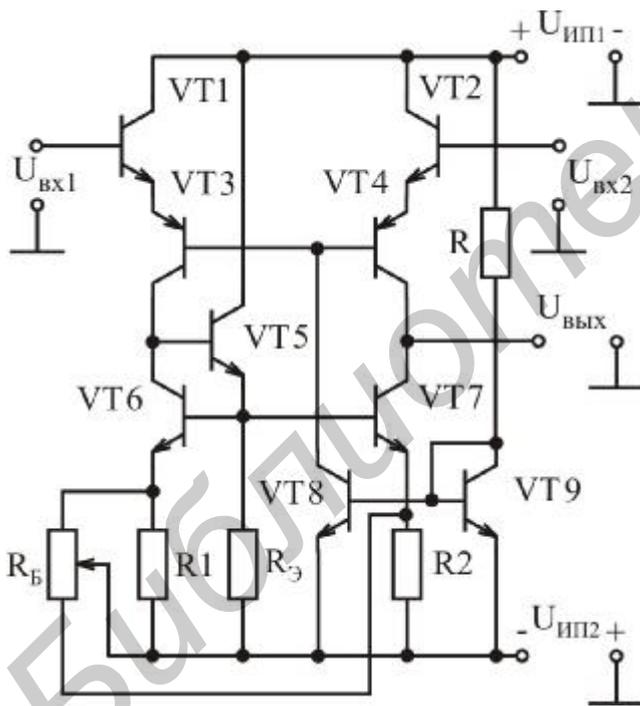


Рис. 7.16

На рис. 7.16 представлена схема ДУ с динамической коллекторной нагрузкой и включением усилительных транзисторов по схеме эмиттерного повторителя. Пары транзисторов VT1, VT3, а также VT2, VT4, включенные по схеме ОК–ОБ, являются усилительными и образуют одну пару плеч ДУ. Их динамической нагрузкой является «токовое зеркало», образованное транзисторами VT5–VT7 и резисторами R1, R2, R_Э. «Токовое зеркало» на транзисторах VT8, VT9 задает базовые токи VT3, VT4. Как и в предыдущей схеме, сигнал можно снимать только с коллектора VT4. Резистор R_Б служит для балансировки ДУ.

Представленные выше выражения получены при работе ДУ в режиме холостого хода на выходе. При проектировании ДУ коллекторные токи его транзисторов необходимо выбирать из условия $I_K > 10I_H$. В этом случае погрешность расчетов не будет превышать 10 %.

7.7. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить основные характеристики и параметры ДУ.
2. Выполнить инженерный расчет ДУ и рассчитать его основные параметры.
3. С помощью пакета OrCAD провести анализ характеристик ДУ и исследовать влияние элементов схемы на его основные характеристики.

Порядок выполнения задания:

1. Провести инженерный расчет элементов принципиальной схемы классического ДУ (рис. 7.1) и ДУ с источником тока (рис. 7.14). Исходные данные для расчета приведены в табл. 7.1. Параметры транзисторов приведены в прил. 3.

2. По результатам расчета элементов принципиальных схем ДУ провести расчет его основных параметров: $K_{u \text{ диф}}$, $K_{u \text{ СС}}$, $K_{u \text{ ОСС}}$, $R_{\text{вх диф}}$, $R_{\text{вых диф}}$, $R_{\text{вх СС}}$, $R_{\text{вых СС}}$. Результаты расчетов свести в таблицу.

Таблица 7.1

Исходные данные для расчета ДУ

№ варианта	Тип БТ	$U_{\text{ИП}}$, В	$I_{\text{К}}$, мА
01	КТ 315Г	5	5
02	КТ 337Б	6	6
03	КТ 342А	8	8
04	КТ 347А	5	4
05	КТ 349Б	9	3
06	КТ 358Б	10	5
07	КТ 361Г	6	9
08	КТ 3102Г	9	8
09	КТ 3107Г	12	7
10	КТ 3117А	10	4

3. Выполнить анализ рассчитанных ДУ с использованием пакета **OrCAD**.

3.1. Создать документ **Schematics**, содержащий принципиальную схему рассчитанного ДУ, на входы которого подается дифференциальный сигнал (рис. 7.17). В качестве источников питания V1 и V2 необходимо использовать источники постоянного напряжения **VDC**, а в качестве источника входного напряжения V3 – источник **VSIN**, что позволит выполнять любые виды анализа ДУ. Задать следующие значения параметров источника V3:

$DC = 0V$; $AC = 1mV$; $VOFF = 0V$; $VAMPL = 1mV$; $FREQ = 1kHz$.

Как показано на рис. 7.17, присвоить выходному узлу схемы (коллектор VT2) метку Out и подключить к нему маркер напряжения.

3.2. Выполнить расчет схемы по постоянному току. Сравнить постоянные токи и напряжения ДУ, полученные в результате машинного расчета, с исходными данными и результатами инженерного расчета.

Обеспечивается ли требуемый режим покоя? Чем можно объяснить различие результатов инженерного и машинного расчетов?

3.3. Выполнить расчет схемы по постоянному току для других значений температур – 47 и 67 °С. Определить изменения токов и напряжений при изменении температуры. Значения температуры следует задавать в окне, соответствующем разделу меню **Analysis/Setup/Temperature**.

3.4. Определить параметры ДУ для дифференциального сигнала $K_{u \text{ диф}}$, $R_{\text{вх диф}}$, $R_{\text{вых диф}}$, выполнив расчет передаточных функций по постоянному току (**Transfer Function**). В окне задания передаточных функций в качестве входного источника (**Input Source**) необходимо определить V3, а в качестве выходной переменной – напряжение на выходе ДУ V(Out). Результаты расчета можно просмотреть в разделе SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS выходного файла.

Сравните полученные значения с результатами инженерных расчетов. Чем можно объяснить различие результатов инженерного и машинного расчетов?

3.5. Выполнить расчет АЧХ ДУ для трех значений температур – 27, 47, 67 °С. Для этого необходимо задать следующие значения параметров режима расчета АЧХ (**AC Sweep**): характер изменения частоты – декадами (**Decade**); начальное значение частоты (**Start Freq.**) – 1HZ; конечное значение (**End Freq.**) – 1GHZ; количество точек на декаду (**Pts/Decade**) – 10. Указанные значения температур необходимо задать в окне расчета характеристик для различных температур (**Temperature**). По графикам определить значения $K_{u \text{ диф}}$ и $f_{\text{гр}}$ для трех температур.

Чем обусловлены изменения этих параметров с ростом температуры?

3.6. По форме выходного сигнала определить максимальную амплитуду неискаженного выходного сигнала частотой 1 кГц, выполнив анализ во временной области (**Transient**) для четырех значений амплитуды входного сигнала – 1, 10, 100, 1000 мВ.

Для этого необходимо установить следующие значения параметров режима **Transient**: шаг вывода данных (**Print Step**) – 0.01m; конечное время расчета (**Final Time**) – 10m; шаг интегрирования (**Step Ceiling**) – 0.01m.

С помощью элемента **Param** (библиотека **special.slb**) задать глобальный параметр с именем, например, «a» и значением 1mV и присвоить амплитуде источника V3 его значение.

Задать следующие параметры режима многовариантного анализа **Parametric**: выбрать изменение глобального параметра (**Global Parameter**); указать имя варьируемого параметра (**Name**), в данном случае – a; задать тип изменения параметра в виде списка (**Value List**); записать требуемые значения глобального параметра (1m 10m 100m 1000m) в строке **Values**.

Сравните полученное значение с напряжением питания.

3.7. Создать документ **Schematics**, содержащий принципиальную схему рассчитанного ДУ, на входы которого подается синфазный сигнал (рис. 7.18).

3.8. Определить параметры ДУ для синфазного сигнала $K_{u \text{ СС}}$, $R_{\text{вх СС}}$, $R_{\text{вых СС}}$, выполнив расчет передаточных функций по постоянному току

(Transfer Function). Рассчитать величину коэффициента ослабления синфазного сигнала K_u ОСС.

Сравните полученные значения с результатами инженерных расчетов. Чем можно объяснить различие результатов инженерного и машинного расчетов?

3.9. Выполнить пункты задания 3.1 – 3.8 для ДУ с источником тока.

Сравните полученные результаты с результатами инженерных расчетов и параметрами классического ДУ.

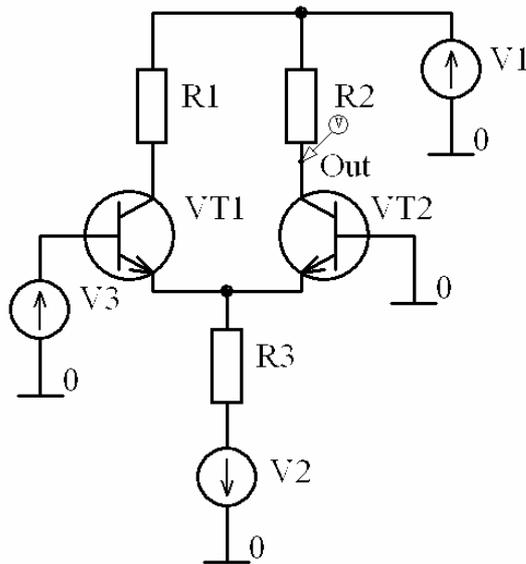


Рис. 7.17

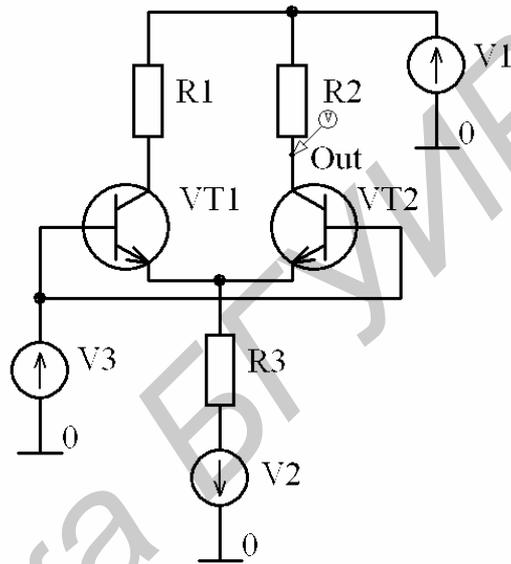


Рис. 7.18

7.8. Контрольные вопросы

1. Какой усилитель называется усилителем постоянного тока?
2. Почему в УПТ не используется емкостная межкаскадная связь?
3. Что такое дрейф нуля?
4. В чем состоит проблема согласования уровней постоянного напряжения в многокаскадном УПТ?
5. Какой усилитель называется дифференциальным? Нарисуйте принципиальную схему ДУ на БТ.
6. Запишите условие баланса ДУ.
7. Какой сигнал называют синфазным (дифференциальным)?
8. Сравните по величине входное сопротивление (коэффициент усиление по напряжению) ДУ для синфазного и дифференциального сигналов.
9. Нарисуйте полную эквивалентную схему ДУ для синфазного и дифференциального сигналов.
10. Сравните входную емкость ДУ для синфазного и дифференциального сигналов.
11. Нарисуйте схему ДУ, покажите на ней симметричный (несимметричные) вход(ы) (выход(ы)).
12. Что показывает коэффициент ослабления синфазного сигнала?
13. Чем обусловлена малая величина дрейфа нуля ДУ?

8. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

8.1. Основные понятия

Усилитель мощности (мощный усилительный каскад) (УМ) – усилитель, назначение которого состоит в обеспечении на заданной нагрузке при допустимых частотных и нелинейных искажениях требуемого уровня мощности, соизмеримого с мощностью, потребляемой от источника питания. Поскольку выходная мощность лежит в диапазоне от единиц до десятков – сотен ватт, то УМ должны иметь высокое значение коэффициента полезного действия (КПД).

При больших значениях выходной мощности, а значит, и мощности, рассеиваемой на самом электронном приборе, мгновенные значения токов и напряжений соизмеримы с их максимально допустимыми значениями. При этом рабочая точка может заходить на нелинейные участки ВАХ транзистора, что приводит к отличию формы выходного сигнала по сравнению с формой входного. Изменение формы сигнала при его прохождении через устройство называется *нелинейными искажениями*. Нелинейности характеристик других приборов, используемых в усилителях, таких как трансформаторы, полупроводниковые диоды и конденсаторы, также приводят к нелинейным искажениям.

Анализ основных соотношений для УМ обычно проводится с использованием выходных характеристик транзистора и его максимально допустимых параметров, к которым относятся мощность, рассеиваемая коллектором $P_{K \max}$, напряжение коллектор – эмиттер $U_{KЭ \max}$, ток коллектора $I_{K \max}$. На рис. 8.1 показана область допустимых режимов работы БТ на семействе выходных характеристик в схеме с ОЭ, ограниченная параметрами $U_{KЭ \max}$, $I_{K \max}$ и $P_{K \max}$. Графиком кривой, ограничивающей эту область по величине $P_{K \max}$, является гипербола, которая описывается выражением

$$I_K = P_{K \max} / U_{KЭ} \quad (8.1)$$

С целью обеспечения надежной, безотказной работы БТ в УМ его нагружают не более чем на 70 % от максимально допустимых значений параметров, т.е. амплитудные значения мгновенных токов и напряжений ограничиваются неравенствами

$$I_{K \text{ м}} \leq 0,7 I_{K \max} ; \quad (8.2)$$

$$U_{KЭ \text{ м}} \leq 0,7 U_{KЭ \max} , \quad (8.3)$$

а мощность, рассеиваемая коллектором, максимальной величиной

$$P_{K \text{ м}} \leq 0,5 P_{K \max} . \quad (8.4)$$

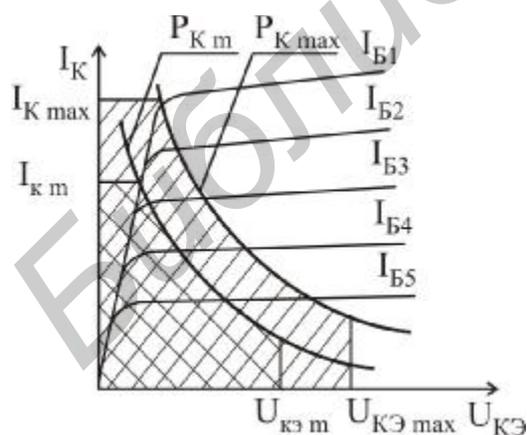


Рис. 8.1

С учетом соотношений (8.2) – (8.4) рабочая точка БТ не должна выходить за границы области, имеющей на рис. 8.1 двойную штриховку.

При выборе схемы для построения УМ и проектировании основное внимание уделяется повышению КПД и уменьшению нелинейных искажений.

Поскольку изменение формы сигнала приводит к появлению в его спектре высокочастотных составляющих, то оценку нелинейных искажений проводят с помощью *коэффициента гармоник*, который определяется следующим выражением:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} U_{nm}^2}{U_{1m}^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P_1}}, \quad (8.5)$$

где U_{nm} , P_n ($n \geq 2$) – амплитудные значения и мощность соответственно появляющихся высших гармонических составляющих выходного сигнала; U_{1m} , P_1 – амплитуда и мощность соответственно основной гармоники выходного сигнала.

Обычно коэффициент гармоник выражают в процентах и не допускают, чтобы он превышал 5–10 %, причем при высококачественном усилении звуковых колебаний он не должен превышать 0,5 %.

8.2. Согласование усилителя с нагрузкой

Вопрос повышения КПД УМ тесно связан с вопросом согласования усилителя с нагрузкой. Поскольку любой усилитель можно рассматривать как реальный источник напряжения с действующим напряжением E_{Γ} и внутренним сопротивлением R_{Γ} , то необходимо выяснить, при каком соотношении между сопротивлениями источника R_{Γ} и нагрузки R_H в нагрузку будет отдаваться максимальная мощность.

Данная задача иллюстрируется схемой, показанной на рис. 8.2. Мощность, отдаваемая в нагрузку, определяется выражением

$$P_H = U_H I_H = I_H^2 R_H = U_H^2 / R_H. \quad (8.6)$$

Напряжение на нагрузке и ток нагрузки определяются параметрами схемы

$$U_H = E_{\Gamma} R_H / (R_{\Gamma} + R_H), \quad (8.7)$$

$$I_H = E_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + R_H). \quad (8.8)$$

Подстановка (8.7) и (8.8) в (8.6) дает выражение

$$P_H(R_H) = \frac{E_{\Gamma}^2 R_H}{(R_{\Gamma} + R_H)^2}. \quad (8.9)$$

Анализ (8.9) позволяет сделать вывод, что зависимость $P_H = f(R_H)$ носит экстремальный характер: существует оптимальное значение сопротивления нагрузки R_{HO} , при котором мощность в нагрузке будет иметь максимальное значение $P_{H \max}$, как показано на рис. 8.3. Оптимальное значение сопротивления нагрузки определим, решив уравнение $\partial P_H / \partial R_H = 0$. Один из корней этого уравнения есть положительное число

$$R_H = R_{\Gamma} = R_{HO} \quad (8.10)$$

и является искомым оптимальным значением.

Подстановка (8.10) в (8.9) дает максимальное значение мощности нагрузки

$$P_{H \max} = \frac{E_{\Gamma}^2 R_{\Gamma}}{(R_{\Gamma} + R_{\Gamma})^2} = \frac{E_{\Gamma}^2}{4R_{\Gamma}}. \quad (8.11)$$

Поскольку мощность, потребляемая от идеального источника напряжения E_c , определяется выражением

$$P_{\Gamma} = E_{\Gamma} I_H = \frac{E_{\Gamma}^2}{R_{\Gamma} + R_{\Gamma}} = \frac{E_{\Gamma}^2}{2R_{\Gamma}}, \quad (8.12)$$

то $P_{H \max} = 0,5P_{\Gamma}$. Мощность источника напряжения делится поровну между нагрузкой и его внутренним сопротивлением.

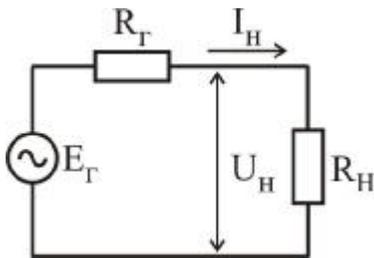


Рис. 8.2

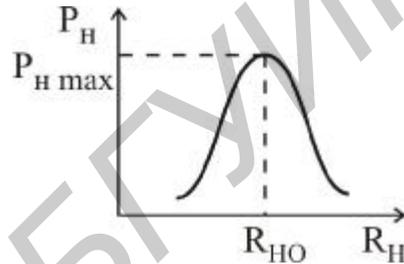


Рис. 8.3

Вывод. Для передачи максимальной мощности от реального источника напряжения в нагрузку сопротивление нагрузки должны быть равно внутреннему сопротивлению источника, при этом мощность идеального источника делится поровну между внутренним сопротивлением и нагрузкой.

Проведенный анализ позволяет определить требования к схеме включения БТ в УМ с точки зрения согласования. Поскольку сопротивление нагрузки УМ небольшое – единицы ом, то БТ в УМ должен использоваться в схеме включения с ОК, которая обеспечивает минимальное значение выходного сопротивления усилителя. При использовании транзистора с ОЭ для согласования высокого выходного сопротивления транзистора с низкоомной нагрузкой в выходную цепь УМ необходимо включать трансформатор.

8.3. Режимы работы активного элемента в усилителях мощности

Различают следующие основные режимы работы активного элемента (АЭ) в УМ – режимы А, В, АВ и С. Эти режимы работы различаются положением точки покоя на сквозной динамической характеристике усилителя (зависимости $I_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$), показанной на рис. 8.4, соотношением между амплитудой выходного тока и значением выходного тока в точке покоя, а следовательно, значениями КПД и коэффициента гармоник. При рассмотрении режимов работы АЭ используется такое понятие, как **угол отсечки**, представляющий собой половину части периода усиливаемого сигнала, в течение которого транзистор открыт и через него протекает ток.

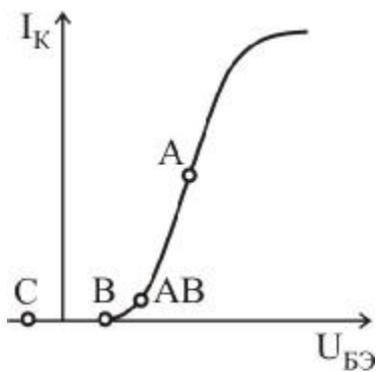


Рис. 8.4

В режиме А точка покоя (точка А на рис. 8.4) выбирается на середине прямолинейного участка сквозной динамической характеристики. Выходной сигнал практически повторяет форму входного сигнала при относительно небольшой величине последнего. Нелинейные искажения при этом минимальны, $K_{\Gamma} \leq 1\%$. Ток в выходной цепи существует в течение всего периода входного сигнала, значит, угол отсечки $\theta = 180^\circ$. При этом среднее значение выходного тока велико по сравнению амплитудой его переменной составляющей.

Принципиальная схема простейшего усилителя, в котором транзистор работает в режиме А, представлена на рис. 6.1, а семейства выходных и входных характеристик БТ, поясняющие его работу, на рис. 8.5, а и 8.5, б соответственно.

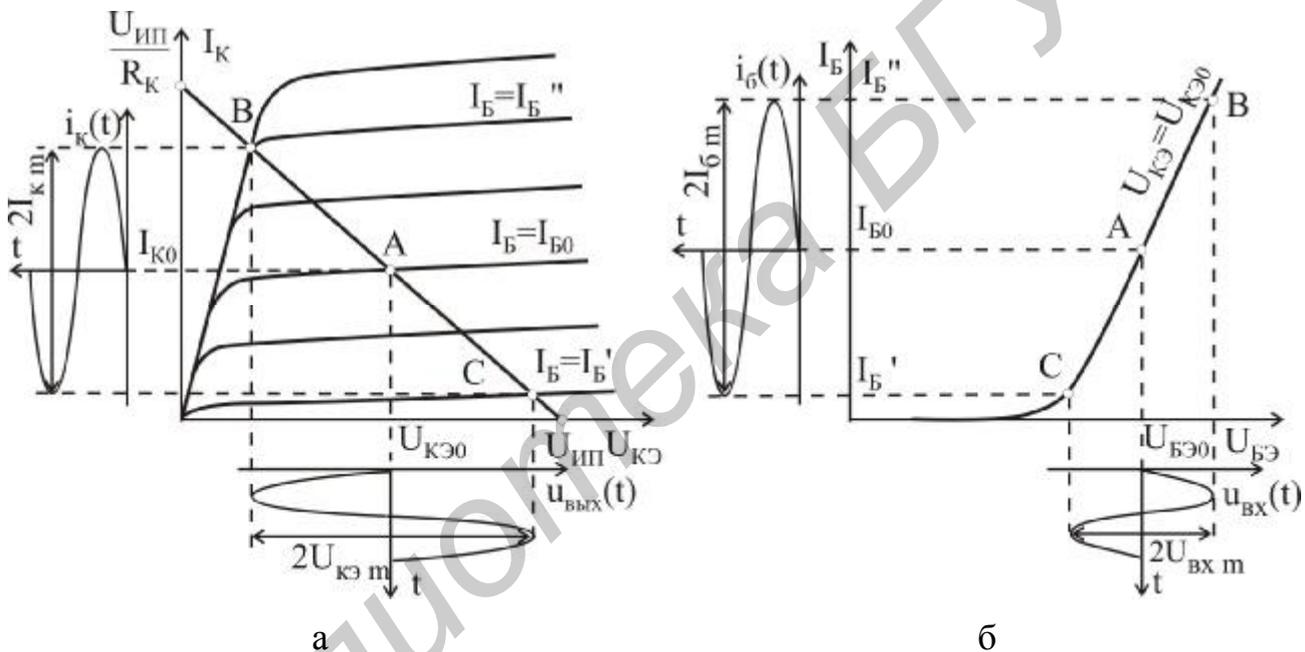


Рис. 8.5

КПД усилителя определяется как отношение мощности, отдаваемой в нагрузку (выходной мощности), к мощности, потребляемой от источника питания, выраженное в процентах. Определим максимально возможный КПД усилителя мощности, работающего в режиме класса А.

В случае усиления гармонического сигнала выходная мощность определяется выражением:

$$P_{\text{ВЫХ}} = 0,5U_{\text{кэ м}} I_{\text{к м}}, \quad (8.13)$$

где $U_{\text{кэ м}}$, $I_{\text{к м}}$ – амплитуды выходного напряжения (коллектор – эмиттер) и первой гармоники выходного тока (коллектора). Мощность, потребляемая от

источника питания, определяется произведением напряжения $U_{ИП}$ и постоянной составляющей тока коллектора $I_{К0}$:

$$P_{ИП} = U_{ИП} \cdot I_{К0}. \quad (8.14)$$

Тогда для максимального КПД коллекторной цепи (без учета потребления энергии по цепи базы) получим

$$\eta_{A \max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{кэ м} \cdot I_{к м}}{U_{ИП} \cdot I_{К0}} \cdot 100 \% = 0,5 \cdot \xi \cdot \gamma \cdot 100 \%, \quad (8.15)$$

где $\xi = U_{кэ м} / U_{ИП}$ – коэффициент использования напряжения источника питания; γ – коэффициент, который отражает отношение амплитуды первой гармоники коллекторного тока к величине его постоянной составляющей. Очевидно, что максимальное значение КПД $\eta_{A \max} = 100 \%$ можно получить, если $\xi\gamma = 2$.

Однако при максимальном использовании нагрузочной прямой

$$I_{к м} = I_{К0}; \quad I_{к м} = 0,5U_{ИП} / R_{К}; \quad U_{кэ м} = I_{к м} \cdot R_{К},$$

следовательно, $\xi = 0,5$; $\gamma = 1$ и в идеальном случае для усилителя в режиме класса А имеем

$$\eta_{A \max} = 0,5 \cdot 0,5 \cdot 1 \cdot 100 \% = 25 \%.$$

В реальных усилителях рабочий участок нагрузочной прямой ограничен нелинейностями сверху и снизу, поэтому реальный КПД усилителя будет еще меньше $\eta_{A \max} < 25 \%$.

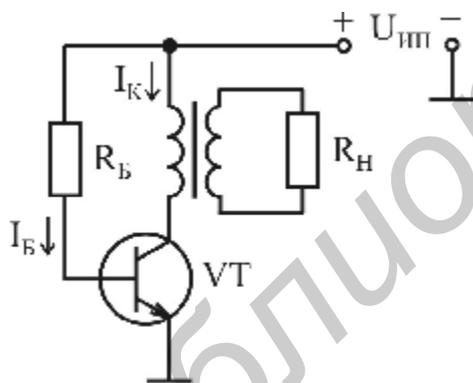


Рис. 8.6

Увеличить КПД в режиме класса А можно путем увеличения коэффициента использования напряжения источника питания ξ , например, увеличив амплитуду выходного напряжения за счет использования трансформаторного включения нагрузки, как показано в схеме усилителя на рис. 8.6. В этой схеме постоянный ток коллектора протекает только по первичной обмотке трансформатора, которая имеет очень малое омическое сопротивление (сопротивление постоянному току) по сравнению с индуктивным (сопротивлением переменному току).

В этом случае максимальная амплитуда коллекторного напряжения может в идеале иметь значение, равное напряжению питания $U_{ИП}$, т.е. коэффициент использования напряжения источника питания $\xi = 1$, и максимальный КПД при такой идеализации

$$\eta_{A \max} = 0,5 \cdot 1 \cdot 1 \cdot 100 \% = 50 \%.$$

Дальнейшее увеличение КПД возможно лишь за счет увеличения коэффициента γ , что предполагает нелинейный режим работы транзистора с заходом в область отсечки тока. Практической реализацией такого способа являются ис-

пользование режима В, при котором точка покоя (точка В на рис. 8.4) выбирается так, чтобы ток через АЭ протекал только в течение половины периода входного сигнала, $\theta = 90^\circ$. Ток покоя при этом близок к нулю, и форма выходного тока сильно отличается от входного. Это приводит к увеличению КПД по сравнению с режимом А, но также увеличиваются и нелинейные искажения, $K_{\Gamma} \geq 10\%$. В этом случае АЭ усиливает только одну полуволну входного сигнала, а для усиления другой полуволны используют еще один транзистор, работающий в противофазе. Такой усилитель называется *двухтактным*.

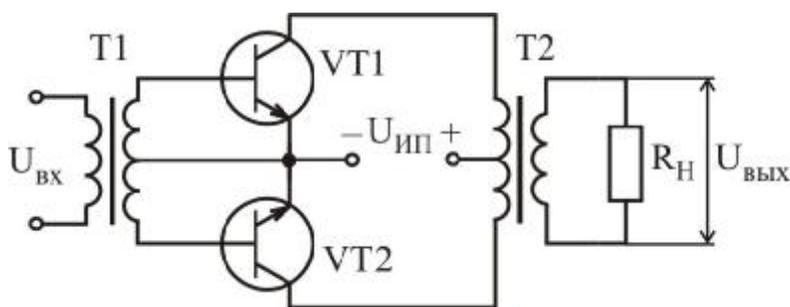


Рис. 8.7

Схема простейшего трансформаторного двухтактного усилителя показана на рис. 8.7. Противофазное управление транзисторами достигается благодаря подаче на базы напряжений с разных половин вторичной обмотки трансформатора Т1. Тран-

зисторы работают поочередно, каждый пропускает полуволну тока в соответствующий полупериод входного колебания. В другую полуволну он заперт, и ток от источника питания не потребляет. Напряжения коллектор – эмиттер транзисторов имеют как постоянные, так и переменные составляющие. Последние являются взаимно противофазными.

Для определения максимального КПД выходных цепей транзисторов (без учета КПД трансформатора) в режиме В при гармоническом входном сигнале найдем среднее значение суммарного тока плеч, потребляемого от источника. Поскольку суммарный для двух плеч ток источника питания имеет форму однополярных полувольт коллекторных токов синусоидальной формы с амплитудой $I_{к м}$, то его среднее значение определяется средним за полпериода значением синусоидальной функции с амплитудой $I_{к м}$:

$$I_{ИП ср} = 2I_{к м} / \pi. \quad (8.16)$$

Тогда максимальный КПД в режиме В

$$\eta_{В max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{кэ м} \cdot I_{к м}}{U_{ИП} \cdot I_{ИП ср}} \cdot 100\% = 0,25 \cdot \xi \cdot \pi \cdot 100\%.$$

Поскольку коэффициент использования напряжения питания в трансформаторной схеме в идеальном случае $\xi = 1$, то

$$\eta_{В max} = (\pi/4) \cdot 100\% = 78,5\%.$$

С учетом остаточных напряжений на транзисторах $U_{КЭ нас}$ КПД будет ниже.

Существенным недостатком двухтактного УМ является работа БТ на нелинейных начальных участках сквозных характеристик, т.е. в течение части периода входного сигнала оба транзистора оказываются закрытыми. В форме выходного на-

пряжения, как показано на рис. 8.8, или тока появляются «ступеньки» в те промежутки времени, когда мгновенное значение входного напряжения по модулю меньше порогового напряжения обоих транзисторов, т.е. когда входной сигнал меняет свою полярность. Эти искажения называются переходными.

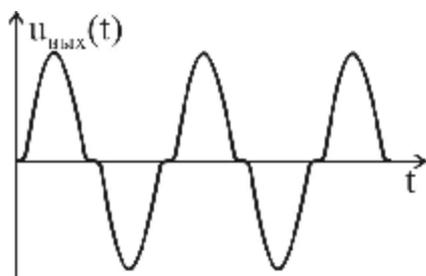


Рис. 8.8

Для уменьшения больших нелинейных искажений, присущих режиму В, используют промежуточный режим АВ. Точка покоя выбирается на сквозной характеристике ниже, чем в режиме А, но выше, чем в режиме В, на нижнем изгибе сквозной характеристики (точка АВ на рис. 8.4). Транзистор в точке покоя приоткрыт, что устраняет переходные искажения и значительно уменьшает коэффициент гармоник, $K_{\Gamma} \leq 3\%$.

Ток через АЭ протекает в течение промежутка времени больше, чем половины периода входного сигнала, поэтому $\theta = 100 - 120^\circ$. КПД в режиме АВ оказывается ниже, чем в режиме В.

В режиме С точка покоя выбирается в области запирающего транзистора (точка С на рис. 8.4), поэтому угол отсечки $\theta < 90^\circ$. Обычно этот режим используется в высокочастотных усилителях радиопередающих устройств и поэтому подробно не рассматривается.

В режиме D, или ключевом режиме работы транзистора, на его вход подается прямоугольный сигнал с большой амплитудой, который полностью закрывает и открывает транзистор. Транзистор всегда находится в одном из крайних состояний: в насыщении или отсечке. Потери энергии в транзисторе всегда ничтожно малы, поскольку переключение из одного состояния в другое осуществляется практически мгновенно. Этот режим позволяет получать очень высокий КПД и используется в усилителях с широтно-импульсной модуляцией, которые являются достаточно сложными устройствами, рассмотрение их принципа действия выходит за рамки данного курса.

8.4. Схемы бестрансформаторных двухтактных усилителей мощности

Трансформаторы имеют большие размеры и массу, высокую стоимость, большие линейные и нелинейные искажения, создают дополнительные потери мощности (их КПД обычно составляет 70...90%). Поэтому широко используются бестрансформаторные двухтактные усилители мощности, в которых транзисторы работают в режиме В либо близком к нему режиме АВ. Наиболее широко применяется каскад с параллельным возбуждением однофазным напряжением на комплементарной паре транзисторов, включенных по схеме с общим коллектором. *Комплементарной* называется пара транзисторов, имеющих близкие характеристики и параметры, но различную структуру р-п-р и п-р-п. Принципиальная схема каскада с двухполярным питанием, в котором транзисторы работают в режиме класса В, показана на рис. 8.9. В данной схеме используется непосредственная связь с нагрузкой.

В отличие от трансформаторных двухтактных усилителей, в которых транзисторы включены с ОЭ, в бестрансформаторных усилителях транзисторы включены по схеме с ОК, что связано с возможностью обеспечить согласование источника сигнала и низкоомную нагрузку.

При $U_{вх} = 0$ оба транзистора находятся в режиме отсечки, поскольку резисторы R_1 и R_2 задают напряжение на базах транзисторов $U_{Б1} = U_{Б2} = 0$. Напряжения источников питания удовлетворяют условию $U_{ИП1} = U_{ИП2}$, поэтому сопротивления резисторов одинаковы $R_1 = R_2$, причем ток делителя $I_D \geq I_{Бmax}$. В режиме В ток покоя коллектора равен начальному сквозному току транзистора $I_K = I_{КЭ0}$, значение которого невелико. При действии положительного полупериода входного сигнала транзистор VT_1 работает как эмиттерный повторитель, а транзистор VT_2 закрыт. При действии отрицательного полупериода входного сигнала ситуация меняется на противоположную. Поэтому транзисторы попеременно, каждый в течение одного полупериода усиливают входной сигнал.

В двухтактном каскаде с однополярным питанием, схема которого показана на рис. 8.10, нагрузка подключается через разделительный конденсатор C_2 . Ввиду симметрии плеч, т.е. $R_1 = R_2$, а транзисторы – комплементарные, при $U_{вх} = 0$ справедливо равенство $U_{Э1} = U_{Э2} = U_{ИП}/2$. Поэтому и конденсатор C_2 заряжен до напряжения $U_{ИП}/2$. При действии положительных полупериодов входного сигнала открывается транзистор VT_1 (транзистор VT_2 при этом закрыт), и ток эмиттера VT_1 протекает через нагрузку R_H и подзаряжает конденсатор C_2 . При действии отрицательных полупериодов транзистор VT_1 закрывается, источник питания $U_{ИП}$ отключается от эмиттера транзистора VT_2 , а заряженный конденсатор C_2 служит источником питания для транзистора VT_2 . Ток разряда конденсатора C_2 протекает через VT_2 и нагрузку R_H .

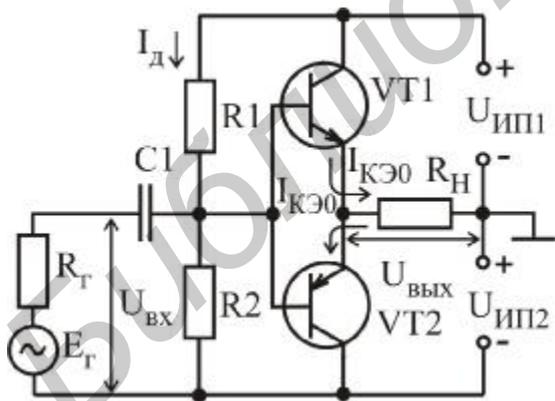


Рис. 8.9

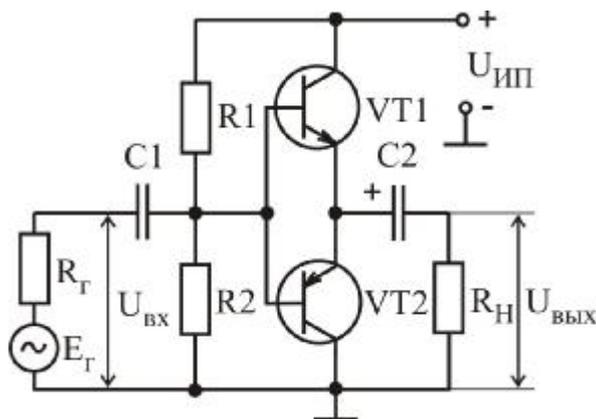


Рис. 8.10

Для задания работы транзисторов двухтактного усилителя мощности в режиме АВ на их базы подается напряжение смещения $U_{СМ}$, сдвигающее их рабочую точку на изгиб входной характеристики (рис. 8.11). Чтобы получить сигнал с

мощностью, достаточной для возбуждения оконечного каскада, используется обычный резистивный каскад на БТ с ОЭ (VT1), работающий в режиме класса А.

Напряжение смещения образуется на резисторе R_T при протекании по нему постоянной составляющей коллекторного тока VT1: $U_{CM} = U_{БЭ2} + U_{БЭ3} = I_{К1} \cdot R_T$. Для обеспечения стабильности положения рабочей точки при изменении температурного режима транзисторов оконечного каскада в качестве R_T применяют терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления, причем размещают его на радиаторе этих транзисторов. Лучшие результаты дает использование в качестве элемента термокомпенсации полупроводниковых диодов (рис. 8.12). В основе лежит температурная зависимость прямой ветви ВАХ р-п-перехода, которая характеризуется отрицательным температурным коэффициентом (около $-2,2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$) и позволяет в идеальном случае осуществить полную компенсацию температурного дрейфа тока покоя транзисторов оконечного каскада. Малое динамическое сопротивление открытого р-п-перехода обеспечивает одинаковые условия возбуждения транзисторов. Требуемую величину напряжения смещения U_{CM} получают, используя последовательное соединение нескольких диодов (рис. 8.12).

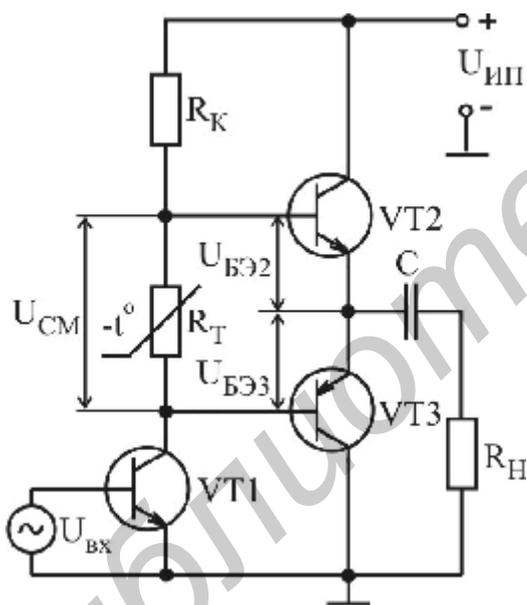


Рис. 8.11

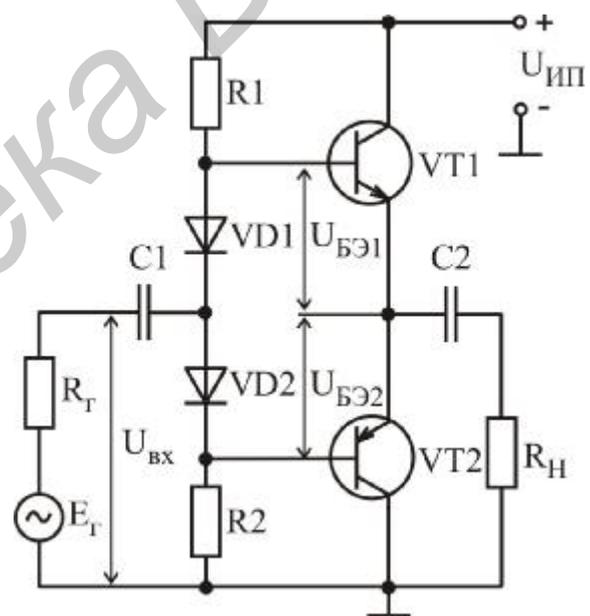


Рис. 8.12

Главным недостатком схем бестрансформаторных усилителей является трудность подбора пары комплементарных транзисторов с характеристиками, близкими во всей полосе пропускания усилителя и для всего диапазона значений амплитуды входного сигнала.

Достоинством двухтактной схемы усилителя с работой транзистора в режиме АВ являются малые нелинейные искажения, что объясняется свойством двухтактных схем компенсировать четные гармонические составляющие выходного сигнала.

8.5. Расчет двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности

Рассмотрим порядок расчета схемы двухтактного бестрансформаторного оконечного каскада, работающего в режиме В (рис. 8.10) и АВ (рис. 8.12), если заданы: требуемая выходная мощность $P_{\text{ВЫХ}}$ при известном сопротивлении нагрузки R_H ; выходное сопротивление источника сигнала R_T ; полоса усиления задается нижней f_H и верхней граничными частотами f_B .

1. Амплитудные значения напряжения и тока нагрузки находятся с использованием следующих выражений:

$$U_{\text{ВЫХ м}} = \sqrt{2P_{\text{ВЫХ}} R_H}, \quad I_{\text{к м}} = U_{\text{ВЫХ м}} / R_H. \quad (8.17)$$

2. Напряжение питания выбирается по найденной амплитуде выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ м}}$ и минимальному падению напряжения на каждом из транзисторов в рабочем режиме $U_{\text{КЭ нас}}$, которое для мощных транзисторов можно считать равным $U_{\text{КЭ нас}} = 1\text{К}1,5 \text{ В}$:

$$|U_{\text{ИП}}| \geq U_{\text{ВЫХ м}} + U_{\text{КЭ нас}}. \quad (8.18)$$

3. При выборе транзистора необходимо учитывать, что значение его предельной частоты коэффициента передачи по току в схеме с ОЭ должно удовлетворять неравенству

$$f_{h_{21\text{э}}} \geq f_B \sqrt{(M(f_B))^2 - 1}, \quad (8.19)$$

где $M(f_B)$ – коэффициент частотных искажений усилителя на верхней граничной частоте. При вычислении можно полагать, что $M(f_B) = 2$.

4. По найденным значениям $U_{\text{ВЫХ м}}$, $I_{\text{к м}}$, $f_{h_{21\text{э}}}$, заданному $P_{\text{ВЫХ}}$ подбираем пару комплементарных транзисторов, максимально допустимые параметры которых $U_{\text{КЭ max}}$, $I_{\text{к max}}$, $P_{\text{к max}}$ и предельная частота $f_{h_{21\text{э}}}$ удовлетворяют соотношениям (8.2)–(8.4) и (8.19). Выписываем из справочных данных на этот тип транзисторов значения $h_{21\text{э min}}$ и $h_{21\text{э max}}$. Рассчитываем среднее геометрическое значение коэффициента передачи по току, которым будем пользоваться в дальнейших расчетах $h_{21\text{э}}^* = \sqrt{h_{21\text{э min}} \cdot h_{21\text{э max}}}$.

5. Находим амплитудное значение тока базы

$$I_{\text{б м}} = I_{\text{к м}} / h_{21\text{э}}. \quad (8.20)$$

6. Определяем значение тока делителя I_d , образованного резисторами R_1 , R_2 и диодами VD_1 , VD_2 для схемы усилителя в режиме АВ (см. рис. 8.12), и резисторами R_1 , R_2 для схемы усилителя в режиме В (см. рис. 8.10)

$$I_d = (5\text{К}10) I_{\text{б м}}.$$

7. Для схемы усилителя в режиме АВ подбираются диоды VD_1 , VD_2 , которые должны обеспечить положение точки покоя на изгибе передаточной характеристики транзистора (см. рис. 8.4), соответствующей току коллектора

$$I_{\text{к 0}} = (0,03\text{К}0,1) I_{\text{к м}}, \quad (8.21)$$

при этом ток базы

$$I_{B0} = I_{K0} / h_{21Э}, \quad (8.22)$$

а соответствующее ему напряжение база – эмиттер $U_{БЭ0}$ определяется по входным характеристикам транзистора.

Напряжение на диоде U_d , соответствующее току делителя I_d , должно быть равно напряжению база – эмиттер $U_{БЭ0}$, соответствующему току базы I_{B0} :

$$U_d(I_d) = U_{БЭ}(I_{B0}) = U_{БЭ0}. \quad (8.23)$$

При этом максимально допустимый прямой ток диода должен быть больше тока делителя $I_{пр\ max} \geq I_d$.

Вместо диодов можно использовать БТ в диодном включении.

8. С учетом найденного значения I_d рассчитывается сопротивление резисторов в режиме В:

$$R1 = R2 = 0,5U_{ИП} / I_d, \quad (8.24)$$

а с учетом U_d – в режиме АВ:

$$R1 = R2 = 0,5(U_{ИП} - U_d) / I_d. \quad (8.25)$$

9. Далее находим параметры, описывающие работу усилителя по переменному току:

входное сопротивление без учета делителя напряжения

$$R'_{вх} \approx R_{вхТ} = (1 + h_{21Э})R_H; \quad (8.26)$$

входное сопротивление с учетом делителя напряжения

$$R_{вх} = R1 || R2 || R_{вхТ}; \quad (8.27)$$

выходное сопротивление

$$R_{вых} = r_э + \frac{r'_б + R1 || R2 || R_Г}{1 + h_{21Э}}; \quad (8.28)$$

амплитуду входного напряжения

$$U_{вх\ m} = I_{б\ m} R_{вх}; \quad (8.29)$$

коэффициенты передачи по току

$$K_i = I_{к\ m} / I_{б\ m} \quad (8.30)$$

и напряжению

$$K_u = U_{вых\ m} / U_{вх\ m}; \quad (8.31)$$

входную мощность

$$P_{вх} = 0,5U_{вх\ m} I_{б\ m}; \quad (8.32)$$

коэффициент передачи по мощности

$$K_p = P_{вых} / P_{вх}; \quad (8.33)$$

средний ток, потребляемый от источника питания, в режиме В согласно (8.16);

средний ток, потребляемый от источника питания, в режиме АВ согласно

$$I_{ИП\ ср} = 2I_{к\ m} / \pi + I_{K0}; \quad (8.34)$$

мощность, потребляемую от источника питания:

$$P_0 = I_{\text{ИП ср}} U_{\text{ИП}}; \quad (8.35)$$

коэффициент полезного действия

$$\eta = P_{\text{ВЫХ}} / P_0. \quad (8.36)$$

10. Емкости конденсаторов находим из условий

$$C1 > \frac{10}{2\pi f_H (R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}})}; \quad (8.37)$$

$$C2 > \frac{10}{2\pi f_H (R_{\text{ВЫХ}} + R_H)}. \quad (8.38)$$

8.6. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить основные режимы работы БТ в усилителях мощности и особенности схемотехники усилителей мощности.

2. Выполнить инженерный расчет двухтактного усилителя мощности в режиме АВ и рассчитать его основные параметры.

3. С помощью пакета OrCAD провести анализ характеристик двухтактного усилителя мощности и исследовать влияние элементов схемы на основные характеристики.

Порядок выполнения задания:

1. В зависимости от варианта задания выполнить инженерный расчет двухтактного усилителя мощности на БТ в режиме АВ. Исходные данные для расчета приведены в табл. 8.1. При выборе комплементарной пары транзисторов исходить из параметров транзисторов, представленных в прил. 3. Результаты расчета электрического режима работы транзисторов и значения элементов принципиальной схемы усилителя свести в таблицы.

Таблица 8.1

Исходные данные для расчета усилителя мощности

№ варианта	P_H , Вт	R_H , Ом	R_{Γ} , Ом	f_H , Гц	f_B , кГц
01	5	4	1	20	10
02	6	6	5	50	20
03	8	8	2	100	20
04	5	16	10	20	10
05	9	4	3	50	20
06	10	8	4	100	10
07	6	8	7	20	10
08	9	8	1	50	20
09	12	4	5	100	20
10	10	4	6	20	15

2. Исследовать основные характеристики и параметры двухтактного выходного каскада на биполярных транзисторах с использованием пакета **OrCAD**.

2.1. Создать документ **Schematics**, содержащий показанную на рис. 8.13 принципиальную схему рассчитанного усилителя. Установить значения элементов схемы, полученные в результате расчетов. В качестве источника входного напряжения V1 необходимо использовать источник **VSIN**, предназначенный для расчета как частотных характеристик (**AC Sweep**) схемы, так и для расчета временных зависимостей (**Transient**). Задать следующие значения параметров источника V1:

$$DC = 0V; VOFF = 0V; FREQ = 1kHz.$$

Амплитудные значения напряжения для расчета АЧХ (AC) и для расчета временных зависимостей (VAMPL) установить в соответствии с расчетным значением амплитуды входного сигнала, полученным при выполнении п.1.

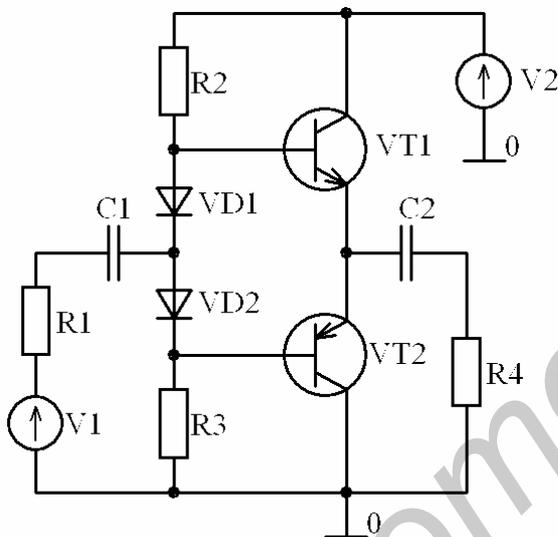


Рис. 8.13

2.2. Выполнить анализ схемы по постоянному току. Записать в тетрадь значения постоянных токов и напряжений в схеме. Сравнить результаты машинного анализа с результатами выполнения п. 1.

Обеспечивают ли рассчитанные значения элементов схемы требуемый режим покоя? Чем можно объяснить различие, если оно существует?

2.3. Установить параметры анализа **AC Sweep**, задав изменение частоты по декадам в диапазоне от 1 до 10^9 Гц, 10 точек на декаду. Запустить выполнение анализа схемы. Вывести на экран частотные зависимости выходной мощности, модулей коэффициентов

передачи по напряжению, току, мощности. С использованием построенных зависимостей определить нижнюю f_H и верхнюю f_B граничные частоты усилителя; на средней частоте полосы пропускания определить значения модулей коэффициентов передачи по напряжению, току, мощности. Записать полученные результаты в тетрадь. Сравнить результаты машинного расчета с исходными данными.

Обеспечивают ли рассчитанные значения элементов схемы требуемую АЧХ усилителя? Чем можно объяснить различие, если оно существует?

2.4. Используя вид анализа **Transient** для входного сигнала с заданной амплитудой на частоте $f = 1000$ Гц, провести расчет формы напряжения выходного сигнала и определить его амплитуду, рассчитать коэффициент усиления по напряжению. Для этого установить следующие параметры анализа **Transient**: шаг вывода данных – 1 мкс (**Print Step** – 1u); конечное время расчета – 10 мс (**Final Time** –

10m); максимальный шаг интегрирования – 1 мкс (**Step Ceiling** – 1u), начальный момент времени для вывода данных (**No-Print Delay** – 6u).

Рассчитать коэффициент гармоник. Для этого установить в окне анализа **Transient** следующие параметры: включить кнопку **Enable Fourier**, частота первой гармоники – 1000 Гц (**Center Frequency** – 1k), количество гармоник – 10 (**Number of harmonics** – 10). Результаты расчета можно просмотреть в разделе **FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE** выходного файла.

Записать полученные результаты в тетрадь. Сравнить результаты машинного расчета с результатами инженерного расчета.

Чем можно объяснить различие, если оно существует?

2.5. Преобразовать схему усилителя мощности в схему, в которой транзисторы работают в режиме В, путем замены диодов VD1 и VD2 проводниками. Повторить выполнение п. 2.4.

Записать результаты расчетов в тетрадь. Сравнить величину коэффициента гармоник со значением, полученным в п. 2.5.

Соответствуют ли полученные результаты теоретическим сведениям?

3. Исследовать влияние значений элементов схемы на АЧХ усилителя. При выполнении задания необходимо использовать элемент схемы **Parameters** для проведения многовариантного анализа.

Какое влияние оказывает двукратное увеличение (уменьшение) сопротивления нагрузки (источника сигнала)?

8.7. Контрольные вопросы

1. Сравните между собой основные параметры усилителей мощности различного типа.

2. Поясните причину значительных нелинейных искажений в выходных двухтактных каскадах (режим класса В).

3. Какие элементы схемы определяют АЧХ усилителя мощности?

4. Нарисуйте принципиальную схему выходного двухтактного усилительного каскада (режим класса В) с двухполярным питанием (с одним источником питания). Поясните назначение элементов схемы.

5. Нарисуйте принципиальную схему выходного двухтактного усилительного каскада (режим класса АВ) с двухполярным питанием (с одним источником питания). Поясните назначение элементов схемы.

6. Поясните назначение полупроводниковых диодов в схеме двухтактного усилительного каскада (режим класса АВ).

7. Какой знак должен иметь температурный коэффициент элементов, задающих напряжение смещения транзисторов двухтактных усилительных каскадов?

8. Какую величину должно иметь сопротивление нагрузки, оптимальной с точки зрения максимальной передачи мощности в нагрузку?

9. Покажите на передаточной характеристике транзистора положение точки покоя, соответствующей режиму А (В, АВ, С).

10. Почему в двухтактных бестрансформаторных усилителях мощности чаще всего используется схема включения БТ с ОК?

9. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

9.1. Основные параметры и классификация

Операционный усилитель (ОУ) – это универсальный многокаскадный усилитель постоянного тока с дифференциальным входным каскадом и двухтактным выходным, с большим коэффициентом усиления по напряжению, большим входным сопротивлением и малым выходным. ОУ предназначены для использования с цепью глубокой отрицательной обратной связи. Первоначально ОУ использовались в аналоговых вычислительных машинах при построении устройств, предназначенных для выполнения математических операций над аналоговыми величинами (сигналами). Первые ОУ строились на дискретных элементах (электронных лампах, транзисторах). В настоящее время ОУ выпускаются в виде интегральных микросхем и используются при построении усилителей различного назначения.

Интегральные ОУ описываются следующими основными параметрами.

Коэффициент усиления по напряжению $K_u = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}$ – отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению входного напряжения. Как и для ДУ, различают коэффициент усиления дифференциального сигнала $K_{u \text{ диф}}$ и коэффициент усиления синфазного сигнала $K_{u \text{ СС}}$. Для ряда ОУ коэффициент усиления дифференциального сигнала превышает $3 \cdot 10^6$.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{ОСС}} = K_{u \text{ диф}} / K_{u \text{ СС}}$ – отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала. Данный параметр может превышать 60...80 дБ.

Частота единичного усиления f_1 – значение частоты входного сигнала, при котором значение коэффициента усиления по напряжению падает до единицы. Данный параметр определяет максимально реализуемую полосу усиления ОУ. Существуют ОУ с частотой единичного усиления, достигающей десятков мегагерц.

Скорость нарастания выходного напряжения $V_{U_{\text{вых}}}$ – отношение изменения выходного напряжения от 10 до 90 % своего номинального значения ко времени, за которое произошло это изменение. Данный параметр характеризует скорость отклика ОУ на ступенчатое изменение сигнала на входе. В некоторых ОУ скорость нарастания достигает 200 В/мкс.

Максимальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых max}}$ – максимальное значение выходного напряжения, при котором искажения не превышают заданного значения. Обычно на 1...2 В меньше напряжения питания, что связано с падением напряжения на транзисторах выходного каскада.

Напряжение смещения $U_{\text{см}}$ – значение напряжения, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы напряжение на выходе было равно нулю. Данный параметр позволяет рассчитать сопротивления балансирующих резисторов. Обычно величина этого параметра – десятые доли – единицы милливольт, в редких случаях составляет десятки микровольт.

Входные токи $I_{\text{вх}}$ – токи входных выводов ОУ. Эти токи являются базовыми токами биполярных транзисторов входного дифференциального каскада или токами утечки затворов для ОУ с полевыми транзисторами на входе. Входные токи при их протекании по внутреннему сопротивлению источника сигнала создают падение напряжения, которое может вызвать появление выходного напряжения в отсутствие сигнала на входе. Входные токи могут иметь значения от десятков пикоампер до десятков наноампер в зависимости от типа транзисторов входного ДУ.

Разность входных токов $\Delta I_{\text{вх}}$ обусловлена различием характеристик транзисторов входного каскада. Информация о данном параметре позволяет рассчитать сопротивление балансирующего резистора. Достигает 20 % от величины входного тока.

Выходной ток $I_{\text{вых}}$ – максимальное значение выходного тока ОУ, при котором гарантируется его работоспособность. Данный параметр определяет величину минимального сопротивления нагрузки R_{H} . При расчете комплексного сопротивления нагрузки необходимо учитывать, что при переходных процессах (при включении, выключении ОУ) значения индуктивных и емкостных составляющих сопротивления нагрузки резко изменяются, и при неправильном подборе активной составляющей нагрузки ОУ может выйти из строя. Обычное значение выходного тока – несколько десятков миллиампер, что соответствует минимальному сопротивлению нагрузки несколько килоом.

Ток потребления $I_{\text{пот}}$ – ток, потребляемый операционным усилителем от источника питания в режиме покоя. Потребляемый ток достигает единиц миллиампер.

Напряжение питания $U_{\text{ИП}}$ – максимальное значение напряжения источника питания, при котором ОУ сохраняет работоспособность с указанными в справочнике основными параметрами. В большинстве случаев напряжение питания не превышает ± 15 В.

Входное синфазное $R_{\text{вх синф}}$ *и дифференциальное сопротивление* $R_{\text{вх диф}}$, которые определяются так же, как и для дифференциального усилителя.

Для оценки параметров ОУ и проведения инженерных расчетов схем с ОУ вводится такое понятие, как «идеальный» ОУ, параметры которого стремятся к предельным значениям: $K_{\text{u диф}} \rightarrow \infty$, $U_{\text{см}} = 0$, $I_{\text{вх}} = 0$, $R_{\text{вх диф}} \rightarrow \infty$, $R_{\text{вых}} = 0$, $f_1 \rightarrow \infty$.

Различные варианты условного графического обозначения интегрального ОУ представлены на рис. 9.1. Основные выводы, которые существуют во всех ОУ, имеют следующее назначение: неинвертирующий вход, названный так, поскольку фаза выходного сигнала совпадает с фазой сигнала на этом входе; инвертирующий вход, сигнал на котором изменяется в противофазе с выходным сигналом; выводы для подключения двух разнополярных источников питания ($+U_{\text{ИП}}$, $-U_{\text{ИП}}$); выход усилителя. Ряд интегральных ОУ имеют дополнительные выводы: для подключения балансирующих резисторов (NC – null correction), для подключения цепей, выполняющих коррекцию амплитудно-частотной характеристики (FC – frequency correction).

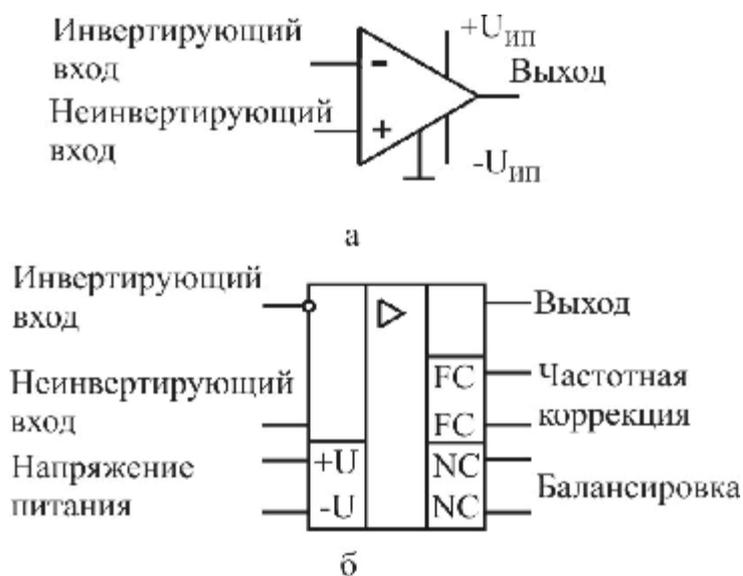


Рис. 9.1

В настоящее время выпускается большое число ОУ, различающихся величиной основных параметров, а значит, и назначением. При этом используют следующую классификацию ОУ.

Универсальные ОУ (общего назначения) имеют параметры, значения которых лежат в середине вышеприведенных диапазонов, и могут использоваться при разработке различных аналоговых устройств.

Прецизионные ОУ характеризуются очень большим значе-

нием коэффициентов усиления; значительным коэффициентом подавления синфазного сигнала; очень малым напряжением смещения нуля и используются при создании инструментальных усилителей.

Быстродействующие ОУ имеют высокую скорость нарастания выходного напряжения, достигающую десятков вольт на микросекунду.

Микромощные ОУ характеризуются низкими значениями тока потребления и напряжения питания и предназначены для использования в аппаратуре, работающей в режиме ожидания, от автономных (низковольтных) источников питания, при построении различных датчиков с низким энергопотреблением.

Регулируемые ОУ имеют возможность для управления их током потребления путем изменения сопротивления, подключаемого к дополнительному выводу регулировки.

Мощные ОУ способны отдавать в нагрузку токи до 1 А.

Высоковольтные ОУ могут работать от источников питания с повышенными напряжениями (± 27 В).

Многоканальные ОУ имеют несколько усилителей в одном корпусе.

9.2. Обратные связи

При построении усилительных устройств ОУ применяют только с цепями отрицательной обратной связи (ООС), которая позволяет уменьшить коэффициент усиления по напряжению K_u до требуемых значений $1 \dots 10^3$, но одновременно с этим уменьшает зависимость K_u от температуры и напряжения питания. С помощью ООС можно управлять входным $R_{вх}$ и выходным $R_{вых}$ сопротивлениями усилителя. Применение ОУ в усилителях без цепей ООС недопустимо, так как возрастает вероятность нарушения устойчивости ОУ, и усложняются цепи коррекции частотной характеристики усилителя.

Обратной связью (ОС) называют передачу всего или части выходного сигнала во входную цепь усилителя. *Цепью обратной связи* называется электри-

ческая цепь, по которой осуществляется передача сигнала ОС. *Петлей ОС* называют замкнутый контур, включающий в себя цепь ОС и часть усилителя между точками ее подключения. *Местной петлей ОС* (местной ОС) называют ОС, охватывающую отдельные каскады или часть усилителя. *Общая ОС* охватывает весь усилитель. *Внутренней ОС* называют в том случае, если цепь ОС является неотъемлемой частью усилительного элемента.

Различают *отрицательную обратную связь* (ООС), когда сигнал ОС вычитается из входного сигнала усилителя, и *положительную обратную связь* (ПОС), если сигнал ОС суммируется с входным сигналом усилителя.

ООС приводит к уменьшению коэффициента усиления. ПОС приводит к увеличению коэффициента усиления или самовозбуждению усилителя. В этом случае сигнал на выходе усилителя присутствует при его отсутствии на входе. Усилитель становится *автогенератором*.

ОС может существовать для медленно изменяющейся составляющей выходного сигнала, либо для переменной составляющей выходного сигнала, либо для всего сигнала. В этих случаях говорят, что ОС осуществляется *по постоянному току*; *по переменному току*; *по постоянному и переменному току* соответственно.

По способу получения сигнала ОС различают: *ОС по напряжению*, когда сигнал ОС пропорционален выходному напряжению; *ОС по току*, когда сигнал ОС пропорционален выходному току; *комбинированную ОС*, когда сигнал ОС пропорционален и выходному току, и выходному напряжению.

По способу введения сигнала ОС во входную цепь различают: *параллельную ОС*, когда параллельно включены источник входного сигнала, цепь ОС и вход усилительного элемента; *последовательную ОС*, когда источник входного сигнала, цепь ОС и вход усилительного элемента включены последовательно; *смешанную ОС*, когда с входным сигналом усилителя суммируются как ток цепи ОС, так и напряжение ОС.

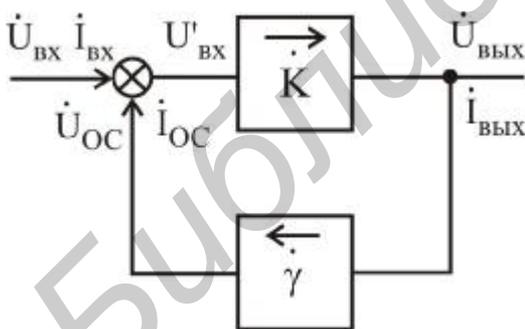


Рис. 9.2

На рис. 9.2 показана обобщенная схема усилителя, охваченного цепью ОС. Коэффициент усиления усилителя без ОС и коэффициент передачи цепи ОС в общем случае являются комплексными величинами, для которых можно записать

$$\mathbf{K} = K e^{j\varphi_K}, \quad \mathbf{\gamma} = \gamma e^{j\varphi_\gamma}, \quad (9.1)$$

где K , φ_K , γ , φ_γ – модуль и фаза коэффициента усиления \mathbf{K} и коэффициента передачи $\mathbf{\gamma}$ соответственно.

Чтобы получить выражение для коэффициента усиления усилителя, охваченного ОС $\mathbf{K}_{ОС} = \mathbf{U}_{ВЫХ} / \mathbf{U}_{ВХ}$, необходимо выражение для выходного напряжения

$$\mathbf{U}_{ВЫХ} = \mathbf{K} (\mathbf{U}_{ВХ} + \mathbf{\gamma} \mathbf{U}_{ВЫХ}) \quad (9.2)$$

разделить на $\mathcal{U}_{\text{вх}}$. После перегруппировки получим требуемое соотношение

$$K_{\text{ОС}} = \frac{K}{1 - K\gamma}. \quad (9.3)$$

Произведение $K\gamma = K\gamma e^{j(\varphi_K + \varphi_\gamma)}$ называется коэффициентом усиления петли ОС, или петлевым усилением, а разность $1 - K\gamma$ – глубиной ОС. В зависимости от величины петлевого усиления ОС будет положительной или отрицательной. Рассмотрим несколько различных случаев.

1. Коэффициент петлевого усиления есть величина действительная

$$K\gamma = K\gamma, \quad (9.4)$$

а фаза петлевого усиления равна нулю:

$$\varphi_K + \varphi_\gamma = 0. \quad (9.5)$$

Тогда, если выполняется условие

$$0 < K\gamma < 1, \quad (9.6)$$

то коэффициент усиления усилителя, охваченного ОС, возрастает по сравнению с коэффициентом усиления без ОС: $K_{\text{ОС}} > K$. Усилитель охвачен *положительной* ОС.

Если произведение $K\gamma$ равно единице

$$K\gamma = 1, \quad (9.7)$$

то глубина обратной связи стремится к нулю, а коэффициент усиления усилителя с цепью ОС стремится к бесконечности $K_{\text{ОС}} = \infty$. Сигнал на выходе будет даже при отсутствии сигнала на входе. В усилителе возникают автоколебания. Совместное выполнение условий (9.5) и (9.7) есть условие самовозбуждения усилителя. Причем если условия (9.5) и (9.7) выполняются на одной частоте, то автоколебания будут иметь синусоидальную форму. Если выполняются на нескольких частотах или в полосе частот, то форма будет отлична от синусоидальной.

2. Если сигнал ОС подается в противофазе с входным сигналом, т.е. фаза петлевого усиления

$$\varphi_K + \varphi_\gamma = \pm n\pi, \quad (9.8)$$

где $n = 1, 3, 5, \dots$, то выражение (9.3) можно записать в следующем виде:

$$K_{\text{ОС}} = \frac{K}{1 + K\gamma}. \quad (9.9)$$

Тогда $1 + K\gamma > 1$ и коэффициент усиления при подключении цепи ОС будет уменьшаться. Условие (9.8) является условием *отрицательной* ОС.

Причем если ООС глубокая, т.е. выполняется условие $1 + K\gamma \gg 1$, то из (9.9) следует, что

$$K_{\text{ОС}} \approx \frac{1}{\gamma}. \quad (9.10)$$

Из (9.10) следует, что коэффициент усиления усилителя, охваченного глубокой ООС, не зависит от коэффициента усиления усилителя без цепи ОС, а пол-

ностью определяется параметрами ОС. Поскольку цепь ООС создается пассивными элементами цепей, параметры которых слабо зависят от температуры и других факторов, то величина $K_{ОС} \approx 1/\gamma$ оказывается очень стабильной.

Использование ООС улучшает и другие параметры усилителя: расширяет полосу пропускания; уменьшает коэффициент гармоник; уменьшает величину коэффициента частотных искажений как на нижних, так и на верхних частотах; существенно уменьшает шумы и помехи, возникающие внутри усилителя; изменяет (в зависимости от способа получения и введения сигнала ОС) входное и выходное сопротивления усилителя. ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление, ООС по току увеличивает его. Параллельная ООС уменьшает входное сопротивление, последовательная ООС увеличивает его.

9.3. Упрощенная принципиальная схема операционного усилителя

На рис. 9.3 представлена упрощенная принципиальная схема двухкаскадного ОУ, на которой для улучшения восприятия и чтения ряд устройств заменены их условными обозначениями. Источники тока в ОУ обычно реализуются с помощью токовых зеркал, схемы которых рассмотрены ранее.

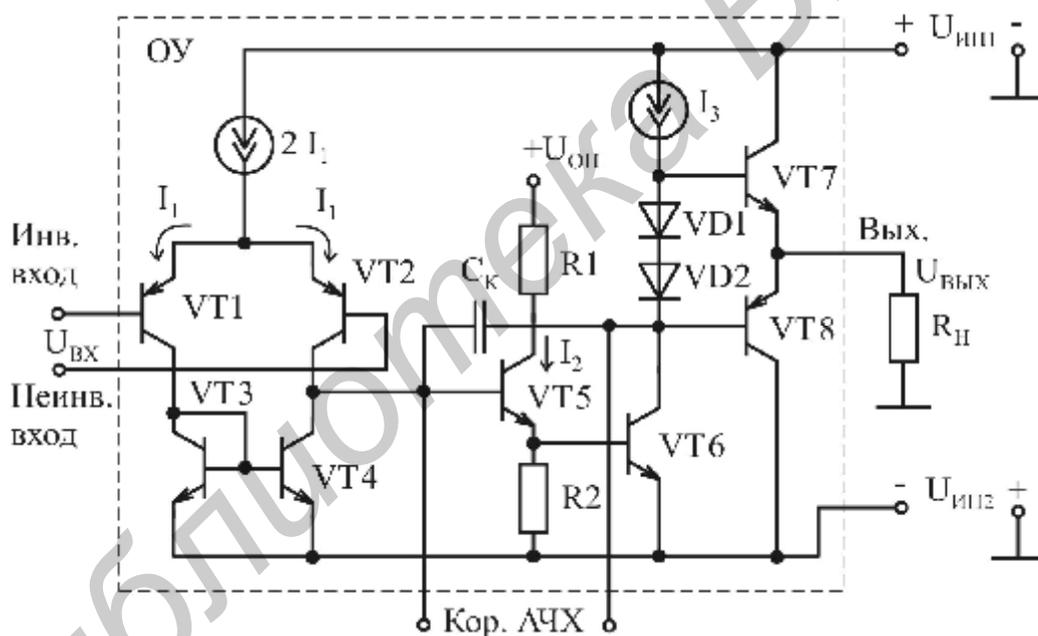


Рис. 9.3

Входной каскад является дифференциальным усилителем, в котором транзисторы VT1 и VT2 являются усилительными, а VT3 и VT4 образуют токовое зеркало и являются динамической нагрузкой для VT1 и VT2. Второй усилительный каскад включает транзисторы VT5 – VT8. Основное усиление по напряжению во втором каскаде обеспечивает транзистор VT6, включенный по схеме с ОЭ. Эмиттерный повторитель на транзисторе VT5 служит для согласования дифференциального усилителя с динамической нагрузкой, имеющего высокое выходное сопротивление, и усилителя на VT6 с относительно низким входным сопротив-

лением. На выходе ОУ используется двухтактный эмиттерный повторитель на транзисторах VT7 и VT8. Диоды VD1 и VD2 обеспечивают задание режима АВ этих транзисторов.

Использование источника тока в первом усилительном каскаде позволяет улучшить параметры дифференциального усилителя. Динамическая нагрузка для VT6 в виде источника тока значительно увеличивает коэффициент усиления по напряжению второго каскада. Двухтактный выходной эмиттерный повторитель напряжения позволяет сохранить высокий коэффициент усиления каскада на VT6 и обеспечить низкое выходное сопротивление ОУ.

Конденсатор C_K является элементом, который обеспечивает внутреннюю коррекцию АЧХ ОУ, т.е. обеспечивает требуемое значение частоты единичного усиления f_1 . Поскольку в интегральном исполнении сложно реализовать конденсаторы большой емкости, то C_K включен в цепь отрицательной ОС. Эффект Миллера приводит к тому, что эффективная емкость C_K возрастает в $K_u + 1$ раз по сравнению с номинальной, где K_u – коэффициент усиления по напряжению между точками подключения C_K . Для обеспечения возможности осуществления дополнительной внешней коррекции путем подключения внешних конденсаторов в ОУ создают дополнительные выводы от точек подключения конденсатора C_K . Подключение конденсаторов параллельно C_K уменьшает полосу пропускания усилителя на ОУ, что позволяет обеспечить заданный уровень шумов в полосе пропускания, устранить возможность самовозбуждения ОУ и т.д.

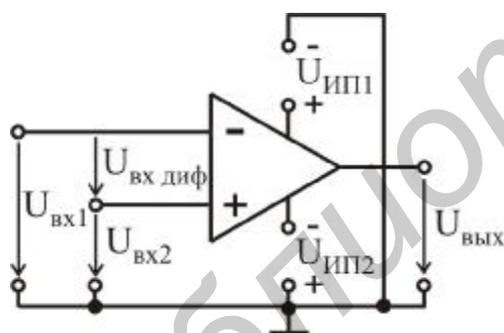


Рис. 9.4

Рассмотрим схемотехнику усилителей на основе ОУ. Питание ОУ обычно осуществляется от двух разнополярных источников постоянного напряжения $U_{ИП1}$, $U_{ИП2}$ одинаковой величины, как показано на рис. 9.4. В представленных ниже принципиальных схемах усилителей цепи питания ОУ не показаны для облегчения их восприятия.

9.4. Инвертирующий усилитель

Схема инвертирующего усилителя на ОУ показана на рис. 9.5. Выражение для коэффициента усиления по напряжению этой схемы может быть получено из уравнений, составленных по законам Кирхгофа:

$$U_{вх} = I_R R + U_{вх \text{ диф}}; \quad (9.11)$$

$$U_{вых} = -I_{OC} R_{OC} + U_{вх \text{ диф}}; \quad (9.12)$$

$$I_R = I_{OC} + I_{вх}, \quad (9.13)$$

где $U_{\text{вх диф}} = U^- - U^+$ – разностное входное напряжение ОУ. При анализе будем считать ОУ идеальным, тогда с учетом известных параметров идеального ОУ $I_{\text{вх}} = 0$, $K_{\text{у диф}} \rightarrow \infty$ и $U_{\text{вх диф}} = U_{\text{вых}}/K_{\text{у диф}} \approx 0$, так как выходное напряжение ОУ $U_{\text{вых}}$ ограничено:

$$K_{\text{у}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-I_{\text{ос}}R_{\text{ос}} + U_{\text{вх диф}}}{I_{\text{R}}R + U_{\text{вх диф}}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R}. \quad (9.14)$$

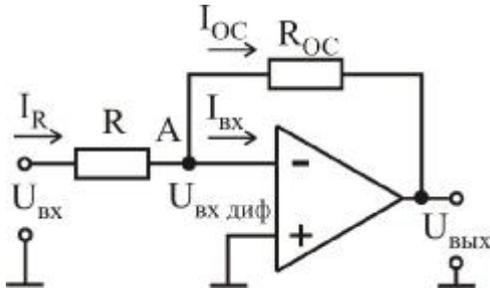


Рис. 9.5

Знак минус в полученном выражении говорит о том, что усилитель *инвертирует* сигнал, т.е. входной и выходной сигналы усилителя изменяются в противофазе. Наличие глубокой ООС по напряжению, параллельной по входу, которая создается резистором $R_{\text{ос}}$, приводит к тому, что коэффициент усиления схемы не зависит от величины усиления ОУ без ОС $K_{\text{у диф}}$

и полностью определяется цепью ОС, что соответствует полученному ранее соотношению (9.10).

Точку А, к которой подключен инвертирующий вход ОУ, называют *виртуальным нулем* схемы, поскольку напряжение этой точки близко к нулю $U_{\text{А}} = U_{\text{вх диф}} \approx 0$.

ОС в этой схеме действует следующим образом. Увеличение, например, входного напряжения приводит к увеличению напряжения в точке А $U_{\text{А}}$ и увеличению входного тока I_{R} . Выходное напряжение при этом должно измениться таким образом, чтобы напряжение на входе ОУ $U_{\text{вх диф}}$ осталось равным нулю, т.е. выходное напряжение уменьшается, это приводит к росту напряжения на резисторе ОС и увеличению тока $I_{\text{ос}}$ через него.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя определяется сопротивлением резистора R :

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{R \cdot I_{\text{R}} + U_{\text{А}}}{I_{\text{R}}} = \frac{R \cdot I_{\text{R}}}{I_{\text{R}}} = R. \quad (9.15)$$

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя определяется следующим выражением:

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{вых ОУ}} / (1 + \gamma \cdot K_{\text{у диф}}), \quad (9.16)$$

где $\gamma = R/(R + R_{\text{ос}})$.

Анализ (9.15) и (9.16) показывает, что наличие в схеме ООС по напряжению, параллельной по входу, приводит к значительному уменьшению входного и выходного сопротивлений.

При проектировании инвертирующего усилителя сопротивление резистора R необходимо выбирать из следующего условия:

$$R \gg R_{\text{с}}, \quad (9.17)$$

где R_C – сопротивление источника сигнала, чтобы усилитель не перегружал источник входного сигнала.

Поскольку через сопротивление R_{OC} протекает часть выходного тока ОУ, т.е. оно является нагрузкой ОУ, то его сопротивление должно выбираться из условия

$$I_{\text{ВЫХ ОУ}} < I_H + I_{OC}, \quad (9.18)$$

где I_H – ток нагрузки усилителя. В этом случае ОУ не будет перегружаться.

9.5. Неинвертирующий усилитель

Схема неинвертирующего усилителя показана на рис. 9.6. Выражение для коэффициента усиления по напряжению для этой схемы получим, так же, как и для предыдущей, из уравнений, составленных по закону Кирхгофа

$$U_{\text{ВХ}} = -I_R R - U_{\text{ВХ ДИФ}}; \quad (9.19)$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = -I_{OC} R_{OC} - I_R R. \quad (9.20)$$

С учетом (9.13) выражение для коэффициента усиления будет иметь вид

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{-I_{OC} R_{OC} - I_R R}{-I_R R - U_{\text{ВХ ДИФ}}} = 1 + \frac{R_{OC}}{R}. \quad (9.21)$$

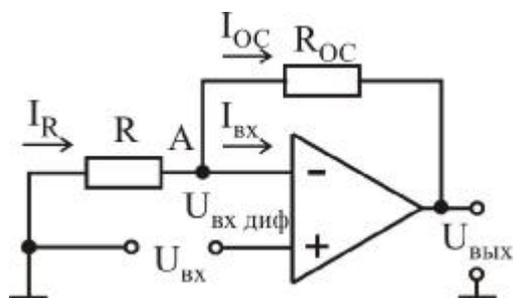


Рис. 9.6

Из (9.21) следует, что коэффициент усиления по напряжению в схеме неинвертирующего усилителя всегда больше 1.

В отличие от схемы инвертирующего усилителя в данной схеме ОУ охвачен цепью ООС по напряжению, последовательной по входу. Поэтому входное сопротивление этой схемы значительно больше входного сопротивления ОУ без ОС:

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ ДИФ}} (1 + \gamma \cdot K_{u \text{ ДИФ}}). \quad (9.22)$$

Выходное сопротивление определяется, как и для инвертирующего усилителя, согласно (9.16).

9.6. Повторитель напряжения

На основе схемы неинвертирующего усилителя можно построить повторитель напряжения, с единичным коэффициентом усиления по напряжению, но большим входным сопротивлением, который можно использовать в качестве согласующего каскада. Как следует из (9.21), для достижения равенства $K_u = 1$ необходимо устремить сопротивления резисторов к следующим величинам: $R \rightarrow \infty$, $R_{OC} \rightarrow 0$. Схема повторителя напряжения показана на рис. 9.7.

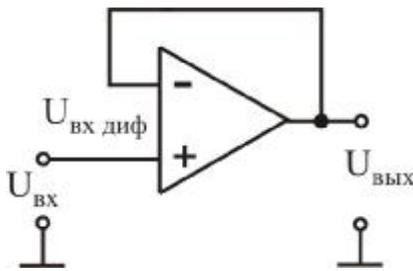


Рис. 9.7

Поскольку в схеме повторителя напряжения выходной сигнал полностью подается на вход $\gamma = 1$, то входное сопротивление становится очень большим:

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ диф}} (1 + K_u \text{ диф}), \quad (9.23)$$

а выходное – очень маленьким:

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ ОУ}} / (1 + K_u \text{ диф}). \quad (9.24)$$

9.7. Усилитель разностного сигнала

Схема усилителя на ОУ, сигнал на выходе которого пропорционален разности сигналов, поданных на его входы, приведена на рис. 9.8. Данная схема усиливает разность входных сигналов $U_{\text{диф}}$ (разностный или дифференциальный сигнал):

$$U_{\text{диф}} = U_2 - U_1. \quad (9.25)$$

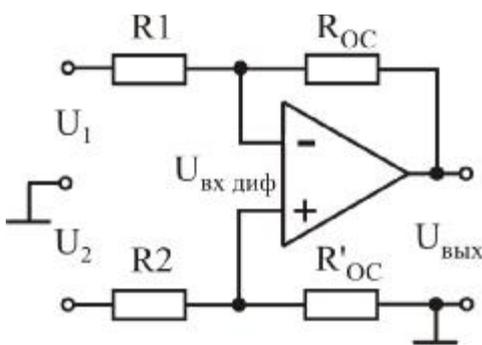


Рис. 9.8

Покажем, что выходное напряжение в K_u раз больше разностного $U_{\text{диф}}$, где K_u – коэффициент усиления по напряжению схемы. Для этого воспользуемся принципом суперпозиции, при котором находится реакция цепи отдельно на входные сигналы U_1 и U_2 , а общая реакция цепи определяется суммой реакций.

1. Пусть действует напряжение U_1 , при этом полагаем напряжение на втором входе равным нулю $U_2 = 0$, т.е. второй вход короткозамкнут. При этом результирующую схему можно рассматривать как инвертирующий усилитель с выходным напряжением

$$U_{\text{ВЫХ1}} = -\frac{R_{\text{OC}}}{R_1} \cdot U_1. \quad (9.26)$$

При этом резисторы R'_{OC} и R_2 в нижней части схемы оказываются включенными параллельно друг другу между неинвертирующим входом и общей точкой схемы. Поскольку входной ток идеального ОУ равен нулю, то их наличие не влияет на величину коэффициента усиления по напряжению.

2. Пусть действует напряжение U_2 , и при этом считаем напряжение на первом входе равным нулю: $U_1 = 0$, т.е. первый вход короткозамкнут. При этом результирующую схему можно рассматривать как неинвертирующий усилитель, напряжение U_2 на неинвертирующий вход которого подается через делитель напряжения, состоящий из резисторов R_2 и R'_{OC} . Поэтому для выходного напряжения можно записать

$$U_{\text{ВЫХ}2} = \frac{R'_{\text{OC}}}{R'_{\text{OC}} + R2} \cdot \left(1 + \frac{R_{\text{OC}}}{R1}\right) \cdot U_2. \quad (9.27)$$

Как было сказано выше, согласно методу суперпозиции выходное напряжение усилителя разностного сигнала при одновременном действии сигналов на обоих входах определяется суммой результатов их отдельных воздействий:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}1} + U_{\text{ВЫХ}2}. \quad (9.28)$$

Подстановка (9.26) и (9.27) в (9.28) позволяет получить искомый выходной сигнал

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R'_{\text{OC}}}{R'_{\text{OC}} + R2} \cdot \left(1 + \frac{R_{\text{OC}}}{R1}\right) \cdot U_2 - \frac{R_{\text{OC}}}{R1} \cdot U_1.$$

При выполнении равенств $R1 = R2$ и $R_{\text{OC}} = R'_{\text{OC}}$ получим, что

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{OC}}}{R1} \cdot U_2 - \frac{R_{\text{OC}}}{R1} \cdot U_1 = \frac{R_{\text{OC}}}{R1} (U_2 - U_1) = K_u \cdot U_{\text{диф}}, \quad (9.29)$$

а коэффициент передачи по напряжению для дифференциального сигнала

$$K_u = R_{\text{OC}} / R1. \quad (9.30)$$

Полярность выходного напряжения определяется полярностью большего по абсолютному значению одного из входных напряжений U_1 или U_2 .

9.8. Амплитудно-частотная характеристика

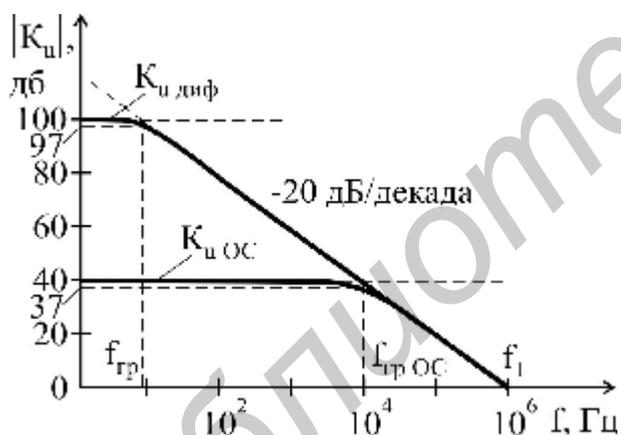


Рис. 9.9

Амплитудно-частотная характеристика ОУ является важным фактором, от которого зависит устойчивость работы реальных схем с ОУ. Поскольку ОУ является УПТ, в нем используется гальваническая межкаскадная связь, что приводит к отсутствию спада АЧХ в области низких частот. Типичная АЧХ ОУ в логарифмическом масштабе показана на рис. 9.9. На низких частотах АЧХ асимптотически стремится к прямой, соответствующей значению коэффициента усиления по напряжению $K_u \text{ диф}$, на

высоких частотах – к прямой, проходящей через точку $K_u \text{ диф}(f_1) = 0$ дБ с наклоном, соответствующим скорости убывания коэффициента усиления по напряжению, минус 20 дБ/декаду. Убывание $K_u \text{ диф}$ с ростом частоты обусловлено двумя факторами: частотной зависимостью коэффициентов передачи по току транзисторов ОУ, наличием емкостей электронно-дырочных переходов транзисторов, паразитных емкостей выводов. Иногда АЧХ имеет еще один или два излома, после которых скорость убывания становится минус 40 дБ/декаду и минус 60 дБ/декаду.

Каждый каскад ОУ и весь усилитель в целом можно представить в виде упрощенной эквивалентной схемы, состоящей из реального источника напряжения с комплексным внутренним (выходным) сопротивлением, которое носит емкостной характер, как показано на рис.9.10. Емкость в этом случае определяется выходной емкостью транзистора, а также емкостью монтажа и паразитными емкостями схемы. С учетом этого коэффициент передачи по напряжению ОУ в общем случае является комплексной величиной, частотная зависимость которой описывается выражением

$$\underline{K}_u(f) = |K_u(f)| \cdot e^{j\varphi_K(f)} = \frac{K_{u \text{ диф}}}{1 + j(f/f_{гр})}, \quad (9.31)$$

где $f_{гр}$ – граничная частота ОУ, т.е. частота, на которой модуль коэффициента усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ). В точке, соответствующей этой частоте, пересекаются асимптоты АЧХ ОУ (см. рис. 9.9).

Поскольку $R_H \gg R_{\text{вых}}$, то $f_{гр} = 1/(2\pi R_{\text{вых}} C_{\text{вых}})$.

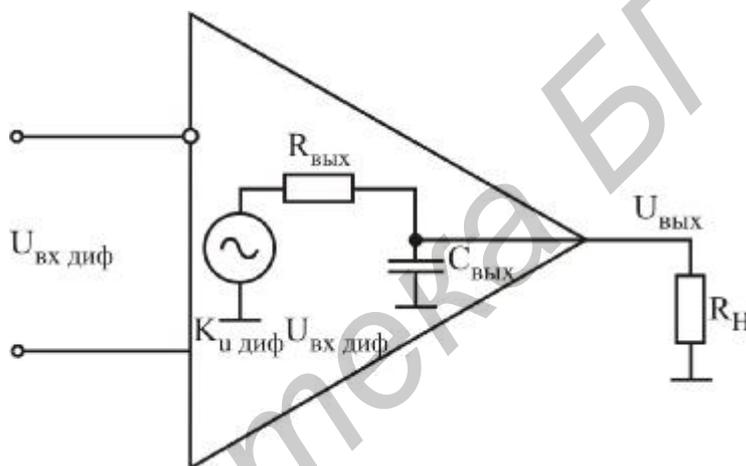


Рис. 9.10

АЧХ и ФЧХ ОУ описываются известными выражениями

$$|K_u(f)| = \frac{K_{u \text{ диф}}}{\sqrt{1 + (f/f_{гр})^2}}, \quad (9.32)$$

$$\varphi_K(f) = -\text{arctg}(f/f_{гр}). \quad (9.33)$$

Проанализируем, как включение цепи ООС влияет на АЧХ усилителя с ОУ. Для этого подставим выражение для АЧХ ОУ без ОС (9.31) в выражение, описывающее коэффициент усиления с ОС (9.9), и получим

$$\begin{aligned} \underline{K}_{\text{ОС}}(f) &= \frac{K_{u \text{ диф}}}{1 + j(f/f_{гр})} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma}{1 + j(f/f_{гр})}} = \frac{K_{u \text{ диф}}}{1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma + j(f/f_{гр})} = \\ &= \frac{K_{u \text{ диф}} / (1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma)}{(1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma + j(f/f_{гр})) / (1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma)} = \frac{K_{\text{ОС}}}{1 + j(f/f_{гр})(1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma)} = \end{aligned}$$

$$= \frac{K_{OC}}{1 + j(f/f_{гр OC})}, \quad (9.34)$$

где $K_{OC} = K_{u \text{ диф}} / (1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma)$ – коэффициент усиления усилителя с ООС на низких частотах, а $f_{гр OC} = f_{гр} (1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma)$ – граничная частота усилителя с ООС.

Анализ выражения (9.34) показывает, что при введении ООС граничная частота усилителя увеличивается в $(1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma)$ раз, а коэффициент усиления на низких частотах уменьшается в $(1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma)$ раз. Это проиллюстрировано на рис. 9.9. Причем произведение низкочастотного коэффициента усиления на граничную частоту усилителя остается постоянной величиной:

$$K_{OC} \cdot f_{гр OC} = \frac{K_{u \text{ диф}}}{1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma} \cdot f_{гр} (1 + K_{u \text{ диф}} \cdot \gamma) = K_{u \text{ диф}} \cdot f_{гр}. \quad (9.35)$$

Соотношение (9.35) позволяет определить, какой частью коэффициента усиления необходимо пожертвовать путем введения ООС для получения требуемой полосы пропускания усилителя.

9.9. Выбор операционного усилителя при проектировании

Выбор ОУ производится путем сравнения требований, предъявляемых к проектируемому усилителю, т.е. величин K_u , f_B , $U_{\text{вых}}$, $R_{\text{вх}}$, R_H , C_H , с параметрами самого ОУ – $K_{u \text{ диф}}$, f_1 , $U_{\text{вых max}}$, $R_{\text{вх ОУ}}$, $R_{\text{НОУ}}$.

Условиями правильного выбора ОУ является выполнение следующих соотношений между параметрами:

$$\text{для коэффициентов усиления} \\ K_u \ll K_{u \text{ диф}}; \quad (9.36)$$

$$\text{для частотных параметров в режиме малого сигнала} \\ K_u f_B < f_1; \quad (9.37)$$

$$\text{для динамического диапазона} \\ U_{\text{вых}} < U_{\text{вых max}}; \quad (9.38)$$

$$\text{по быстродействию в режиме большого сигнала} \\ f_B < \sqrt{U_{\text{вых}}} / (2\pi \cdot U_{\text{вых}}). \quad (9.39)$$

9.10. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить основные параметры и характеристики, классификацию, устройство и основные схемы включения ОУ.

2. Выполнить инженерный расчет усилителя на ОУ и рассчитать его основные параметры.

3. С помощью пакета OrCAD провести анализ параметров и характеристик усилителя на ОУ и исследовать влияние элементов схемы на его основные характеристики.

Порядок выполнения задания:

1. В зависимости от варианта выполнить инженерный расчет заданного типа усилителя на ОУ. Исходные данные для расчета приведены в табл. 9.1. Параметры ОУ представлены в прил. 5. Рассчитанные значения элементов принципиальной схемы усилителя свести в таблицу.

1.1. Проверить согласно (9.36)–(9.39), соответствует ли указанный в задании ОУ техническим требованиям к усилителю.

1.2. Рассчитать значения элементов принципиальной схемы усилителя.

1.3. Рассчитать основные параметры усилителя.

Таблица 9.1

Исходные данные для расчета

№ варианта	Тип ОУ	Схема усилителя	$U_{\text{ВЫХ}},$ В	$R_{\text{Н}},$ кОм	$R_{\text{Г}},$ кОм	K_{u}	$f_{\text{В}},$ кГц
01	K140УД6	Инвертирующий	3	2	0,1	20	10
02	K140УД7	Неинвертирующий	2	5	0,2	10	50
03	K140УД11	Разностного сигнала	3	3	0,1	20	30
04	K140УД17	Инвертирующий	2	4	0,3	15	20
05	K140УД18	Неинвертирующий	2,5	3	0,1	50	20
06	K140УД22	Разностного сигнала	2	3	0,2	100	25
07	K1407УД1	Инвертирующий	1,5	3	0,4	50	50
08	K1409УД1	Неинвертирующий	2,5	4	0,3	20	100
09	K1432УД2	Разностного сигнала	3,5	0,6	0,4	50	1000
10	K1432УД3	Неинвертирующий	3	1	0,2	30	500

2. Исследовать основные характеристики и параметры рассчитанного усилителя на ОУ с использованием пакета **OrCAD**.

2.1. Создать документ **Schematics**, содержащий принципиальную схему рассчитанного усилителя. На рис. 9.11 в качестве примера показана схема неинвертирующего усилителя, выполненная с помощью **Schematics**. Установить значения элементов схемы, полученные в результате расчетов. В качестве источника входного напряжения $V1$ необходимо использовать источник **VSIN**, предназначенный для расчета как частотных характеристик (**AC Sweep**) схемы, так и для расчета временных зависимостей (**Transient**). Задать следующие значения параметров источника $V1$:

$$DC = 0V; \quad VOFF = 0V; \quad FREQ = 1kHz.$$

Напряжение питания ОУ задать в соответствии с данными прил. 5.

Амплитудные значения напряжения для расчета АЧХ (AC) и для расчета временных зависимостей (VAMPL) установить в соответствии с требуемым значением амплитуды входного сигнала $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}}/K_{\text{u}}$.

Как показано на рис. 9.11, присвоить выходному узлу схемы метку Out и подключить к нему маркер напряжения.

2. Провести анализ усилителя с использованием пакета OrCAD.

2.1. Определить параметры усилителя K_{u} , $R_{\text{ВХ}}$, $R_{\text{ВЫХ}}$, выполнив расчет передаточных функций по постоянному току (**Transfer Function**). В окне зада-

ния передаточных функций в качестве входного источника (**Input Source**) необходимо определить V1, а в качестве выходной переменной – напряжение на выходе усилителя V(Out). Результаты расчета можно просмотреть в разделе SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS выходного файла.

Сравните полученные значения с результатами инженерных расчетов. Чем можно объяснить различие результатов инженерного и машинного расчетов?

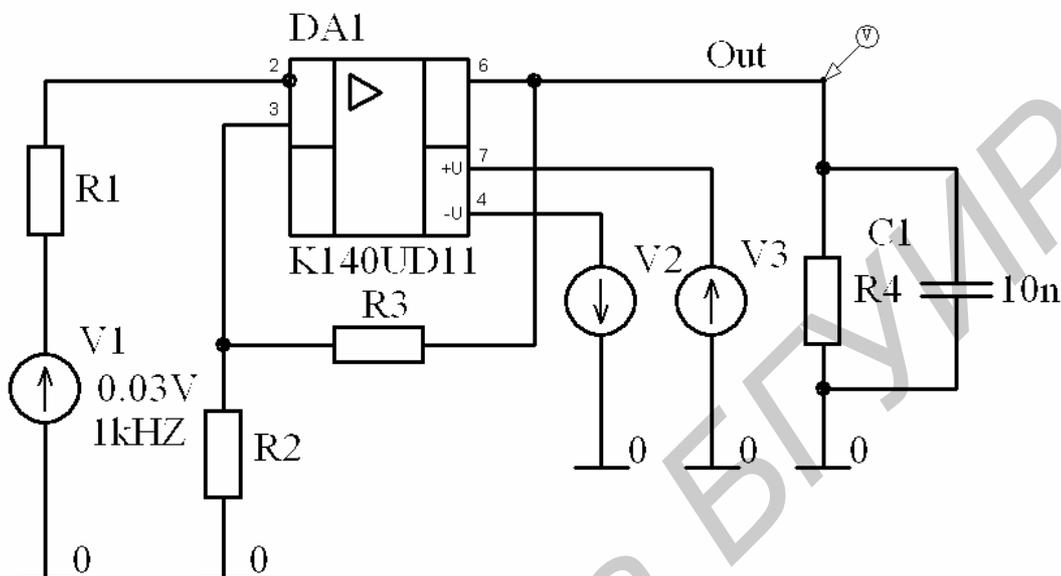


Рис. 9.11

2.2. Выполнить расчет АХ усилителя по постоянному току, воспользовавшись анализом **DC Sweep**. Для этого необходимо установить параметры анализа **DC Sweep**, задав линейное изменение источника входного напряжения V1 от $-2 \cdot U_{\text{ИП}}/K_u$ до $2 \cdot U_{\text{ИП}}/K_u$ с шагом 0,01 В. Определить диапазон значений выходного напряжения.

Чем можно объяснить отличие предельных значений выходного напряжения от напряжения источников питания?

2.3. Установить параметры анализа **AC Sweep**, задав изменение частоты по декадам в диапазоне от 1 до 10^8 Гц, 10 точек на декаду. Запустить выполнение анализа схемы. Вывести на экран частотные зависимости модуля и фазы коэффициента передачи по напряжению. Необходимо воспользоваться возможностями программы **Probe** строить графики математических выражений, включающих напряжения и токи схемы (см. подразд. 12.19). С использованием построенных зависимостей определить значения K_u на низких частотах, $f_{\text{гр}}$ и f_1 . На граничных частотах усилителя определить значения фазы коэффициента передачи по напряжению. Сравнить полученные результаты с исходными данными и параметрами ОУ.

Обеспечивают ли рассчитанные значения элементов схемы требуемую АЧХ усилителя?

3. Исследовать влияние значений элементов принципиальной схемы на АЧХ усилителя. При выполнении задания необходимо использовать элемент

схемы **Parameters** для проведения многовариантного анализа (см. пример 12.2 в подразд. 12.8).

3.1. Какое влияние оказывает двукратное увеличение (уменьшение) сопротивления нагрузки?

3.2. Какое влияние оказывает двукратное уменьшение сопротивления в цепи ОС?

9.11. Контрольные вопросы

1. Поясните, что означает термин «идеальный» ОУ. Для чего используется «идеальный» ОУ?

2. Перечислите и охарактеризуйте основные типы ОУ.

3. Что такое ОС? Изобразите структурную схему усилителя, охваченного цепью ОС.

4. Получите выражение для коэффициента усиления усилителя, охваченного цепью ОС.

5. Чем различаются отрицательная и положительная ОС?

6. Поясните, почему ОС по напряжению уменьшает выходное сопротивление, а ОС по току увеличивает?

7. Нарисуйте упрощенную принципиальную схему ОУ. Поясните назначение его основных элементов.

8. Нарисуйте схему инвертирующего включения ОУ. Назовите тип ОС, существующей в этом усилителе.

9. Нарисуйте схему неинвертирующего включения ОУ. Назовите тип ОС, существующей в этом усилителе.

10. Почему повторитель напряжения на ОУ является хорошим согласующим каскадом?

11. Нарисуйте схему усилителя разностного сигнала на ОУ. При выполнении какого условия выходное напряжение пропорционально разности входных напряжений этой схемы?

12. Получите выражение для коэффициента усиления усилителя разностного сигнала на ОУ.

13. Нарисуйте АЧХ ОУ. Назовите причины, которые приводят к частотной зависимости коэффициента усиления по напряжению ОУ.

14. Получите выражение для описания частотной зависимости коэффициента передачи усилителя, охваченного цепью ОС.

15. Какое условие выполняется для произведения коэффициента усиления усилителя на его граничную частоту?

10. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

10.1. Принципиальная схема и параметры электронных ключей на биполярных транзисторах

Электронными ключами называют электронные схемы, предназначенные для замыкания и размыкания электрических цепей под воздействием внешних управляющих сигналов. В качестве ключевых элементов таких схем могут быть использованы полупроводниковые диоды, биполярные и полевые транзисторы, тиристоры и т.д. Независимо от схемных решений и типа используемого ключевого элемента любой электронный ключ характеризуется рядом статических и динамических параметров.

Статические параметры электронных ключей (параметры установившегося режима) наиболее полно характеризуются **передаточной характеристикой** – зависимостью величины выходного напряжения или тока от величины входного напряжения (тока). Обычно используется передаточная характеристика, определяющая зависимость выходного напряжения ключа от входного $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$.

Динамические параметры электронного ключа определяются скоростью протекания переходных процессов, возникающих в схеме при подаче на вход ключа прямоугольного импульса напряжения или тока. Поэтому динамические параметры ключа называются также **параметрами быстродействия**.

Принципиальная схема электронного ключа на БТ с ОЭ показана на рис. 10.1, а. В исходном состоянии при $U_{\text{ВХ}} = 0$ или $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ зап}}$ БТ закрыт, т.е. работает в режиме отсечки. Для уменьшения остаточного тока коллектора до величины обратного тока коллекторного перехода $I_{\text{КБ0}}$ на базу транзистора через резистор R1 подается запирающее напряжение $U_{\text{СМ}}$, которое выбирается из условия

$$|U_{\text{СМ}}| > R2 \cdot I_{\text{КБ0}}, \text{ при } R2 \gg R1. \quad (10.1)$$

При использовании в качестве активного элемента кремниевых транзисторов, имеющих малое значение тока $I_{\text{КБ0}}$, и непосредственной связи ключа с источником сигнала дополнительный источник напряжения $U_{\text{СМ}}$ можно исключить. Управление транзистором происходит при подаче на вход ключа (см. рис. 10.1, а) импульса положительной полярности.

Передаточная характеристика ключа рассчитывается графоаналитическим методом с использованием семейств входных $I_{\text{Б}} = f(U_{\text{БЭ}})$ при $U_{\text{КЭ}} = \text{const}$ и выходных $I_{\text{К}} = f(U_{\text{КЭ}})$ при $I_{\text{Б}} = \text{const}$ характеристик транзистора. Для этого принципиальную схему ключа приводят к эквивалентной, показанной на рис. 10.1, б, где

$$U_{\text{ИП экв}} = U_{\text{ИП}} R_{\text{Н}} / (R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}), \quad (10.2)$$

$$R_{\text{К экв}} = R_{\text{К}} R_{\text{Н}} / (R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}). \quad (10.3)$$

На семействе выходных ВАХ БТ, как показано на рис. 10.2, а, строится нагрузочная прямая, описываемая уравнением

$$I_K(U_{КЭ}) = (U_{ИП\ экв} - U_{КЭ}) / R_{К\ экв} \quad (10.4)$$

По координатам точек пересечения нагрузочной прямой с выходными характеристиками, соответствующими токам базы $I_B = I_B'; I_B''; K$, определяются значения напряжения коллектор – эмиттер, которое является выходным $U_{КЭ} = U_{ВЫХ}$. Далее по входной характеристике БТ $I_B = f(U_{БЭ})$ при $|U_{КЭ}| > 0$ для тех же значений тока базы находят соответствующие напряжения база-эмиттер $U_{БЭ} = U_{БЭ}'; U_{БЭ}''; K$, как показано на рис. 10.2, б. Входное напряжение рассчитывается согласно выражению

$$U_{ВХ} = U_{БЭ} + (I_B + I_{СМ})R_1 = U_{БЭ} + \left(I_B + \frac{U_{БЭ} + |U_{СМ}|}{R_2} \right) R_1. \quad (10.5)$$

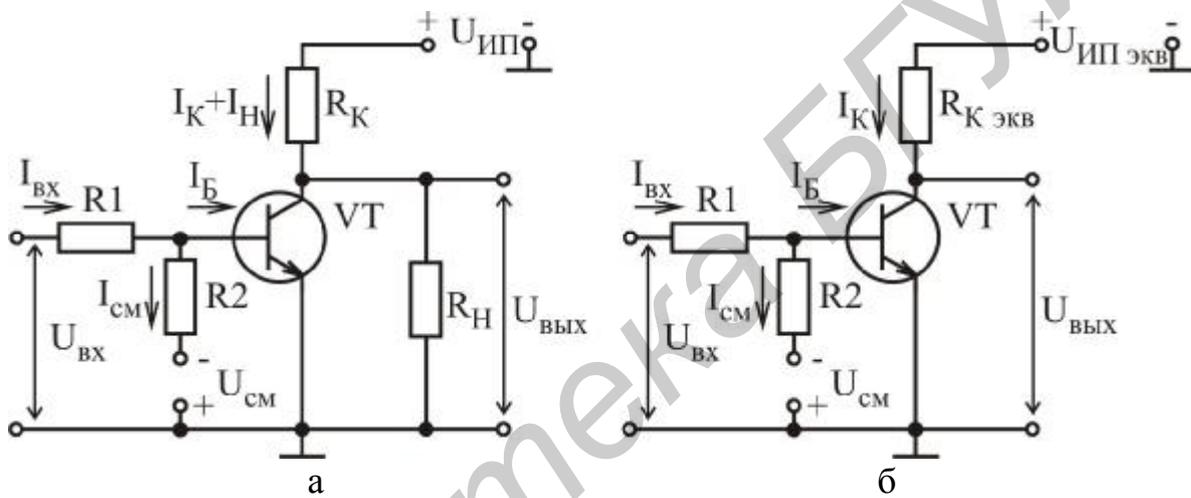


Рис. 10.1

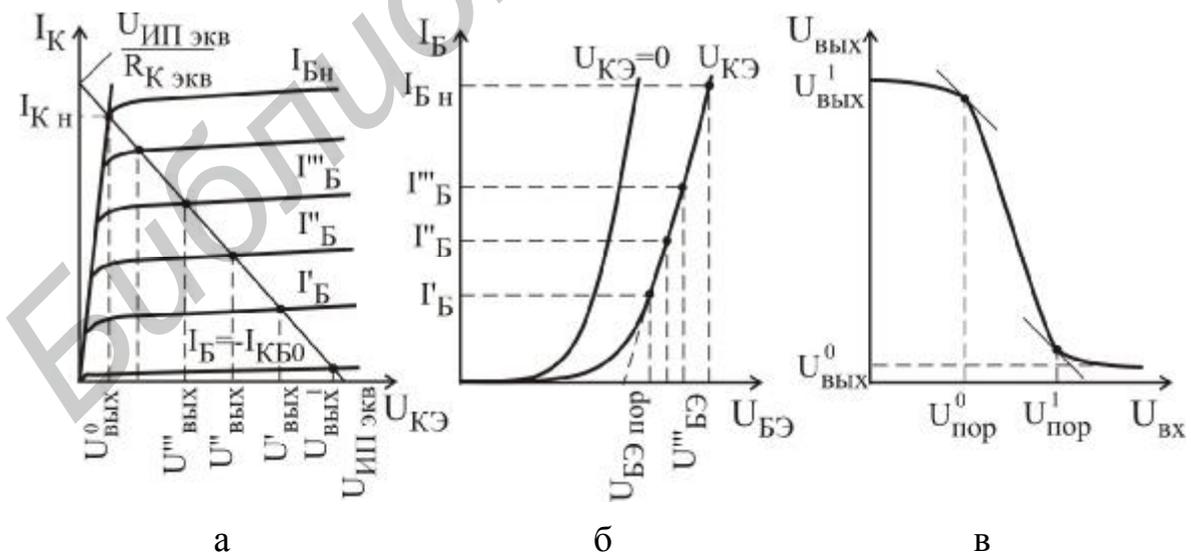


Рис. 10.2

По известным парам значений напряжения ($U_{\text{вх}}, U_{\text{вых}}$) строится передаточная характеристика, показанная на рис. 10.2, в. Форма характеристики зависит от параметров элементов электронного ключа. На передаточной характеристике можно выделить три характерных участка, которые разграничены точками, соответствующими входному пороговому напряжению нуля $U_{\text{пор}}^0$ и единицы $U_{\text{пор}}^1$.

При $U_{\text{вх}} < U_{\text{пор}}^0$ ключ закрыт (транзистор находится в режиме отсечки), на выходе высокий (единичный) уровень напряжения:

$$U_{\text{вых}}^1 = U_{\text{вых max}} = U_{\text{ИП экв}} - I_{\text{КБ0}} R_{\text{К экв}}. \quad (10.6)$$

Входной ток при этом, поскольку $I_{\text{Б}} = 0$, определяется выражением

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{см}} = \frac{U_{\text{вх}} + |U_{\text{см}}|}{R1 + R2}. \quad (10.7)$$

Пороговое напряжение нуля – значение входного напряжения, при котором БТ переходит из режима отсечки в активный режим работы, и рассчитывается по формуле

$$U_{\text{пор}}^0 = \frac{U_{\text{БЭ пор}}(R1 + R2) + U_{\text{см}} R1}{R2}, \quad (10.8)$$

где $U_{\text{БЭ пор}}$ – пороговое напряжение база – эмиттер БТ. Для кремниевых транзисторов можно принять $U_{\text{БЭ пор}} = 0,6 \text{ В}$.

При $U_{\text{пор}}^0 < U_{\text{вх}} < U_{\text{пор}}^1$ транзистор находится в активном режиме. При этом выходное напряжение линейно зависит от входного:

$$U_{\text{вых}} = K U_{\text{вх}}. \quad (10.9)$$

Коэффициент передачи K определяется усилительными свойствами БТ:

$$K = \frac{h_{21Э} R_{\text{К экв}}}{R1 + h_{11Э}}, \quad (10.10)$$

где $h_{21Э}$ – статический коэффициент передачи по току БТ с ОЭ; $h_{11Э}$ – входное сопротивление БТ с ОЭ.

На участке усиления для входного тока ключа справедливо выражение

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{см}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{БЭ}}}{R1} = I_{\text{Б}} + \frac{U_{\text{БЭ}} + |U_{\text{см}}|}{R2}. \quad (10.11)$$

При $U_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}^1$ на выходе имеет место низкий (нулевой) уровень напряжения, который определяется напряжением коллектор – эмиттер насыщения:

$$U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{вых min}} = U_{\text{КЭ нас}}. \quad (10.12)$$

Пороговое напряжение единицы $U_{\text{пор}}^1$ соответствует входному напряжению, при котором БТ из активного режима работы входит в режим насыщения:

$$U_{\text{пор}}^1 = \left(I_{\text{Б н}} + \frac{U_{\text{БЭ пор}} + |U_{\text{см}}|}{R2} \right) R1 + U_{\text{БЭ пор}}. \quad (10.13)$$

Ток базы насыщения, соответствующий этой точке, определяется выражением

$$I_{Бн} = \frac{U_{ИП\ экв} - U_{КЭ\ нас}}{R_{К\ экв} \cdot h_{21Э}}. \quad (10.14)$$

Коллекторный ток БТ в этой точке достигает максимального значения:

$$I_{К\ max} = I_{Кн} = I_{Бн} h_{21Э} = \frac{U_{ИП\ экв} - U_{КЭ\ нас}}{R_{К\ экв}}. \quad (10.15)$$

При дальнейшем росте $U_{вх}$ ток базы растет, однако коллекторный ток практически не изменяется. Степень насыщения БТ определяется **коэффициентом насыщения**, который рассчитывается по формуле

$$S = \frac{I_{Бм}}{I_{Бн}}, \quad (10.16)$$

где $I_{Бм}$ – ток базы при максимальном значении входного напряжения. Если $S > 1$, то ключ насыщенный.

Для повышения КПД электронного ключа необходимо, чтобы транзистор в нем надежно насыщался, в этом случае на открытом БТ будет рассеиваться минимальная мощность, а значит, будут минимальными потери. Поскольку значения параметра $h_{21Э}$ имеют существенный разброс для партии БТ конкретного типа, достигающий порой сотен процентов, то для надежного насыщения БТ в ключе без подбора транзисторов необходимо при расчете ключа принимать значение коэффициента насыщения $S = 1,5 \text{ К}3$. Следует помнить, что чрезмерное увеличение S снижает быстродействие ключа.

10.2. Быстродействие транзисторного ключа

Параметры быстродействия транзисторного ключа определяются параметрами используемого транзистора, номинальными значениями элементов схемы, сопротивлением нагрузки и ее характером. Диаграммы напряжений и токов, действующих в транзисторном ключе, при подаче на вход прямоугольного импульса показаны на рис. 10.3. На них указаны временные интервалы, определяющие количественно параметры быстродействия ключа.

На интервале времени $[t_0, t_1]$ происходит нарастание коллекторного тока и уменьшение выходного напряжения ключа. Коллекторный ток не может измениться мгновенно, что обусловлено конечным временем пролета носителей через базу БТ и перезарядом барьерной емкости коллекторного перехода. Этот промежуток времени называется **временем включения** и рассчитывается по формуле

$$t_{вкл} = \tau_{вкл} \ln\left(\frac{S}{S-1}\right), \quad (10.17)$$

где $\tau_{вкл}$ – постоянная времени включения, определяемая выражениями

$$\tau_{вкл} = \tau_{h_{21Э}} + \tau_{к}, \quad (10.18)$$

$$\tau_{h_{21э}} = \frac{1}{2\pi f_{h_{21э}}}; \quad \tau_k = (C_k + C_H)R_{K экв}. \quad (10.19)$$

На промежутке времени $[t_1, t_2]$ при действии максимального входного напряжения коллекторный ток транзистора и выходное напряжение ключа не изменяются, в базе происходит накопление неосновных носителей заряда.

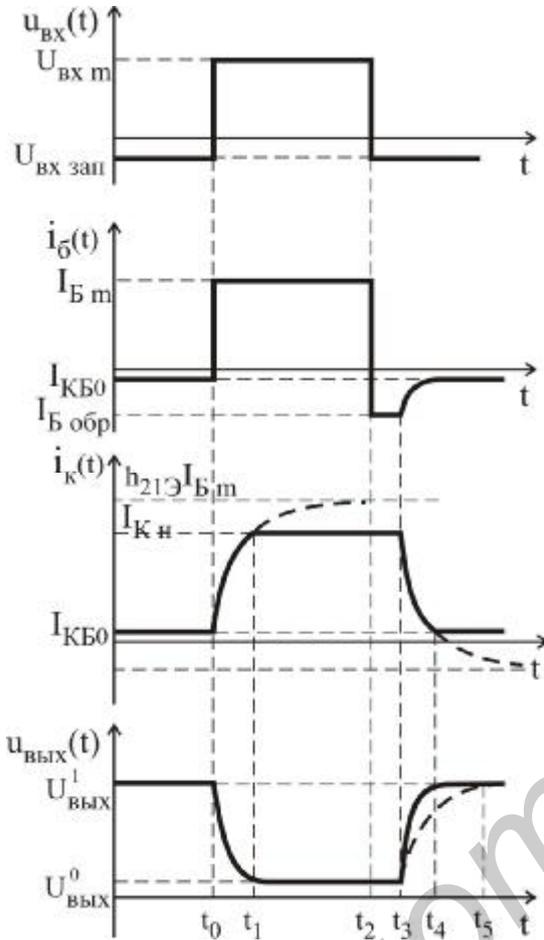


Рис. 10.3

В течение промежутка $[t_2, t_3]$ под действием отрицательного входного напряжения происходит рассасывание накопленных в базе носителей. При этом транзистор все еще находится в режиме насыщения, коллекторный ток и выходное напряжение соответствуют этому режиму и не изменяются. Наблюдается обратный бросок тока базы $I_{Б обр}$. Данный промежуток называется **временем задержки выключения** и определяется следующим выражением:

$$t_{зад выкл} = \frac{\tau_{h_{21э}}}{2} \ln \left(\frac{I_{Б} + |I_{Б обр}|}{I_{Б н} + |I_{Б обр}|} \right), \quad (10.20)$$

где $I_{Б обр} = \frac{U_{вх зап}}{R1}$ – запирающий ток базы.

Если $U_{вх зап} = 0$, то $I_{Б обр} = \frac{U_{см}}{R2}$. При

$I_{Б обр} = 0$ ($U_{см} = 0, U_{вх зап} = 0$) время задержки выключения определяется как

$$t_{зад выкл} = \frac{\tau_{h_{21э}}}{2} \ln S. \quad (10.21)$$

После рассасывания неосновных носителей в базовой области ток коллектора уменьшается – транзистор закрывается. Интервал времени $[t_3, t_4]$, в течение которого происходит уменьшение коллекторного тока, **называется временем спада**:

$$t_{сп} = \tau_{h_{21э}} \ln \left(1 + \frac{I_{Б н}}{|I_{Б обр}|} \right). \quad (10.22)$$

Суммарное время $t_{выкл} = t_{зад выкл} + t_{сп}$ называется **временем выключения**. В случае если $C_H > h_{21э}C_k$, время нарастания коллекторного напряжения $t_{нр U}$ может превысить время спада:

$$t_{нр U} = 2,3(C_k + C_H)R_{K экв}. \quad (10.23)$$

10.3. Расчет ключа на биполярном транзисторе

Обычно в инженерной практике исходными данными при расчете ключевых схем являются значения напряжений питания $U_{ИП}$, $U_{см}$; сопротивление нагрузки R_H ; амплитуда выходного напряжения $U_{вых м}$; параметры входного сигнала $U_{пор}^0$ и $U_{пор}^1$; коэффициент насыщения транзистора S . В этом случае рекомендуется следующий порядок расчета.

1. По заданным значениям $U_{ИП}$ и $U_{вых м}$ из (10.2) с учетом (10.6) рассчитывается сопротивление резистора R_K и величина $R_{K экв}$.

2. Рассчитываются значения тока коллектора и базы $I_{К н}$, $I_{Б н}$, соответствующие режиму насыщения, а также значение тока базы $I_{Б м}$ при максимальном значении входного напряжения $U_{вх м}$.

3. Сопротивление резистора $R1$ находится согласно выражению

$$R1 = \frac{U_{пор}^1 - U_{пор}^0}{I_{Б м}}, \quad (10.24)$$

полученному путем вычитания (10.8) из (10.13). Сопротивление резистора $R2$ находится согласно (10.8).

10.4. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить принцип действия, основные характеристики и параметры электронных ключей на БТ.
2. Выполнить инженерный расчет насыщенного ключа на БТ.
3. С помощью пакета OrCAD провести анализ спроектированного ключа и исследовать влияние элементов схемы на его основные параметры.

Порядок выполнения задания

1. Провести инженерный расчет элементов принципиальной схемы насыщенного ключа на БТ и его параметров. Исходные данные для расчета приведены в табл. 10.1. Для всех вариантов задания одинаковы следующие исходные данные: длительность импульса $\tau_{и} = 5$ мкс, период повторения $T = 10$ мкс, минимальный уровень входного импульса $U_{вх зап} = 0$ В. Амплитуда напряжения входного импульса определяется величиной порогового напряжения единицы $U_{вх м} = 1,1 \cdot U_{пор}^1$.

1.1. Согласно описанному алгоритму провести расчет сопротивления резисторов R_1 , R_2 и R_K принципиальной схемы ключа (см. рис. 10.1).

1.2. Пользуясь семействами входных и выходных ВАХ БТ, построить передаточную характеристику ключа $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$. Определить значения параметров $U_{\text{пор}}^0$, $U_{\text{пор}}^1$, $U_{\text{вых}}^0$, $U_{\text{вых}}^1$.

1.3. Рассчитать параметры быстродействия ключа $t_{\text{вкл}}$, $t_{\text{зад выкл}}$, $t_{\text{сп}}$, $t_{\text{нр U}}$.

1.4. Результаты расчета свести в таблицу.

Таблица 10.1

Исходные данные для расчета

№ вар.	Тип БТ	$U_{\text{ИП}}$, В	$U_{\text{см}}$, В	R_{H} , кОм	S	$U_{\text{вых м}}$, В	$U_{\text{пор}}^0$, В	$U_{\text{пор}}^1$, В	C_{H} , нФ
01	КТ315Г	9	2	2,5	3	6	0,5	5	0,1
02	КТ337Б	15	3	5,0	5	10	1	6	0,2
03	КТ342А	15	4	6,2	2	12	2	8	0,05
04	КТ347А	20	2	7,0	4	15	3	10	0,3
05	КТ349Б	12	5	4,8	3	8	1,5	6	0,1
06	КТ358Б	20	3	3,8	4	10	1	5	0,15
07	КТ361Г	10	5	10,0	5	8	0,5	4	0,05
08	КТ3102Г	15	4	8,2	2	12	2	9	0,1
09	КТ3107Г	10	3	3,6	3	5	0,5	4	0,2
10	КТ3117А	15	5	4,0	5	10	1	5	0,25

2. С помощью пакета OrCAD провести анализ характеристик рассчитанного ключа.

2.1. Создать документ программы **Schematics**, содержащий показанную на рис. 10.4 схему ключа. В схеме использовать источники постоянного напряжения VDC. Номинальные значения элементов схемы должны соответствовать рассчитанным. **При использовании БТ со структурой p-n-p необходимо изменить полярность подключения источников напряжения на противоположную.**

2.2. Провести расчет передаточной характеристики ключа, используя возможности анализа **DC Sweep**. Для этого в параметрах анализа **DC Sweep** необходимо задать изменение источника входного напряжения V1 в диапазоне значений от 0 до $1,5 \cdot U_{\text{вх м}}$ с шагом 0,01 В. С помощью программы **Probe** вывести зависимость коллекторного напряжения транзистора от напряжения V1. По графику определить значения параметров ключа $U_{\text{пор}}^0$, $U_{\text{пор}}^1$, $U_{\text{вых}}^0$, $U_{\text{вых}}^1$.

Сравнить результаты машинного анализа с исходными данными и результатами инженерного расчета. Если есть различие, чем его можно объяснить?

2.3. Создать документ программы **Schematics**, содержащий показанную на рис. 10.4 схему ключа, в которой источник напряжения V1 – это источник импульсного напряжения **VPULSE**. Установить параметры входного импульсного напряжения согласно исходным данным:

нижний уровень напряжения $V_{OFF} = U_{\text{вх зап}} = 0 \text{ В}$;

максимальное значение напряжения $V_{AMPL} = U_{\text{вх м}}$;

начало переднего фронта $TD = \tau_{\text{и}}/2$;

длительность переднего фронта $TR = 0$;

длительность заднего фронта $TF = 0$;

длительность плоской части импульса $TAU = \tau_{\text{и}}$;

период повторения $T = T$.

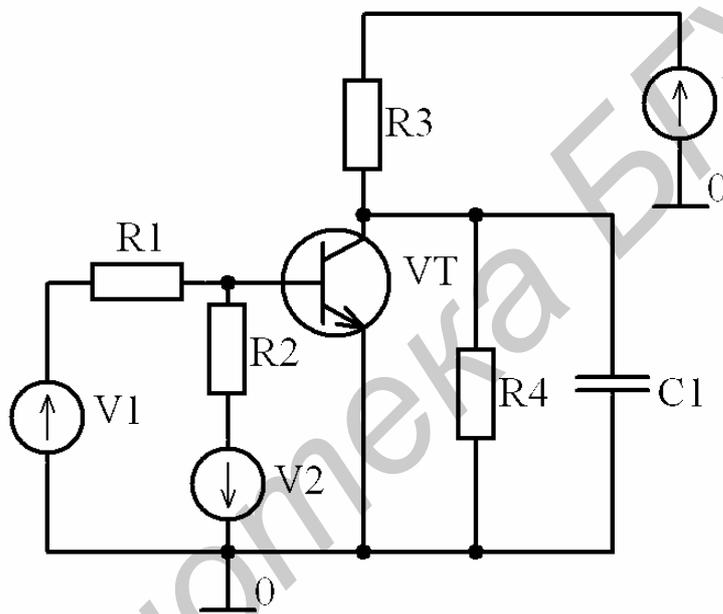


Рис. 10.4

2.4. Используя вид анализа **Transient**, провести расчет формы выходного напряжения ключа. Для этого установить параметры анализа **Transient** следующим образом: шаг вывода данных и максимальный шаг интегрирования (**Print Step** и **Step Ceiling**) задать одинаковой величины, равной $T/200$; конечное время расчета (**Final Time**) задать равным $2 \cdot T$. С помощью программы **Probe** вывести временную зависимость коллекторного напряжения и определить параметры быстроедействия рассчитанного ключа $t_{\text{вкл}}$, $t_{\text{зад выкл}}$, $t_{\text{сп}}$, $t_{\text{нр U}}$.

Сравнить результаты машинного анализа с исходными данными и результатами инженерного расчета. Если есть различие, чем его можно объяснить?

2.5. Используя возможности многовариантного анализа **Parametric**, исследовать влияние емкости нагрузки $C_{\text{н}}$ на форму выходного сигнала.

С помощью элемента **Parameters** определить глобальный параметр – C_N . Используя его, задать значение емкости конденсатора $C_1 = C_N$. Включить многовариантный анализ **Parametric**, определив в нем изменение глобального параметра C_N списком значений: $C_N / 2$, C_N , $2 \cdot C_N$.

Как влияет увеличение емкости нагрузки на параметры быстродействия ключа?

10.5. Контрольные вопросы

1. Какие устройства называют электронными ключами?
2. Каково напряжение на выходе ключа в закрытом и открытом состояниях?
3. Опишите принцип действия электронных ключей на БТ, их недостатки и требования к идеальному ключу.
4. Поясните порядок построения передаточной характеристики ключа на БТ.
5. В ключе (см. рис. 10.1, а) под действием входного напряжения транзистор находится на границе режима насыщения. Как изменится режим работы транзистора, если увеличить сопротивление резистора R_2 ?
6. Приведите статические и динамические характеристики электронных ключей.
7. Параметры каких элементов определяют быстродействие электронных ключей на БТ?
8. Как влияют параметры БТ на быстродействие ключа?
9. Как влияют элементы схемы ключа на его передаточную характеристику?
10. Опишите способы повышения быстродействия ключей на БТ.
11. Как влияет емкость нагрузки на быстродействие ключа?
12. Как изменится время спада ключа (см. рис. 10.1, а), если увеличить сопротивление резистора R_K ?

11. АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

11.1. Принцип действия мультивибратора с емкостными коллекторно-базовыми связями

Мультивибраторы относятся к генераторам, предназначенным для формирования напряжения или тока резко несинусоидальной (импульсной) формы, т.е. к импульсным генераторам. Мультивибраторы применяют в качестве генераторов прямоугольных импульсов; делителей частоты; формирователей импульсов с заданными параметрами; каскадов плавно регулируемой временной задержки импульсов в устройствах автоматики, вычислительной и измерительной техники. Как и другие релаксационные генераторы, мультивибраторы могут работать как в режиме автоколебаний, так и в заторможенном (ждущем) режиме, такой мультивибратор называется ждущим или одноктактным.

Мультивибраторы на транзисторах представляют собой двухкаскадные апериодические, т.е. имеющие резистивную нагрузку, усилители с сильной положительной обратной связью. Выход устройства соединен с входом, причем фаза сигнала обратной связи совпадает с фазой входного сигнала. В зависимости от типа усилителей различают мультивибраторы с внешне симметричными и несимметричными схемами.

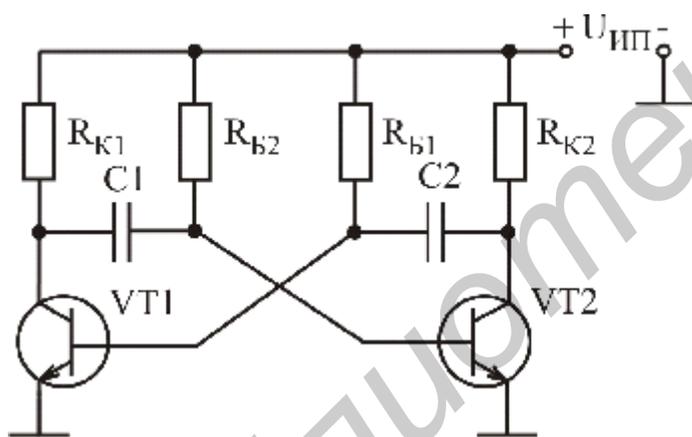


Рис. 11.1

Схема симметричного мультивибратора с емкостными коллекторно-базовыми связями показана на рис. 11.1. Как будет видно в дальнейшем, в квазистационарном состоянии один из транзисторов рассматриваемой схемы находится в закрытом (режим отсечки), другой – в открытом состоянии. Открытый транзистор может находиться или в режиме насыщения, или в активном режиме. При использовании активного режима исключается отрицательное влияние на работу мультивибратора процесса рассасывания накопленных в базе носителей заряда. Однако форма выходного импульса напряжения в активном режиме отличается от прямоугольной. При режиме работы с насыщением форма импульсов прямоугольная, а амплитуда и длительность импульсов практически не зависят от значения сопротивления резисторов в коллекторных цепях транзисторов (R_{K1} и R_{K2}). Поэтому при проектировании генератора стремятся выбрать такие значения сопротивлений резисторов R_K и R_B , чтобы открытый транзистор находился в режиме насыщения. В этом случае ток базы транзисторов должен удовлетворять следующему условию:

$$I_B = S \cdot I_{BH} > I_{BH} = I_{KH} / h_{21Э}, \quad (11.1)$$

где I_B – ток базы, который задается значениями элементов схемы $I_B = U_{ИП}/R_B$; $I_{Бн}$ – ток базы, соответствующий коллекторному току насыщения $I_{Кн} = U_{ИП}/R_K$; S – коэффициент насыщения транзистора; $h_{21Э} = \sqrt{h_{21Э \min} \cdot h_{21Э \max}}$ – среднее значение статического коэффициента усиления транзистора по току в схеме с ОЭ. Условие (11.1) можно записать в виде

$$R_B \leq R_K \cdot h_{21Э}.$$

Временные диаграммы, поясняющие принцип работы мультивибратора с коллекторно-базовыми связями, показаны на рис. 11.2. Основные процессы, происходящие в мультивибраторе с коллекторно-базовыми связями, для полного рабочего цикла приведены в табл. 11.1. Сопоставление данных табл. 11.1 и графиков (см. рис. 11.2) позволяет лучше уяснить принцип действия мультивибратора.

Начало временных диаграмм соответствует середине релаксационного процесса T_{p1} , происходящего в схеме. В это время транзистор VT1 закрыт, а транзистор VT2 находится в режиме насыщения.

В течение предыдущего цикла до момента времени t_0 конденсатор C2 был заряжен до напряжения, близкого по значению к напряжению источника питания $U_{ИП}$ (полярность напряжения на конденсаторе показана на рис. 11.1). Непосредственно до момента времени t_0 этот конденсатор разряжается через открытый транзистор VT2, резистор $R_{Б1}$ и источник напряжения $U_{ИП}$ (точнее, перезаряжается напряжением источника).

Напряжение на базе транзистора VT1 примерно равно напряжению на конденсаторе C2 и является для него запирающим, т.е. потенциал базы ниже потенциала эмиттера (см. рис. 11.2):

$$U_{Б1} = -U_{C2} + U_{Кн2},$$

где U_{C2} – напряжение на C2, $U_{Кн2}$ – напряжение на коллекторе транзистора VT2 в режиме насыщения.

В момент времени t_0 напряжение на конденсаторе по величине равно напряжению $U_{Кн2}$, взятому с обратным знаком. Поэтому $U_{Б1} = 0$, и транзистор VT1 начинает открываться. Этот процесс протекает достаточно медленно, так как появившийся ток базы $I_{Б1} = U_{ИП}/R_{Б1}$ уменьшает ток разряда конденсатора, и скорость изменения управляющего напряжения на базе VT1 уменьшается (интервал времени $t_0 - t_1$). Лишь по мере уменьшения тока разряда конденсатора C2, стремящегося к нулю, нарастает ток базы $I_{Б1}$. Из-за инерционных свойств транзистора с некоторым отставанием от тока базы нарастает ток коллектора VT1 (см. рис. 11.2). При этом до выхода транзистора VT2 из насыщения ток $I_{К1}$ поступает в основном в базу транзистора VT2 (этот ток связан с малым входным сопротивлением транзистора VT2 в данный момент времени, что приводит к некоторому разряду конденсатора C1). Поэтому коллекторное напряжение $U_{К1}$ остается почти неизменным, а возрастающий ток $I_{К1}$ создает

отрицательный ток базы транзистора, что способствует быстрому выходу транзистора VT2 из насыщения (интервал времени $t_0 - t_1$).

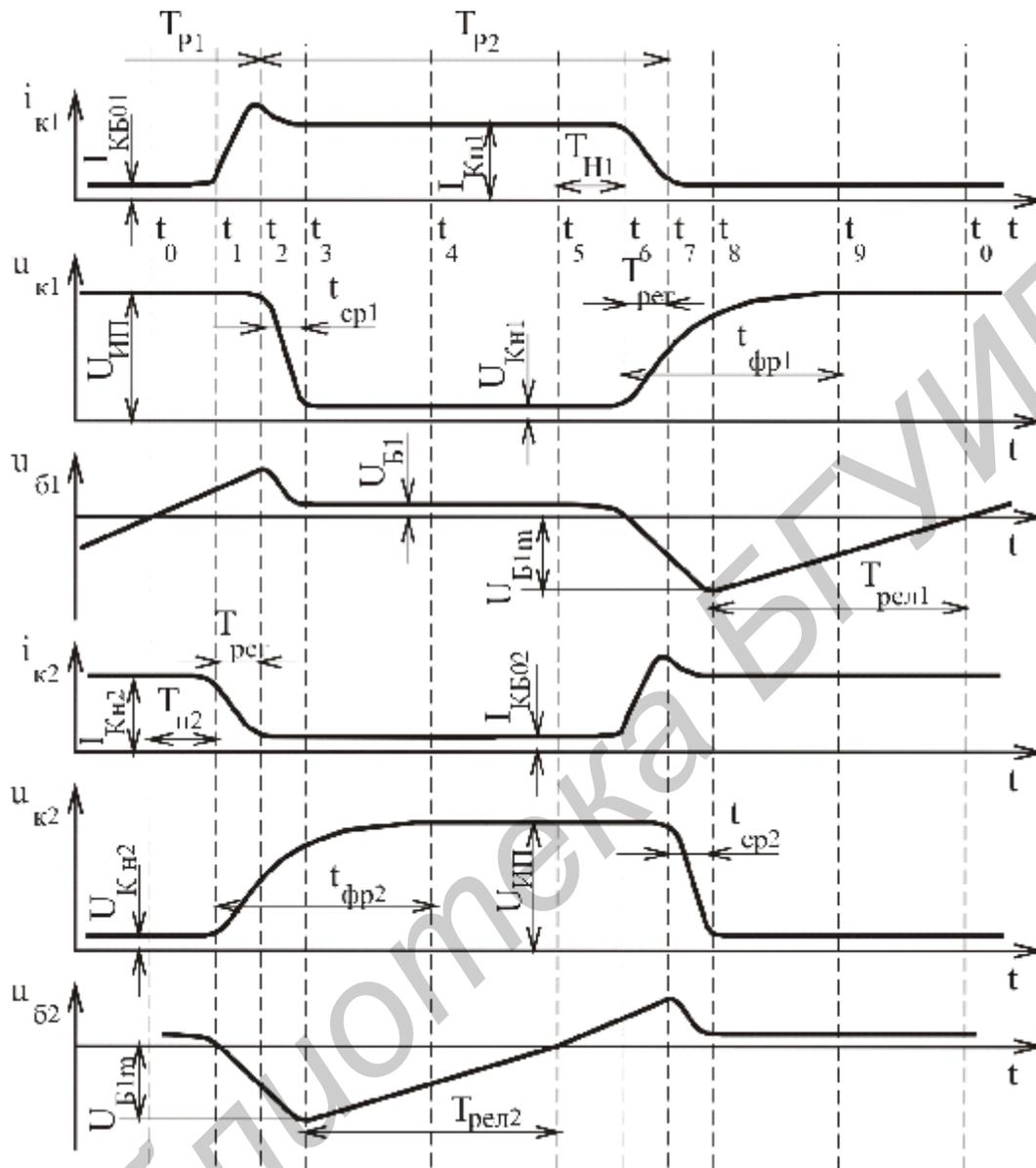


Рис. 11.2

В момент времени t_1 транзистор VT2 выходит из насыщения, и открывается транзистор VT1. Усилительные свойства обоих транзисторов восстанавливаются. Восстанавливается также положительная обратная связь между каскадами, и любое изменение (уменьшение) напряжения на коллекторе VT1 приводит к увеличению запирающего тока транзистора VT2, поступающего через конденсатор C1, что увеличивает напряжение на его коллекторе. Напряжение на конденсаторе C2 способствует открыванию транзистора VT1. Таким образом на интервале времени $t_1 - t_2$ происходит лавинообразный процесс регенерации.

Библиотека БГУИР

Таблица 11.1

Таблица состояний мультивибратора

$t_0 - t_1$	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_4$	$t_4 - t_5$	$t_5 - t_6$	$t_6 - t_7$	$t_7 - t_8$	$t_8 - t_9$
Название процесса								
Рабочий цикл T_{p1}		Рабочий цикл T_{p2}				Рабочий цикл		
Рассасы- вание но- сителей в базе VT2 T_{H2}	Регене- рация $T_{рег}$	Релаксация $T_{рел2}$		Рассасы- вание но- сителей в базе VT1 T_{H1}	Регене- рация $T_{рег}$	Релаксация $T_{рел1}$		
		Формиро- вание сре- за t_{cp1}				Формиро- вание сре- за t_{cp2}		
Выход из режима отсечки	Актив- ный ре- жим	Вход в режим насыще- ния	Режим насыщения		Выход из режима насыще- ния	Актив- ный ре- жим	Режим отсеч	
Выход из режима насыще- ния	Актив- ный ре- жим	Режим отсечки			Выход из режима отсечки	Актив- ный ре- жим	Вход в режим на- сыщения	Режим
Начало заряда	Заряд и формирование фронта $T_{фр2}$			Заряжен	Начало разряда		Разряд	
Начало разряда		Разряд			Начало заряда	Заряд и формирование фронта $T_{фр1}$		

На следующем этапе переходного процесса (интервал времени $t_2 - t_3$) происходит заряд барьерной емкости транзистора VT1 ($C_{к1}$) и параллельно подключенных емкостей монтажа C_M и нагрузки C_H . Этот интервал определяет длительность среза импульса напряжения на коллекторе VT1. К моменту времени t_3 все быстрые процессы, вызванные опрокидыванием, заканчиваются.

Устанавливаются стационарные значения токов и напряжений транзисторов $I_{К1} = I_{Кн}$ и $I_{К2} = I_{КБ02}$ ($U_{К1} = U_{Кн1}$). Однако напряжение на коллекторе транзистора VT2 не достигает своего стационарного значения из-за процессов, связанных с восстановлением напряжения на конденсаторе C2. Восстановление этого напряжения, начавшееся еще в момент времени t_1 , продолжается и после запирающего транзистора VT2 в момент t_2 . Ток заряда конденсатора C2, протекающий по цепи $R_{К2}$, база открытого транзистора VT1, источник напряжения питания $U_{ИП}$, создает падение напряжения на резисторе $R_{К2}$ и не позволяет напряжению на коллекторе VT2 достичь своего стационарного значения. Время заряда конденсатора C2 (интервал $t_1 - t_4$) определяет длительность фронта импульса на коллекторе VT2.

После момента времени t_4 токи и напряжения практически на всех элементах мультивибратора стабилизируются. Единственным переходным процессом, продолжающимся в мультивибраторе, – процессом релаксации, связанным с разрядом конденсатора C1. Этот процесс заканчивается новым опрокидыванием схемы. Разряд конденсатора C1 начинается с момента возникновения тока $I_{К1}$, и ток разряда представляет собой часть тока $I_{К1}$, ответвляющуюся в конденсатор C1. До запирающего транзистора VT2 этот ток замыкается в основном через его базу, а после запирающего – через резистор $R_{Б2}$. Полная длительность времени релаксации (разряда) конденсатора C1 определяется промежутком времени $t_5 - t_0$. При инженерных расчетах за длительность процесса релаксации принимается интервал времени $T_{рел2} = t_5 - t_{2,3} \approx t_5 - t_2$, в течение которого напряжение на базе запертого транзистора снижается от наибольшего значения $U_{Б2m}$ до нуля (см. рис. 11.2). Обычно $T_{рел}$ составляет преобладающую часть рабочего цикла.

Начиная с момента времени t_5 в мультивибраторе развиваются процессы, аналогичные процессам, рассмотренным выше (с момента t_0), в которых транзисторы и соответствующие элементы мультивибратора меняются ролями. На промежутке времени $t_5 - t_6$ (соответствует интервалу $t_0 - t_1$) происходит рассасывание носителей из базы транзистора VT1, появляется ток транзистора VT2, начинается перезаряд емкостей $C_{к2}$ и $C_{м2}$. К моменту времени t_7 (соответствует t_2) заканчивается второй процесс регенерации ($t_6 - t_7$), начинается процесс формирования среза импульса $t_{ср2}$ на коллекторе VT2 и переднего

фронта импульса $t_{\text{фр1}}$ на коллекторе VT1 (заряд конденсатора C1), который протекает на интервале $t_7 - t_8$ (соответствует интервалу $t_3 - t_4$). В это время начинается новый процесс релаксации конденсатора C2 ($t_5 - t_8$), который заканчивается в момент времени t'_0 . С этого момента начинается следующий полный цикл процессов, определяющих период автоколебаний T_a :

$$T_a = T_{p1} + T_{p2}, \quad (11.2)$$

где $T_{p2} = T_{\text{рел2}} + T_{\text{н1}} + T_{\text{рег}}$; $T_{p1} = T_{\text{рел1}} + T_{\text{н2}} + T_{\text{рег}}$.

Непосредственно из временной диаграммы видно, что длительность импульса напряжения на коллекторе транзистора VT1 равна

$$t_{u1} = T_{\text{рел1}} + T_{\text{н2}} + T_{\text{рег}} + t_{\text{ср1}} > T_{p1},$$

а длительность импульса на коллекторе VT2:

$$t_{u2} = T_{\text{рел2}} + T_{\text{н1}} + T_{\text{рег}} + t_{\text{ср2}} > T_{p2}.$$

Однако на практике $T_{\text{рел}} \gg T_{\text{н}} + T_{\text{рег}} + t_{\text{ср}}$, поэтому за длительность импульса принимается длительность соответствующего процесса релаксации и приближенно считается, что период колебаний

$$T_a \approx t_{u1} + t_{u2} = T_{\text{рел1}} + T_{\text{рел2}}. \quad (11.3)$$

Для определения длительности импульса t_{u1} (точнее, времени релаксации $T_{\text{рел1}}$) воспользуемся эквивалентной схемой цепи разряда конденсатора C2 (рис. 11.3), где источник тока $I_{\text{КБ01}}$ учитывает тепловой ток закрытого транзистора VT2. Согласно этой схеме напряжение на конденсаторе, заряженном до значения $U_{\text{ИП}} - R_{\text{К2}} \cdot I_{\text{КБ02}}$, будет изменяться по закону

$$U_{c2} = +U_{\text{ИП}} + R_{\text{Б1}} I_{\text{КБ01}} + (-2 \cdot U_{\text{ИП}} + R_{\text{К2}} I_{\text{КБ02}} - R_{\text{Б1}} I_{\text{КБ01}}) e^{-\frac{t}{C2R_{\text{Б1}}}}. \quad (11.4)$$

Если принять, что разряд конденсатора C2 начинается в момент времени $t = 0$ (соответствует t_7 на диаграмме), то длительность импульса на коллекторе транзистора VT1 будет определяться выражением

$$t_{u1} = C2R_{\text{Б1}} \ln \frac{2 \cdot U_{\text{ИП}} - R_{\text{К2}} I_{\text{КБ02}} + R_{\text{Б1}} I_{\text{КБ01}}}{U_{\text{ИП}} + R_{\text{Б1}} I_{\text{КБ01}}}. \quad (11.5)$$

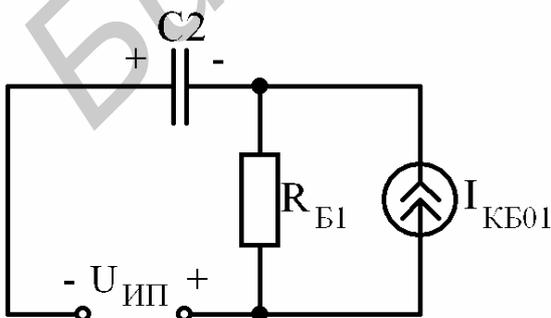


Рис. 11.3

Из выражения (11.5) видно, что длительность импульса зависит от тепловых токов транзисторов $I_{\text{КБ01}}$ и $I_{\text{КБ02}}$, а следовательно, и от температуры. Эта зависимость будет тем меньше, чем меньше сопротивление резисторов $R_{\text{Б}}$ и $R_{\text{К}}$, и чем больше значение $U_{\text{ИП}}$. Поскольку падения напряжений, обусловленных протеканием тепловых токов ($R_{\text{К2}} I_{\text{КБ02}}$

и $R_{Б1}I_{КБ01}$), малы (особенно для кремниевых транзисторов), то без большой погрешности можно считать, что

$$t_{u1} = C2R_{Б1} \ln 2. \quad (11.6)$$

Длительность импульсов на коллекторе транзистора VT2 определяется аналогичным выражением:

$$t_{u2} = C1R_{Б2} \ln 2. \quad (11.7)$$

Длительность фронта импульса напряжения на коллекторе соответствующего транзистора ($t_{фр1}$ и $t_{фр2}$) определяется временем заряда конденсатора, подключенного к коллектору этого транзистора, до напряжения $0,9 \cdot U_m$:

$$t_{фр1(2)} = C1(C2)R_{К1(2)} \ln \frac{0,9U_m}{0,1U_m} = 2,2 C1(C2)R_{К1(2)}. \quad (11.8)$$

Эта величина близка к времени восстановления напряжения на соответствующем конденсаторе. Время восстановления ограничивает максимально возможное значение скважности импульсов на коллекторе транзистора, например VT1:

$$Q_1 = \frac{T}{t_{u1}} = \frac{t_{u1} + t_{u2}}{t_{u1}} = 1 + \frac{t_{u2}}{t_{u1}}. \quad (11.9)$$

Из (11.9) и (11.7) следует, что для увеличения Q_1 необходимо увеличивать значение t_{u2} либо за счет увеличения сопротивления резистора $R_{Б2}$, либо за счет увеличения емкости конденсатора $C1$. Однако увеличение емкости $C1$ (увеличение резистора $R_{Б2}$ может привести к отсутствию режима насыщения транзистора VT2) увеличивает длительность фронта импульса $t_{фр1}$ (11.8), который должен быть меньше, чем t_{u1} :

$$t_{u1} > A \cdot C1R_{К1}, \quad (11.10)$$

где A – параметр, зависящий от требуемого коэффициента формы прямоугольного импульса (обычно $A = 3\text{К}5$).

Учитывая (11.6), (11.7) и (11.10), получим

$$Q \leq 1 + \frac{C1 \cdot R_{Б2} \cdot \ln 2}{A \cdot C1 \cdot R_{К1}} = \frac{R_{Б2} \cdot \ln 2}{A \cdot R_{К1}}. \quad (11.11)$$

Если в схеме соблюдается частичная количественная симметрия, т.е. $R_{К1} = R_{К2}$ и $R_{Б1} = R_{Б2}$, то из (11.11) получим

$$Q \leq 1 + \frac{R_{Б2} \cdot \ln 2}{A \cdot R_{К2}}.$$

С учетом условия насыщения $R_{Б2} < h_{21Э2}R_{К2}$ будем иметь

$$Q \leq 1 + \frac{0,7h_{21Э2}}{A} = 1 + \frac{0,7h_{21Э2}}{(3\text{К}5)}. \quad (11.12)$$

Выбор емкости конденсатора $C1$ налагает определенные требования на значения других элементов схемы, так как в соответствии с (11.10)

$$t_{u1} = 0,7 C2R_{Б2} \geq 3 C1R_{К1} \text{ (здесь } A = 3) \text{ и } R_{Б1} \geq 4,3 \frac{C1}{C2} R_{К1},$$

иными словами, время разряда (релаксации) конденсатора С1 должно быть больше времени восстановления напряжения на конденсаторе С2.

Максимальная частота генерации (минимальная длительность периода T_a) определяется согласно (11.3), (11.6) и (11.7) минимально возможными значениями емкости конденсатора С и сопротивлением резистора R_B . Минимально допустимое значение емкости определяется несколькими факторами.

Во-первых, от величины емкости зависит условие самовозбуждения генератора. Поскольку коэффициент петлевого усиления двухкаскадного усилителя рассматриваемой схемы (см. рис. 11.1) примерно равен $h_{21Э1} \cdot h_{21Э2}$, то минимальное значение емкости конденсатора С определяется выражением

$$C = (5K10) \frac{\tau_{h21Э}}{h_{21Э}^2 R_{вх}}, \quad (11.13)$$

где $\tau_{h21Э}$ – постоянная времени коэффициента $h_{21Э}$, $R_{вх}$ – входное сопротивление используемого транзистора в схеме с ОЭ.

Во-вторых, емкость конденсатора С должна быть такой, чтобы во время рассасывания избыточных носителей в базе насыщенного транзистора, переходящего в закрытое состояние, напряжение на емкости оставалось практически неизменным. Данное условие, а также требование насыщенного режима транзистора дают следующее значение минимально возможного периода колебаний:

$$T_{\min} \approx (5K10) \tau_{h21Э}. \quad (11.14)$$

Условие самовозбуждения (возникновения регенеративного процесса) $h_{21Э1} \cdot h_{21Э2} > 1$ в рассматриваемом мультивибраторе выполняется практически всегда. Однако при неправильном выборе емкости времязадающего конденсатора С (11.13) колебания могут отсутствовать из-за слишком большой степени насыщения транзисторов.

11.2. Повышение быстродействия мультивибратора

Для уменьшения длительности фронта импульса $t_{фр}$ используется **схема мультивибратора с отключающими диодами** (рис. 11.4), в которой цепь перезаряда конденсаторов С1 и С2 отделена от коллекторов соответствующих транзисторов с помощью диодов VD1 и VD2. При заряде конденсатора С1 соответствующий диод закрыт, и ток заряда течет через резистор R1. Потенциал коллектора VT1 стремится к значению $U_{ИП}$ с постоянной времени, определяемой сопротивлением резистора $R_{к1}$ и емкостью, шунтирующей коллектор VT1, которая обычно много меньше емкости конденсатора С1 ($C_{м1} + C_{н1} + C_{к1} < C1$). Поэтому длительность фронта импульса определяется выражением, аналогичным (11.8):

$$t_{фр1} \approx 2,2 R_{к1} (C_{м1} + C_{н1} + C_{к1}). \quad (11.15)$$

Запирание диода происходит достаточно быстро и обусловлено различием в скоростях увеличения напряжения на выводах диода.

Однако время восстановления напряжения на емкости $C1$ сохраняется таким же, как и в схеме без отключающих диодов:

$$T_{\text{восст}} \approx (3K5)C1 \cdot R1, \text{ если } R1 = R_{K1}.$$

Не изменяется также и время релаксации, т.е. длительность импульсов (11.6), (11.7).

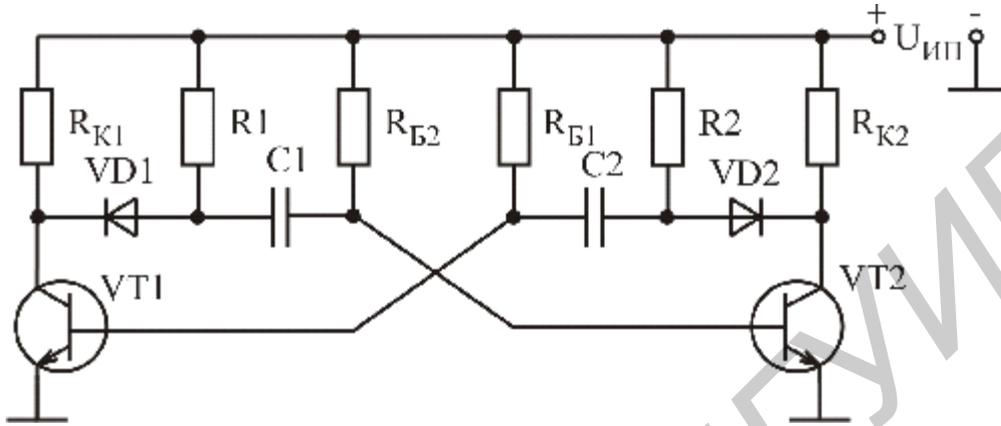


Рис. 11.4

Скважность импульса несколько уменьшается, так как в насыщенном режиме эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки (отключающий диод открыт) равно

$$R_{K \text{ экв1}} = \frac{R_{K1} \cdot R1}{R_{K1} + R1}, \quad (11.16)$$

и условие насыщения принимает вид

$$R_{B1} \leq h_{21Э} \cdot R_{K \text{ экв1}}. \quad (11.17)$$

Скважность мультивибратора с отключающими диодами определяется выражением

$$Q = 1 + \frac{0,7 h_{21Э}}{(3K5)} \frac{R1}{R_{K2} + R1}. \quad (11.18)$$

Длительность импульсов мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями (см. рис. 11.1)

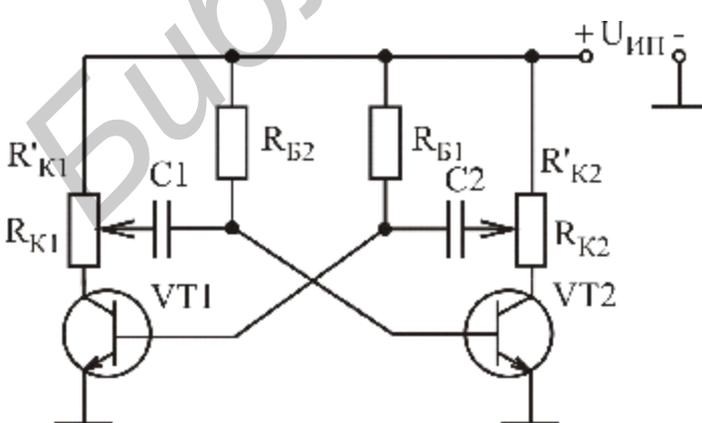


Рис. 11.5

можно изменять, используя переменный резистор R_B (11.6), (11.7). Однако в этом случае будет ухудшаться стабильность частоты колебаний, а также возможен выход открытого транзистора из режима насыщения. Изменять длительность импульса мультивибратора наиболее удобно с помощью коллекторного переменного резистора (рис. 11.5). В этой схеме при $R_B \gg R_K$ для длительности им-

пульса напряжения на коллекторе соответствующего транзистора (например VT1) справедливо выражение

$$t_{u1} = C2R_{B1} \ln \frac{R_{K2} + R_{K2}}{R_{K2}}. \quad (11.19)$$

Изменение положения движка потенциометра приводит к изменению времени разряда конденсатора, поскольку конденсатор заряжается до напряжения $+U_{ИП}$, а разряжается до меньшего напряжения $\left(U_{ИП} - \frac{U_{ИП}(R_K - R'_K)}{R_K} \right)$.

11.3. Практическое занятие

Цель:

1. Изучить принцип действия и методику расчета основных параметров автоколебательных мультивибраторов.
2. Выполнить инженерный расчет мультивибратора и его параметров.
3. С помощью пакета OrCAD провести анализ мультивибратора и исследовать влияние элементов схемы на его основные параметры.

Порядок выполнения задания:

1. Провести инженерный расчет элементов принципиальной схемы мультивибратора с емкостными коллекторно-базовыми связями (см. рис. 11.1) и параметров его импульсов. Исходные данные для расчета приведены в табл. 11.2. Для всех вариантов задания необходимо использовать одинаковые значения коэффициента насыщения $S = 3$. В схеме должно выполняться условие $R_{K1} = R_{K2} = R_K$. Требуется рассчитать значения R_K , R_{B1} , R_{B2} , $C1$ и $C2$, а также длительности фронта импульсов напряжения на коллекторах транзисторов $t_{фр1}$ и $t_{фр2}$.

Таблица 11.2

Исходные данные для расчета

№ варианта	Тип БТ	$U_{ИП}$, В	I_{KH} , мА	$t_{и1}$, мкс	$t_{и2}$, мкс
01	КТ315Г	9	10	5	5
02	КТ337Б	15	5	10	15
03	КТ342А	15	8	20	30
04	КТ347А	20	10	7	7
05	КТ349Б	12	5	10	5
06	КТ358Б	20	6	40	20
07	КТ361Г	10	7	10	20
08	КТ3102Г	15	8	8	8
09	КТ3107Г	10	9	10	10
10	КТ3117А	15	10	8	20

2. С помощью пакета OrCAD выполнить расчет формы колебаний, генерируемых рассчитанным мультивибратором, и определить параметры импуль-

сов $t_{и1}$, $t_{и2}$, $t_{фр1}$, $t_{фр2}$ и T ; исследовать влияние значений элементов схемы на параметры импульсов.

2.1. Создать документ программы **Schematics**, содержащий показанную на рис. 11.6 схему мультивибратора. В качестве источника питания необходимо использовать источник напряжения импульсной формы **VPULSE** с линейным фронтом. Номинальные значения элементов схемы должны соответствовать рассчитанным. **При использовании БТ со структурой p-n-p необходимо изменить полярность подключения источника напряжения на обратную.**

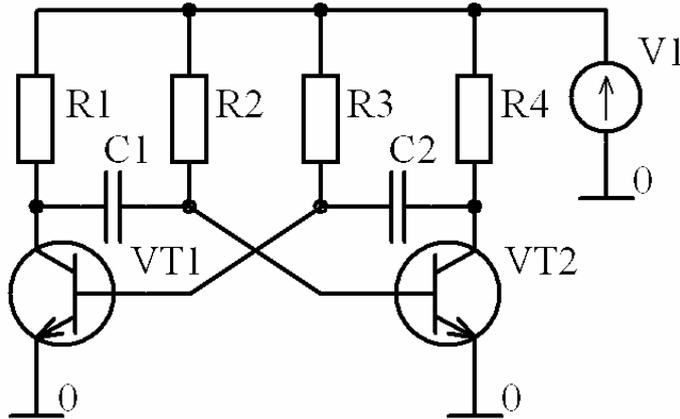


Рис. 11.6

Установить параметры входного импульсного напряжения следующим образом: нижний уровень напряжения $V_{OFF} = 0$ В; максимальное значение напряжения $V_{AMPL} = U_{ИП}$; начало переднего фронта $TD = 0$; длительность переднего фронта $TR = t_{и1}/10$; длительность заднего фронта $TF = 0$; длительность плоской части импульса $TAU = 10 \cdot t_{и1}$; период повторения $T = 2 \cdot TAU$. Установить параметры анализа **Transient** следующим образом: шаг вывода данных и максимальный шаг интегрирования (**Print Step** и **Step Ceiling**) задать одинаковой величины, равной $t_{и1}/50$; конечное время расчета (**Final Time**) задать равным $20 \cdot t_{и1}$. С помощью программы **Probe** вывести временную зависимость коллекторных напряжений транзисторов и определить параметры выходных импульсов $t_{и1}$, $t_{и2}$, $t_{фр1}$, $t_{фр2}$ и T .

Сравнить результаты машинного анализа с исходными данными и результатами инженерного расчета. Чем можно объяснить различие?

2.3. Используя возможности многовариантного анализа **Parametric**, исследовать влияние емкости конденсатора $C1$ на форму выходных импульсов. С помощью элемента **Parameters** определить глобальный параметр – C . С его использованием задать значение емкости конденсатора $C1$. Включить многовариантный анализ **Parametric**, определив в нем изменение списком значений глобального параметра C : $C1/2$, $C1$, $2 \cdot C1$.

2.2. Используя вид анализа **Transient**, провести расчет формы выходных (коллекторных) напряжений мультивибратора. Источник напряжения импульсной формы **VPULSE** с линейным фронтом имитирует плавное нарастание напряжения питания при включении мультивибратора, которое устанавливает схему в одно из квазистационарных состояний и приводит к началу генерации колебаний. В этом случае происходит моделирование реального запуска автоколебаний в схеме. Ус-

Как влияет увеличение емкости конденсатора на параметры выходных импульсов?

2.4. Как влияет на параметры импульсов увеличение (уменьшение) в два раза сопротивления резисторов $R_{Б1} = R_{Б2} = R_{Б}$? В каких режимах будут работать транзисторы при увеличении сопротивлений резисторов?

3. С помощью пакета OrCAD выполнить расчет формы колебаний, генерируемых мультивибратором с отключающими диодами (см. рис. 11.4). При выполнении задания принять $R1 = R2 = R_{К}$. В качестве отключающих диодов использовать импульсные диоды КД521А. Номиналы других элементов схемы соответствуют рассчитанным в п.1.

Сравните с результатами машинного расчета в п.2.2. Какой параметр выходных импульсов изменился?

11.4. Контрольные вопросы

1. Какие устройства называются мультивибраторами?
2. Чем определяется период колебаний автоколебательных мультивибраторов?
3. Сколько устойчивых состояний имеет автоколебательный мультивибратор?
4. Какое состояние мультивибратора называется квазиустойчивым?
5. Какой мультивибратор называется симметричным (несимметричным)?
6. Почему в автоколебательном мультивибраторе при включении питания один транзистор начинает закрываться, а другой открываться?
7. Чем определяется время открытого (закрытого) состояния транзистора?
8. Покажите цепи и направления протекания токов зарядки конденсаторов $C1$ и $C2$.
9. Покажите цепи и направления протекания токов перезарядки конденсаторов $C1$ и $C2$.
10. Какими элементами схемы (см. рис. 11.1) определяется длительность импульса напряжения на коллекторе транзистора $VT1$ ($VT2$)?
11. Как изменится длительность импульса на коллекторе $VT1$ (см. рис. 11.1), если уменьшить (увеличить) емкость конденсатора $C1$ ($C2$)?
12. Какими элементами схемы (см. рис. 11.1) определяется длительность фронта импульса напряжения на коллекторе транзистора $VT1$ ($VT2$)?

12. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ В СИСТЕМЕ OrCAD

12.1. Порядок работы с модулем **Schematics**

Для проведения моделирования с помощью модуля **PSpice A/D**, входящего в систему **OrCAD**, необходимо выполнить следующую последовательность шагов:

запустить управляющую оболочку **Schematics** на выполнение;

создать принципиальную схему устройства, анализ которого необходимо выполнить (если анализируется устройство, для которого уже существует схемный файл, то необходимо открыть этот файл);

создать задание на моделирование, т.е. указать вид анализа, который должен провести модуль **PSpice A/D**;

сохранить на диске файл с принципиальной схемой устройства;

запустить выполнение анализа устройства;

просмотреть результаты анализа с помощью программы **Probe**;

закончить выполнение управляющей оболочки **Schematics**.

При выполнении моделирования программа на основе созданной принципиальной схемы, сохраненной в файле **имя файла.sch**, создает список соединений схемы и задание на моделирование, которые автоматически записываются в текстовые файлы: **имя файла.net**, **имя файла.als** и входной файл **имя файла.cir**. Информация об ошибках, содержащихся в схеме и задании на моделирование, заносится в выходной файл **имя файла.out**. После завершения моделирования его результаты, представленные в табличной форме, заносятся в текстовый файл **имя файла.out**; данные для построения графиков заносятся в файл **имя файла.dat**, который используется графическим постпроцессором **Probe** для визуализации результатов расчета.

12.2. Входной файл модуля **PSpice A/D**

Текстовый файл, содержащий описание принципиальной схемы устройства и задание на моделирование, может быть составлен с помощью обычного текстового редактора. Алгоритм его составления достаточно прост. На бумаге составляется принципиальная схема, и присваиваются имена всем ее узлам. Имена узлов могут быть целыми числами или алфавитно-цифровыми символами длиной не более 131 символа. В качестве этих символов используются буквы латинского алфавита от A до Z, цифры 0, 1, ..., 9 и знаки «\$», «_», «*», «/», «%». **Причем в схеме обязательно должен присутствовать узел с номером 0 – общий узел, относительно которого измеряются напряжения в других узлах схемы!!!** При ссылке на цифровые имена узлов они заключаются в круглые скобки, например: V(6) – потенциал узла 6. Имена узлов в виде алфавитно-цифровых символов при ссылках на них дополнительно заключаются в квадратные скобки [], чтобы отличить их от имен компонентов. Например, потенциал узла IN обозначается как V([IN]), а V(I2) – напряжение на источнике тока I2.

После нумерации узлов составляют задание на моделирование, которое заносится в файл. Имя файла произвольное, в качестве расширения имени рекомендуется использовать **.cir**, воспринимаемое программой **PSpice** по умолчанию. Первая строка файла – строка заглавия, которая затем выводится в виде заголовка в выходном файле (в ней может быть помещен любой текст, не содержащий кириллицу). Строки комментариев содержат символ «*» в первой позиции; в тексте комментариев допускается использование символов кириллицы. Конец любой строки после знака «;» также воспринимается как комментарий. Последняя строка файла – **.END**. Порядок ввода промежуточных строк значения не имеет.

Строка продолжения начинается с символа «+» в первой позиции, максимальная длина строки 131 символ. Число пробелов между операторами в строке произвольное. Пробелы и запятые или знаки равенства эквивалентны.

Внимание! Программа **PSpice** не различает прописные и строчные буквы.

Предложения входного языка программы **PSpice** делятся на **описания компонентов** и **директивы моделирования**. Точка «.» в конце предложения не ставится.

Описанием компонента считается любая строка, не начинающаяся с символа «.» (кроме первой строки и строк комментариев и продолжений). Описание компонента имеет следующую структуру:

<имя компонента> <номера двух или более узлов> [<имя модели>] <числовые данные>

Имя компонента состоит из последовательности символов латинского алфавита и цифр, общая длина имени не должна превосходить 131 символ (рекомендуется не более 8 символов). Первый символ – одна из букв латинского алфавита от А до Z, далее в любом порядке – алфавитно-цифровые символы и знаки «\$», «_», «*», «/», «%». Первый символ имени компонента определяет его тип, например R1, ROUT, Q12 (табл. 12.1). При графическом вводе схем с помощью программы **Schematics** пользователь может вводить первый символ имени компонента по своему усмотрению. При составлении текстового описания схемы для передачи его в **PSpice** к именам всех компонентов согласно табл. 12.1 будут добавлены префиксы – это выполняется в соответствии с так называемыми шаблонами символов компонентов TEMPLATE. Поэтому на схемах компоненты можно именовать, не придерживаясь приведенных в табл. 12.1 правил. Например, транзисторы всех типов можно согласно ЕСКД именовать как VT1, VT2, VT3, ..., а при составлении текстового описания схемы программа присвоит биполярному транзистору имя Q_VT1, полевому – J_VT2, МОП-транзистору – M_VT3 и т.д.

Номера узлов подключения компонента к схеме перечисляются в определенном порядке, установленном для каждого компонента.

Имя модели компонента не является обязательным параметром.

Далее указываются *численные значения* параметров компонента. К ним относятся сопротивление резистора, емкость конденсатора, индуктивность катушки и т.д.

Помимо числовых значений в предложениях входного языка программы могут использоваться идентификаторы параметров, которые заключаются в фигурные скобки {}. Например, постоянное напряжение источника питания может быть задано с помощью параметра VPOWER следующей строкой:

VP 6 0 DC {VPOWER}

Таблица 12.1

Первые символы имен основных компонентов

Первый символ имени	Тип компонента
C	Конденсатор
D	Диод
E	Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН)
F	Источник тока, управляемый током (ИТУТ)
G	Источник тока, управляемый напряжением (ИГУН)
H	Источник напряжения, управляемый током (ИНУТ)
I	Независимый источник тока
J	Полевой транзистор с управляющим р-п-переходом
L	Индуктивность
M	МОП-транзистор
Q	Биполярный транзистор
R	Резистор
V	Независимый источник напряжения

Директивы моделирования указывают вид и параметры анализа и начинаются с символа «.». В табл. 12.2 приведены основные директивы моделирования, а далее по тексту будет рассмотрен их синтаксис.

Таблица 12.2

Директивы моделирования

Имя	Назначение
1	2
Расчет стандартных характеристик	
.AC	Расчет частотных характеристик
.DC	Расчет режима по постоянному току
.FOUR	Спектральный анализ
.NOISE	Расчет уровня внутреннего шума
.OP	Передача в выходной файл параметров схемы, линеаризованной в окрестности рабочей точки
.SENS	Расчет малосигнальных чувствительностей в режиме по постоянному току
.TF	Расчет малосигнальных передаточных функций в режиме по постоянному току
.TRAN	Расчет переходных процессов
Управление выдачей результатов	
.PLOT	Представление результатов расчета в выходном файле в виде графиков, построенных в текстовом режиме

1	2
.PRINT	Представление результатов расчета в выходном файле в виде таблиц
.PROBE	Передача данных в графический постпроцессор Probe
Многовариантный анализ	
.STEP	Вариация параметров
.TEMP	Задание температуры окружающей среды
Вспомогательные файлы, определение функций и параметров	
.END	Конец задания
.FUNC	Определение функции
.INC	Включение во входной файл другого файла
.LIB	Подключение библиотеки моделей компонентов
.PARAM	Определение глобальных параметров
Модели устройств	
.ENDS	Конец описания макромоделей
.MODEL	Описание моделей компонентов
.SUBCKT	Начало описания макромоделей
Прочие директивы	
.IC	Задание начальных условий
.OPTIONS	Установка параметров и режимов работы программы
*	Строка комментария
;	Комментарий в конце строки
+	Продолжение строки

12.3. Запуск оболочки **Schematics** на выполнение

Управляющую оболочку **Schematics** можно запустить на выполнение двумя способами:

выполнив двойной щелчок левой кнопкой мыши на ярлыке программы



Schematics на рабочем столе;

с помощью кнопки **Пуск: Пуск>Программы>CADs>Orcad Family Release 9.2> Schematics**.

В процессе загрузки программы подключаются библиотеки графических файлов компонентов, и экран редактора приобретает вид, показанный на рис. 12.1. Редактор имеет меню команд и панели инструментов. В центре верхней строки экрана размещается имя файла текущей схемы и номер страницы. Звездочка (*) перед именем схемы означает, что внесены изменения, которые еще не сохранены. После номера страницы указывается состояние схемы: **simulation** – выполнение моделирования; **simulation error** – ошибки, возникшие в результате моделирования; **current** – отсутствие изменений в схеме после выполнения моделирования; **stale** – измененная схема.

В нижней части экрана размещается строка состояний. В ней слева указаны текущие координаты курсора X, Y в выбранной системе единиц (английской

или метрической – устанавливается по команде **Options/Page size**). Справа указывается имя текущей подкоманды, а посередине – строка сообщений с краткими указаниями по ее выполнению.

После выбора команды из меню команд вниз разворачивается подменю со списком подкоманд. Выбор раздела меню осуществляется с помощью клавиатуры или мыши. При использовании клавиатуры для выбора раздела горизонтального меню нажимается клавиша **Alt** и одновременно клавиша с подчеркнутой буквой. Для вызова команды из ниспадающего меню просто нажимается клавиша с подчеркнутой буквой.

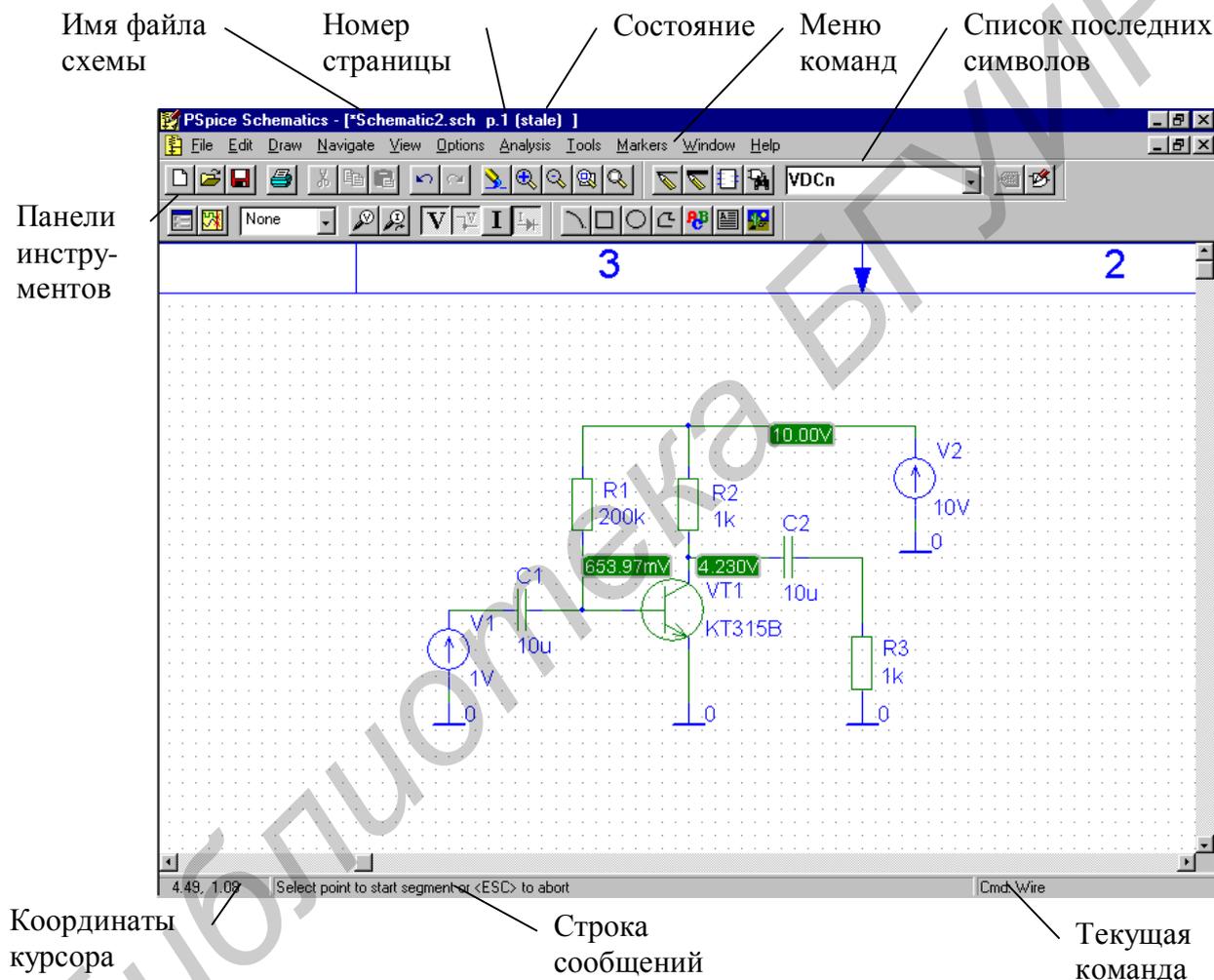


Рис. 12.1

12.4. Чтение файла принципиальной схемы с диска

Нажатие на кнопку  панели инструментов или выбор раздела меню **File: File>Open** позволяет осуществить чтение файла принципиальной схемы. На рабочих станциях компьютерного класса кафедры электроники файлы принципиальных схем модуля **Schematics** сохраняются в папке D:\Student\.... Поэтому после появления окна **Открыть** (рис. 12.2) в строке **Папка** необходимо указать путь

D:\Student\... и выбрать нужный файл из списка, расположенного ниже. Файлы, содержащие принципиальные схемы устройств, имеют расширение **sch**.

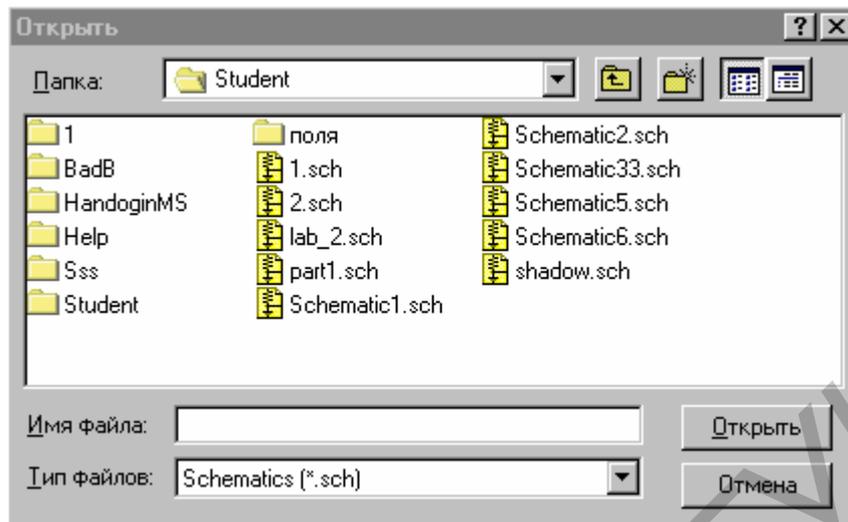


Рис. 12.2

12.5. Сохранение файла принципиальной схемы на диске

Нажатие на кнопку  панели инструментов или выбор раздела меню **File: File>Save** позволяет осуществить сохранение файла принципиальной схемы. На рабочих станциях компьютерного класса кафедры электроники файлы необходимо сохранять в папке D:\Student\.... Если схема сохраняется первый раз, то появляется окно **Сохранить как** (рис. 12.3), в строке **Папка** которого необходимо указать путь D:\Student\..., а в строке **Имя файла** – набрать имя файла (желательно латинскими символами). Если существующую схему после редактирования необходимо сохранить в другом файле, то используется раздел меню File: **File>Save as**. Как видно (см. рис. 12.3), программа автоматически предлагает вновь создаваемому файлу присвоить имя **Schematic1** и расширение **sch**.

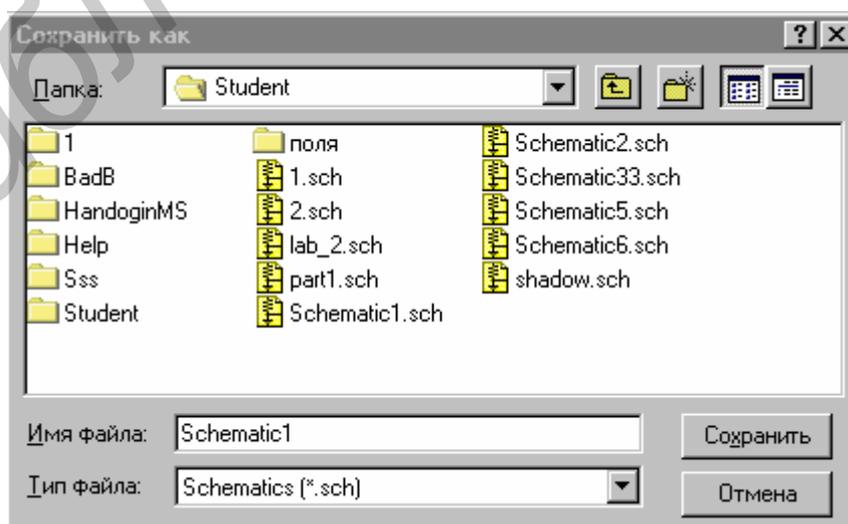


Рис. 12.3

12.6. Создание и редактирование принципиальной схемы

С помощью команд разделов меню **Edit (Редактирование)**, **Draw (Рисование)**, **View (Просмотр)** или с помощью кнопок на панелях инструментов можно создать и отредактировать принципиальную схему устройства. В табл. 12.3 приведены основные команды для создания и редактирования принципиальных схем, а также соответствующие им кнопки панелей инструментов и «горячие клавиши».

Таблица 12.3

Основные команды для создания и редактирования принципиальных схем

Команда	Пиктограмма кнопки панели инструментов	Действие	Комбинация «горячих клавиш»
Edit/Cut		Удаление выбранного объекта в буфер	Ctrl+X
Edit/Copy		Копирование выбранного объекта в буфер	Ctrl+C
Edit/Paste		Размещение на схеме объекта, находящегося в буфере	Ctrl+V
Edit/Undo		Откат назад	Ctrl+Z
Edit/Redo		Откат вперед	Ctrl+Y
Edit/Delete	–	Удаление выбранного объекта	Delete
Edit/Select All	–	Выбор всей схемы	–
Edit/Attributes		Редактирование атрибутов выбранного объекта	–
Edit/Model	–	Редактирование модели выбранного объекта	–
Edit/Rotate	–	Поворот выбранного объекта на 90° против часовой стрелки	Ctrl+R
Edit/Flip	–	Зеркальное отображение выбранного объекта по горизонтали	Ctrl+F
View/In		Увеличение масштаба	Ctrl+I
View/Out		Уменьшение масштаба	Ctrl+O
View/Area		Вывод на весь экран окаймленной части схемы	Ctrl+A
View/Fit		Вывод на весь экран всей схемы	Ctrl+N
Draw/Wire		Провести проводник	Ctrl+W
Draw/Bus		Провести шину	Ctrl+B
Draw/Block		Размещение на схеме блока с иерархической структурой	–
Draw/Get New Part		Размещение на схеме нового символа	Ctrl+G
Draw/Repeat	–	Повторить последнюю команду	Space
Draw/Place Part		Размещение на схеме символа из списка последних символов	Ctrl+P

Нажатием левой кнопки мыши выбираются разделы горизонтального меню, команды ниспадающего меню и кнопки панелей инструментов, а на принципиальных схемах – различные объекты (компоненты, их выводы, проводники, метки и т.п.). Выбранные объекты ярко высвечиваются (обычно красным цветом). В табл. 12.4 указаны правила работы с мышью.

Таблица 12.4

Работа с мышью

Кнопка мыши	Действие	Функция
Левая	Одинарный щелчок	Выбор объекта (выбранный объект изменяет окраску)
	Одинарный щелчок на выбранном объекте и удерживание кнопки	Буксировка выбранного объекта
	Двойной щелчок при расположении курсора на объекте	Редактирование атрибутов выбранного объекта
	Shift+одинарный щелчок	Выбор нескольких объектов
	Двойной щелчок	Завершение команды
Правая	Одинарный щелчок	Прерывание команды
	Двойной щелчок	Повторение предыдущей опции

Функция **выбор** объекта позволяет указать объект, с которым в дальнейшем будут осуществляться операции редактирования (**Edit**): буксировка, зеркальное отражение, изменение атрибутов и т.д.

При создании и редактировании принципиальной схемы устройства последовательно осуществляется размещение условных графических обозначений (УГО) или символов компонентов, редактирование параметров компонентов и размещение электрических связей.

12.7. Размещение символов компонентов

Создание схемы начинается с размещения УГО компонентов. Нажатие на кнопку  (**Draw/Get New Part**) открывает диалоговое окно расширенного просмотра компонентов (**Part Browser Advanced**) (рис. 12.4). Если в строке **Part Name** указать символ *, то в расположенном под ней окне выводится алфавитный список компонентов, содержащихся во всех подключенных библиотеках. Список компонентов просматривается с помощью линейки прокрутки. Можно также в строке **Part Name** набрать имя требуемого компонента или его начальные символы. Нужный компонент указывается щелчком курсора, после чего изображение его символа выводится в центральном окне, а имя библиотеки, в которой он находится, – в расположенной выше этого окна строке **Library**. Одновременно на панели **Description** выводится краткая характеристика выбранного компонента. Если известно имя библиотеки, где находится нужный компонент, нажимается кнопка **Libraries** и в открывшемся окне просмотра библиотеки (**Library Browser**) (рис. 12.5) выбирается требуемая библиотека, а затем и сам компонент.

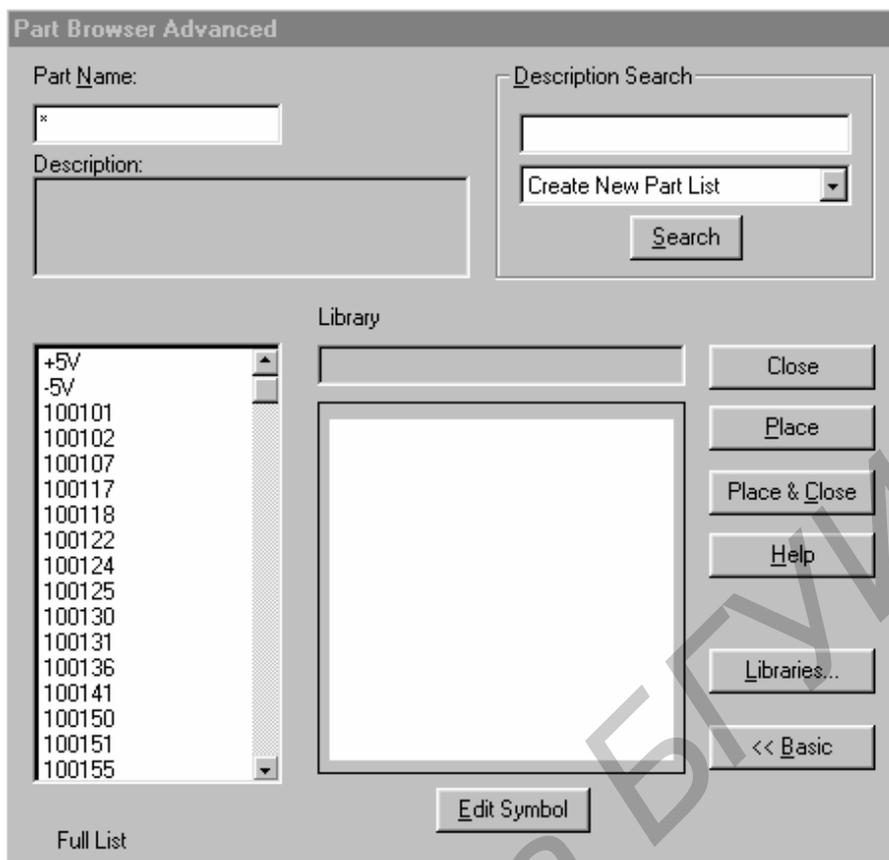


Рис. 12.4

После выбора компонента из библиотеки его символ необходимо разместить на схеме. Сначала на схеме появляется изображения символа вместе с курсором. Щелчок *левой* кнопки мыши фиксирует положение компонента и после этого его еще раз можно разместить на схеме. Щелчок *правой* кнопки мыши прекращает ввод данного компонента.

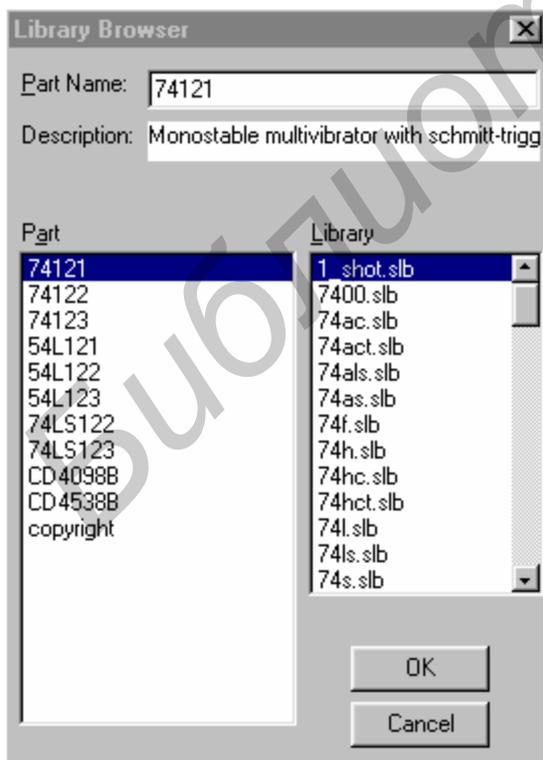


Рис. 12.5

Режим размещения символа компонента определяется в диалоговом окне расширенного просмотра компонентов (**Part Browser Advanced**) (рис. 12.4) с помощью следующих кнопок:

Close – закрыть диалоговое окно;

Place – разместить символ компонента на схеме;

Place&Close – разместить символ компонента на схеме и закрыть диалоговое окно.

Список имен десяти последних символов, размещенных на схеме, заносится в специальный стек (см. рис. 12.1), из которого их можно извлечь по команде

Draw/Place Part (Ctrl+P) или щелчком левой кнопки мыши по изображению стрелки на панели .

Для успешного проведения моделирования на схеме должен обязательно присутствовать «общий узел», имеющий нулевой номер, который задается с помощью символа **AGND** (analog ground – аналоговая земля)!!! Напряжения в других узлах схемы измеряются относительно «общего узла».

12.8. Редактирование параметров компонентов

Все компоненты схемы характеризуются списком параметров (атрибутов), диалоговое окно редактирования которых открывается после двойного щелчка по любой точке, находящейся внутри символа компонента, или после выбора компонента (щелчок по символу) и выполнения команды **Edit/Attribute**. На рис. 12.6 приведены окна редактирования атрибутов биполярного транзистора и резистора. Символ «a» слева от имени атрибута отмечает атрибуты, назначаемые системой, символ «*» – атрибуты, которые нельзя редактировать в режиме составления схем, а только в режиме редактирования символов.

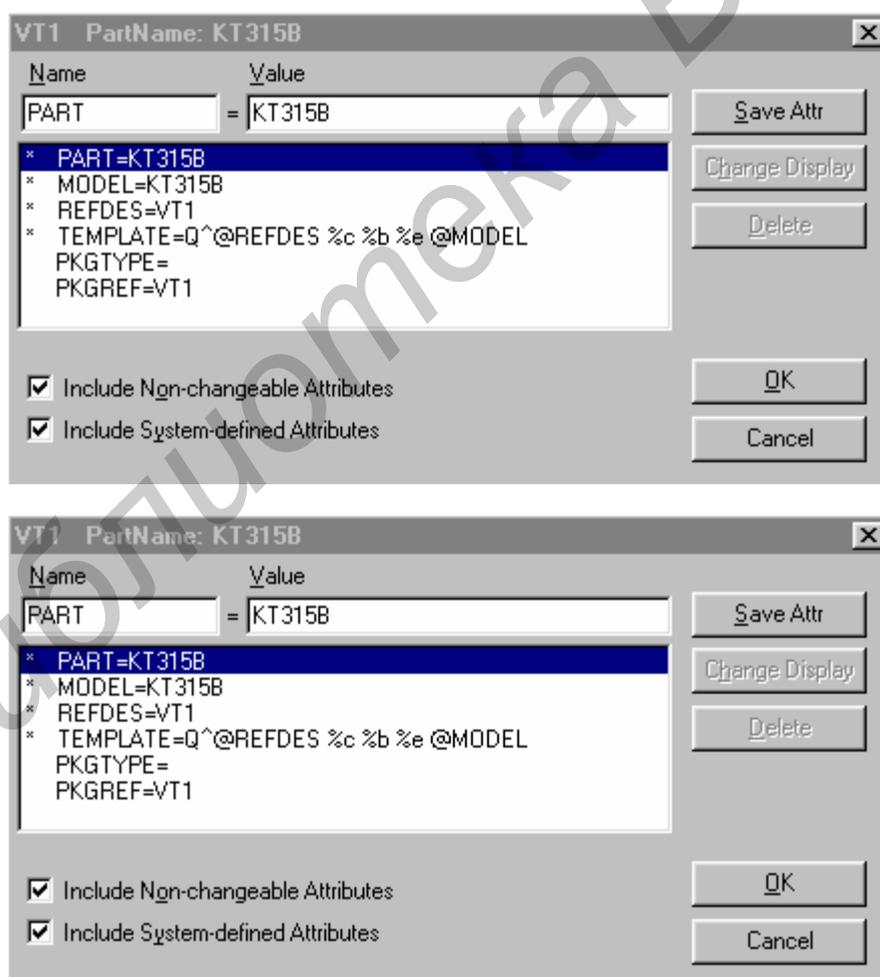


Рис. 12.6

Ниже представлен список общих атрибутов для компонентов:

*PART – имя компонента (R – резистор, L – индуктивность; C – конденсатор и т.д.);

*MODEL – имя модели данного компонента (модель компонента определяет численные значения параметров его математической модели и находится в библиотечном файле с расширением lib, имя этого файла совпадает с именем библиотечного файла, содержащего УГО компонента);

*REFDES – позиционное обозначение компонента;

PKGTYPE – тип корпуса компонента (данный параметр используется при разработке печатной платы устройства с помощью других модулей OrCAD);

PKGREF – позиционное обозначение корпуса компонента (данный параметр используется при разработке печатной платы устройства с помощью других модулей OrCAD);

*TEMPLATE – определяет строку, задающую описание компонента и его параметров для программы моделирования PSpice.

Если выключить переключатель **Include System-defined Attributes** (включить параметры, определяемые системой) (см. рис. 12.6), то в окне редактирования параметров компонентов останутся только параметры, которые могут быть определены пользователем.

Порядок задания параметров следующий: указатель мыши подводится к строке с нужным параметром, двойной щелчок левой кнопки мыши переводит курсор в поле **Value**, расположенное в верхней строке диалогового окна, где с помощью клавиатуры набирается значение параметра. Ввод значения параметра заканчивается нажатием на кнопку **Save Attr** (см. рис. 12.6).

На принципиальной схеме рядом с символом компонента выводятся значения его отдельных атрибутов – тех, которые указаны в режиме редактирования символов. Причем обязательно отображается позиционное обозначение компонента (REFDES). Отображение других атрибутов на схеме зависит от типа компонента. Для резистора обязательно отображается величина его сопротивления, для конденсатора – величина емкости; для транзисторов (биполярных и полевых) – тип транзистора (КТ315А, КП103А и т.д.). Значение параметра, отображаемого на принципиальной схеме, удобнее редактировать индивидуально, дважды щелкнув по нему. В результате появится диалоговое окно редактирования. На рис. 12.7 представлено диалоговое окно редактирования значения сопротивления резистора.

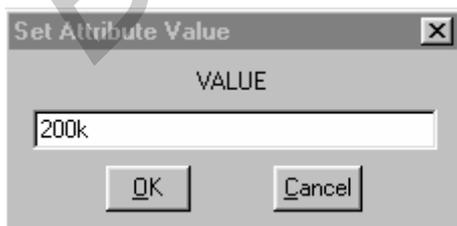


Рис. 12.7

При задании численных значений параметров компонентов можно осуществлять масштабирование чисел с помощью суффиксов, приведенных в табл. 12.5. Допускается к масштабным суффиксам дописывать буквенные символы для улучшения наглядности обозначений. Для разделения целой и дробной частей числа используется десятичная «точка» вместо употребляемой обычно «запятой».

Пример 12.1. Так, сопротивление 5,1 кОм может быть записано несколькими способами: 5100, 5.1К, 5.1КОМ, 5.1КОНМ, 5.1ЕЗ. При этом допускается присоединять суффикс и к числам, представленным в форме с плавающей точкой.

Таблица 12.5

Масштабные коэффициенты

Суффикс	Масштабный коэффициент	Наименование
F	10^{-15}	Фемто
P	10^{-12}	Пико
N	10^{-9}	Нано
U	10^{-6}	Микро
MIL	$25,4 \cdot 10^{-6}$	Мил (0,001 дюйма)
M	10^{-3}	Милли
K	10^3	Кило
MEG	10^6	Мега
G	10^9	Гига
T	10^{12}	Тера

Примечание. В программе **Schematics** прописные и строчные буквы не различаются.

Помимо числовых значений при задании параметров компонентов могут быть использованы **идентификаторы параметров**, которые заключаются в фигурные скобки { }.

Пример 12.2. Вместо численного значения 5,1 кОм при задании сопротивления резистора можно ввести идентификатор параметра {A}, значение которого определено на принципиальной схеме с помощью специального символа **PARAM** из библиотеки Special.slb (рис. 12.8), который задает директиву моделирования, устанавливающую глобальные параметры (до трех).

PARAMETERS
A 5.1K

Рис. 12.8

Внутри фигурных скобок можно использовать символы **арифметических выражений**: «+» – сложение; «-» – вычитание; «*» – умножение; «/» – деление. Кроме арифметических выражений можно использовать и набор **стандартных функций**, обозначение которых приведено в табл. 12.6.

Нумерация позиционных обозначений компонентов (атрибут компонента REFDES) осуществляется программой **Schematics** автоматически, если в меню команды **Option/Auto-Naming** включен режим **Enable Auto-Naming**. Причем префикс позиционного обозначения компонента (для резистора это символ «R») задан при создании его символа. После размещения на схеме нескольких символов, например резистора, они последовательно получают позиционные обозначения **R1, R2, ...** с возможностью их последующего редактирования. Если же режим **Enable Auto-Naming** отключен, то после префикса будет проставляться знак вопроса (для резистора **R?**).

Стандартные функции

Обозначение функции	Функция	Комментарий	Наличие в программе Probe
ABS(x)	Абсолютное значение x		Да
ACOS(x)	Арккосинус x	Результат в радианах	Нет
ARCTAN(x)	Арктангенс x	Результат в радианах	Да
ASIN(x)	Арксинус x	Результат в радианах	Нет
ATAN(x)	Арктангенс x	Результат в радианах	Да
ATAN2(y,x)	Арктангенс y/x	Результат в радианах	Нет
COS(x)	Косинус x	x в радианах	Да
COSH(x)	Косинус гиперболический x	x в радианах	Нет
DDT(x)	Производная dx/dt	Применяется только при анализе переходных процессов	Да*
EXP(x)	Экспонента x		Да
IMG(x)	Мнимая часть x		Да
LIMIT(x,min,max)	min, если x < min max, если x > max x, если min < x < max	Ограничитель с линейной областью	Нет
LOG(x)	Логарифм натуральный x		Да
LOG10(x)	Десятичный логарифм x		Да
M(x)	Модуль x	Эквивалентно ABS(x)	Да
MAX(x,y)	Максимум из x,y		Да
MIN(x,y)	Минимум из x,y		Да
P(x)	Фаза x	0 для вещественных чисел	Да
PWR(x,y)	Степенная функция $ x ^y$		Да
PWRS(x,y)	$+ x ^y$, если x < 0 $- x ^y$, если x > 0		Нет
R(x)	Действительная часть x		Да
SDT(x)	Интеграл	Применяется только при анализе переходных процессов	Да**
SGN(x)	Знак x		Да
SIN(x)	Синус x	x в радианах	Да
SINH(x)	Синус гиперболический x	x в радианах	Нет
STP(x)	1, если x > 0 0, если x <= 0		Нет
SQRT(x)	\sqrt{x}		Да
TABLE(x,y,x1,y1,..)	Табличная зависимость функции y от x	Задаются координаты точек (x_i, y_i) , в промежуточных точках используется линейная аппроксимация	Нет
TAN(x)	Тангенс x	x в радианах	Нет
TANH(x)	Тангенс гиперболический x	x в радианах	Нет

* В программе **Probe** данная функция имеет обозначение d(x)

** В программе **Probe** данная функция имеет обозначение s(x)

12.9. Размещение электрических связей

Использование команды **Draw/Wire** (пиктограмма ) позволяет разместить требуемые электрические связи. При этом курсор приобретает форму карандаша. Начало цепи, точка излома, точка соединения с другой цепью или выводом компонента фиксируется щелчком *левой* кнопки мыши. Щелчком *правой* кнопки мыши прекращается рисование цепи.

Электрические соединения пересекающихся проводников обозначаются жирной точкой (рис. 12.9, а). Если провести два проводника, не останавливаясь в точке их пересечения, то электрическое соединение не образуется (рис. 12.9, б). Точка соединения автоматически проставляется только для Т-образных соединений проводников. Поэтому для обеспечения электрического контакта пересекающихся проводников необходимо нарисовать первый проводник, затем начать рисовать второй и закончить его (нажатием левой кнопки) в точке пересечения с первым – в результате будет нанесена точка электрического соединения. После этого можно продолжить построение второго проводника от этой точки. При включении параметра **Orthogonal** команды **Options/Display Options** проводники проводятся только с изломом под прямым углом.

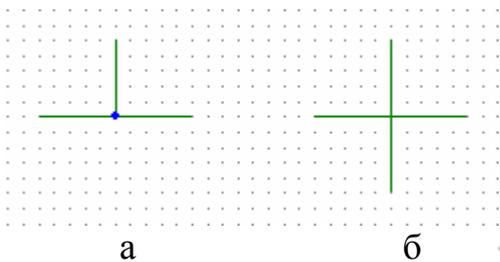


Рис. 12.9

При редактировании схемы возможно перемещать отдельные сегменты проводников. Характер перемещений определяется параметром **Rubberband** в команде **Options/Display Options**. При включении параметра **Rubberband** электрические связи не рвутся, а выбранный сегмент проводника при параллельном перемещении не изменяет своих размеров, растягивая или сжимая смежные проводники, а при продольном перемещении изменяет свои размеры. Если данный режим отключен, то выбранный сегмент отрывается от смежных и перемещается независимо от них, не изменяя размеров и разрывая электрические связи.

12.10. Создание задания на моделирование

С помощью программы **PSpice** можно рассчитать следующие характеристики электронных цепей:

режим работы цепи по постоянному току (рассчитываются постоянные напряжения в узлах цепи и постоянные токи ветвей);

режим работы цепи по постоянному току при изменении параметров источников постоянного напряжения или тока; температуры; параметров математических моделей компонентов; глобальных параметров, определенных символом **PARAM** (см. пример 12.2);

чувствительность характеристик цепи к изменению параметров компонентов в режиме по постоянному току;

малосигнальные передаточные функции в режиме по постоянному току;

характеристики линейризованной цепи в частотной области (например амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики усилителя) при воздействии одного или нескольких сигналов;

переходные процессы при воздействии сигналов различной формы;

спектральный анализ;

статистические испытания по методу Монте-Карло;

многовариантный анализ любых характеристик схемы при изменении параметров источников постоянного напряжения или тока; температуры; параметров математических моделей компонентов; глобальных параметров.

Директивы моделирования задаются в схемном редакторе **Schematics** по команде **Analysis/Setup** или выбором пиктограммы . В раскрывшемся меню (рис. 12.10) выбирают нужный вид анализа (помечая его галочкой в графе **Enabled**) и щелчком мыши по кнопке с именем вида анализа раскрывают диалоговое окно задания параметров моделирования.

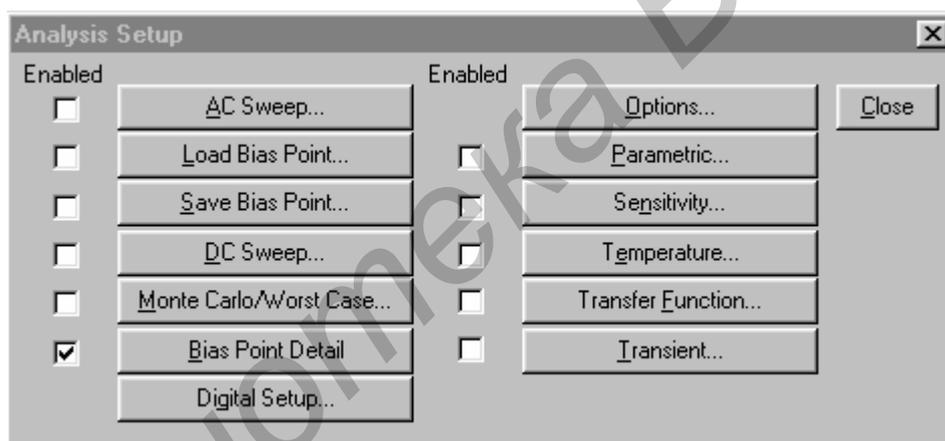


Рис. 12.10

12.11. Расчет частотных характеристик и уровня шума (AC Sweep)

В диалоговом окне задания параметров режима моделирования **AC Sweep** имеется три раздела (рис. 12.11).

В разделе **AC Sweep Type** определяется характер изменения частоты:

Linear – линейная шкала;

Octave – изменение частоты октавами;

Decade – изменение частоты декадами.

В разделе **Sweep Parameters** задаются параметры диапазона частот:

Total Pts., Pts/Decade, Pts/Octave – общее количество точек при выборе линейного масштаба, количество частотных точек на одну декаду или октаву соответственно;

Start Freq. – начальная частота;

End Freq. – конечная частота.

В разделе **Noise Analysis** устанавливаются параметры расчета спектральной плотности внутреннего шума:

Noise Enabled – включение режима расчета уровня шума;

Output Voltage – выходное напряжение;

I/V Source – имя входного источника напряжения или тока;

Interval – интервал расчета парциальных уровней шума.

Пример 12.3. На рис. 12.11 представлено диалоговое окно задания параметров режима **AC Sweep**, в котором содержится задание на выполнение расчета только частотных характеристик в диапазоне частот от 1 Гц до 100 МГц, причем расчет будет выполняться в 5 точках на декаду.

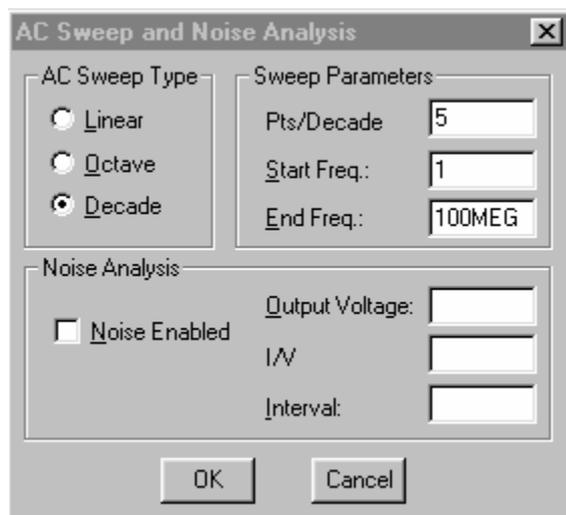


Рис. 12.11

Расчет характеристик в частотной области производится после определения режима по постоянному току и линеаризации нелинейных компонентов. Программа выполняет это автоматически, никаких дополнительных директив не требуется. Все независимые источники напряжения V и тока I , для которых заданы параметры АС-сигналов (амплитуды и фазы), являются входными воздействиями. При проведении анализа в частотной области остальные спецификации этих источников, в том числе параметры синусоидального сигнала SIN, не принимаются во внимание, они учитываются только при анализе переходных процессов.

Необходимым условием для проведения анализа в частотной области является наличие в схеме хотя бы одного независимого источника напряжения или тока, в котором определены параметры АС-сигналов.

Директива для расчета частотных характеристик в текстовом файле имеет вид

`.AC [LIN] [OCT] [DEC] <n> <начальная частота> <конечная частота>`

Эта директива задает диапазон частот в пределах <начальная частота>...<конечная частота>. Параметр LIN устанавливает линейный шаг по частоте, при этом n – общее количество точек по частоте. Параметры OCT и DEC устанавливают логарифмический характер изменения частоты октавами или декадами соответственно. Параметр n определяет в таком случае количество точек по частоте в пределах одной октавы или декады соответственно.

Пример текстового задания данной директивы, по которой будет выполняться расчет частотных характеристик в диапазоне частот от 10 кГц до 100 МГц на двадцати точках в пределах каждой декады:

`.AC DEC 20 10k 100MEG`

12.12. Расчет режима по постоянному току при изменении параметров компонентов схемы (**DC Sweep**)

Использование кнопки **DC Sweep** (см. рис. 12.10) позволяет рассчитать режим работы схемы по постоянному току для нескольких значений варьируемых переменных, в качестве которых могут выступать:

- параметры независимых источников напряжения или тока;
- параметры моделей компонентов;
- температура;
- глобальные параметры.

При работе с управляющей оболочкой **Schematics** варьируемые параметры и диапазон их изменения указываются в диалоговых окнах (рис. 12.12), открывающихся после нажатия на кнопку **DC Sweep** в меню выбора директив моделирования (см. рис. 12.10). Причем можно задать изменение двух параметров, т.е. организовать дополнительно вложенный цикл.

В окне основного цикла (см. рис. 12.12, а) имеется два раздела: **Sweep Var. Type** и **Sweep Type**.

В разделе **Sweep Var. Type** определяется тип варьируемого параметра:

- Voltage Source** – источник напряжения;
- Temperature** – температура;
- Current Source** – источник тока;
- Model Parameter** – параметр модели компонента;
- Global Parameter** – глобальный параметр.

В зависимости от выбранного типа параметра заполняются одна или несколько строк:

Name – имя варьируемого параметра (для параметров типа **Voltage Source**, **Current Source**, **Global Parameter**);

Model Type – тип модели, например **RES**, **DIODE**, **NPN** (для **Model Parameter**);

Model Name – имя модели, например **KT315A** (для **Model Parameter**);

Param. Name – имя параметра (для **Model Parameter**, **Global Parameter**).

В разделе **Sweep Type** определяется тип вариации параметра:

- Linear** – линейный масштаб;
- Octave** – логарифмический масштаб октавами;
- Decade** – логарифмический масштаб декадами;
- Value List** – в виде списка значений параметра.

Пределы изменения параметров задаются в строках:

Start Value – начальное значение;

End Value – конечное значение;

Increment – приращение;

Pts/Decade (Octave) – количество точек на одну декаду (октаву);

Values – список значений параметра.

Изменение второго параметра можно задать после нажатия кнопки **Nested Sweep** (см. рис. 12.12, а). Появляется диалоговое окно вложенного цикла, показанное на рис. 12.12, б, структура которого аналогична структуре окна основного цикла. Единственное отличие заключается в наличии кнопки **Enable Nested Sweep**, включая и выключая которую, можно включать или отключать соответственно изменение параметра по внутреннему циклу. Для возвращения в окно основного цикла необходимо нажать кнопку **Main Sweep**.

Пример 12.4. На рис. 12.12, а показано диалоговое окно основного цикла, в котором задано линейное изменение источника напряжения V1 от 0 до 10 В с шагом 0,1 В. На рис. 12.12, б показано диалоговое окно вспомогательного цикла, в котором определено логарифмическое изменение декадами источника тока I2 от 0,001 до 10 мА с анализом в пяти точках на декаду.

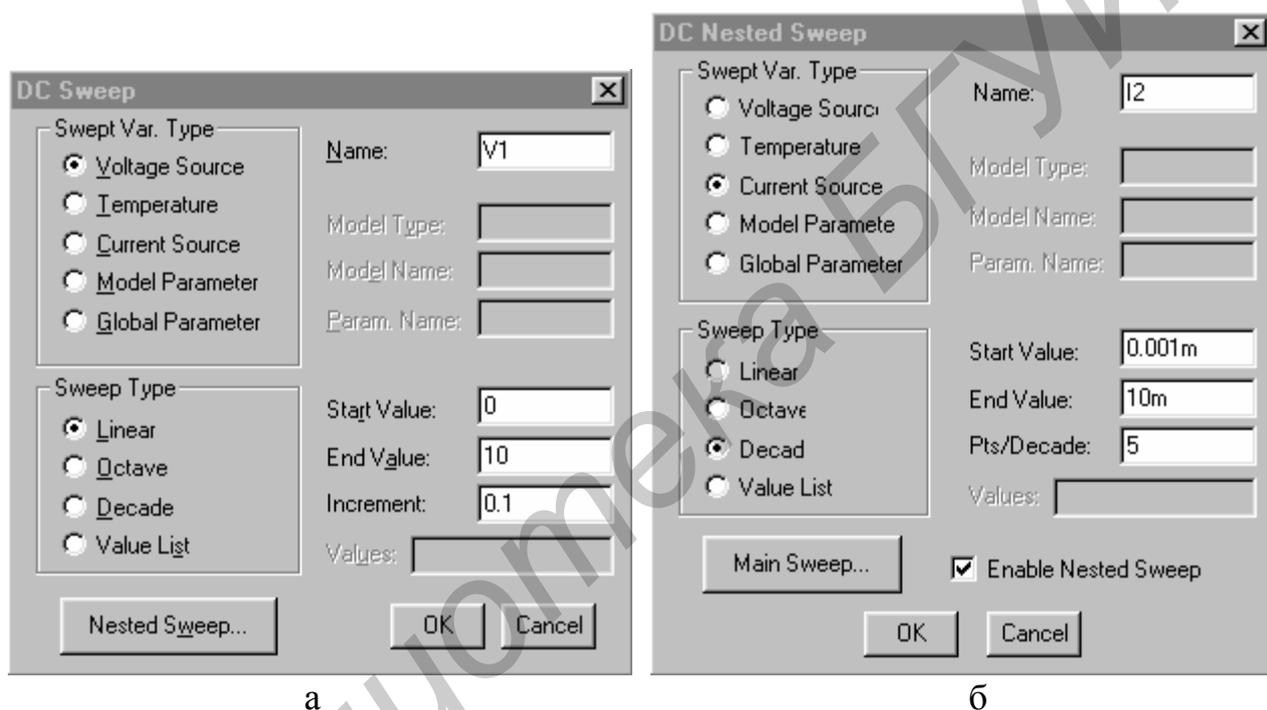


Рис. 12.12

Синтаксис данной директивы в текстовом файле имеет три варианта.

Вариант 1:

.DC [LIN] <имя 1-й переменной> <начальное значение> <конечное значение>
+ <приращение> [<имя 2-й переменной> <начальное значение>
+ <конечное значение> <приращение>]

Вариант 2:

.DC [OCT] [DEC] <имя 1-й переменной> <начальное значение> <конечное значение>
+ <количество точек> [<имя 2-й переменной> <начальное значение>
+ <конечное значение> <количество точек>]

Вариант 3:

.DC <имя 1-й переменной> LIST < значение> [<имя 2-й переменной> < значение>]

Характер изменения переменных задается ключевыми словами:

LIN – линейный (ключевое слово LIN можно не указывать);

DEC, OCT – логарифмический декадами или октавами;
LIST – список значений.

Примеры текстового задания данной директивы:

1. Линейное изменение напряжения источника VIN от 0,5 до 5 В с шагом 0,25 В:

```
.DC VIN 0.5 5.0 0.25
```

2. Линейное изменение напряжения двух источников:

```
.DC VDS 0 10 0.5 VGS 0 5 1
```

3. Линейное изменение параметра R модели MODRES резистора (тип модели – RES):

```
.DC RES MODRES(R) 0 10 0.5 VGS 0 5 1
```

4. Изменение температуры списком значений:

```
.DC TEMP LIST -50 0 27 60 80
```

5. Линейное изменение глобального параметра VPOWER:

```
.DC PARAM VPOWER 7 12 0.5
```

12.13. Многовариантный расчет любых характеристик схемы при изменении любых ее параметров (**Parametric**)

При работе с управляющей оболочкой **Schematics** задание варьируемых параметров выполняется в диалоговом окне (рис. 12.13), открываемом после нажатия на кнопку **Parametric** в меню выбора директив моделирования (см. рис. 12.10). Назначение его полей такое же, как и для директивы **DC Sweep** (см. рис. 12.12).

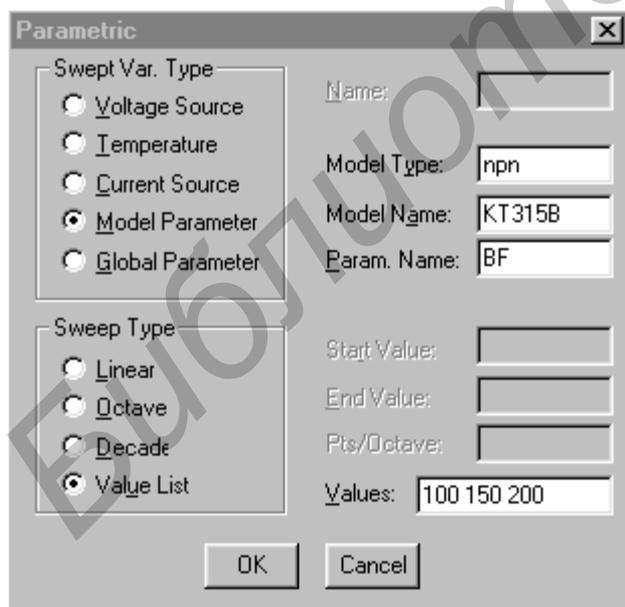


Рис. 12.13

Изменение параметра BF задано в виде списка значений: 100 150 200.

Вариация параметров в текстовом файле назначается директивой **.STEP**, имеющей три варианта.

В связи с тем что изменение параметров схемы определяется также и после нажатия кнопок **DC Sweep** и **Temperature**, в одном задании на моделирование вместе с многовариантным анализом **Parametric** можно указывать еще только одно из заданий **DC Sweep** или **Temperature**.

Пример 12.5. На рис. 12.13 показано диалоговое окно задания многовариантного анализа, в котором определено изменение параметра BF (максимальный коэффициент передачи по току в активном режиме БТ, включенного по схеме с ОЭ) для модели БТ (npn) с именем KT315B.

Вариант 1:

.STEP [LIN] <имя варьируемого параметра> <начальное значение>
+ <конечное значение> <приращение>

Вариант 2:

.STEP [OCT] [DEC] <имя варьируемого параметра> <начальное значение>
+ <конечное значение> <количество точек>

Вариант 3:

.STEP <имя варьируемого параметра> LIST <список значений>

В связи с тем, что многовариантный анализ производится также с помощью директив .TEMP и .DC, в одном задании на моделирование вместе с директивой .STEP разрешается помещать только одну из них.

Примеры текстового задания директивы .STEP.

1. Линейное изменение тока источника I2 от –0,8 до 0,8 А с шагом 0,2 А:

.STEP I2 –0.8 0.8 0.2

2. Изменение температуры списком значений:

.STEP TEMP LIST –50 0 27 60 80

3. Линейное изменение глобального параметра VPOWER:

.STEP PARAM VPOWER 7 12 0.5

При задании изменения глобальных параметров их необходимо предварительно определить по директиве .PARAM.

12.14. Расчет любых характеристик схемы при изменении температуры (**Temperature**)

При работе с управляющей оболочкой **Schematics** список значений температуры указывается в диалоговом окне (рис. 12.14), открываемом после нажатия на кнопку **Temperature** в меню выбора директив моделирования (см. рис. 12.10). Численные значения температуры (по шкале Цельсия), разделенные пробелом, заносятся в поле **Temperature(s)** (см. рис. 12.14). Если не пользоваться данным диалоговым окном, то все расчеты будут проводиться при номинальной температуре $T_{nom} = 27\text{ }^{\circ}\text{C}$.

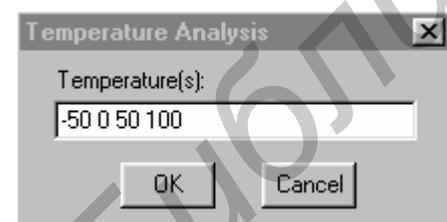


Рис. 12.14

Изменение температуры в текстовом файле задается директивой .TEMP, имеющей следующий синтаксис:

.TEMP <список значений температуры>

12.15. Расчет переходных процессов и спектральный анализ (**Transient**)

Задание параметров расчета переходных процессов задается в диалоговом окне (рис. 12.15), открываемом после нажатия на кнопку **Transient** в меню выбора директив моделирования (см. рис. 12.10).

В разделе **Transient Analysis** необходимо определить следующие параметры:

Print Step – шаг вывода данных;

Final Time – конечное время расчета;

No-Print Delay – начальный момент времени вывода данных;

Step Ceiling – максимальный шаг интегрирования. Если данный параметр не указан, то максимальное значение шага интегрирования устанавливается равным **Final Time**/50.

При включении кнопки **Detailed Bias Pt.** в выходной файл будут выведены результаты расчета по постоянному току. Включение кнопки **Skip initial transient solution** отменяет расчет режима работы по постоянному току перед моделированием переходных процессов.

Выполнение спектрального анализа задается включением кнопки **Enable Fourier**. При этом в разделе Fourier Analysis необходимо задать следующие параметры:

Center Frequency – частота первой гармоники f_1 ;

Number of harmonics – количество гармоник, учитываемых в преобразовании Фурье n (по умолчанию количество гармоник равно 9; максимальное число гармоник – 100);

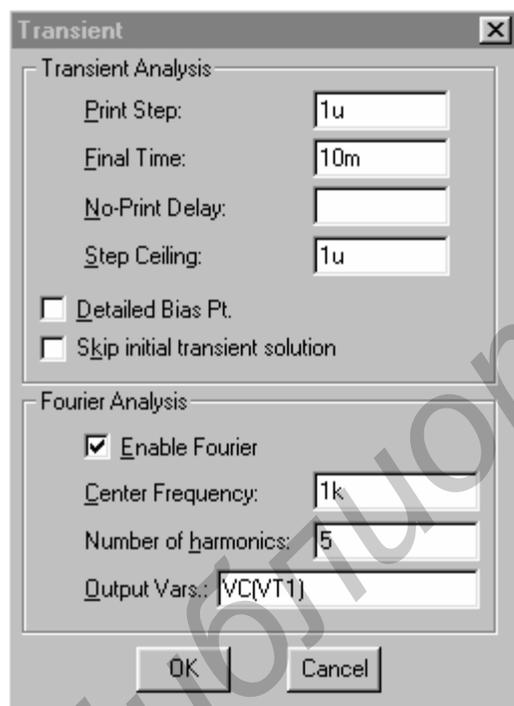


Рис. 12.15

После завершения расчета переходного процесса. Причем спектральному анализу подвергается промежуток времени длительностью $T = 1/f_1$ в конце интервала анализа на участке установившегося процесса. В программе рассчитываются значения постоянной составляющей сигнала и амплитуды его первых n гармоник: A_1, A_2, \dots, A_n , а также коэффициент нелинейных искажений K (в процентах) по формуле

Output Vars. – имена переменных, спектр

которых должен быть рассчитан.

Переходные процессы всегда рассчитываются с момента времени $t = 0$ до момента времени **Final Time**. Перед началом расчета переходных процессов автоматически рассчитывается режим работы по постоянному току, результаты которого определяют начальные условия для расчета переходных процессов. Если задан параметр **No-Print Delay**, то вывод результатов расчетов подавляется на интервале времени от $t = 0$ до указанного значения. Параметром **No-Print Delay** удобно пользоваться, когда необходимо просмотреть форму сигнала уже установившегося процесса, т.е. исключить из рассмотрения промежуток времени, в течение которого устанавливается колебательный процесс.

Спектральный анализ производится с помощью быстрого преобразования Фурье по

$$K = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1} \cdot 100 \% .$$

Результаты спектрального анализа выводятся в выходной файл: **имя файла.out**, где **имя файла** – имя файла, содержащего принципиальную схему анализируемого устройства.

Рекомендации по заданию параметров расчета переходных процессов. Параметр **Final Time** нужно устанавливать такой величины, чтобы можно было наблюдать форму сигнала в течение 3...4 периодов сигнала.

Параметр **Print Step** необходимо задавать такой величины, чтобы на период синусоидального сигнала выводилось 30...40 точек. Для точного измерения длительности фронта или среза прямоугольных импульсов **Print Step** необходимо задать такой величины, чтобы на участок фронта/среза приходилось 5...10 точек.

Если количество точек вывода данных больше 50, то параметр **Step Ceiling** необходимо задать такой же величины, что и **Print Step**.

Пример 12.6. Если частота сигнала $f = 1$ кГц, его период $T = 1/f = 1$ мс, и в строке **Final Time** нужно указать: 3m (т.е. 3 мс). В этом случае расчет будет проведен в течение трех периодов сигнала.

Для сигнала с периодом $T = 1$ мс шаг вывода данных будет $\Delta t = 1 \text{ мс}/40 = 0,025$ мс, и в строке **Print Step** нужно указать: 25u (т.е. 25 мкс).

Если ожидаемая длительность фронта/среза импульса $t_{\phi} = 1$ мкс, то шаг вывода данных будет $\Delta t = 1 \text{ мкс}/10 = 0,1$ мкс, и в строке **Print Step** нужно указать: 0.1u (т.е. 0,1 мкс).

Пример 12.7. На рис. 12.15 показано диалоговое окно задания параметров расчета переходных процессов и спектрального анализа, в котором указаны:

шаг вывода данных – 1 мкс (**Print Step: 1u**);

конечное время расчета – 10 мс (**Final Time: 10m**);

максимальный шаг интегрирования – 1 мкс (**Step Ceiling: 1u**).

Задано выполнение спектрального анализа (включена кнопка **Enable Fourier**) со следующими параметрами:

частота первой гармоники – 1 кГц (**Center Frequency: 1k**);

количество учитываемых гармоник – 5 (**Number of harmonics: 5**);

выполняется спектральный анализ для коллекторного напряжения транзистора VT1 (**Output Vars.: VC(VT1)**).

Синтаксис директивы для задания расчета переходных процессов в текстовом файле имеет вид

`.TRAN[/OP] <шаг вывода данных> <конечное время>`

`+ [<начальный момент времени вывода данных>[<максимальный шаг интегрирования>]]`

Суффикс **/OP** выводит в выходной файл результаты расчета по постоянному току.

Примеры:

`.TRAN 5ms 500ms`

`.TRAN/OP 5ms 500ms 100ms`

`.TRAN 5ms 500ms 0ms 0.5ms`

12.16. Расчет передаточных функций по постоянному току (**Transfer Function**)

При работе с управляющей оболочкой **Schematics** задание на расчет малосигнальных передаточных функций по постоянному току задается в диалоговом окне (рис. 12.16), открывающемся после нажатия на кнопку **Transfer Function** в меню выбора директив моделирования (см. рис. 12.10). В диалоговом окне (см. рис. 12.16) необходимо заполнить два поля:

Output Variable – выходная переменная;

Input Source – входной источник сигнала.

В качестве входного источника должен быть задан независимый источник напряжения или тока, а в качестве выходной переменной – напряжение или ток независимого источника напряжения или тока.

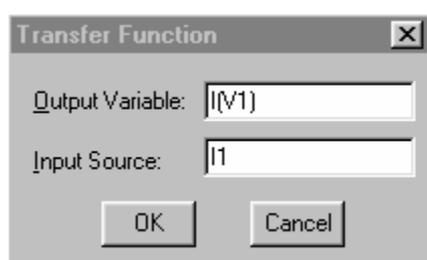


Рис. 12.16

Передаточные функции рассчитываются после линеаризации цепи в окрестности рабочей точки. Одновременно рассчитываются входное и выходное сопротивления в местах подключения источников. Результатом расчета являются численные значения, которые выводятся в выходной файл **имя файла.out**, где **имя файла** – имя файла, содержащего принципиальную схему анализируемого устройства. С помощью программы Probe результаты такого анализа не могут быть просмотрены.

Данным видом анализа удобно пользоваться при определении дифференциальных параметров активных приборов.

Пример 12.8. На рис. 12.16 в качестве выходной переменной (**Output Variable**) определен ток источника напряжения V1, а в качестве входного источника (**Input Source**) – источник тока I1. В данном случае будет рассчитана передаточная функция $dI(V1)/dI1$, т.е. малосигнальный коэффициент передачи по току от входных зажимов источника I1 к входным зажимам источника V1.

Директива в текстовом файле, задающая расчет малосигнальных передаточных функций в режиме по постоянному току, имеет синтаксис `.TF <выходная переменная> <имя источника напряжения или тока>`

Примеры:

`.TF V(5) VIN`

`.TF V(15,14) I(VDRIV)`

12.17. Расчет чувствительности режима работы по постоянному току (**Sensitivity**)

После нажатия на кнопку **Sensitivity** в меню выбора директив моделирования (см. рис. 12.10) открывается диалоговое окно задания расчета чувствительности режима работы по постоянному току (рис. 12.17). В нем необходимо заполнить одно поле: **Output Variable(s)** – выходная(ые) переменная(ые), куда

вносятся имена выходных переменных, разделенные пробелом. Выходной переменной может быть напряжение любого узла схемы. Причем накладывается одно ограничение: если выходная переменная должна быть током, то допускается использоваться только ток через независимый источник напряжения.

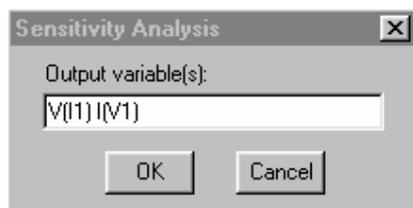


Рис. 12.17

Чувствительность рассчитывается после линеаризации цепи в окрестности рабочей точки. При этом рассчитывается чувствительность каждой из указанных выходных переменных к изменению параметров **всех** компонентов и моделей. Поэтому для больших схем объем результатов расчета чувствительности может быть огромным. Результатом расчета являются численные значения, которые

выводятся в выходной файл **имя файла.out**, где **имя файла** – имя файла, содержащего принципиальную схему анализируемого устройства.

Пример 12.9. На рис. 12.17 в качестве выходных переменных (**Output Variable(s)**) определены: напряжение источника тока I1 ($V(I1)$) и ток источника напряжения V1 ($I(V1)$). Если считать, что схема состоит из компонентов R1, R2, C1 и т.д., то по указанному заданию будут рассчитаны чувствительности $dV(I1)/dR1$, $dV(I1)/dR2$, $dV(I1)/dC1$, $dI(V1)/dR1$, $dI(V1)/dR2$, $dI(V1)/dC1$ и т.д.

Для задания в текстовом файле расчета чувствительности режима по постоянному току используется директива **.SENS <выходная переменная>**

12.18. Запуск программы моделирования на выполнение

Моделирование текущей схемы осуществляется выбором команды **Analysis/Simulate** (нажатием клавиши F11 или кнопки на панели инструментов ). При этом автоматически выполняются команды **Analysis/Electrical Rule Check** и **Analysis/Create Netlist**, если они не были выполнены заранее.

По команде **Analysis/Electrical Rule Check** проверяется наличие в схеме ошибок: неприсоединенных (плавающих) выводов компонентов, совпадающих позиционных обозначений и т.д. При обнаружении ошибок на экран выводится информационное сообщение, пример которого показан на рис. 12.18. В этих сообщениях приводится информация (INFO), предупреждения (WARNING) и ошибки (ERROR). Если выбрать курсором строку с ошибкой (щелчок по левой кнопке мыши) и щелкнуть по строке, содержащей ошибку, то откроется окно со схемой и курсор укажет на схеме связанный с этой ошибкой вывод компонента. Повторно информационное сообщение можно просмотреть по команде **File/View Messages** (клавиша F10).

По команде **Analysis/Create Netlist** на основе созданной принципиальной схемы, сохраненной в файле **имя файла.sch**, создаются список соединений схемы и задание на моделирование, которые автоматически записываются в текстовые файлы: **имя файла.net**, **имя файла.als** и **имя файла.cir**. Файлы списков соединений просматриваются по команде **Analysis/Examine Netlist**. Ин-

формация об ошибках, содержащихся в схеме и задании на моделирование, заносится в выходной файл **имя файла.out**. Содержимое выходного файла **имя файла.out** может быть просмотрено из программы **Schematics** по команде **Analysis/Examine Output**.

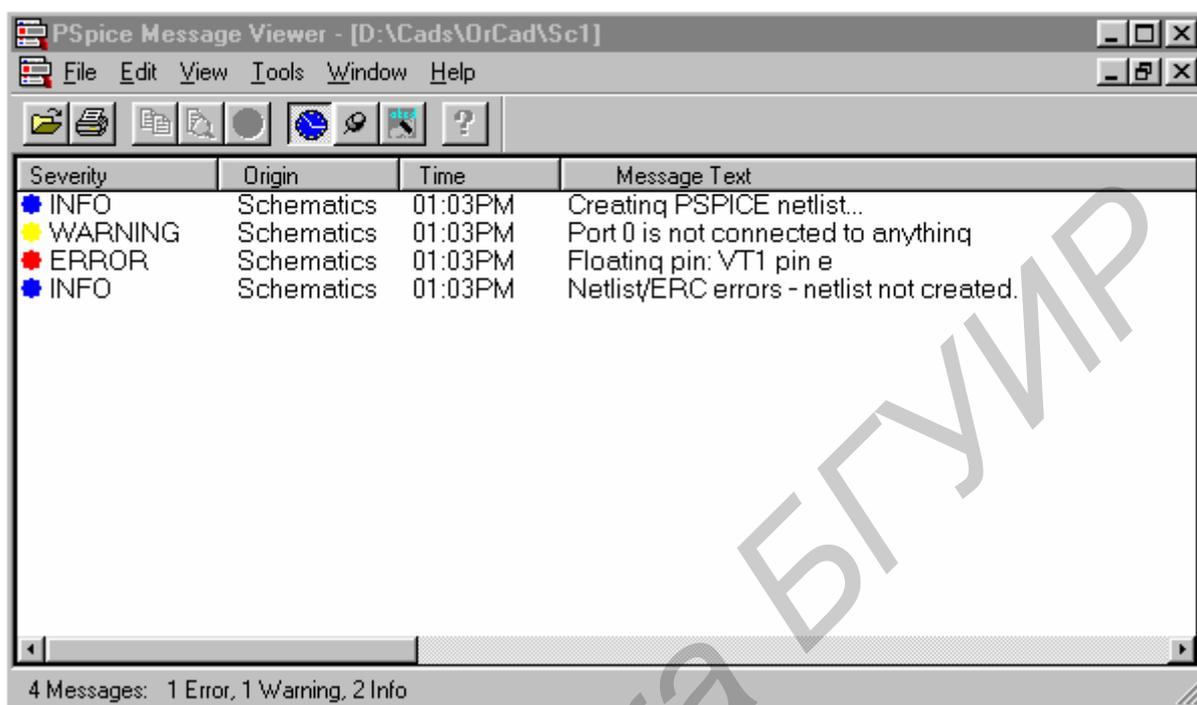


Рис. 12.18

После завершения моделирования его результаты, представленные в табличной форме, заносятся в текстовый файл **имя файла.out**; данные для построения графиков заносятся в файл **имя файла.dat**, который используется графическим постпроцессором **Probe** для визуализации результатов расчета.

12.19. Просмотр результатов анализа

Графики результатов моделирования просматриваются с помощью программы **Probe**, которая вызывается автоматически после завершения моделирования, если в меню команды **Analysis/Probe Setup** включена опция **Auto Run Option: Automatically run Probe after simulation**. Автономный вывод **Probe** выполняется командой **Analysis/Run Probe** (или нажатием клавиши **F12**).

Программа **Probe** вызывается в отдельном окне, что позволяет одновременно просматривать графики, содержащие результаты расчетов, и принципиальную схему анализируемого устройства. Переход из окна **Schematics** в окно **Probe** для просмотра графиков осуществляется нажатием на кнопку , расположенную на **Панели задач** внизу экрана. Обратный переход в окно **Schematics** осуществляется с помощью кнопки .

При просмотре результатов анализа удобно пользоваться маркерами, предоставляемыми по командам раздела меню **Markers** в окне **Schematics**. По этим командам специальными значками на схеме помечаются узлы схемы или выводы

компонентов, потенциалы или токи которых необходимо просмотреть с помощью **Probe**. Для этих же целей используются следующие кнопки панели инструментов: . Маркеры можно наносить на схему как перед выполнением моделирования, так и после него. Ввод маркера завершается нажатием правой кнопки мыши. При выполнении частотного анализа (**AC Sweep**) с помощью этих маркеров будут выведены графики модулей комплексных напряжений и токов.

Маркер тока размещается таким образом, чтобы он указывал на вывод компонента, ток которого необходимо просмотреть.

В разделе меню **Markers/Mark Advanced...** в окне **Schematics** можно выбрать и другие полезные маркеры, которые позволяют задать для просмотра следующие параметры: фазу комплексного напряжения или тока (**vphase**, **iphase**); разность двух напряжений (**VDIFFMARKER**); действительную или мнимую составляющую комплексного напряжения или тока (**vreal**, **ireal**, **vimaginary**, **iimaginary**). Маркером **VDIFFMARKER** помечаются два узла схемы, разность напряжений между которыми необходимо просмотреть.

После загрузки программы **Probe**, если проводился анализ различных характеристик схемы (**AC Sweep**, **DC Sweep** или **Transient**), появляется окно (рис. 12.19), в котором предлагается выбрать просмотр одной из моделируемых зависимостей.



Рис. 12.19

Если проводился многовариантный анализ (**Parametric** или **Temperature**), т.е. изменялся один из параметров схемы или температура, то появляется панель **Available Sections**, на которой приводится перечень значений варьируемого параметра и предлагается выбрать одну или несколько секций (рис. 12.20). По умолчанию устанавливается режим **All** – выбор всех секций; для выбора одной или нескольких секций курсором помечают нужные строки и нажимают кнопку **OK**.

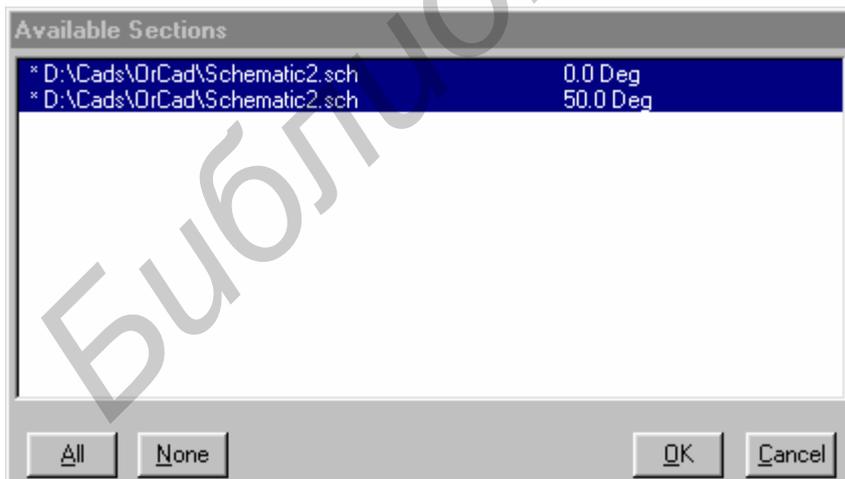


Рис. 12.20

Если на схеме отсутствуют маркеры, то программе **Probe** необходимо указать, графики каких переменных требуется построить. Это осуществляется по команде **Trace/Add** или с помощью кнопки . В этом случае открывается окно выбора переменных (рис. 12.21). Типы переменных, перечень которых приведен в окне, определяются положением выключателей: Analog (аналоговые переменные), Digital (цифровые переменные), Voltages (напряжения), Currents (токи),

Аналог (аналоговые переменные), Digital (цифровые переменные), Voltages (напряжения), Currents (токи),

Noise (V^2 / Hz) (спектральная плотность напряжения шума), Alias Names (псевдонимы), Subcircuit Nodes (внутренние узлы макромоделей).

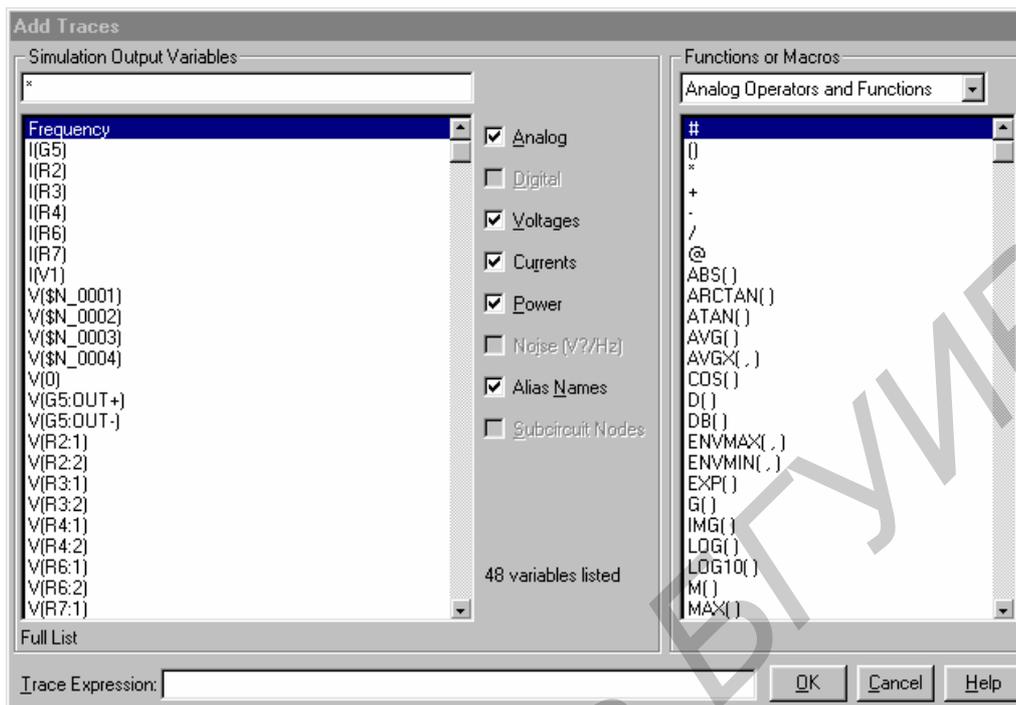


Рис. 12.21

При выборе переменной курсором ее имя переносится в командную строку **Trace Expression**. В расположенном справа окне **Functions or Macros** можно выбрать математические функции и макросы. Таким образом, можно выбрать несколько переменных и отредактировать образованную строку для записи математического выражения, график которого будет построен после нажатия кнопки **OK**.

На экран выводится координатная сетка графика, по горизонтальной оси которого откладывается независимая переменная, соответствующая выбранному режиму анализа, например, «**Time**» для анализа переходных процессов **Transient**. Впоследствии по желанию пользователя она может изменяться. На экране может располагаться несколько координатных систем, в каждой из которых можно построить несколько графиков. Активное окно, в котором в данный момент строятся графики, помечается слева надписью «**SEL>>**». Причем в каждой координатной системе может быть до трех осей **Y** с различными масштабами.

При записи выражения в строке **Trace Expression** (см. рис. 12.21) необходимо учесть следующее:

1. Не допускается выводить падение напряжения на компонентах в форме $V(\langle \text{имя} \rangle)$ или $Vx(\langle \text{имя} \rangle)$, необходимо указывать номера узлов, например $V(5)$ или $V(23,4)$. Допустима форма $Vx(\langle \text{имя} \rangle)$, например $VE(Q1)$ – потенциал эмиттера транзистора $Q1$; $V1(R5)$ – потенциал вывода 1 резистора $R5$; $V(C5:2)$ – потенциал вывода 2 конденсатора $C5$.

2. В дополнение к напряжениям и токам доступны варьируемые переменные. В режиме DC это имя варьируемого источника напряжения или тока. В режиме AC – частота, имеющая имя «**Frequency**». В режиме **Transient** – время «**Time**».

3. Для построения нескольких графиков в одной координатной системе имена соответствующих переменных или выражения должны быть разделены пробелом или знаками «,» и «;».

В строке **Trace Expression** можно указать имя одной или нескольких переменных или выражений. При вводе имени только одной переменной на оси автоматически проставляются единицы измерений в соответствии с типом переменной. Например, в режиме **AC Sweep** при построении графика модуля напряжения V(1) ось Y получит размерность в вольтах, а фазы этого напряжения VP(1) – в градусах.

На график можно вывести не только значения отдельных переменных, но и математические выражения, в которых допускаются следующие операции:

+, -, *, / – арифметические операции;

ABS(x) – |x|, абсолютное значение x;

SGN(x) – знак числа x (+1 при x > 0, 0 при x = 0 и -1 при x < 0);

SQRT(x) – \sqrt{x} , корень квадратный из x;

EXP(x) – exp(x), экспонента числа x;

LOG(x) – ln(x), натуральный логарифм x;

LOG10(x) – log(x), десятичный логарифм x;

M(x) – модуль комплексной переменной x;

P(x) – фаза комплексной переменной x (в градусах);

R(x) – действительная часть комплексной переменной x;

IMG(x) – мнимая часть комплексной переменной x;

G(x) – групповое время запаздывания комплексной переменной x (в секундах);

PWR(x,y) – $|x|^y$, степенная функция;

SIN(x) – sin(x), синус x (x в радианах);

COS(x) – cos(x), косинус x (x в радианах);

TAN(x) – tg(x), тангенс x (x в радианах);

ATAN(x), ARCTAN(x) – arctg(x), арктангенс x (x в радианах);

d(y) – производная от переменной y по переменной, откладываемой по оси X;

s(y) – интеграл от переменной y по переменной, откладываемой по оси X;

AVG(y) – текущее среднее значение переменной y;

AVGX(y,d) – текущее среднее значение переменной y на отрезке оси X длины d;

RMS(y) – текущее среднеквадратическое отклонение переменной y;

DB(x) – значение переменной x в децибелах;

MIN(x) – минимальное значение вещественной части переменной x;

MAX(x) – максимальное значение вещественной части переменной x.

Математические выражения могут редактироваться в процессе их ввода в командной строке или после обнаружения программой **Probe** ошибки. Текст вставляется в отмеченное курсором место и удаляется клавишами **Del** и **Back**.

space. Нажатие клавиш **Shift+Home** выделяет часть строки, начиная от начала строки до первого символа перед курсором, **Shift+End** – от конца строки до первого символа после курсора. Выделенные части удаляются клавишей **Del**.

Для добавления или удаления дополнительной системы координат используются команды меню **Plot/Add Plot to Window** и **Plot/Delete Plot** соответственно.

Опции команды **Plot/Axis Settings** позволяют управлять установками осей координат графика: изменять диапазон значений; выбирать вид шкалы (линейный или логарифмический) и т.д.

Команды **Plot/Add Y Axis** и **Plot/Delete Y Axis** позволяют добавлять или удалять соответственно дополнительные оси Y на графике.

Электронный курсор. Координаты точек на графиках могут считываться с помощью двух электронных курсоров. Дисплей переключается в режим считывания координат по команде **Tools/Cursor/Display** (кнопка ). В правом нижнем углу экрана появляется окно (рис. 12.22), в котором отображаются текущие координаты двух курсоров (первые две строки) и расстояние между ними (третья строка) по двум осям координат. Курсоры могут быть связаны с одним или двумя графиками аналоговых переменных. Одновременно на временных диаграммах считываются логические состояния всех цифровых переменных.

Probe Cursor	
A1 =	3.6703K, 229.234m
A2 =	1.9684M, 83.889m
diff=	-1.9648M, 145.346m

Рис. 12.22

В первый момент времени оба курсора помещены в начало первого аналогового графика. Перемещение первого курсора осуществляется с одного графика на другой одновременным нажатием клавиш **Ctrl+4** или **Ctrl+6**, второй – **Shift+Ctrl+4** или **Shift+Ctrl+6**. Перемещение первого курсора

вдоль выбранного графика осуществляется с помощью клавиш 4 и 6 (или ←, →). Каждое нажатие на эти клавиши приводит к перемещению курсора вдоль графика на один пиксел. Если клавиша удерживается в нажатом состоянии, то перемещение происходит блоками по 10 пикселов. Для перехода в начало или конец графика используются клавиши **Home** и **End** соответственно. Для перемещения второго курсора используются те же клавиши, но с удерживаемой в нажатом положении клавишей **Shift**.

Положением курсоров можно управлять также с помощью мыши: левая кнопка управляет первым курсором, правая – вторым. Нажатие кнопки перемещает электронный курсор к ближайшей по оси X точке на выбранном графике. Если график при данном значении X имеет несколько значений Y, то электронный курсор перемещается в точку, ближайшую к положению курсора мыши. С помощью мыши можно также выбрать график, отмечая курсором его имя под координатной системой. Однако точность позиционирования электронного курсора при управлении с клавиатуры выше.

В меню **Cursor** имеются команды управления положением курсора: **Peak**, **Trough**, **Slope**, **Min**, **Max**, **Point** и **Search Commands**. Эти команды изменяют положение того курсора, который с помощью функциональных клавиш или

мышью перемещался последним. Если до их выполнения оба курсора не перемещались, то эти команды изменяют положение первого курсора. Большинство команд перемещает курсор только в одном направлении, совпадающем с направлением его последнего перемещения. Если курсор был неподвижен, то он перемещается вперед. Исключение составляют команды поиска **Search Commands**, которые могут изменить направление поиска, и команды **Min** и **Max**, которые не обращают внимания на направление перемещения по умолчанию. За исключением команд **Min** и **Max**, остальные команды перемещают курсор от его текущего положения в направлении, заданном по умолчанию. Ниже приведено назначение команд и соответствующие им кнопки панели инструментов:

Peak () – перемещение курсора к следующему максимуму функции (с обеих сторон от максимума имеется хотя бы по одной точке с меньшим значением Y);

Trough () – перемещение курсора к следующему минимуму функции (с обеих сторон от минимума имеется хотя бы по одной точке с большим значением Y);

Slope () – перемещение курсора к следующему максимуму производной от Y (производные могут быть как положительными, так и отрицательными). Курсор обычно перемещается к точке, находящейся посередине между соседними точками данных;

Min () – перемещение курсора к точке на графике, имеющей минимальное значение Y ;

Max () – перемещение курсора к точке на графике, имеющей максимальное значение Y ;

Point () – перемещение курсора к точке следующего отсчета;

Search Commands () – ввод одной или нескольких команд для поиска определенной точки на графике и перемещения на нее курсора.

Преобразование Фурье. В окне команды **Plot/Axis Settings/X Axis** имеется кнопка опции вычисления преобразования Фурье **Processing Options/Fourier** (рис. 12.23).

Если ее отметить, то после щелчка по клавише ОК производится вычисление быстрого преобразования Фурье (БПФ) всех функций, графики которых выведены на экран дисплея. Это вычисление проводится после нажатия на кнопку  панели инструментов, или выполнения команды **Trace/Fourier**. Отметим, что в программе **PSpice** имеется специальная директива **.FOUR** для расчета спектра процесса по последнему периоду его реализации, т.е. спектра процесса в стационарном или близком к стационарному режиме; при этом результаты расчета амплитуды и фазы спектра выводятся в табличной форме. Спектр процесса представляет собой комплексную величину, модуль, фаза, действительная и мнимая части которой выводятся на экран программы **Probe**. Если на экран выведен график частотной характеристики, то рассчитывается обратное преобразование Фурье (т.е. импульсная характеристика). Перед вычислением

БПФ программа **Probe** интерполирует отсчеты переменных так, чтобы количество отсчетов было кратно степени 2. Масштабирование спектра производится таким образом, чтобы получить те же результаты, что и при выполнении директивы **.FOUR**. Так, в результате расчета спектра гармонического сигнала с амплитудой 1 В будет построен график спектра в виде импульса с амплитудой 1 В, причем амплитуда импульса не зависит от длительности интервала анализа T . Разрешающая способность по частоте равна $1/T$. Если, например, $T = 100$ мкс, то разрешающая способность равна 10 кГц.

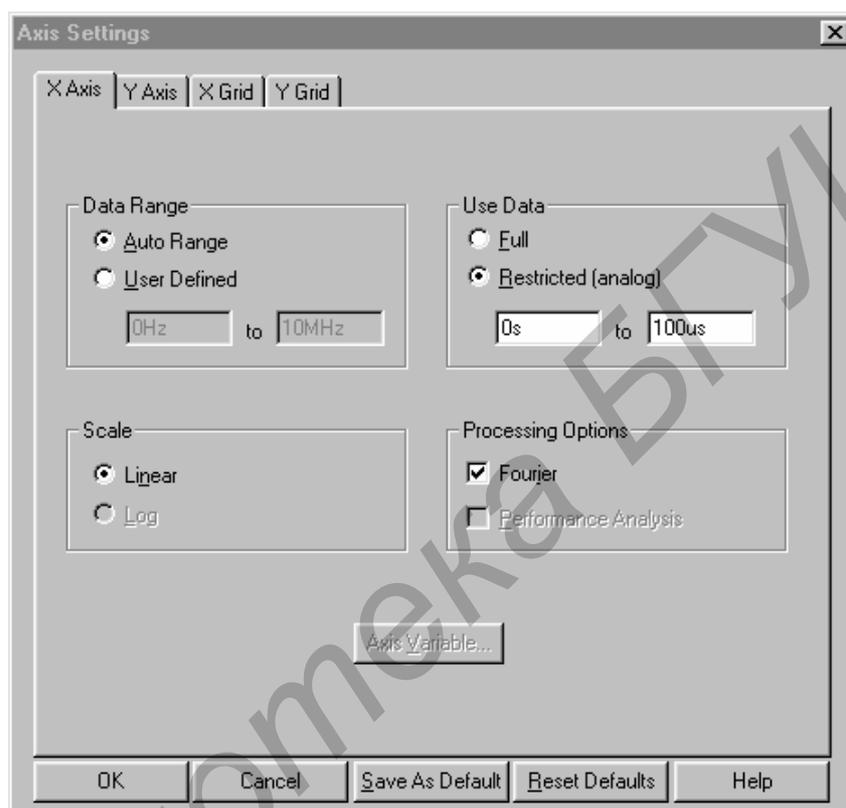


Рис. 12.23

Установка границ диапазона переменных по оси X (т.е. интервала анализа для вычисления преобразования Фурье) выполняется в строке **Use Data/Restricted** (см. рис. 12.23).

Макросы. При построении графиков можно пользоваться предварительно определенными макросами. По команде **Trace/Macro** открывается окно для создания новых и редактирования существующих макросов (рис. 12.24).

Введенные в этом окне макросы по команде **Save** или **Save To** записываются в текстовый файл с расширением имени *.prb, который может также редактироваться с помощью любого текстового редактора. Описание одного макроса, включая его имя, аргументы и определение, должно располагаться на одной строке длиной не более 80 символов. Строка, начинающаяся со знака «*», воспринимается как комментарий. Комментарии можно помещать также в конце строк после знака «;». Пустые строки игнорируются.

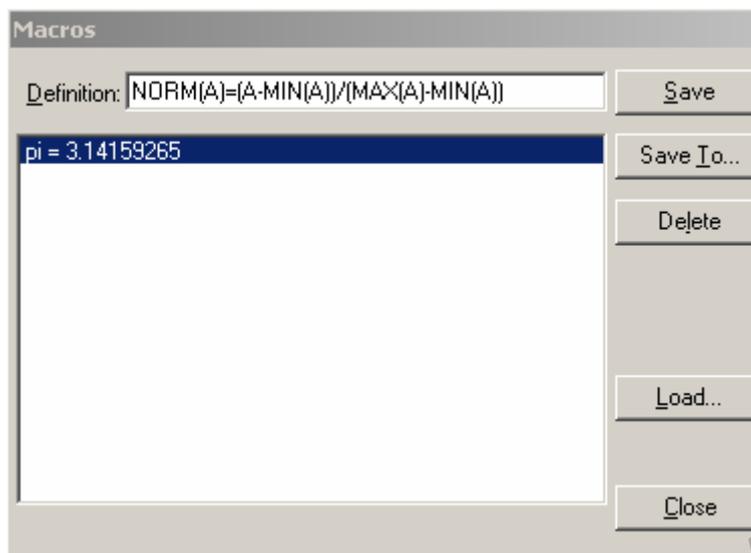


Рис. 12.24

Макрос описывается следующим форматом:

<имя макроса>[(аргумент[,аргумент])] = <определение>*

Аргументы, при их наличии, записываются непосредственно вслед за именем макроса в круглых скобках без пробелов (квадратные скобки, как обычно, не указываются). Макросы могут содержать ссылки на другие макросы, однако рекурсивные вызовы не допускаются.

Пример. Макрос для построения нормированного графика определяется следующим образом:

$NORM(A)=(A-MIN(A))/(MAX(A)-MIN(A))$

В этом случае выражение $NORM(V(2))$ вызывает построение нормированного графика переменной $V(2)$.

Целевые функции. По команде **Trace/Eval Goal Function** (или щелчком по пиктограмме ) вычисляются целевые функции или выражения, их содержащие. Определения целевых функций записываются в текстовые файлы с расширением имени *.prb (в каталоге \Program Files\Orcad\PSpice\Common находится файл стандартных целевых функций и макросов **pspice.prb**). Перечень целевых функций помещается в диалоговом окне (рис. 12.25), отличающемся от окна ввода обычных переменных (см. рис. 12.21) возможностью выбора списка целевых функций **Goal Functions** в строке **Function or Macros**.

Например, целевая функция для расчета ширины полосы пропускания частотной характеристики имеет имя **Bandwidth(1,db_level)**, где вместо первого параметра 1 щелчком курсора подставляется имя переменной, измеренной в децибелах, а вместо второго db_level – затухание сигнала на границе полосы пропускания, также в децибелах. После выбора курсором имени целевой функции оно переносится в командную строку без указания параметров – **Bandwidth(,)**, имена переменных указываются курсором, а дополнительные параметры (в данном случае суффикс db) вводятся с клавиатуры, например **Bandwidth(V(2),3)** – полоса пропускания напряжения $V(2)$ при затухании 3 дБ или **Bandwidth(Vdb(2)@2,3)** – полоса пропускания по результатам анализа второй секции данных.

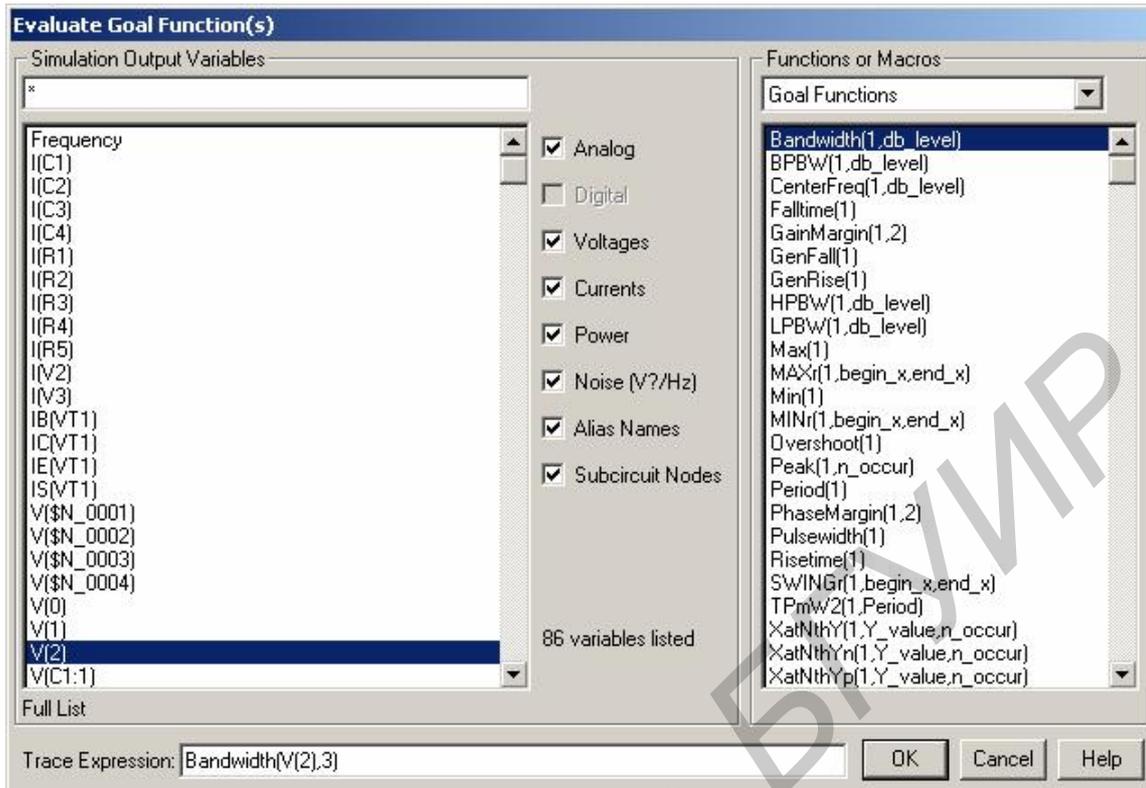


Рис. 12.25

Значения целевых функций отображаются на экране двояко. Если в меню **Tools/Options** не включена опция **Display Evaluation**, то значение целевой функции помещается в изображенном на рис. 12.26 окне. Если же опция **Display Evaluation** включена, то результаты расчета целевой функции отображаются на графике (рис. 12.27), где, кроме того, показаны точки, на основании которых она вычислена (если график функции уже построен, то создается дополнительное окно графиков).

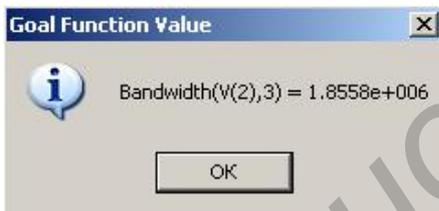


Рис. 12.26

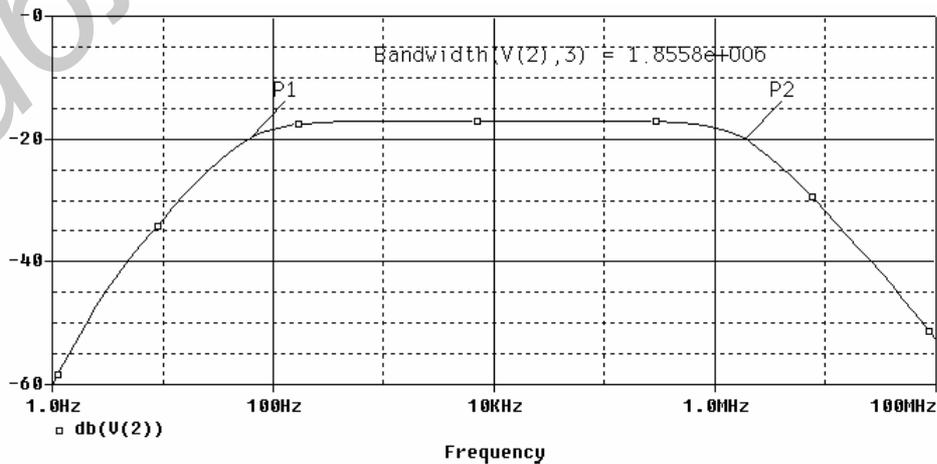


Рис. 12.27

Ниже приведен перечень наиболее часто используемых целевых функций:

- Pulsewidth(1) – определение длительности импульса;
- HPBW(1,db_level) – определение граничной частоты фильтра высоких частот;
- LPBW(1,db_level) – определение граничной частоты фильтра низких частот;
- MAX(1) – определение максимального значения функции;
- MIN(1) – определение минимального значения функции;
- Overshoot(1) – определение первого выброса импульса;
- Period(1) – определение периода колебаний.

Параметрические зависимости. Если при моделировании проводился многовариантный анализ, возможно построение зависимости целевой функции от варьируемого параметра или температуры. Например, можно построить график амплитудной характеристики усилителя, если проводился анализ во временной области выходного напряжения усилителя для синусоидальных входных сигналов с различной амплитудой; можно построить график зависимости резонансной частоты усилителя от температуры или ширины импульса от некоторого варьируемого параметра. Построение графиков этих зависимостей можно выполнить двумя способами.

Во-первых, после выбора опции **Performance Analysis** команды **X Axis Settings** меню **Plot** или щелчка по пиктограмме  в окне программы Probe появляется заготовка графика, на котором по оси X откладывается варьируемый параметр. Для выбора целевой функции, откладываемой по оси Y, выполняется команда **Trace/Eval Goal Function** (или щелчком курсора нажимают на пиктограмму ). После этого открывается диалоговое окно (см. рис. 12.25) для выбора целевой функции и ввода ее параметров (графики «обычных» переменных в этом режиме построить нельзя). Повторный щелчок по пиктограмме  восстанавливает прежний вид экрана.

Во-вторых, по команде **Trace/Performance Analysis** загружается «Мастер выбора целевых функций и задания их параметров», начальное окно которого показано на рис. 12.28, где приводится информация о количестве рассчитанных вариантов и диапазоне изменения параметра. Нажатие на кнопку **Select Sections** позволяет из всех вариантов параметров выбрать необходимые. После нажатия на кнопку **Wizard** открывается диалоговое окно (рис. 12.29) для выбора целевой функции, в котором необходимо выбрать целевую функцию. Нажатие на кнопку **Next** открывает следующее окно (рис. 12.30) для выбора имени переменной и числовых параметров целевой функции, которые можно вписать в поле **Name of trace to search** или выбрать в окне (см. рис. 12.21), которое открывается после нажатия кнопки .

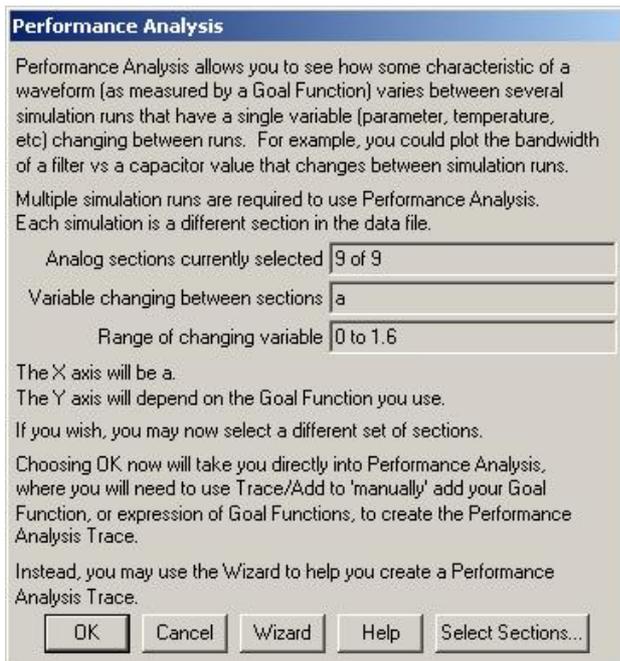


Рис. 12.28

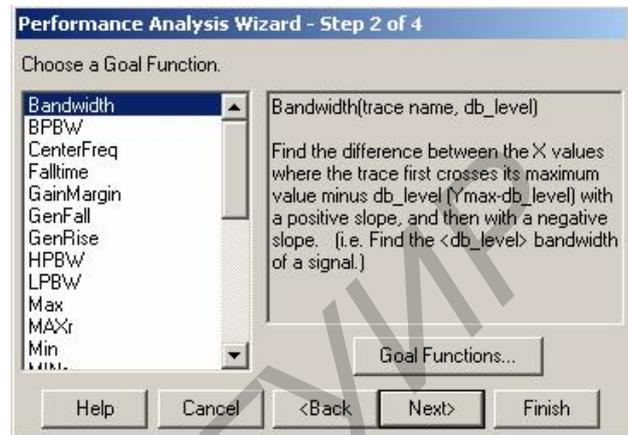


Рис. 12.29

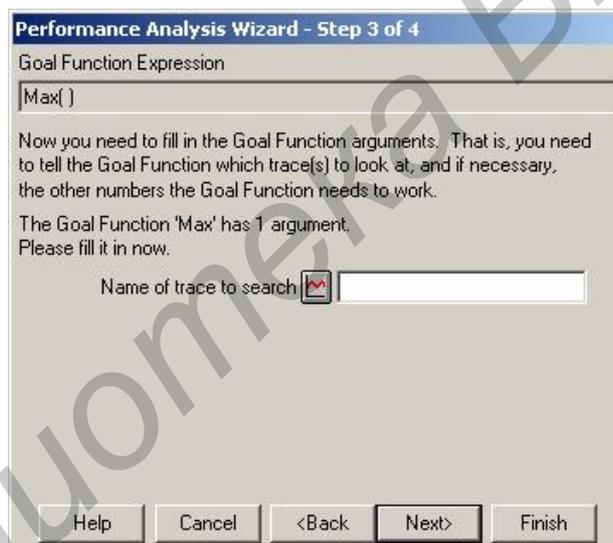


Рис. 12.30

12.20. Модели аналоговых компонентов

12.20.1. Задание параметров компонентов

Параметры компонентов указываются несколькими способами. Порядок задания параметров при работе с оболочкой **Schematics** описан в подразд. 12.8. При составлении текстового файла это можно осуществить двумя способами:

непосредственно в предложении, описывающем включение компонента в схему;

с помощью директивы **.MODEL**:

`.MODEL <имя модели> [АКО:<имя модели прототипа>] <имя типа модели>
 + ([<имя параметра>=<значение> [<спецификация случайного разброса
 + значения параметра>]])`

В данной директиве:

`<имя модели>` – имя модели компонента схемы, состоящее из последовательности символов латинского алфавита и цифр; общая длина имени не должна превосходить 131 символ (рекомендуется не более 8 символов). Например: RSOUR, KT315V, KD226A и т.д.;

`<имя модели прототипа>` – ссылка на имя модели прототипа, что позволяет указывать только значения различающихся параметров;

`<имя типа модели>` – определяет тип компонента.

В табл. 12.7 приведены имена типов моделей основных компонентов.

Таблица 12.7

Имена типов моделей основных компонентов

Имя типа модели	Тип компонента
CAP	Конденсатор
D	Диод
IND	Индуктивность
NJF	Полевой транзистор с каналом n-типа
NPN	Биполярный n-p-n-транзистор
PJF	Полевой транзистор с каналом p-типа
PNP	Биполярный p-n-p-транзистор
RES	Резистор

В директиве `.MODEL` в круглых скобках указывается список значений параметров модели компонента (недостающим в списке параметрам присваиваются значения по умолчанию).

Примеры:

`.MODEL RSOUR RES (R=1.5 TC1=0.1 TC2=0.001)`

`.MODEL KD226 D (IS=1E-10)`

`.MODEL KT315A NPN (IS=1E-10 BF=50 DEV=5%)`

`.MODEL CC CAP (C=1 DEV=0.2)`

`.MODEL KT315B АКО:KT315A NPN (BF=150)`

Каждый параметр может принимать случайные значения относительно своего номинального значения в соответствии со значением параметра `<спецификация случайного разброса значения параметра>`, который учитывается только при статистическом анализе.

Директива `.MODEL` может быть помещена в файл библиотеки моделей **имя_библиотеки.lib**, доступ к которому осуществляется с помощью директивы `.LIB`:

`.LIB [«имя файла библиотеки»]`

В файле библиотеки содержится описание моделей одного или нескольких компонентов, параметры компонента вводятся по директиве `.MODEL`, или под-

схем, описанных директивами .SUBCKT/.ENDS. В этом же файле могут быть помещены комментарии и обращения к другим библиотекам.

Примеры:

.LIB «BIPRUS.LIB»

.LIB «D:\PSPICE\LIB\BIPRUS.LIB»

12.20.2. Пассивные компоненты

Резистор. Стандартный резистор из библиотеки УГО имеет имя (**Part**) R и описывается двумя параметрами:

VALUE – номинальное значение сопротивления резистора;

TOLERANCE – относительное отклонение сопротивления резистора от его номинального значения, выраженное в процентах.

В текстовом файле резистор описывается предложением RXXX <+узел> <-узел> [имя модели] <значение> [TC=<TC1>[,<TC2>]], где XXX – произвольная алфавитно-цифровая последовательность общей длиной не более 7 символов, которая пишется слитно с символом R и вместе с ним образует имя компонента.

Примеры:

1. Резистор сопротивлением 2 кОм с именем R1 включен между узлами 15 и 0:
R1 15 0 2K

2. Задание сопротивления резистора и температурного коэффициента сопротивления:

R3 1 2 1.4E4 TC=0.005

3. Задание резистора с помощью его модели:

R12 5 0 RTEMP 5K

.MODEL RTEMP RES (R=3 DEV=5% TC1=0.01)

Параметры модели резистора приведены в табл. 12.8.

Таблица 12.8

Параметры модели резистора

Обозначение	Параметр	Размерность	Значение по умолчанию
R	Масштабный множитель сопротивления		1
TC1	Линейный температурный коэффициент сопротивления	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TC2	Квадратичный температурный коэффициент сопротивления	$^{\circ}\text{C}^{-2}$	0
TCE	Экспоненциальный температурный коэффициент сопротивления	$\% / ^{\circ}\text{C}$	0

Если в описании резистора [имя модели] опущено, то его сопротивление равно параметру <значение> в омах. Если [имя модели] указано и в директиве .MODEL отсутствует параметр TCE, то сопротивление резистора определяется выражением

$$\langle \text{значение} \rangle \cdot R \cdot [1 + TC1(T - T_{nom}) + TC2(T - T_{nom})^2];$$

если задан параметр TCE, то сопротивление резистора

$$\langle \text{значение} \rangle \cdot R \cdot 1,01^{TCE(T - T_{nom})},$$

где T – текущее значение температуры, $T_{nom} = 27^{\circ}\text{C}$ – номинальная температура.

Конденсатор. Стандартный конденсатор из библиотеки УГО имеет имя (Part) C и описывается следующими параметрами:

VALUE – номинальное значение емкости конденсатора;

IC – начальное значение постоянного напряжения на конденсаторе при расчете переходных процессов;

TOLERANCE – относительное отклонение емкости конденсатора от ее номинального значения, выраженное в процентах.

В текстовом файле конденсатор описывается предложением
 CXXX <+узел> <-узел> [имя модели] <значение> [IC=<начальное значение напряжения>]

Примеры:

C1 15 0 56pF

C2 3 9 0.5pF IC=1.5V

C3 4 6 CMOD 10uF

.MODEL CMOD CAP (C=2.5 TC1=0.01 VC1=0.2)

Параметры модели конденсатора приведены в табл. 12.9.

Таблица 12.9

Параметры модели конденсатора

Обозначение	Параметр	Размерность	Значение по умолчанию
C	Масштабный множитель емкости		1
VC1	Линейный коэффициент напряжения	В^{-1}	
VC2	Квадратичный коэффициент напряжения	В^{-2}	
TC1	Линейный температурный коэффициент емкости	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TC2	Квадратичный температурный коэффициент емкости	$^{\circ}\text{C}^{-2}$	0

Если в описании конденсатора [имя модели] опущено, то его емкость равна параметру <значение> в фарадах, в противном случае она определяется выражением

$$\langle \text{значение} \rangle \cdot C(1 + VC1 \cdot V + VC2 \cdot V^2)[1 + TC1(T - T_{nom}) + TC2(T - T_{nom})^2],$$

где V – напряжение на конденсаторе при расчете переходных процессов.

Индуктивность. Стандартная индуктивность из библиотеки УГО имеет имя (Part) L и описывается следующими параметрами:

VALUE – номинальное значение индуктивности;

IC – начальное значение постоянного тока через катушку индуктивности при расчете переходных процессов;

TOLERANCE – относительное отклонение индуктивности катушки от ее номинального значения, выраженное в процентах.

В текстовом файле индуктивность описывается предложением LXXX <+узел> <-узел> [имя модели] <значение> [IC=<начальное значение тока>].

Примеры:

L1 15 0 20mH

L2 1 9 2H IC=2

L3 4 12 LMOD 0.03

.MODEL LMOD IND (L=2 DEV=2% IL1=0.1)

Параметры модели индуктивности приведены в табл. 12.10.

Таблица 12.10

Параметры модели индуктивности

Обозначение	Параметр	Размерность	Значение по умолчанию
L	Масштабный множитель емкости		1
IC1	Линейный коэффициент тока	A ⁻¹	
IC2	Квадратичный коэффициент тока	A ⁻²	
TC1	Линейный температурный коэффициент индуктивности	°C ⁻¹	0
TC2	Квадратичный температурный коэффициент индуктивности	°C ⁻²	0

Если в описании [имя модели] опущено, то индуктивность равна параметру <значение> в генри, в противном случае она определяется выражением < значение > · L · (1 + IL1 · I + IL2 · I²) [1 + TC1(T – Tnom) + TC2(T – Tnom)²], где I – ток через катушку индуктивности при расчете переходных процессов.

12.20.3. Независимые источники сигналов

Библиотеки пакета содержат УГО для целого ряда независимых источников сигналов, к которым относятся источники напряжения и тока различного функционального назначения (в плане моделирования) с различной формой сигнала. Имена (Part) источников тока начинаются с буквы I, источников напряжения – с буквы V.

Источники постоянного напряжения (тока) – VDC (IDC) могут использоваться только для проведения расчета цепи по постоянному току (режима покоя) (**DC Sweep**) и описываются единственным параметром DC, которому присваивается номинальное значение постоянного напряжения (тока).

Источники переменного напряжения (тока) – VAC (IAC) могут использоваться как для проведения расчета цепи по постоянному току, так и для расчета частотных характеристик цепи (**AC Sweep**). Для проведения расчета цепи по постоянному току необходимо присвоить значение постоянного напряжения (тока) параметру DC. Для расчета частотных характеристик цепи требуется задать значения параметрам:

ACMAG – модуль напряжения (тока) источника гармонического сигнала;
ACPHASE – начальная фаза в градусах напряжения (тока) источника гармонического сигнала.

Частоты анализа присваиваются при создании задания по расчету частотных характеристик (**AC Sweep**).

При анализе переходных процессов (**Transient**) можно использовать один из источников стандартных сигналов:

VSIN (ISIN) – синусоидальный сигнал;

VPULSE (IPULSE) – импульсный сигнал;

VEXP (IEXP) – сигнал экспоненциальной формы;

VPWL (PWL) – кусочно-линейный сигнал;

VSFFM (ISFFM) – гармонический сигнал с синусоидальной частотной модуляцией.

В текстовом файле источники напряжения V и тока I стандартного вида описываются предложениями:

VXXX <+узел> <-узел> [[DC]<значение>] [AC<модуль>[<фаза>]]
+[спецификация сигнала]

IXXX <+узел> <-узел> [[DC]<значение>] [AC<модуль>[<фаза>]]
+[спецификация сигнала]

Конструкция [спецификация сигнала] используется для задания параметров одного из вышеперечисленных источников стандартных сигналов для анализа переходных процессов.

Примеры:

Источник постоянного тока с силой тока 2 мА:

I1 12 0 2MA

источник переменного напряжения с амплитудой 0,001 В для расчета частотной характеристики:

VAC 2 5 AC 0.001

источник переменного напряжения с амплитудой 0,001 В и фазой 90 ° для расчета частотной характеристики:

VACPH 2 6 AC 0.001 90

источник тока, который может быть использован во всех видах анализа, – расчет по постоянному току (2 мА), расчет частотной характеристики (1 мА), синусоидальный сигнал при расчете переходных процессов

I3 20 1 DC 0.002 AC 1MA SIN(0.002 0.05 2.5MEG)

Источник синусоидального сигнала – VSIN (ISIN) описывается параметрами, которые приведены в табл. 12.11.

*TSTOP – конечное время анализа переходного процесса (параметр **Final Time**).

Синусоидальная функция описывается выражением

$$y(t) = \begin{cases} y_0 + y_a \sin \frac{2\pi\phi}{360} & \text{при } 0 \leq t \leq t_d; \\ y_0 + y_a e^{-(t-t_d)/\tau} \sin \left(2\pi f(t-t_d) - \frac{2\pi\phi}{360} \right) & \text{при } t \geq t_d. \end{cases}$$

Конструкция [спецификация сигнала] для синусоидального сигнала имеет вид SIN (<постоянная составляющая> <амплитуда> <частота> +<задержка> <коэффициент затухания> <фаза>)

Пример задания в текстовом файле источника синусоидального напряжения для всех видов анализа:

V2 4 6 DC 5 AC 0.001 SIN (0 0.05 100K 1U 0.0001 90)

Таблица 12.11

Параметры источника гармонического сигнала

Параметр	Обозначение	Описание	Размерность	Значение по умолчанию
VOFF (IOFF)	y_0	Постоянная составляющая	В или А	
VAMPL (IAMPL)	y_a	Амплитуда	В или А	
FREQ	f	Частота	Гц	1/TSTOP*
TD	t_d	Задержка	с	0
DF	d_f	Коэффициент затухания	1/с	0
PHASE	φ	Фаза	град.	0

Источник импульсного сигнала – VPULS (IPULS) описывается параметрами, которые приведены в табл. 12.12.

Таблица 12.12

Параметры источника импульсного сигнала

Параметр	Обозначение	Описание	Размерность	Значение по умолчанию
VOFF (IOFF)	y_1	Начальное значение	В или А	
VAMPL (IAMPL)	y_2	Максимальное значение	В или А	
TD	t_d	Начало переднего фронта	с	
TR	t_r	Длительность переднего фронта	с	1/TSTEP*
TF	t_f	Длительность заднего фронта	с	1/TSTEP*
TAU	τ	Длительность плоской части импульса	с	1/TSTOP**
T	T	Период повторения	с	1/TSTOP**

*TSTEP – шаг вывода на печать результатов расчета переходных процессов (параметр **Print Step**);

TSTOP – конечное время анализа переходного процесса (параметр **Final Time).

Конструкция [спецификация сигнала] для импульсного сигнала имеет вид PULSE (<начальное значение> <максимальное значение> +<начало переднего фронта> <длительность переднего фронта>

+<длительность заднего фронта> <длительность импульса> <период>)

Пример описания источника тока импульсной формы:

ISW 10 5 PULSE (1A 5A 1Sec .1S .4S .5S 2S)

Источник сигнала экспоненциальной формы – VEXP (IEXP) описывается параметрами, которые приведены в табл. 12.13.

Экспоненциальная функция описывается выражением

$$y(t) = \begin{cases} y_1 & \text{при } 0 \leq t \leq t_d; \\ y_1 + (y_2 - y_1) \left(1 - e^{-\frac{(t-t_d)}{t_{cr}}} \right) & \text{при } t_d \leq t \leq t_r; \\ y_1 + (y_2 - y_1) \left(-e^{-\frac{(t-t_d)}{t_{cr}}} + e^{-\frac{(t-t_r)}{t_{fr}}} \right) & \text{при } t_r \leq t \leq TSTOP. \end{cases}$$

Конструкция [*спецификация сигнала*] для экспоненциального сигнала имеет вид

EXP <начальное значение> <максимальное значение>

+<начало переднего фронта><постоянная времени переднего фронта>

+<начало заднего фронта> <постоянная времени заднего фронта >

Пример описания источника напряжения экспоненциальной формы:

V3 6 1 EXP (0.03 1 2NS 20NS 40NS 20NS)

Таблица 12.13

Параметры источника сигнала экспоненциальной формы

Параметр	Обозначение	Описание	Размерность	Значение по умолчанию
V1 (I1)	y_1	Начальное значение	В или А	
V2 (I2)	y_2	Максимальное значение	В или А	
TD1	t_d	Начало переднего фронта	с	0
TC1	t_{cr}	Постоянная времени переднего фронта	с	TSTEP*
TD2	t_r	Начало заднего фронта	с	$t_d + 1/TSTEP$
TC2	t_{fr}	Постоянная времени заднего фронта	с	1/TSTEP

*TSTEP – шаг вывода на печать результатов расчета переходных процессов (параметр Print Step).

Источник синусоидального сигнала с частотной модуляцией – VSSFM (ISSFM) описывается параметрами, которые приведены в табл. 12.14.

Синусоидальная функция с частотной модуляцией описывается выражением

$$y(t) = y_0 + y_a \sin[2\pi f_c t + \sin(2\pi f_m t)].$$

Конструкция [спецификация сигнала] для синусоидального сигнала с частотной модуляцией имеет следующий вид:

SFFM (<постоянная составляющая> <амплитуда> <частота несущей> +<индекс частотной модуляции> <частота модуляции>)

Пример:

IMOD 10 5 SFFM (2 1 8Hz 4 1Hz)

Таблица 12.14

Параметры источника гармонического сигнала с частотной модуляцией

Параметр	Обозначение	Описание	Размерность	Значение по умолчанию
VOFF (IOFF)	y_0	Постоянная составляющая	В или А	
VAMPL (IAMPL)	y_a	Амплитуда	В или А	
FC	f_c	Частота несущей	Гц	1/TSTOP*
MOD	m	Индекс частотной модуляции		0
FM	f_m	Частота модуляции	Гц	1/TSTOP

*TSTOP – конечное время анализа переходного процесса (параметр **Final Time**).

Источник сигнала кусочно-линейной формы – VPWL (IPWL) описывается парами значений T1, V1(I1); ... T8, V8(I8), представляющих собой координаты точек излома кусочно-линейной функции напряжения (тока) от времени.

Конструкция [спецификация сигнала] для сигнала кусочно-линейной формы имеет вид

PWL [TIME_SCALE_FACTOR=<значение>] [VALUE_SCALE_FACTOR=<значение>] +(<точки отсчета>).

Параметры TIME_SCALE_FACTOR VALUE_SCALE_FACTOR являются масштабными коэффициентами для времени и значения (тока или напряжения) соответственно.

В секции (<точки отсчета>) помещается одна из следующих конструкций:

(< t_n, y_n >) – задание координат точек;

FILE <имя файла> – задается чтение координат точек из файла;

REPEAT FOR < m > (< t_n, y_n >) ENDREPEAT – задается повторение m раз сигнала, заданного парами значений < t_n, y_n >;

REPEAT FOREVER (< t_n, y_n >) ENDREPEAT – задается бесконечное повторение сигнала, заданного парами значений < t_n, y_n >.

Примеры:

V1 1 2 PWL (0,1) (1.2,5) (1.4,2) (2,4) (3,1)

V2 3 4 PWL REPEAT FOR 5 (1,0) (2,1) (3,0) ENDREPEAT

V3 5 6 PWL REPEAT FOR 5 FILE DATA1.TAB ENDREPEAT

Источники стандартных сигналов могут использоваться во всех видах анализа. Для их использования в режиме расчета по постоянному току (**Bias Point Detail** или **DC Sweep**) необходимо задать параметр DC – постоянную составляющую источника напряжения или тока, а при использовании для расчета частотных характеристик (**AC Sweep**) необходимо задать параметр AC – амплитуду источника гармонического сигнала.

12.20.4. Управляемые источники сигналов

Управляемые источники напряжения и тока могут быть как линейными, так и нелинейными. Существует четыре их разновидности:

$u = e(u_{\text{упр}})$ – источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН);

$i = f(i_{\text{упр}})$ – источник тока, управляемый током (ИТУТ);

$i = g(u_{\text{упр}})$ – источник тока, управляемый напряжением (ИТУН);

$u = h(i_{\text{упр}})$ – источник напряжения, управляемый током (ИНУТ).

Линейные управляемые источники (E, F, G, H) описываются зависимостями $u = e \cdot u_{\text{упр}}$, $i = f \cdot i_{\text{упр}}$, $i = g \cdot u_{\text{упр}}$, $u = h \cdot i_{\text{упр}}$, где e и f – коэффициенты передачи по напряжению и току; h и g – сопротивление и проводимость прямой передачи; $u_{\text{упр}}$, $i_{\text{упр}}$ – управляющие напряжение и ток соответственно. Управляемым током служит ток независимого источника напряжения.

Для определения линейных управляемых источников необходимо задать единственный параметр **Gain**, определив тем самым либо коэффициент передачи, либо сопротивление или проводимость прямой передачи.

В текстовом файле управляемые источники напряжения и тока описываются следующими предложениями:

ИНУН:

EXXX <+узел> <-узел> <+управляющий узел> <- управляющий узел>
+<коэффициент передачи>

ИТУТ:

FXXX <+узел> <-узел> <имя управляющего источника напряжения>
+<коэффициент передачи>

ИТУН:

GXXX <+узел> <-узел> <+управляющий узел> <- управляющий узел>
+<коэффициент передачи>

ИНУТ:

HXXX <+узел> <-узел> <имя управляющего источника напряжения>
+<коэффициент передачи>

Примеры задания линейных управляемых источников:

ELIN 1 3 5 6 3.8

F1 3 6 V4 7

Нелинейные управляемые источники (EPOLY, FPOLY, GPOLY, HPOLY) при одномерном управлении описываются степенным полиномом вида

$$y = P_1 x_1 + P_2 x_1^2 + \mathbf{K} ,$$

где x_1 – управляющая переменная ($u_{\text{упр}}$ или $i_{\text{упр}}$); y – функция (u или i); P_n – коэффициенты полинома.

Для определения нелинейных управляемых источников необходимо задать параметр **COEFF**. При этом в поле **Value** необходимо ввести значения коэффициентов полинома P_1, \dots, P_n , разделив их пробелами.

УГО управляемых источников сигнала имеют четыре вывода. Выводы управления должны быть подключены или к узлам, напряжение между которыми является управляющим, при управлении напряжением, или в разрыв цепи, по которой протекает ток управления, при управлении током.

В текстовом файле нелинейные управляемые источники напряжения и тока описываются следующими предложениями:

ИНУН:

EXXX <+узел> <-узел> POLY(<n>) <<+управляющий узел>
+<- управляющий узел>> <коэффициент передачи>

ИТУТ:

FXXX <+узел> <-узел> POLY(<n>) <<+управляющий узел>
+<- управляющий узел>> <коэффициент передачи>

ИТУН:

GXXX <+узел> <-узел> POLY(<n>) <<+управляющий узел>
+<- управляющий узел> <коэффициент передачи>

ИНУТ:

HXXX <+узел> <-узел> POLY(<n>) <<+управляющий узел>
+<- управляющий узел> <коэффициент передачи>

Здесь n – число управляемых переменных.

Примеры задания линейных управляемых источников:

ENONLIN 11 13 POLY(2) (3 0) (4 6) 0.0 16 0.2 0.008

FNLIN 3 6 POLY(2) V4 V1 0.7 5 4.5 3.2 4.3

В описаниях рассмотренных линейных и нелинейных управляемых источников сигнала не допускается использование параметров и функций. Для этих целей можно воспользоваться зависимыми источниками сигнала с нелинейными передаточными функциями.

Зависимые источники сигнала с нелинейными передаточными функциями (**EVALUE** – источник напряжения, **GVALUE** – источник тока), в отличие от рассмотренных выше, позволяют использовать параметры и любые функции: узловых потенциалов; токов через независимые источники напряжения и времени. Для этого требуется задать параметр **EXPR**, введя требуемое алгебраическое выражение, зависящее от узловых потенциалов, разности узловых потенциалов, токов через независимые источники напряжения и времени, в строку **Value**. Для текущего времени используется ключевое слово **TIME**.

В текстовом файле нелинейные передаточные функции описываются следующими предложениями:

EXXX <+узел> <-узел> VALUE={<выражение>}

$GXXX \langle +узел \rangle \langle -узел \rangle VALUE = \{ \langle выражение \rangle \}$

В фигурных скобках приводится требуемое алгебраическое выражение.

Примеры:

ESIG 2 0 VALUE={50MV*SIN(6.28*100K*TIME)*V(3,5)}

G2 6 1 VALUE={V(5) I(VP)}

Управляемые источники с передаточной функцией, заданной с помощью преобразования Лапласа (**ELAPLACE** – источник напряжения, **GLAPLACE** – источник тока), используются для описания частотно-зависимых коэффициентов передачи при расчете частотных характеристик. Для этого требуется задать управляющее напряжение или ток (через независимый источник напряжения) – параметр **EXPR**, введя в строку **Value**, а также задать передаточную функцию **XFORM**, набрав в строке **Value** требуемое выражение, в котором для обозначения $j2\pi f$ необходимо использовать латинскую букву «s».

Пример 12.10. На рис. 12.31 показано диалоговое окно редактирования параметров управляемого источника тока с передаточной функцией, заданной преобразованием Лапласа. Параметр **EXPR** определяет управляющий ток, которым является ток независимого источника напряжения V1. Параметр **XFORM** определяет передаточную функцию вида

$$G(f) = \frac{100}{1 + \frac{s}{6280000}} = \frac{100}{1 + j \frac{2\pi f}{2\pi 10^6}}$$

Данный источник может быть использован в физической эквивалентной Т-образной схеме замещения транзистора с ОЭ для моделирования частотной зависимости его усилительных свойств: коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ на низких частотах $h_{21\beta} = 100$; предельная частота коэффициента усиления по току в схеме с ОЭ $f_{h_{21\beta}} = 1$ МГц.

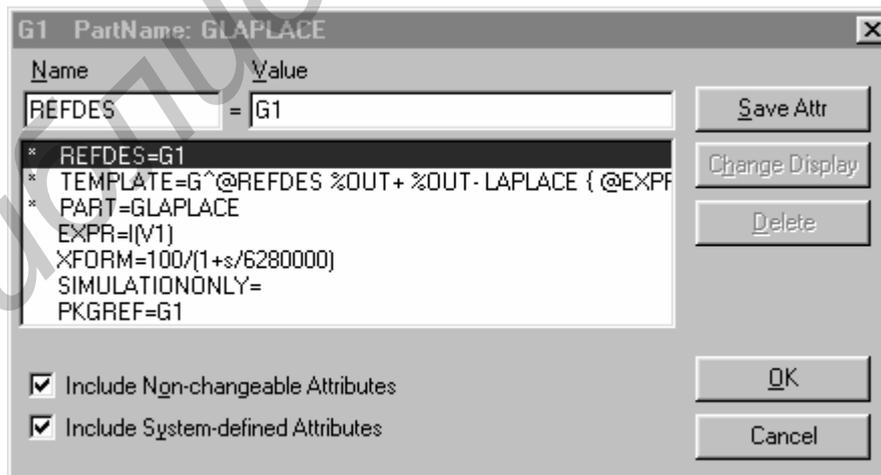


Рис. 12.31

В текстовом файле передаточные функции управляемых источников, заданные преобразованием Лапласа, описываются следующими предложениями:

EXXX <+узел> <-узел> LAPLACE {<выражение>}=
+{<передаточная функция в s-области>}
GXXX <+узел> <-узел> LAPLACE {<выражение>}=
+{<передаточная функция в s-области>}

Пример текстового представления, соответствующий приведенному выше заданию с помощью **Schematics**:

G1 5 0 LAPLACE {I(V1)}={100/(1+s/6280000)}

12.20.5. Полупроводниковые приборы

Математические модели полупроводниковых приборов описываются большим числом параметров, задаваемых с помощью директивы **.MODEL**. Директива **.MODEL** помещается в описание анализируемой схемы или в файл библиотеки, доступ к которому осуществляется по директиве **.LIB**. Строка, описывающая полупроводниковый прибор, содержит его имя, номера узлов подключения, имя модели и коэффициент кратности AREA, с помощью которого можно имитировать параллельное включение нескольких одинаковых приборов.

Диод описывается предложением

DXXX <узел анода> <узел катода> <имя модели> [<коэффициент AREA>]

Модели диода задаются строкой

.MODEL <имя модели> D[(параметры модели)]

Пример:

D1 5 6 KD226

.MODEL KD226 D(Is=168.1E-10 N=1.8 Rs=0.5 Ikf=0 Xti=3)

Биполярный транзистор описывается предложением

QXXX <узел коллектора> <узел базы> <узел эмиттера> [<узел подложки>]

+ <имя модели> [<коэффициент AREA>]

Модели биполярного транзистора задаются в виде

.MODEL <имя модели> NPN[(параметры модели)]

.MODEL <имя модели> PNP[(параметры модели)]

Полевой транзистор с управляющим p-n-переходом описывается предложением

JXXX <узел стока> <узел затвора> <узел истока> <имя модели>

+ [<коэффициент AREA>]

Модели полевого транзистора задаются в виде

.MODEL <имя модели> NJF[(параметры модели)]

.MODEL <имя модели> PJF[(параметры модели)]

Арсенид-галлиевый полевой транзистор с управляющим p-n-переходом и каналом n-типа описывается предложением

BXXX <узел стока> <узел затвора> <узел истока> <имя модели>

+ [<коэффициент кратности Area>]

Модели арсенид-галлиевых полевых транзисторов задаются в виде

.MODEL <имя модели> GASFET [(параметры модели)]

МОП-транзистор описывается предложением

MXXX <узел стока> <узел затвора> <узел истока> <узел подложки>
 + <имя модели> [L=<значение>] [W=<значение>] [AD=<значение>]
 +[AS=<значение>] [PD=<значение>] [PS=<значение>] [NRD=<значение>]
 +[NRS=<значение>] [NRG=<значение>] [NRB=<значение>] [M=<значение>]

Параметры L и W могут быть заданы при описании модели МОП-транзистора по директиве .MODEL.

Модели МОП-транзисторов задаются в виде

.MODEL <имя модели> NMOS[(параметры модели)]

.MODEL <имя модели> PMOS[(параметры модели)]

Параметры математических моделей полупроводникового диода, биполярного транзистора, полевого транзистора с управляющим р-п-переходом, арсенид-галлиевого полевого транзистора, МОП-транзистора приведены в табл. 12.15 – 12.21.

Таблица 12.15

Параметры модели полупроводникового диода

Имя параметра	Описание параметра	Размерность	Значение по умолчанию
1	2	3	4
Параметры, описывающие статический режим работы (ВАХ)			
BV	Обратное напряжение пробоя (положительная величина)	В	∞
IBV	Начальный ток пробоя, соответствующий напряжению BV (положительная величина)	А	10^{-10}
IBVL	Начальный ток пробоя низкого уровня	А	0
IKF	Предельный ток при высоком уровне инжекции	А	∞
IS	Ток насыщения при температуре 27 °С	А	10^{-14}
ISR	Параметр тока рекомбинации	А	0
N	Коэффициент неидеальности ВАХ		1
NBV	Коэффициент неидеальности ВАХ на участке пробоя		1
NBVL	Коэффициент неидеальности ВАХ на участке пробоя низкого уровня		1
NR	Коэффициент неидеальности ВАХ для тока ISR		2
RS	Объемное сопротивление	Ом	0
Параметры, описывающие динамический режим работы			
CJO	Барьерная емкость при нулевом смещении	Ф	0
FC	Коэффициент нелинейности барьерной емкости прямосмещенного перехода		0,5
M	Коэффициент нелинейности барьерной емкости обратносмещенного перехода		0,5
TT	Время переноса заряда	с	0
VJ	Контактная разность потенциалов	В	1

Окончание табл. 12.15

1	2	3	4
Параметры, описывающие влияние температуры			
EG	Ширина запрещенной зоны	эВ	1,11
TBV1	Линейный температурный коэффициент BV	α_C^{-1}	0
TBV2	Квадратичный температурный коэффициент BV	α_C^{-2}	0
TIKF	Линейный температурный коэффициент IKF	α_C^{-1}	0
TRS1	Линейный температурный коэффициент RS	α_C^{-1}	0
TRS2	Квадратичный температурный коэффициент RS	α_C^{-2}	0
T_ABS	Абсолютная температура	°C	
T_MEASURD	Температура измерений	°C	
T_REL_GLOBAL	Относительная температура	°C	
T_REL_LOCL	Разность между температурой диода и модели-прототипа	°C	
XTI	Температурный коэффициент тока насыщения		3
Шумовые параметры			
AF	Показатель степени в формуле фликер-шума		1
KF	Коэффициент фликер-шума		0

Таблица 12.16

Параметры модели БТ

Имя параметра	Описание параметра	Размерность	Значение по умолчанию
1	2	3	4
Параметры, описывающие статический режим работы (ВАХ)			
BF	Максимальный коэффициент передачи тока в активном режиме в схеме с ОЭ (без учета токов утечки)		100
BR	Максимальный коэффициент передачи тока в инверсном режиме в схеме с ОЭ		1
GAMMA	Коэффициент легирования эпитаксиальной области		10^{-11}
IKF (IK)*	Ток начала спада зависимости BF от тока коллектора в активном режиме	A	∞
IKR*	Ток начала спада зависимости BR от тока эмиттера в инверсном режиме	A	∞
IRB*	Ток базы, при котором сопротивление базы уменьшается на 50 % полного перепада между RB и RBM	A	∞
IS	Ток насыщения при температуре 27 °C	A	10^{-16}
ISC (C4)*	Ток насыщения утечки перехода база – коллектор	A	0
ISE (C2)*	Ток насыщения утечки перехода база – эмиттер	A	0
ISS	Обратный ток p-n-перехода подложки	A	0
NC*	Коэффициент неидеальности коллекторного перехода		1,5

Продолжение табл. 12.16

1	2	3	4
NE*	Коэффициент неидеальности эмиттерного перехода		1,5
NF	Коэффициент неидеальности в активном режиме		1
NK	Коэффициент, определяющий множитель Q_b		0,5
NR	Коэффициент неидеальности в инверсном режиме		1
NS	Коэффициент неидеальности перехода подложки		1
RB	Объемное сопротивление базы (максимальное) при нулевом смещении эмиттерного перехода	Ом	0
RBM*	Минимальное сопротивление базы при больших токах	Ом	RB
RC	Объемное сопротивление коллектора	Ом	0
RCO	Сопротивление эпитаксиальной области	Ом	0
RE	Объемное сопротивление эмиттера	Ом	0
VAE(VA)*	Напряжение Эрли в нормальном режиме	В	∞
VAE(VB)*	Напряжение Эрли в инверсном режиме	В	∞
Параметры, описывающие динамический режим работы			
CJC	Емкость коллекторного перехода при нулевом смещении	Ф	0
CJE	Емкость эмиттерного перехода при нулевом смещении	Ф	0
CJS (CCS)	Емкость коллектор-подложка при нулевом смещении	Ф	0
FC	Коэффициент нелинейности барьерных емкостей прямосмещенных переходов		0,5
GAMMA	Коэффициент легирования эпитаксиальной области		10^{-11}
ITF	Ток, характеризующий зависимость TF от тока коллектора при больших токах	А	0
MJC (MC)	Коэффициент, учитывающий плавность коллекторного перехода		0,33
MJE (ME)	Коэффициент, учитывающий плавность эмиттерного перехода		0,33
MJS (MS)	Коэффициент, учитывающий плавность перехода коллектор-подложка		0
PTF	Дополнительный фазовый сдвиг на граничной частоте транзистора $f_{gp} = 1/(2\pi TF)$	градус	0
QCO	Множитель, определяющий заряд в эпитаксиальной области	Кл	0
TF	Время переноса заряда через базу в нормальном режиме	с	0
TR	Время переноса заряда через базу в инверсном режиме	с	0
VJC (PC)	Контактная разность потенциалов коллекторного перехода	В	0,75

Окончание табл. 12.16

1	2	3	4
VJE (PE)	Контактная разность потенциалов эмиттерного перехода	V	0,75
VJS (PS)	Контактная разность потенциалов перехода коллектор-подложка	V	0,75
VO	Напряжение, определяющее перегиб зависимости тока эпитаксиальной области	V	10
VTF	Напряжение, характеризующее зависимость TF от смещения база-коллектор	V	∞
XCJC	Коэффициент расщепления емкости коллекторного перехода CJC		1
XCJC2	Коэффициент расщепления емкости коллекторного перехода CJC		1
XTF	Коэффициент, определяющий зависимость TF от смещения база-коллектор		∞
Параметры, описывающие влияние температуры			
EG	Ширина запрещенной зоны	эВ	1,11
TRB1	Линейный температурный коэффициент RB	α_{C-1}	0
TRB2	Квадратичный температурный коэффициент RB	α_{C-2}	0
TRC1	Линейный температурный коэффициент RC	α_{C-1}	0
TRC2	Квадратичный температурный коэффициент RC	α_{C-2}	0
TRE1	Линейный температурный коэффициент RE	α_{C-1}	0
TRE2	Квадратичный температурный коэффициент RE	α_{C-2}	0
TRM1	Линейный температурный коэффициент RBM	α_{C-1}	0
TRM2	Квадратичный температурный коэффициент RBM	α_{C-2}	0
T_ABS	Абсолютная температура	α_C	
T_MEASURED	Температура измерений	α_C	
T_REL_GLOBAL	Относительная температура	α_C	
T_REL_LOCAL	Разность между температурой транзистора и модели-прототипа	α_C	
XTB	Температурный коэффициент BF и BR		0
XTI (PT)	Температурный коэффициент IS		3
Шумовые параметры			
AF	Показатель степени, определяющий зависимость спектральной плотности фликер-шума от тока через переход		1
KF	Коэффициент, определяющий спектральную плотность фликер-шума		0

* Только для модели Гуммеля–Пуна

Таблица 12.17

Параметры модели полевого транзистора с управляющим р-п-переходом

Имя параметра	Описание параметра	Размерность	Значение по умолчанию
AF	Показатель степени, определяющий зависимость спектральной плотности фликер-шума от тока через переход		1
ALPHA	Коэффициент ионизации	B	0
BETA	Крутизна	A/B	10^{-4}
BETATCE	Температурный коэффициент BETA	%/°C	0
CGD	Емкость перехода затвор – сток при нулевом смещении	Ф	0
CGS	Емкость перехода затвор – исток при нулевом смещении	Ф	0
FC	Коэффициент нелинейности емкостей переходов при прямом смещении		0,5
IS	Ток насыщения р-п-перехода затвор – канал	A	10^{-14}
ISR	Параметр тока рекомбинации р-п-перехода затвор – канал	A	0
KF	Коэффициент, определяющий спектральную плотность фликер-шума		0
LAMBDA	Параметр модуляции длины канала	1/B	0
M	Коэффициент нелинейности барьерной емкости р-п-перехода		0,5
N	Коэффициент неидеальности р-п-перехода затвор-канал		1
NR	Коэффициент эмиссии для тока ISR		2
PB	Контактная разность потенциалов р-п-перехода	B	1
RD	Объемное сопротивление области стока	Ом	0
RS	Объемное сопротивление области истока	Ом	0
T_ABS	Абсолютная температура	°C	
T_MEASURED	Температура измерения	°C	
T_REL_GLOBAL	Относительная температура	°C	
T_REL_LOCAL	Разность между температурой транзистора и модели-прототипа	°C	
VK	Напряжение ионизации перехода затвор – канал	B	0
VTO	Пороговое напряжение	B	- 2
VTOTC	Температурный коэффициент VTO	B/°C	0
XTI	Температурный коэффициент тока IS		3

Таблица 12.18

Параметры модели арсенид-галлиевого полевого транзистора

Имя параметра	Описание параметра	Размерность	Значение по умолчанию
1	2	3	4
AF	Показатель степени, определяющий зависимость спектральной плотности фликер-шума от тока через переход		1
ALPHA	Константа, определяющая ток I_{drain} (Level = 1 – 3, 5)	1/V	2,0
B	Параметр легирования (Level = 2)	1/V	0,3
BETA	Коэффициент пропорциональности в выражении для тока стока	A/V ²	0,1
BETATCE	Температурный коэффициент BETA	%/°C	0
CDS	Емкость сток-исток при нулевом смещении	Ф	0
CGD	Емкость затвор-сток при нулевом смещении	Ф	0
CGS	Емкость затвор-исток при нулевом смещении	Ф	0
DELTA	Параметр выходной обратной связи (для Level = 3, 4)	(A·V) ⁻¹	0
EG	Ширина запрещенной зоны	эВ	1,11
FC	Коэффициент нелинейности барьерной емкости прямосмещенного перехода затвора		0,5
GAMMA	Параметр статической обратной связи (для Level=3, 5)		0
IS	Ток насыщения p-n-перехода затвор – канал	A	10 ⁻¹⁴
KF	Коэффициент нелинейности барьерной емкости p-n-перехода		0,5
LAMBDA	Параметр модуляции длины канала (для Level = 1, 2)	1/V	0
LEVEL	Тип модели: 1 – модель Куртиса, 2 – модель Рэйтеона, 3 – «ТОМ»-модель TriQuit, 4 – модель Паркера – Скеллерна, 5 – «ТОМ-2»-модель TriQuit		1
M	Коэффициент лавинного умножения перехода затвора (Level = 1 – 3)		0,5
N	Коэффициент неидеальности		1
Q	Показатель степени (Level = 3 – 5)		2
RD	Объемное сопротивление области стока	Ом	0
RG	Объемное сопротивление области затвора	Ом	0
RS	Объемное сопротивление области истока	Ом	0
TAU	Время переноса носителей заряда (Level = 1 – 3, 5)	с	0
TRD1	Линейный температурный коэффициент RD	1/°C	0
TRG1	Линейный температурный коэффициент RG	1/°C	0
TRS1	Линейный температурный коэффициент RS	1/°C	0
T_ABS	Абсолютная температура	°C	

Продолжение табл. 12.18

1	2	3	4
T_MEASURED	Температура измерения	°C	
T_REL_GLOBAL	Относительная температура	°C	
T_REL_LOCAL	Разность между температурой транзистора и модели-прототипа	°C	
VBI	Контактная разность потенциалов р-п-перехода затвора	В	1,0
VDELTA	Напряжение, входящее в выражение для емкостей переходов (для Level = 2, 3, 5)	В	0,2
VMAX	Максимальное напряжение, входящее в выражения для емкостей переходов (для Level = 2, 3, 5)	В	0,5
VT0	Барьерный потенциал перехода Шотки	В	- 2,5
VTOTC	Температурный коэффициент VTO	В/°C	0
XTI	Температурный коэффициент тока IS		0
Специфические параметры модели уровня Level = 4			
ACGAM	Коэффициент модуляции емкости		0
HFETA	Параметр обратной связи VGS на высокой частоте		0
HFE1	Коэффициент модуляции HFGAM напряжением VGD	1/В	0
HFE2	Коэффициент модуляции HFGAM напряжением VGS	1/В	0
HFGAM	Параметр обратной связи VGD на высокой частоте		0
HFG1	Коэффициент модуляции HFGAM напряжением VSG	1/В	0
HFG2	Коэффициент модуляции HFGAM напряжением VDG	1/В	0
IBD	Ток пробоя перехода затвора	А	0
LFGAM	Параметр обратной связи на низкой частоте		0
LFG1	Коэффициент модуляции LFGAM напряжением VSG	1/В	0
LFG2	Коэффициент модуляции LFGAM напряжением VDG	1/В	0
MVST	Параметр подпороговой модуляции	1/В	0
MXI	Параметр напряжения насыщения		0
P	Показатель степени		2
TAUD	Время релаксации тепловых процессоров	с	0
TAUG	Время релаксации параметра обратной связи GAM	с	0
VBD	Потенциал пробоя перехода затвора	В	1
VST	Подпороговый материал	В	0
XC	Фактор уменьшения емкости заряда		0
XI	Параметр, определяющий точку излома потенциала насыщения		1000

1	2	3	4
Z	Параметр точки излома характеристики транзистора		0,5
Специфические параметры модели уровня Level = 5			
ALPHATCE	Температурный коэффициент ALPHA	%/°C	0
BTRK*	Вспомогательный параметр для расчетов по методу Монте-Карло	A/B ³	0
CGDTCE	Температурный коэффициент CGD	°C ⁻¹	0
CGSTCE	Температурный коэффициент CGS	°C ⁻¹	0
DVT*	Вспомогательный параметр для расчетов по методу Монте-Карло	B	0
DVTT*	Вспомогательный параметр для расчетов по методу Монте-Карло	B	0
GAMMATC	Температурный коэффициент GAMMA		
ND	Чувствительность коэффициента наклона проходной характеристики в субпороговом режиме к смещению на стоке	B ⁻¹	0
NG	Параметр крутизны проходной характеристики в субпороговом режиме		0
VBTC	Максимальное напряжение при расчете емкости затвор-сток	B	0,5
* При проведении статистического анализа полагают VTO=VTO+DVT+DVTT, BETA=BETA+BTRK(DVT+DVTT)			

Таблица 12.19

Параметры модели МОП-транзистора

Имя параметра	Уровень модели	Описание параметра	Размерность	Значение по умолчанию
1	2	3	4	5
AF	1–4	Показатель степени, определяющий зависимость спектральной плотности фликер-шума от тока через переход		1
CBD	1–4	Емкость донной части перехода сток – подложка при нулевом смещении	Ф	0
CBS	1–4	Емкость донной части перехода исток – подложка при нулевом смещении	Ф	0
CGBO	1–4	Удельная емкость перекрытия затвор – подложка (за счет выхода затвора за пределы канала)	Ф/м	0
CGDO	1–4	Удельная емкость перекрытия затвор – сток на длину канала (за счет боковой диффузии)	Ф/м	0

Продолжение табл. 12.19

1	2	3	4	5
CGSO	1–4	Удельная емкость перекрытия затвор – исток (за счет боковой диффузии)	Ф/м	0
CJ	1–4	Удельная емкость донной части р-п-перехода сток (исток) – подложка при нулевом смещении (на площадь перехода)	Ф/м ²	0
CJSW	1–4	Емкость затвор – исток при нулевом смещении	Ф/м	0
DELTA	2, 3	Коэффициент влияния ширины канала на пороговое напряжение		0
ETA	3	Параметр влияния напряжения сток – исток на пороговое напряжение (статистическая обратная связь)		0
FC	1–4	Коэффициент нелинейности барьерной емкости прямосмещенного перехода подложки		0,5
GAMMA	1–3	Коэффициент влияния потенциала подложки на пороговое напряжение		0
IS	1–4	Ток насыщения р-п-перехода сток – подложка (исток – подложка)	А/м ²	10 ⁻¹⁴
JS	1–4	Плотность тока насыщения перехода сток (исток – подложка)	А/м ²	0
JSSW	1–4	Удельная плотность тока насыщения (на длину периметра)	А/м	0
KAPPA	3	Параметр модуляции длины канала напряжением сток – исток		0,2
KP	1–3	Параметр удельной крутизны		2·10 ⁻⁵
KF	1–4	Коэффициент, определяющий спектральную плотность фликершума		0
L	1–4	Длина канала	м	DEFL
LAMBDA	1, 2	Параметр модуляции длины канала	1/В	0
LD	1–3	Длина области боковой диффузии	м	0
LEVEL		Индекс модели		1
MJ	1–4	Коэффициент, учитывающий плавность перехода подложка – сток (исток)		0,5
MJSW	1–4	Коэффициент наклона боковой поверхности перехода подложка – сток (исток)		0,3
N	1–4	Коэффициент неидеальности перехода подложка – сток		1

Продолжение табл. 12.19

1	2	3	4	5
NEFF	2	Эмпирический коэффициент коррекции концентрации примесей в канале		1
NFS	2, 3	Плотность быстрых поверхностных состояний на границе кремний – подзатворный оксид	1/см ²	0
NSS	2, 3	Плотность медленных поверхностных состояний на границе кремний – подзатворный оксид	1/см ²	Нет
NSUB	1–3	Уровень легирования подложки	1/см ³	Нет
PB	1–4	Напряжение инверсии приповерхностного слоя подложки	В	0,8
PBSW	1–4	Напряжение инверсии боковой поверхности p-n-перехода	В	PВ
PHI	1–3	Поверхностный потенциал сильной инверсии	В	0,6
RB	1–4	Объемное сопротивление подложки	Ом	0
RD	1–4	Объемное сопротивление стока	Ом	0
RDS	1–4	Сопротивление утечки сток – исток	Ом	∞
RG	1–4	Объемное сопротивление затвора	Ом	0
RS	1–4	Объемное сопротивление истока	Ом	0
RSH	1–4	Удельное сопротивление диффузионных областей истока и стока	Ом/квадрат	0
THETA	3	Коэффициент модуляции подвижности носителей под влиянием вертикального поля	1/В	0
TOX	1–3	Толщина оксида	м	Вычисляется
TPG	2, 3	Легирование затвора (+1 – примесью того же типа, как и для подложки; -1 – примесью противоположного типа; 0 – металл)		1
T_ABS	1–4	Абсолютная температура	°С	
T_MEASURED	1–4	Температура измерения	°С	
T_REL_GLOBAL	1–4	Относительная температура	°С	
T_REL_LOCAL	1–4	Разность между температурой транзистора и модели-прототипа	°С	
UCRIT	2	Критическая напряженность вертикального поля, при которой подвижность носителей уменьшается в два раза	В/см	10 ⁴
UEXP	2	Эмпирическая константа, определяющая подвижность носителей		0
UO	1–3	Подвижность носителей тока в инверсном слое канала	см ² /(В·с)	600
VMAX	2, 3	Максимальная скорость дрейфа носителей	м/с	∞

1	2	3	4	5
VTO	1–3	Пороговое напряжение при нулевом смещении подложки $V_{bs} = 0$	В	1
W	1–4	Ширина канала	м	DEFW
WD	1–3	Ширина области боковой диффузии	м	0
XJ	2, 3	Глубина металлургического перехода областей стока и истока	м	0
XQC	2, 3	Доля заряда канала, ассоциированного со стоком		0

Таблица 12.20

Параметры модели МОП-транзистора четвертого типа

Имя параметра	Параметр	Размерность
1	2	3
DELL	Уменьшение ширины переходов стока и истока по умолчанию	м
DL	Уменьшение эффективной длины канала	м
DW	Уменьшение эффективной ширины канала	м
ETA	Коэффициент, отражающий зависимость порогового напряжения от смещения подложка-сток	
VFB	Напряжение плоских зон	В
PHI	Контактная разность потенциалов инверсного слоя перехода	В
K1	Коэффициент влияния подложки	
K2	Коэффициент разделения заряда обедненной области между стоком и истоком	
MUS	Подвижность носителей при нулевом смещении на подложке и $V_{ds} = V_{dd}$	$\text{см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$
MUZ	Подвижность носителей при нулевом смещении	$\text{см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$
NB	Чувствительность коэффициента наклона проходной характеристики в субпороговом режиме к смещению на подложке	
ND	Чувствительность коэффициента наклона проходной характеристики в субпороговом режиме к смещению на стоке	
NO	Коэффициент наклона проходной характеристики в субпороговом режиме при нулевом смещении на подложке	
TEMP	Температура, при которой измерены параметры транзистора	$^{\circ}\text{C}$
TOX	Толщина оксида затвора	м
UO	Коэффициент, отражающий изменение подвижности в зависимости от напряженности вертикального поля	В^{-1}
U1	Коэффициент, определяющий степень насыщения скорости носителей в зависимости от напряжения на стоке	м/В
VDD	Коэффициент влияния напряжения смещения	
WDF	Ширина переходов стока и истока по умолчанию	м

1	2	3
XPART	Флаг, определяющий распределение зарядов между стоком и истоком (при XPART = 0 устанавливается соотношение зарядов сток – исток, равное 40/60, при XPART = 1 – соотношение 0/100)	
X2E	Чувствительность уровня индуцированного слоя к смещению на подложке	V
X2MS	Чувствительность подвижности носителей к смещению на подложке при $V_{ds} = 0$	$\text{см}^2/(\text{В}^2 \cdot \text{с})$
X2MZ	Чувствительность подвижности носителей к смещению на подложке при $V_{ds} = 0$	$\text{см}^2/(\text{В}^2 \cdot \text{с})$
X2UO	Чувствительность критической подвижности носителей к смещению на подложке	В^{-2}
X2U1	Чувствительность максимальной скорости носителей к напряжению смещения на подложке	$\text{м}/\text{В}^2$
X3E	Чувствительность уровня индуцированного слоя к смещению на стоке при $V_{ds} = V_{dd}$	V
X3MS	Чувствительность подвижности носителей к смещению на стоке при $V_{ds} = V_{dd}$	$\text{см}^2/(\text{В}^2 \cdot \text{с})$
X3U1	Чувствительность максимальной скорости носителей к напряжению смещения на стоке при $V_{ds} = V_{dd}$	$\text{м}/\text{В}^2$
Примечание. V_{dd} – напряжение, при котором проводятся измерения (обычно оно равно напряжению питания).		

Таблица 12.21

Необязательные параметры модели МОП-транзистора

Имя параметра	Параметр	Размерность	Значение по умолчанию
AD	Площадь диффузионной области стока	м^2	DEFAD
AS	Площадь диффузионной области истока	м^2	DEFAS
L	Длина канала	м	DEFL
M	Масштабный коэффициент		1
NRD	Удельное относительное сопротивление стока		1
NRS	Удельное относительное сопротивление истока		1
NRG	Удельное относительное сопротивление затвора		0
NRB	Удельное относительное сопротивление подложки		0
PD	Периметр диффузионной области стока	м	0
PS	Периметр диффузионной области истока	м	0
W	Ширина канала	м	DEFW

Редактирование параметров математических моделей полупроводниковых приборов при работе с управляющей оболочкой **Schematics** осуществляется в следующей последовательности:

на принципиальной схеме необходимо выбрать компонент, параметры которого требуется изменить, выполнив одинарный щелчок по левой кнопке мыши, когда указатель находится на компоненте;

выбрать раздел меню **Edit/Model**, после чего на экране появится диалоговое окно редактирования модели компонента (рис. 12.32) (в данном случае биполярного транзистора KT315B);

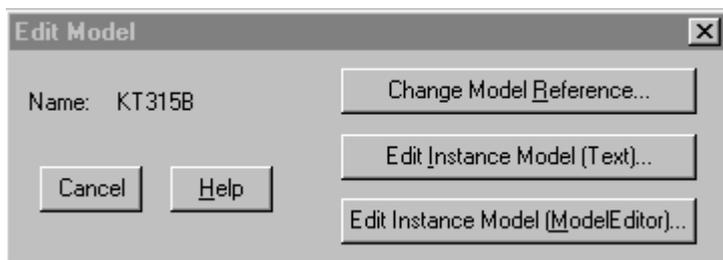


Рис. 12.32

в окне редактирования модели компонента необходимо выбрать кнопку **Edit Instance Model (Text)** – редактирование текстового представления параметров модели;

в появившемся окне (рис. 12.33) с использованием линейки прокрутки находится тре-

буемый параметр и изменяется его значение, указанное после знака «равно».

Если данная модель не содержит значения требуемого параметра, то его можно определить в новой строке, соблюдая синтаксис рассмотренной директивы **.MODEL**. Как видно (см. рис. 12.33), модели с новыми значениями параметров автоматически присваивается другое имя – KT315B-X. Причем по умолчанию новая модель сохраняется в библиотечном файле с расширением **.lib**, но с тем же именем, что и у файла, содержащего принципиальную схему: E:\OrCAD\Schematic2.lib. Параметру модели можно назначить не только числовое значение, но и присвоить значение параметра, заданного директивой **.PARAM** при помощи символа **PARAM**. При этом идентификатор параметра помещается в фигурные скобки.

Пример: В строке **.MODEL KT315B-X NPN(Is=61.01f Xti=3 Vaf=56.37 Bf={S} Ise=72.68f)** параметру модели транзистора **BF** присвоено значение параметра **S**, определяемого директивой **.PARAM S=150**

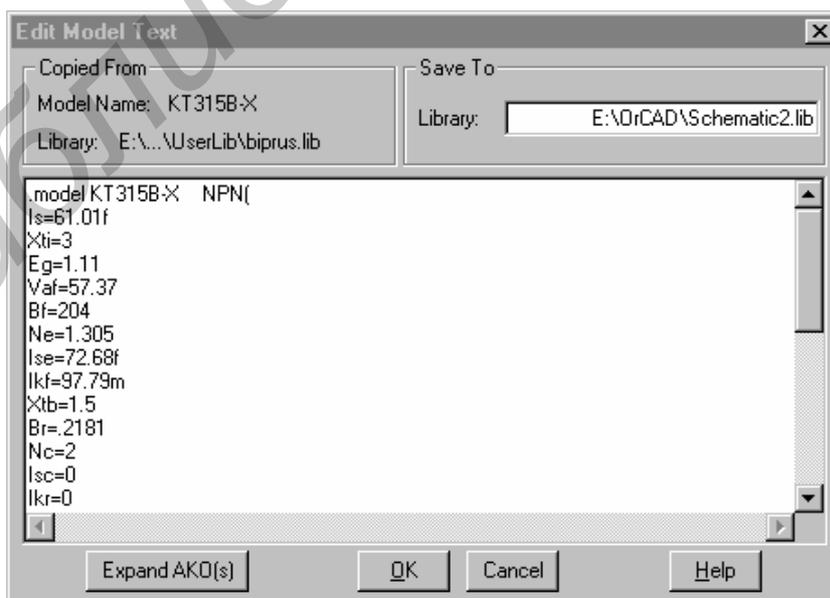


Рис. 12.33

12.20.6. Макромодели

Фрагменты цепей или схемы замещения компонентов имеет смысл оформлять в виде макромоделей (подсхем). Описание макромодели начинается директивой `.SUBCKT` и заканчивается директивой `.ENDS`. Между ними помещаются описания компонентов, входящих в состав макромодели:

```
.SUBCKT <имя макромодели> <список узлов>
+ [OPTIONAL:<< узел интерфейса> = <значение по умолчанию>> *]
+ [PARAMS:<имя параметра>=<значение>*]
+ [TEXT:<<имя текстовой переменной> - <текст>> *]
{описание компонентов}
.ENDS [имя макромодели]
```

Ключевое слово `OPTIONAL` используется для спецификации одного или более необязательных узлов макромодели – указываются имя узла и его значение по умолчанию. Если при вызове макромодели эти узлы не указываются, используются их значения по умолчанию, что удобно для задания источников питания цифровых устройств; после ключевого слова `PARAMS` приводится список параметров, значения которых передаются из основной цепи в макромодель. После ключевого слова `TEXT` – текстовая переменная, передаваемая из описания основной цепи в описание макромодели (используется только при моделировании цифровых устройств). Между директивами `.SUBCKT` и `.ENDS` можно помещать описания других макромоделей и другие директивы.

Вызов макромодели, т.е. включение ее в нужное место цепи, осуществляется предложением

```
XXXX <список узлов> <имя макромодели>
+ [PARAMS:<имя параметра>=<значение>> *]
+ [TEXT:<имя текста>=<текст>> *]
```

Имена узлов, устройств и моделей в описании макромодели являются локальными. Поэтому в основной цепи и в макромодели можно использовать совпадающие имена. При обращении в основной цепи к какому-нибудь имени макромодели применяют так называемые составные имена. Они образуются из имени макромодели и внутреннего имени, разделенных точкой. Например, конденсатор `C2` макромодели `X1` имеет составное имя `X1.C2`. При ссылке на компоненты макромоделей составные имена заключаются в квадратные скобки, например, `V([XOP1.X3.R2])` – падение напряжения на резисторе `R2`, который входит в состав макромодели `X3`, которая в свою очередь является составной частью макромодели операционного усилителя `XOP1`.

В программе **PSpice** имеются встроенные макромодели *операционного усилителя, компаратора напряжения, регулятора напряжения и стабилизатора напряжения*, параметры которых рассчитываются специальной программой **Model Editor** по их паспортным данным. Кроме того, имеются макромодели

ли оптоэлектронных приборов, тиристоров, кварцевых резонаторов и т.п., составляемые фирмами-производителями и отдельными пользователями.

Использование встроенной модели ОУ при расчете схем, состоящих даже из небольшого количества ОУ, приводит к большим затратам машинного времени. Поэтому в тех случаях, когда не требуется высокая точность воспроизведения динамических характеристик ОУ, целесообразно применять упрощенные модели ОУ.

Описание макромодели можно поместить непосредственно в файл задания на моделирование или в библиотечный файл макромоделей, например с именем `op.lib` для ОУ. Тогда для включения макромодели ОУ из этой библиотеки в схему необходимо сначала по директиве `.LIB` обеспечить доступ к этому файлу и затем указать номера узлов подключения макромодели:

```
.LIB D:\ORCAD\PSPICE\LIB\OP
X1 17 18 0 22 9 25 K140UD8A
```

При работе с управляющей оболочкой **Schematics** библиотеки математических моделей компонентов подключаются по команде **Analysis>Library and Include Files**.

Механизм передачи параметров из описания основной схемы в описание макромодели проиллюстрируем на следующем примере. Рассмотрим фрагмент описания схемы:

```
Test
.param C=1p LK=8m
.step param C list 5p 10p
X1 5 20 DL params: C={C} L={LK}
.subckt DL 1 2 params: C=0 LK=5m R=1k
R1 1 2 {R}
C1 2 0 {C}
L1 1 2 {LK}
.ends DL
.end
```

Директива `.SUBCKT` определяет параметры макромодели `C` и `R` и задает их значения по умолчанию. При вызове макромодели `X1` задаются значения параметра `C`, принимающего значения 5 и 10 пФ, и параметра `LK = 8 мГн`. Сопротивление резистора `R1` по умолчанию принимает значение 1 кОм. Из данного примера видно, что локальные и глобальные параметры могут иметь как совпадающие (`C={C}`), так и различные (`L={LR}`) обозначения.

12.20.7. Операционные усилители

Математические модели операционных усилителей в отличие от встроенных моделей диодов и транзисторов представлены в виде макромоделей (подсхем), которые описываются на входном языке программы **PSpice** с помощью директивы `.SUBCKT` (см. п. 12.20.6).

частота единичного усиления;
коэффициент подавления синфазного сигнала;
дополнительный фазовый сдвиг на частоте единичного усиления, определяемый наличием второго полюса;

выходные сопротивления на низких и высоких частотах;
максимальный выходной ток короткого замыкания.

Входной дифференциальный каскад на транзисторах Q1, Q2 моделирует такие эффекты, как наличие токов смещения и зависимость скорости нарастания выходного напряжения от входного дифференциального напряжения. Емкость CEE отражает несимметричность выходного импульса ОУ в неинвертирующем включении. Емкость C1 вместе с емкостями переходов транзисторов имитирует двухполюсный характер частотной характеристики ОУ. Управляемые источники тока GA, GCH и резисторы R2, R02 моделируют усиление дифференциального и синфазного сигналов. Емкость C2 имитирует внутреннюю или внешнюю коррекцию ОУ.

Нелинейность выходного каскада ОУ моделируется элементами DLN, DLP, R01, ограничивающими максимальный выходной ток, и элементами DC, DE, VC, VE, которые ограничивают размах выходного напряжения.

Ниже приведен пример макромодели ОУ К140УД11.

*Выводы: неинвертирующий вход
* | инвертирующий вход
* | | вывод для подключения + U_П
* | | | вывод для подключения - U_П
* | | | | выход
* | | | | |

```
.subckt K140UD11 1 2 3 4 5
c1 11 12 2.887E-12
c2 6 7 20.00E-12
dc 5 53 dy
de 54 5 dy
dlp 90 91 dx
dln 92 90 dx
dp 4 3 dx
egnd 99 0 poly(2),(3,0),(4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 636.5E3 -1E3 1E3 600E3 -600E3
ga 6 0 11 12 12.57E-3
gcm 0 6 10 99 125.7E-9
iee 10 4 dc 1.400E-3
```

```

hlim 90 0 vlim 1K
q1 11 2 13 qx
q2 12 1 14 qx
r2 6 9 100.0E3
rc1 3 11 79.57
rc2 3 12 79.57
re1 13 10 42.61
re2 14 10 42.61
ree 10 99 142.8E3
r01 8 5 50
r02 7 99 25
rp 3 4 9.678E3
vb 9 0 dc 0
vc 3 53 dc 2
ve 54 4 dc 2
vlim 7 8 dc 0
vlp 91 0 dc 22
vln 0 92 dc 22
.model dx D(Is=800.0E-18 Rs=1)
.model dy D(Is=800.00E-18 Rs=1m Cjo=10p)
.model qx NPN(Is=800.0E-18 Bf=4.667E3)
.ends

```

Описанная макромодель ОУ К140УД11 может быть включена в схему предложением

```
X1 4 0 15 16 8 K140UD11
```

В ОУ с входным каскадом на полевых транзисторах часто некорректно моделируется режим по постоянному току, если входное сопротивление ОУ соизмеримо с параметром $1/GMIN$, где **GMIN** – минимальная проводимость ветви, равная по умолчанию 10^{-12} См. Наиболее естественный способ – уменьшение **GMIN** до 10^{-13} См – не всегда возможен из-за возникающих проблем сходимости вычислительных алгоритмов и, как следствие, потери точности моделирования. Другой способ заключается во введении в стандартную модель ОУ компенсирующих источников тока.

12.21. Подключение библиотек и других файлов

12.21.1. Подключение библиотек символов компонентов

Перед созданием принципиальной схемы необходимо убедиться в том, подключены ли требуемые библиотеки символов компонентов (расширение

имени файлов .slb), и при необходимости подключить их. Перечень всех стандартных библиотек символов пакета, подключенных при установке, можно просмотреть, воспользовавшись командой **Editor Configuration** из раздела меню **Options** (рис. 12.35). В окне **Libraries** приведен перечень подключенных библиотек символов компонентов и их посадочных мест (расширение имени файлов .plb) для разводки печатных плат. Для редактирования списка этих библиотек щелчком выбирается кнопка **Library Settings** и открывается окно, показанное на рис. 12.36. Полное имя файла подключаемой библиотеки, включающее путь к ней, нужно набрать в строке **Library Name**. Кнопка **Browse** позволяет указать местонахождение файла подключаемой библиотеки с использованием стандартной возможности Windows – программы **Проводник**. После указания имени файла библиотеки необходимо нажать одну из двух кнопок – **Add*** или **Add Local**. В первом случае библиотека будет доступна во всех схемах, при нажатии **Add Local** – только в текущей схеме. Если имена компонентов в новой библиотеке совпадают с именами компонентов стандартной библиотеки, то при подключении библиотеки ее имя в списке (см. рис. 12.36) должно оказаться выше имени стандартной библиотеки. Для этого перед нажатием кнопки **Browse** указатель необходимо установить на имя первой библиотеки в списке.

Для размещения созданных пользователем библиотек (символов компонентов, посадочных мест компонентов, параметров математических моделей компонентов) можно использовать создаваемую при установке пакета OrCAD папку: **C:\Program Files\OrCAD\PSpice\UserLib**.

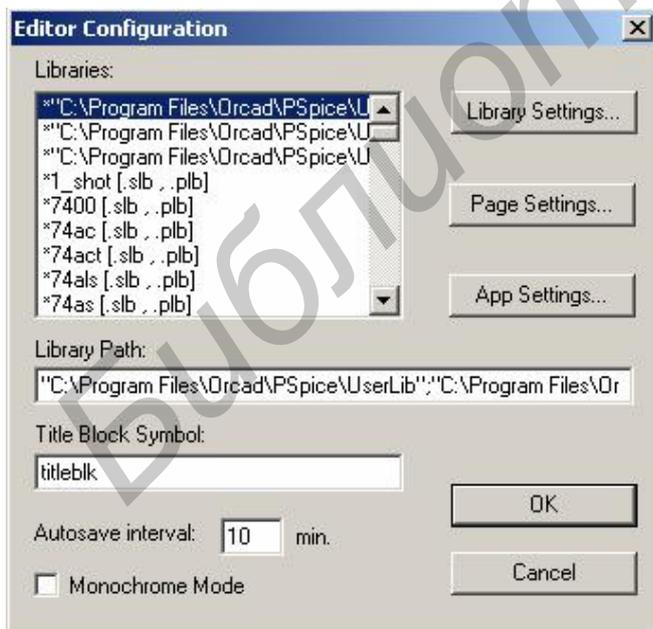


Рис. 12.35

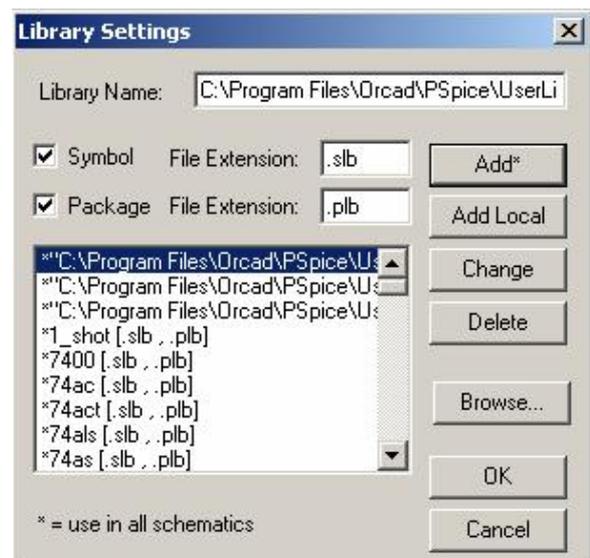


Рис. 12.36

12.21.2. Подключение библиотек параметров математических моделей компонентов

Перед выполнением моделирования необходимо убедиться в том, подключены ли файлы, содержащие библиотеки параметров математических моделей требуемых компонентов схемы (расширение имени файлов .lib), и при необходимости подключить их. Подключаемые при установке системы фирменные библиотеки перечислены в файле Nom.lib (его лучше не редактировать). Файлы, содержащие дополнительные библиотеки, или другие необходимые для проведения моделирования файлы подключаются с использованием команды **Library and Include Files** раздела меню **Analyses** (рис. 12.37). Для этого в строке **File Name** указывается имя файла, включающее полный путь, который можно найти с использованием кнопки **Browse**. Далее в зависимости от типа файла нажимается одна из кнопок:

Add Library* – библиотеки математических моделей (расширение имени файлов .lib, .mod и др.);

Add Include* – файлы, подключаемые по директиве .INCLUDE;

Add Stimulus* – файлы, содержащие внешние воздействия (сигналы).

Так подключаются файлы, которые будут доступны при моделировании любых схем. Если использовать аналогичные кнопки, не имеющие символ «*», то подключаемые библиотеки и файлы будут доступны только в текущей схеме.

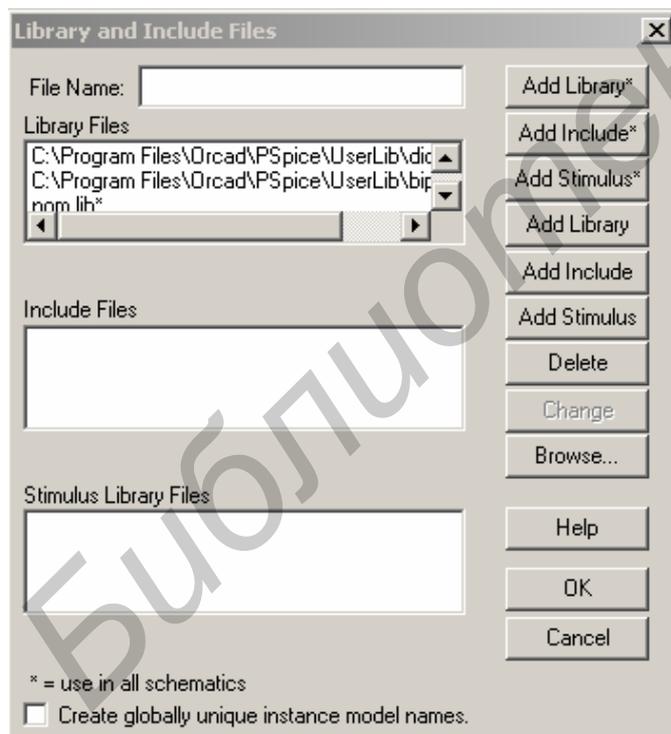


Рис. 12.37

ЛИТЕРАТУРА

1. Аваев, Н. А. Электронные приборы / Н. А. Аваев, Г. Г. Шишкин ; под ред. Г. Г. Шишкина. – М. : МАИ, 1996. – 540 с.
2. Батушев, В. А. Электронные приборы / В. А. Батушев. – М. : Высш. шк., 1980. – 384 с.
3. Гусев, В. Г. Электроника и микропроцессорная техника / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М. : Высш. шк., 2004. – 622 с.
4. Булычев, А. Л. Электронные приборы / А. Л. Булычев, П. М. Лямин, Е. С. Тулинов. – Минск : Высш. шк., 1999. – 414 с.
5. Электронные, квантовые приборы и микроэлектроника / под ред. Н. Д. Федорова. – М. : Радио и связь, 1998. – 560 с.
6. Пасынков, В. В. Полупроводниковые приборы / В. В. Пасынков, Л. К. Чиркин. – СПб. : Лань, 2003. – 480 с.
7. Ткаченко, Ф. А. Техническая электроника / Ф. А. Ткаченко. – Минск : Дизайн ПРО, 2000. – 351 с.
8. Валенко, В. С. Электроника и микросхемотехника / В. С. Валенко, М. С. Хандогин. – Минск : Беларусь, 2000. – 325 с.
9. Хандогин, М. С. Электронные приборы : учеб. пособие для студ. радиотехн. спец. / М. С. Хандогин. – Минск : БГУИР, 2005. – 188 с.
10. Зи, С. Физика полупроводниковых приборов : в 2 кн. / С. Зи. – М. : Мир, 1984.
11. Малер, Р. Элементы интегральных схем / Р. Маллер, Т. Кейминс. – М. : Мир, 1989. – 632 с.
12. Опадчий, Н. Ф. Аналоговая и цифровая электроника / Н. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров. – М. : Горячая Линия – Телеком, 1999. – 768 с.
13. Кучумов, А. И. Электроника и схемотехника / А. И. Кучумов. – М. : Гелиос АРВ, 2004. – 336 с.
14. Разевиг, В. Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0 / В. Д. Разевиг. – М. : Солон-Р, 2000. – 704 с.
15. Разевиг, В. Д. Система проектирования цифровых устройств OrCAD / В. Д. Разевиг. – М. : Солон-Р, 2000. – 160 с.
16. Карлащук, В. И. Электронная лаборатория на IBM PC : программа Electronics Workbench и ее применение / В. И. Карлащук. – М. : Солон – Р, 1999. – 512 с.
17. Кудрявцев, Е. М. MathCAD 2000 / Е. М. Кудрявцев. – М. : ДМК Пресс, 2001. – 523 с.
18. Хрулев, А. К. Диоды и их зарубежные аналоги : в 3 т. / А. К. Хрулев, В. П. Черепанов. – М. : ИП РадиоСофт, 1998.
19. Галкин, В. И. Полупроводниковые приборы : транзисторы широкого применения : справ. / В. И. Галкин, А. Л. Булычев, П. М. Лямин. – Минск : Беларусь, 1995. – 383 с.
20. Нефедов, А. В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги : справ. : в 12 т. / А. В. Нефедов. – М. : КУБК-а, ИП РадиоСофт, 1996–2001.

Приложение 1

Ряды номинальных значений сопротивлений резисторов
и емкостей конденсаторов общего применения

Допустимое отклонение от номинальных значений, %	Номинальные значения (единицы, десятки, сотни ом, килоом, мегаом, гигаом, пикофарад, микрофарад, фарад)					
±20 %	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
±10 %	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2
±5 %	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
	1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2
	1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1

Приложение 2

Ряд номинальных значений напряжений источников питания

1,2; 2,4; 3,0; 4,0; 5,0; 6,0; 9,0; 12,0; 15,0; 20,0; 24,0; 27,0; 30,0; 48,0; 60,0

Приложение 3

Параметры биполярных транзисторов

Тип БТ	Структура	$h_{21Э\min} \dots h_{21Э\max}$	$ h_{21э} / \text{на } f, \text{ МГц}$	$C_{к}, \text{ пФ}$	$C_{э}, \text{ пФ}$	$I_{КБ0}, \text{ мкА}$	$U_{КЭ\max}, \text{ В}$	$I_{К\max}, \text{ мА}$	$P_{К\max}, \text{ Вт}$
КТ315Г	n-p-n	50...350	2,5/100	7	20	1	35	100	0,150
КТ337Б	p-n-p	40...100	5/100	5	5	1	-20	30	0,150
КТ342А	n-p-n	100...250	3/100	8	16	0,05	30	50	0,250
КТ347А	p-n-p	30...400	5/100	6	8	1	-20	50	0,150
КТ349Б	p-n-p	30...400	5/100	6	8	1	-20	20	0,200
КТ350А	p-n-p	20...200	5/20	70	100	1	-20	60	0,300
КТ351А	p-n-p	20...80	2/100	20	30	0,5	-20	30	0,225
КТ357А	p-n-p	20...100	3/100	7	10	5	-20	40	0,100
КТ358Б	n-p-n	10...100	4/20	5	15	10	30	30	0,100
КТ361Г	p-n-p	50...350	2,5/100	7	20	1	-35	50	0,150
КТ375Б	n-p-n	50...280	6/100	5	20	1	30	100	0,200
КТ3102Г	n-p-n	200...500	3/100	6	15	0,05	20	100	0,250
КТ3107Г	p-n-p	120...200	2/100	7	20	0,1	-25	100	0,300
КТ3117А	n-p-n	20...200	2,5/100	10	80	10	60	400	0,300
КТ814А	p-n-p	40...80	5/1	60	75	50	-10	1500	10
КТ815А	n-p-n						10		
КТ816А	p-n-p	25...70	5/1	60	115	100	-25	3000	25
КТ817А	n-p-n						25		
КТ818А	p-n-p	15...60	5/1	-	-	1000	-100	10000	60
КТ819А	n-p-n						100		
КТ850А	n-p-n	40...200	5/1	-	-	100	-200	2000	25
КТ851А	p-n-p						200		

Параметры полевых транзисторов

Тип ПТ	Тип канала	$I_{Снач}$, мА	S , мА/В	$U_{ЗИ отс}$, В
КП102И	p	0,7...1,8	0,35...1,0	5,5
КП103Л	p	1,8...6,6	1,8...3,8	2,0...6,6
КП103Ж	p	0,35...3,8	0,8...2,6	0,5...2,2
КП302А	n	3,0...24	>5,0	<5,0
КП303В	n	1,5...5,0	2,0...5,0	1,0...4,0
КП307Е	n	1,5...5,0	3,0...8,0	<2,5
КП322А	n	5,0...42	3,2...6,3	2,2...12,0
КП329И	p	1,0	3,0	>1,5
КП341А	n	4,5...20	15...30	0,4...3,0
КП365А	n	4,5...20	15...30	0,4...3,0
КП601А	n	160...400	40...87	4,0...9,0

Параметры операционных усилителей

Тип ОУ	Назначение	$U_{\text{ИП ном}},$ В	$U_{\text{ИП пред}},$ В	$U_{\text{вых max}},$ В	$U_{\text{см}},$ мВ	$I_{\text{вх}},$ нА	$I_{\text{пот}},$ мА	$K_{\text{и диф}}$	$f_1,$ МГц	$R_{\text{Н}},$ кОм	$V_{U_{\text{вых}}},$ В/мкс
К140УД6	Универсальный	± 15	$\pm(5\dots 18)$	± 11	$\leq \pm 10$	≤ 100	≤ 4	$\geq 30 \cdot 10^3$	$\geq 0,3$	≥ 1	$\geq 0,5$
К140УД7	Универсальный	± 15	$\pm(5\dots 17)$	$\pm 10,5$	$\leq \pm 9$	≤ 400	$\leq 3,5$	$\geq 30 \cdot 10^3$	$\geq 0,8$	≥ 2	$\geq 0,3$
К140УД11	Быстродействующий	± 15	$\pm(5\dots 18)$	± 12	$\leq \pm 10$	≤ 500	≤ 10	$\geq 25 \cdot 10^3$	$\geq 0,8$	≥ 2	≥ 50
К140УД17	Прецизионный	± 15	$\pm(13\dots 17)$	± 12	$\leq \pm 0,15$	≤ 4	≤ 4	$\geq 200 \cdot 10^3$	$\geq 0,4$	≥ 3	$\geq 0,1$
К140УД18	Универсальный	± 15	$\pm(13\dots 17)$	$\pm 11,5$	$\leq \pm 10$	≤ 1	≤ 4	$\geq 50 \cdot 10^3$	≥ 1	≥ 2	$\geq 0,3$
К140УД22	Универсальный	± 15	$\pm(13\dots 17)$	± 11	$\leq \pm 10$	$\leq 0,2$	≤ 10	$\geq 50 \cdot 10^3$	≥ 5	≥ 2	$\geq 7,5$
К1407УД1	Быстродействующий	± 5	$\pm(3\dots 12)$	± 3	$\leq \pm 10$	$\leq 7,5 \cdot 10^3$	≤ 8	$\geq 10^4$	≥ 3	≥ 2	≥ 10
К1409УД1	Универсальный	± 15	$\pm(13\dots 17)$	± 12	$\leq \pm 15$	$\leq 0,3$	≤ 6	$\geq 2 \cdot 10^4$	≥ 3	≥ 2	≥ 4
К1432УД2	Быстродействующий	± 15	$\pm(5\dots 17)$	± 12	$\leq \pm 30$	$\leq 20 \cdot 10^3$	≤ 20	$\geq 10^3$	≥ 120	$\geq 0,05$	≥ 800
К1432УД3	Быстродействующий	± 15	$\pm(5\dots 17)$	± 12	$\leq \pm 30$	≤ 5	≤ 10	$\geq 10^3$	≥ 60	$\geq 0,6$	≥ 250
К1432УД4	Быстродействующий	± 15	$\pm(5\dots 17)$	± 12	$\leq \pm 30$	≤ 20	≤ 20	$\geq 10^3$	≥ 150	$\geq 0,05$	≥ 1000
К1432УД5	Быстродействующий	± 15	$\pm(5\dots 17)$	± 12	$\leq \pm 15$	≤ 20	≤ 15	$\geq 10^3$	≥ 60	$\geq 0,05$	≥ 120
К1432УД6	Быстродействующий	± 15	$\pm(5\dots 17)$	± 12	$\leq \pm 30$	≤ 20	≤ 20	$\geq 10^3$	≥ 250	$\geq 0,05$	≥ 200

Семейства входных $I_{\text{б}} = f(U_{\text{бэ}})$ и выходных $I_{\text{к}} = f(U_{\text{кэ}})$ статических ВАХ транзисторов с ОЭ

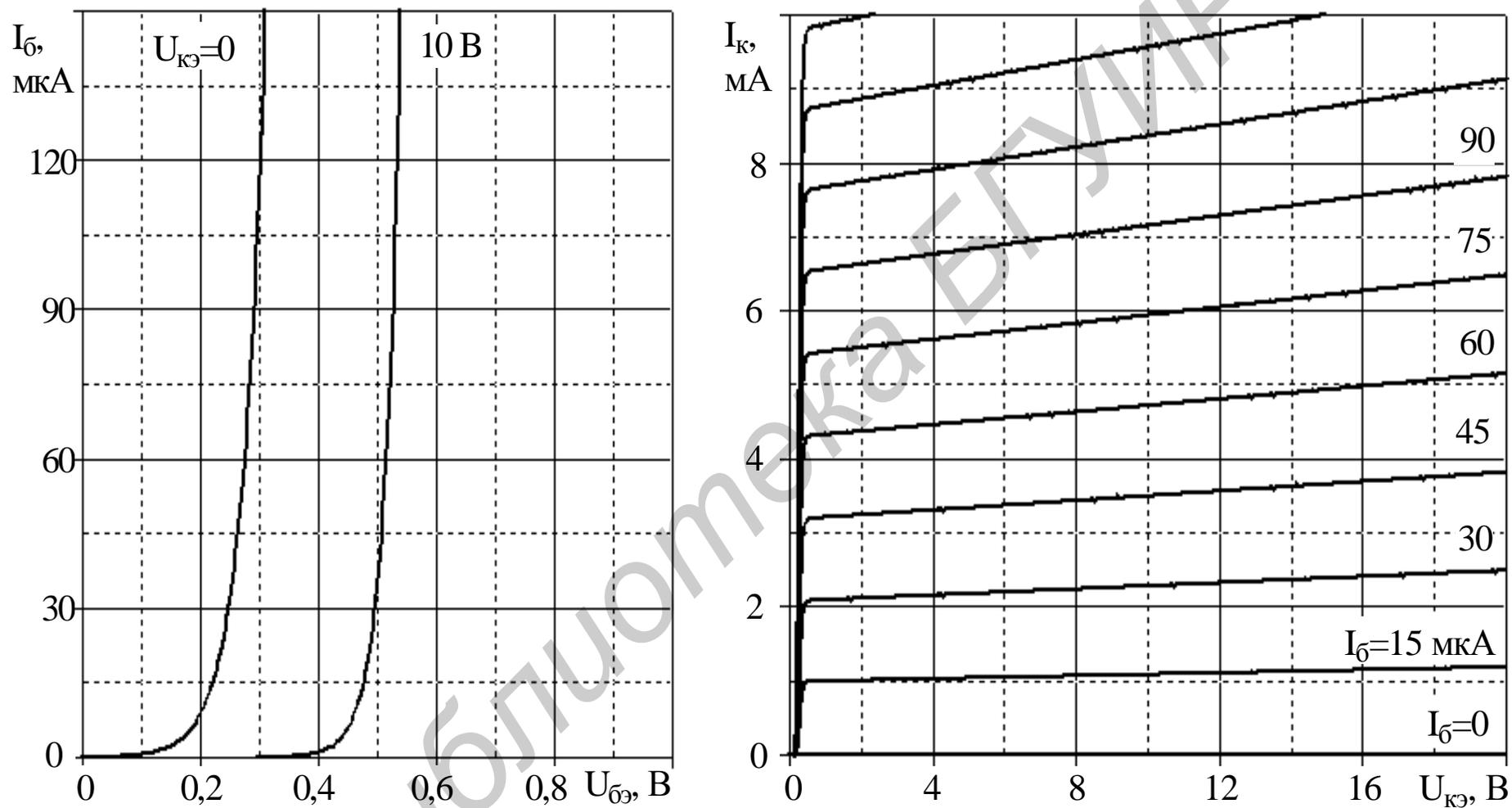


Рис. П 6.1. Характеристики транзистора КТ315Г

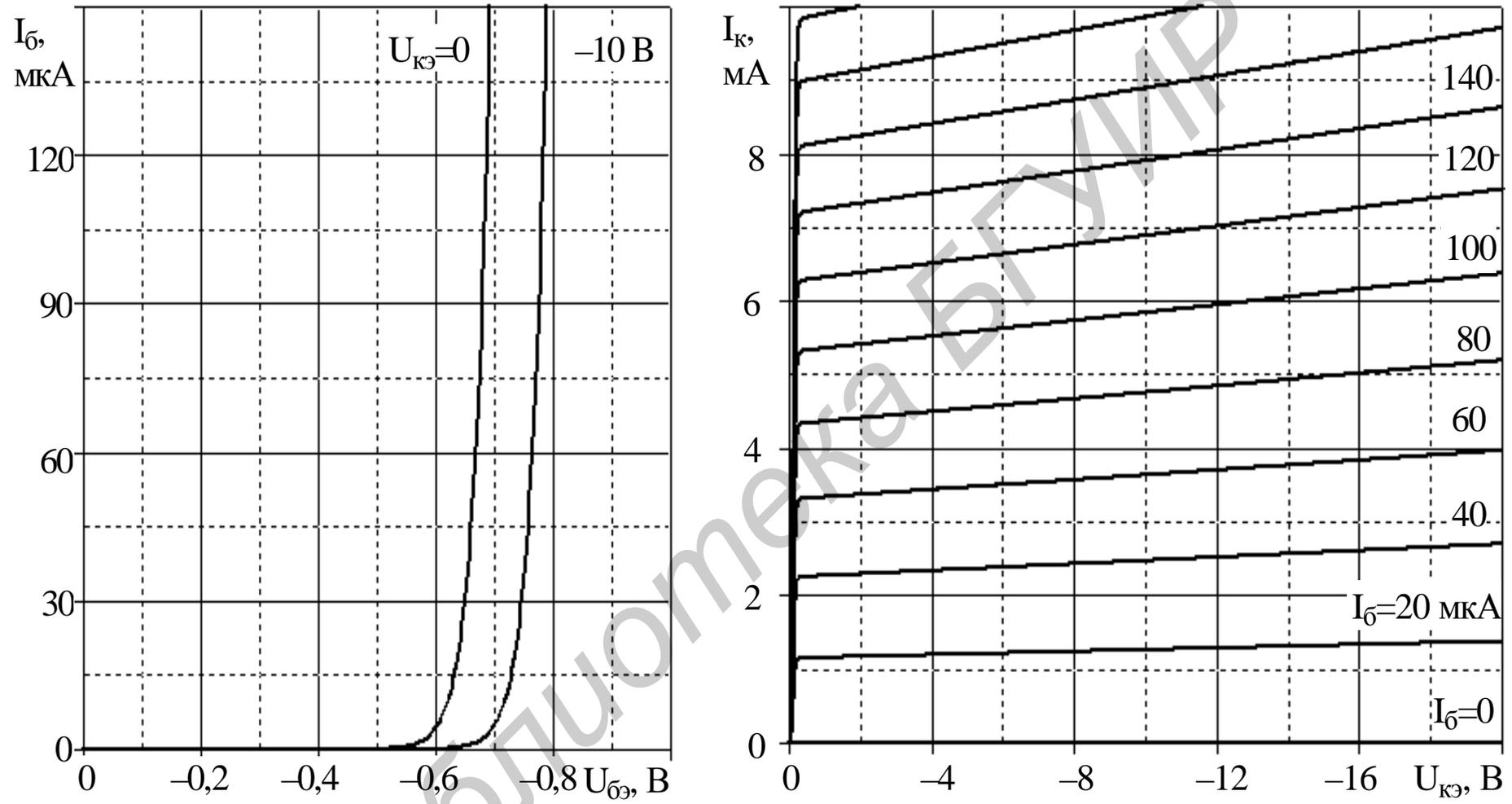


Рис. П 6.2. Характеристики транзистора КТ337Б

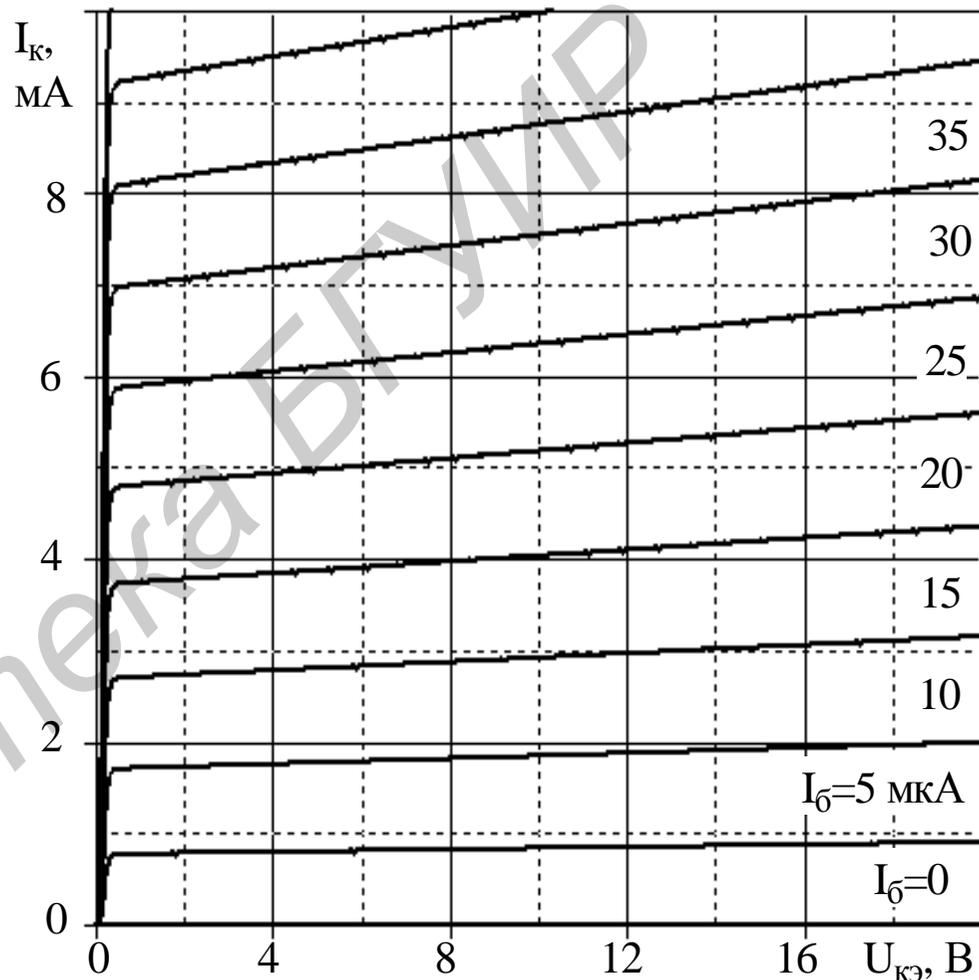
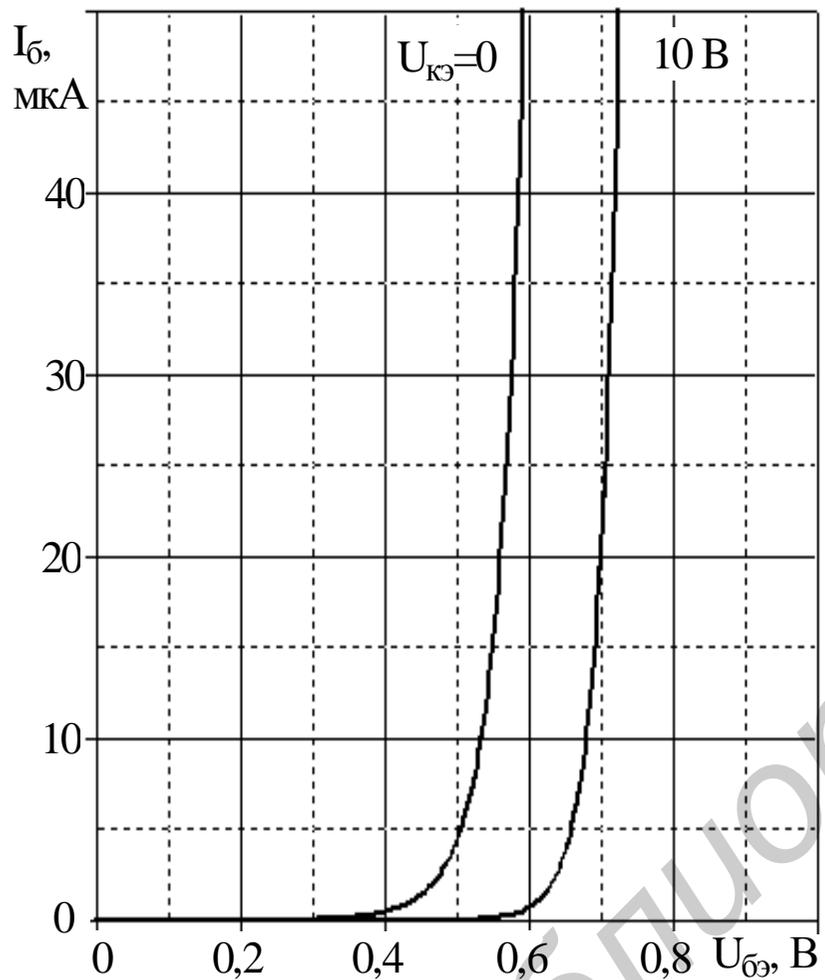


Рис. П 6.3. Характеристики транзистора КТ342А

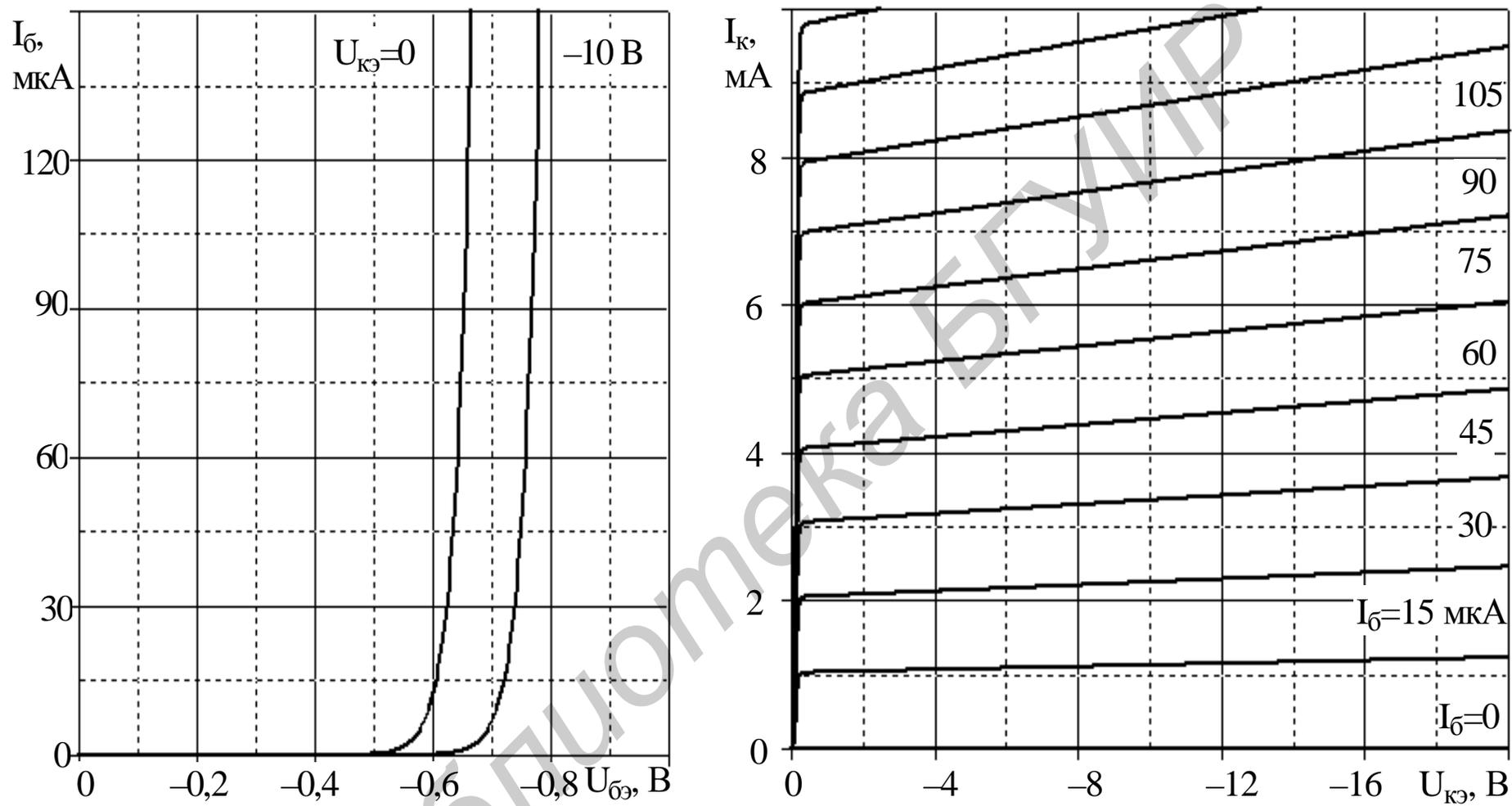


Рис. П 6.4. Характеристики транзистора КТ347А

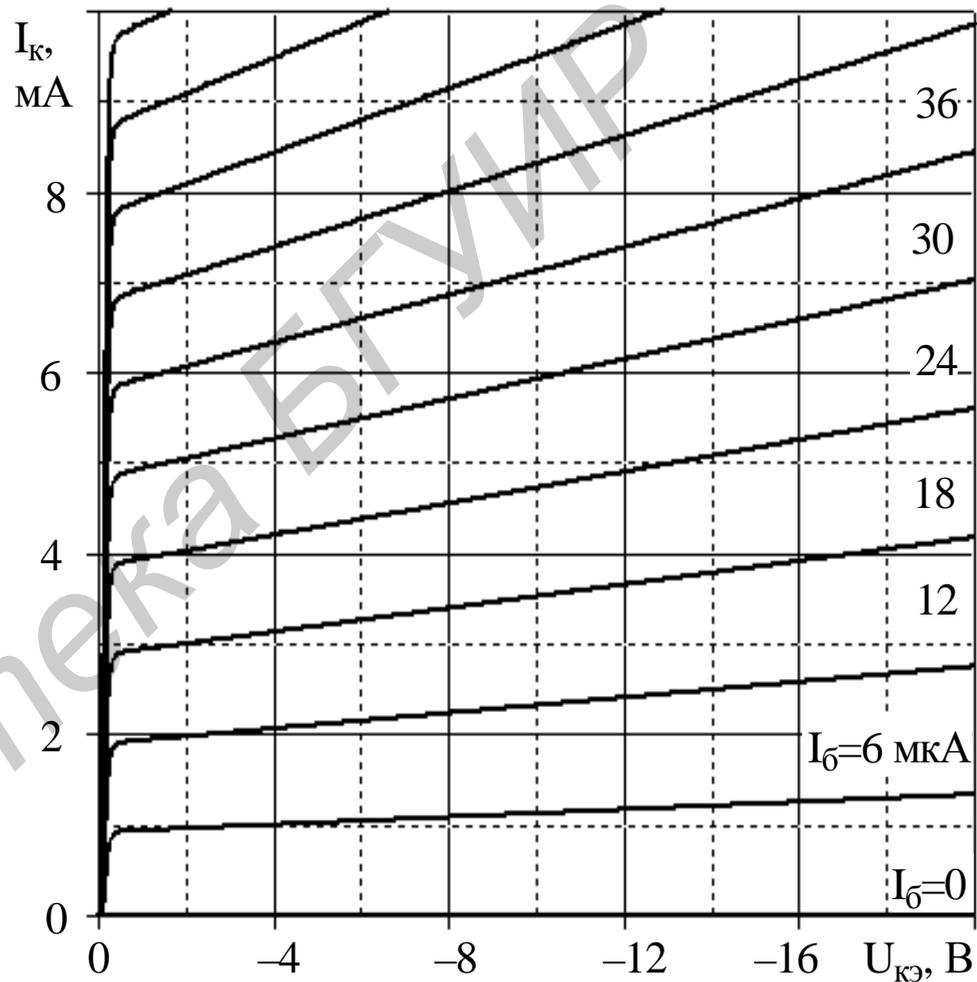
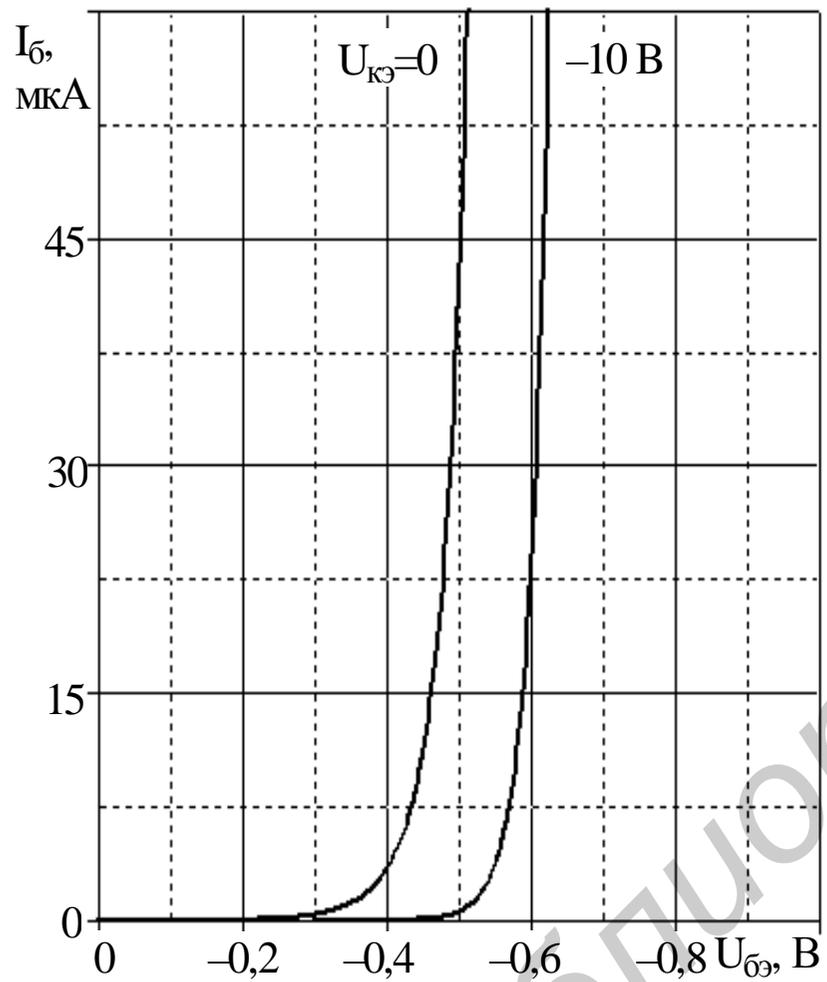


Рис. П 6.5. Характеристики транзистора КТ349Б

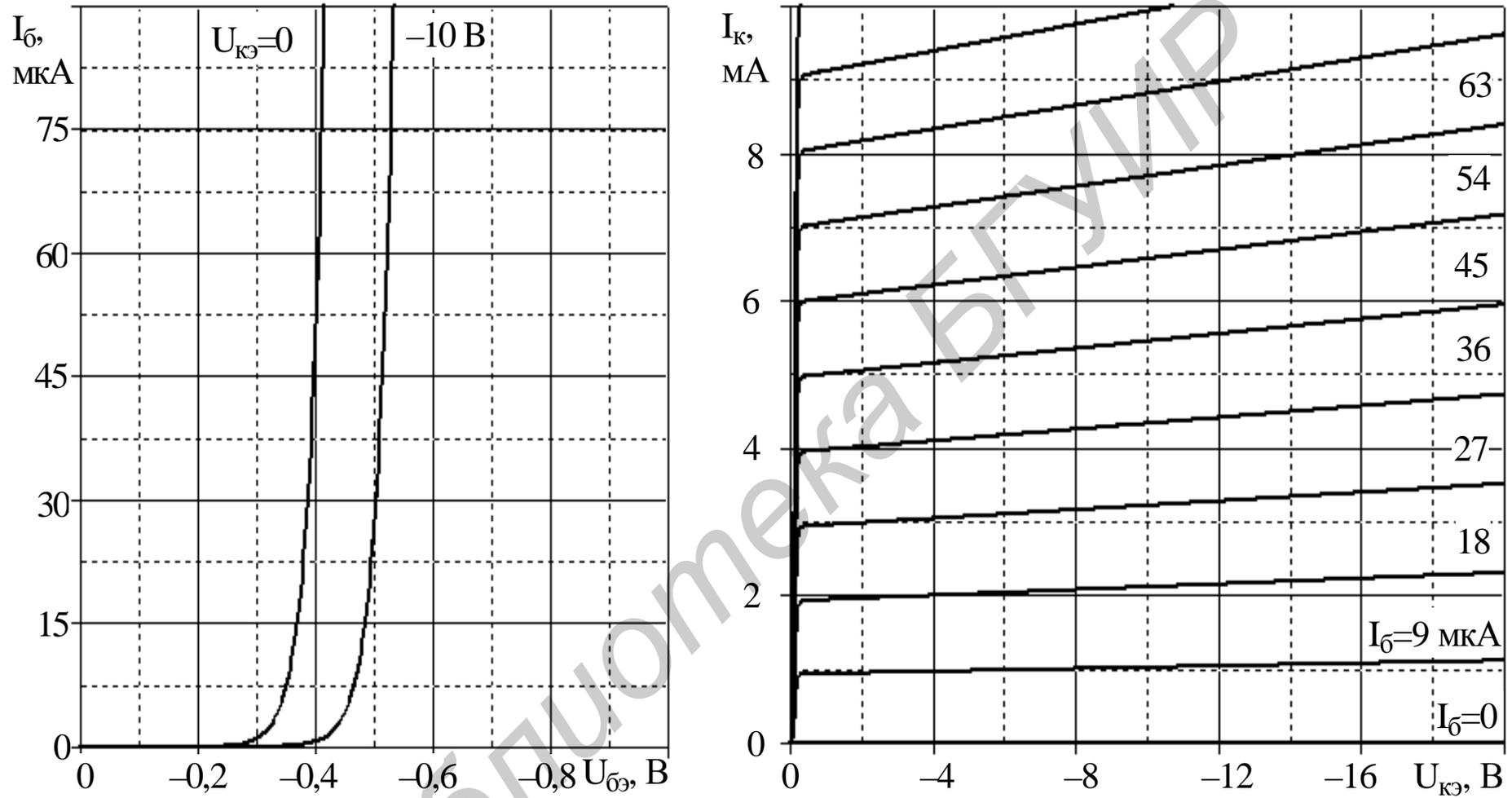


Рис. П 6.6. Характеристики транзистора КТ350А

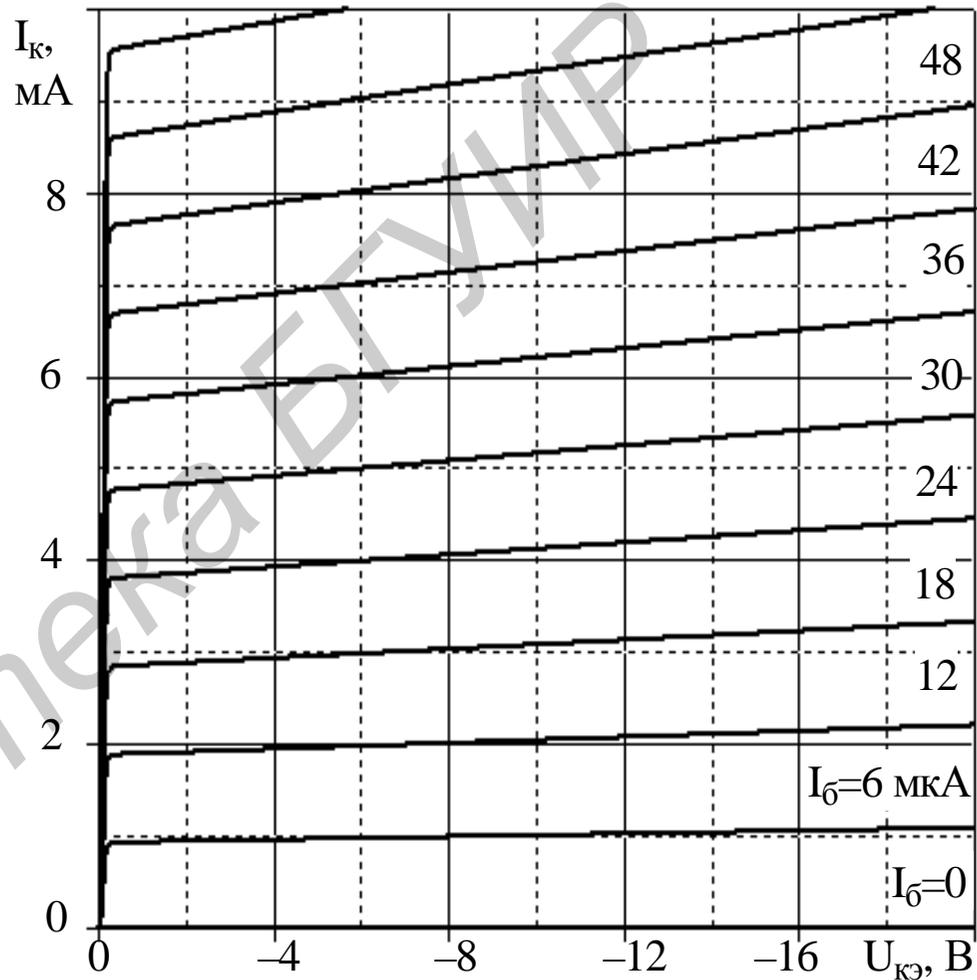
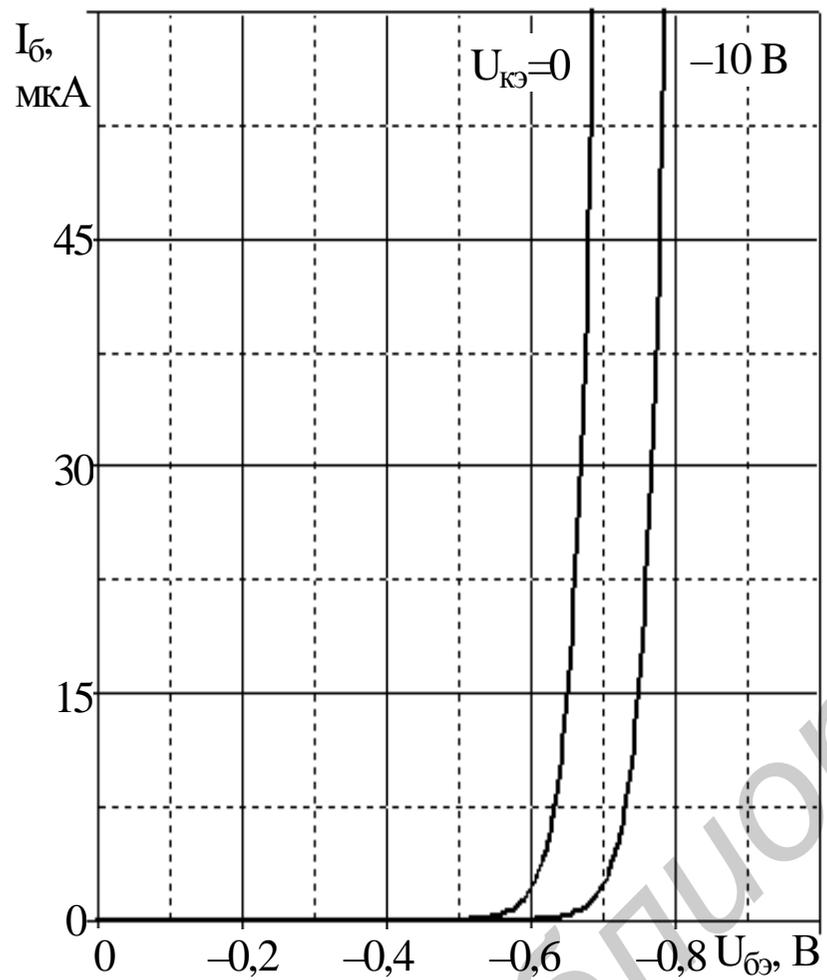


Рис. П 6.7. Характеристики транзистора КТ351А

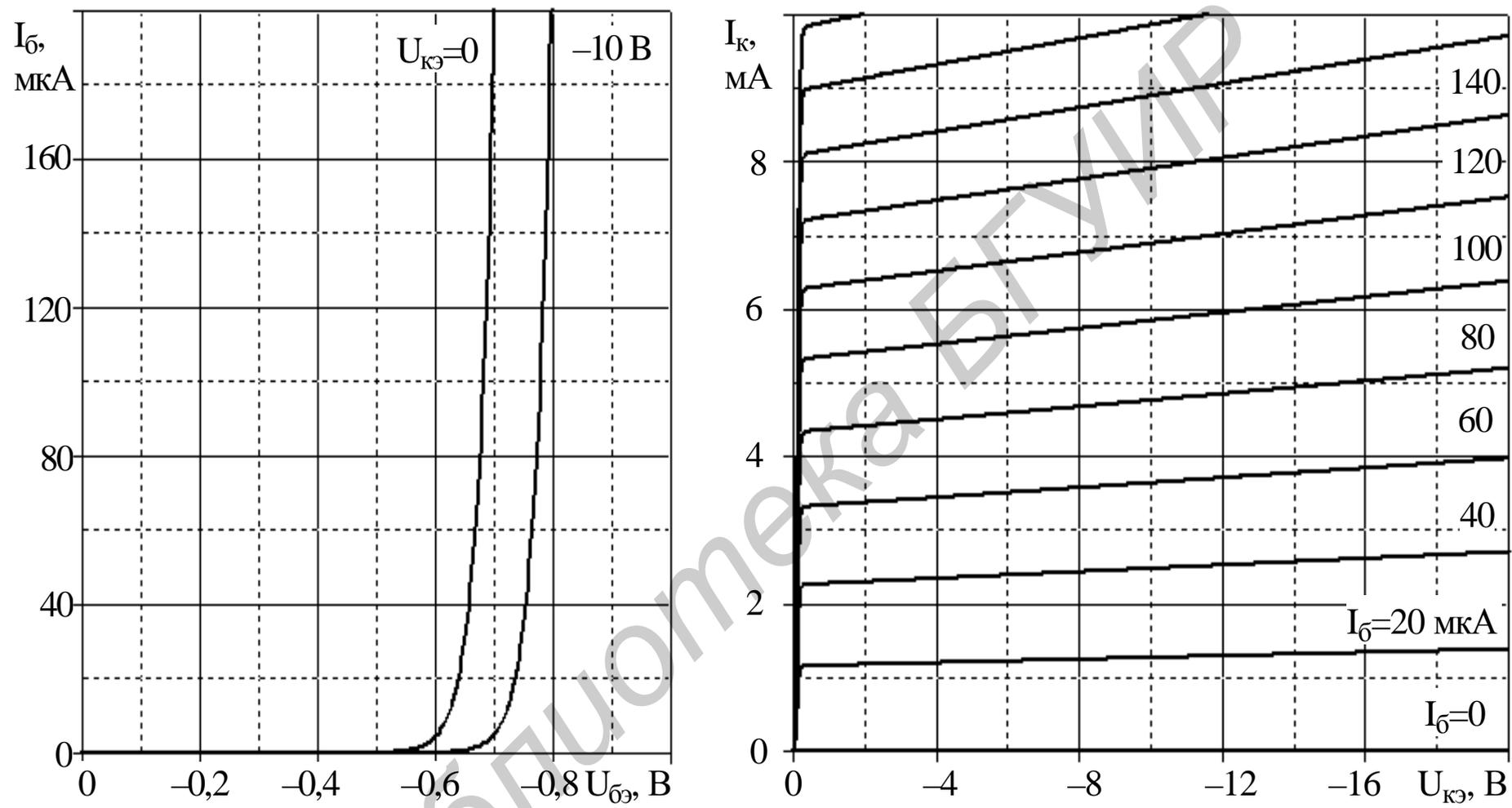


Рис. П 6.8. Характеристики транзистора КТ357А

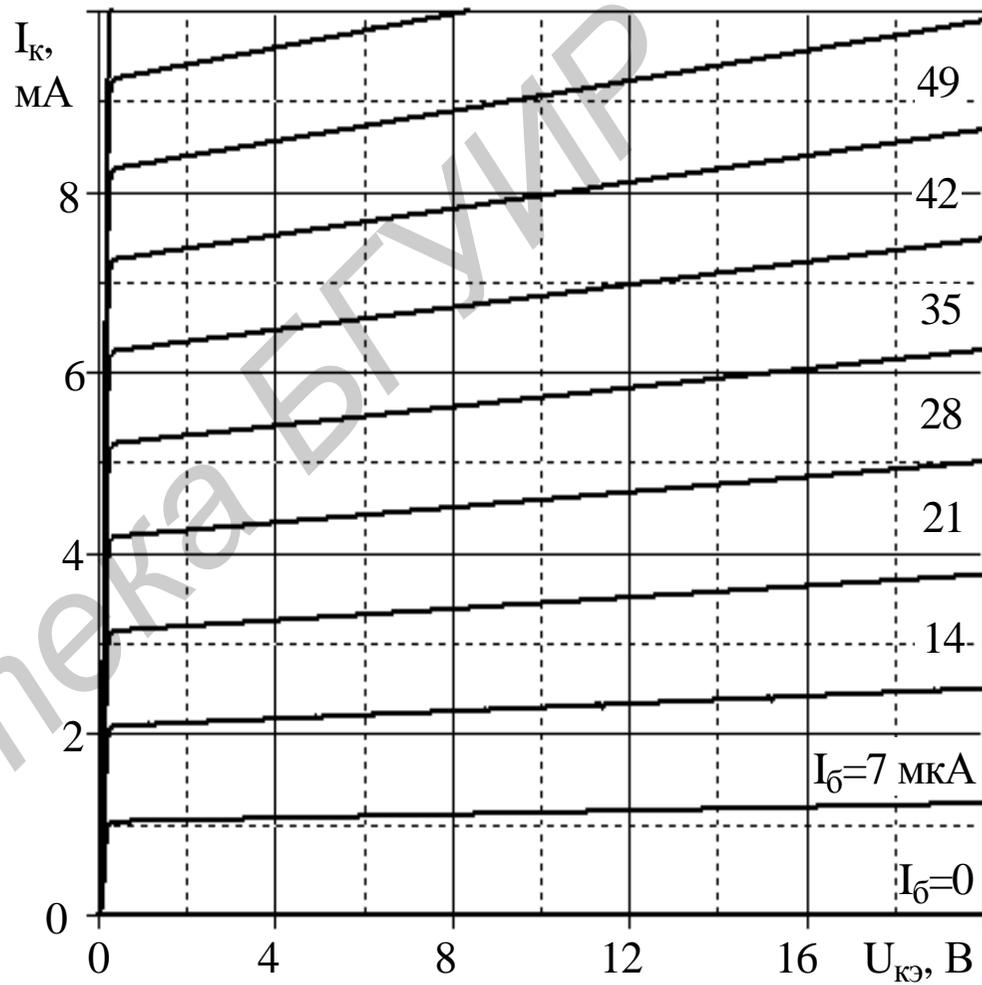
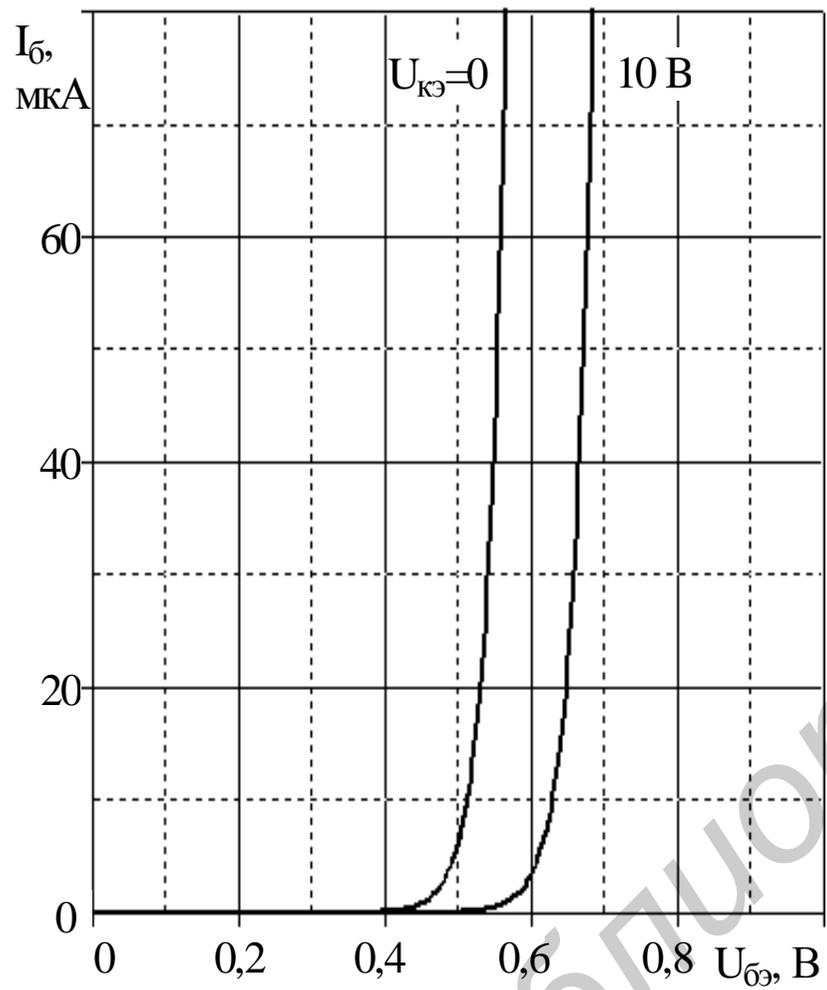


Рис. П 6.9. Характеристики транзистора КТ358Б

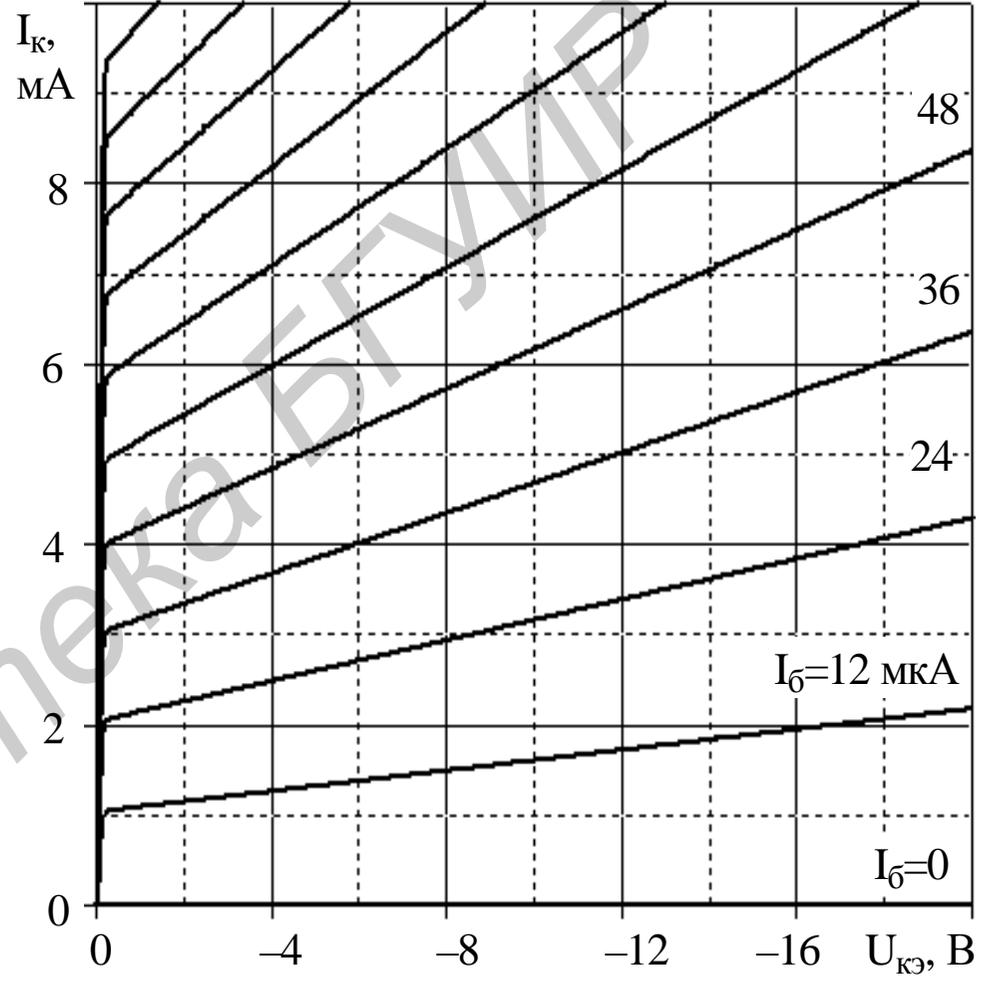
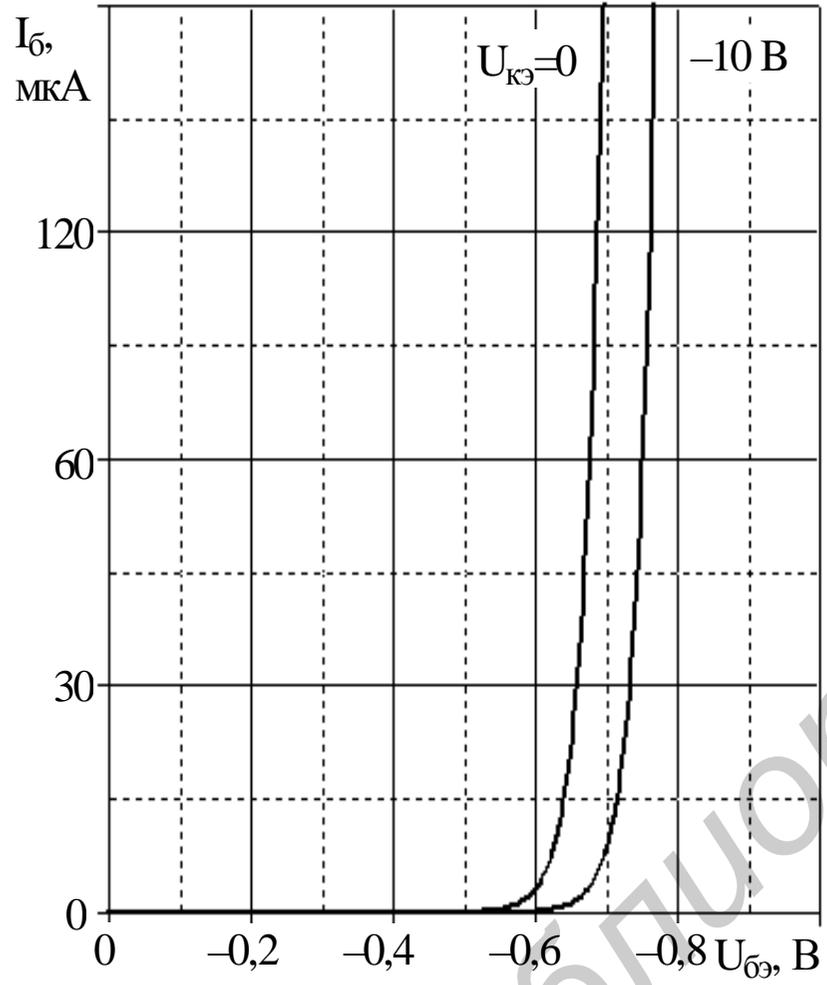


Рис. П 6.10. Характеристики транзистора КТ361Г

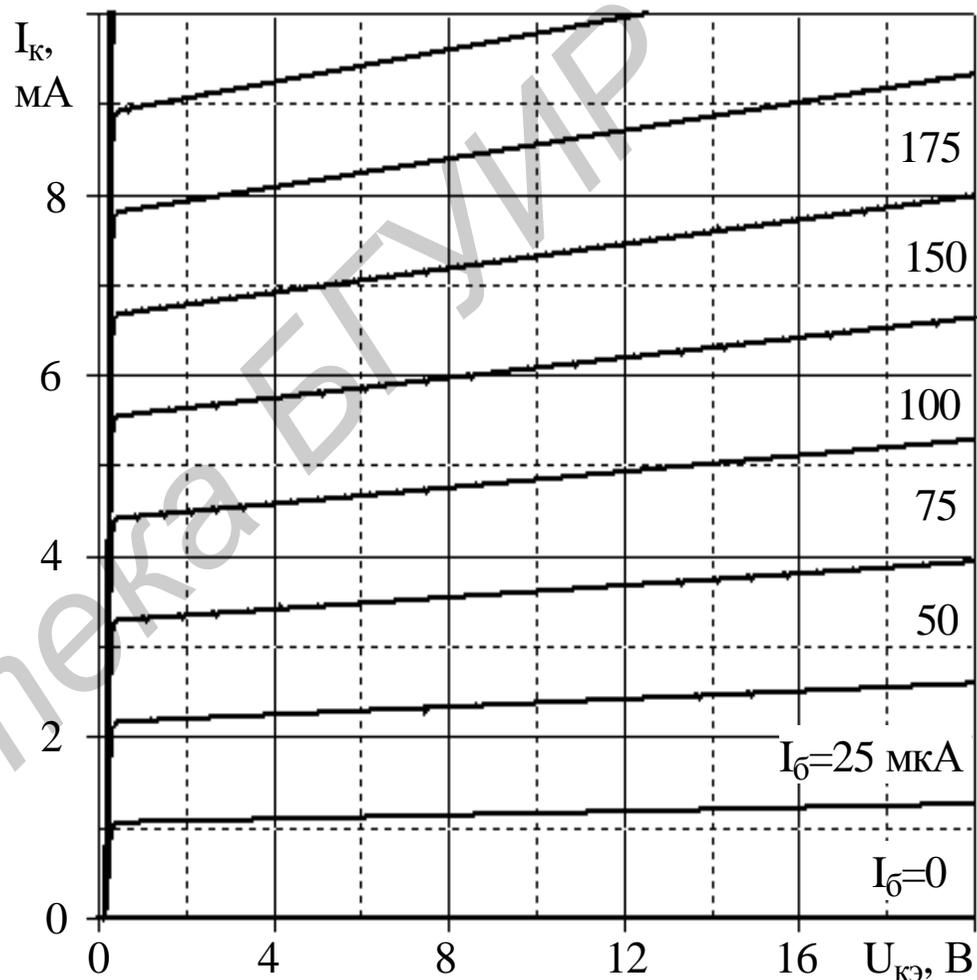
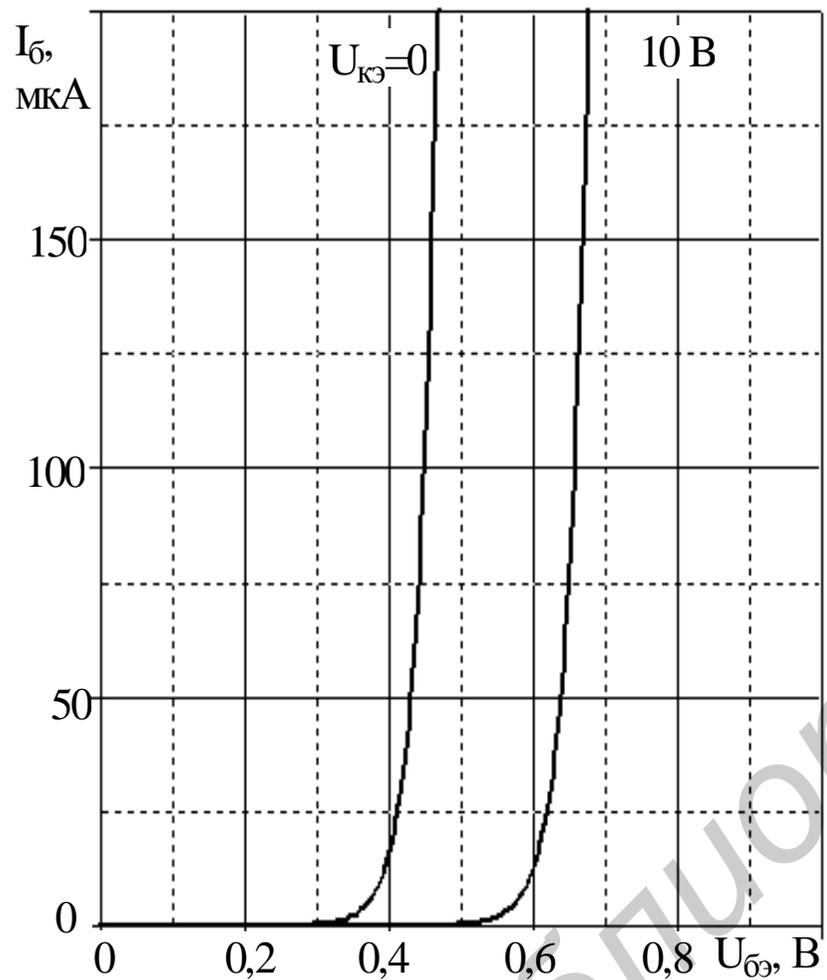


Рис. П 6.11. Характеристики транзистора КТ375Б

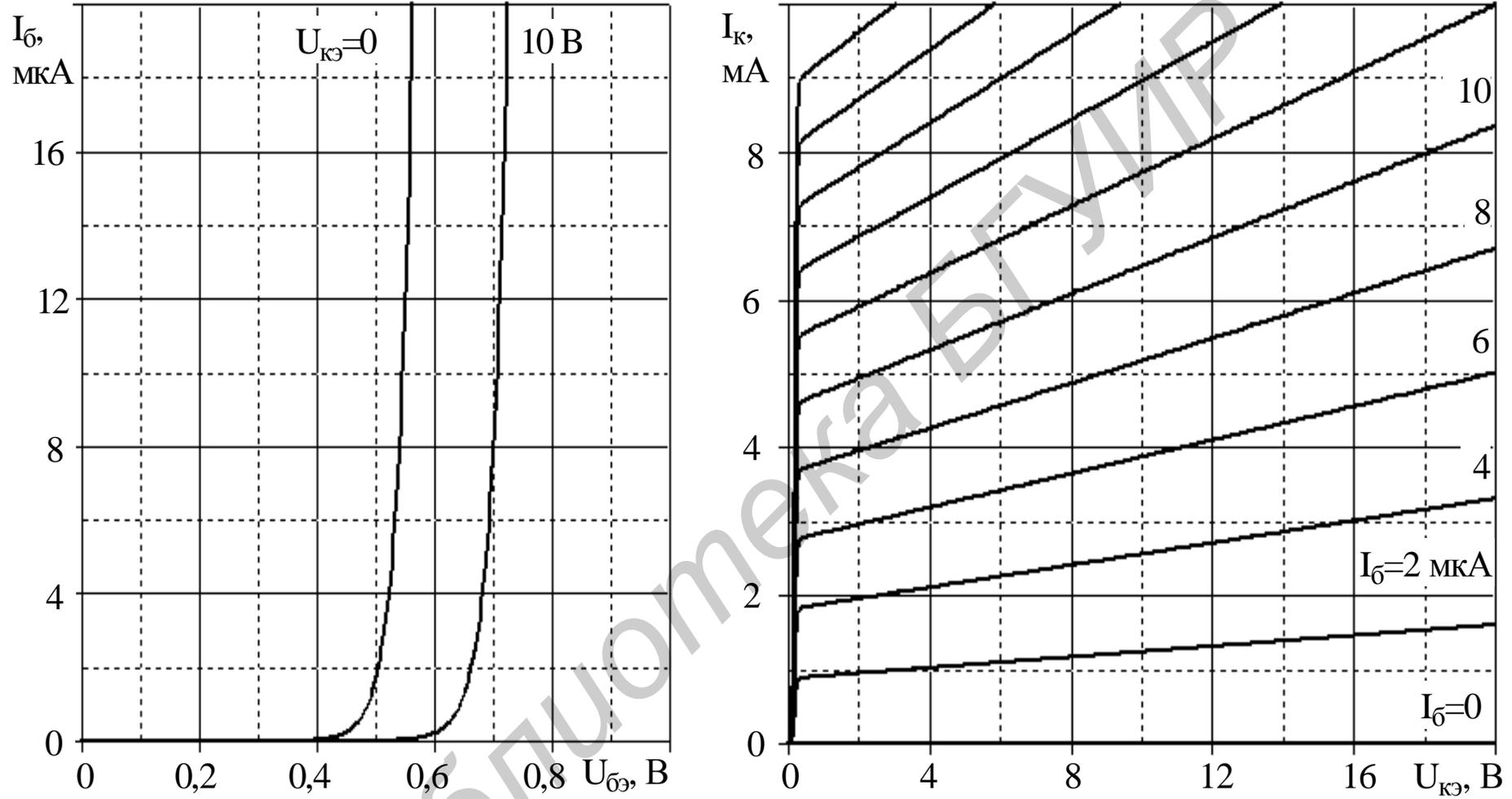


Рис. П 6.12. Характеристики транзистора КТ3102Г

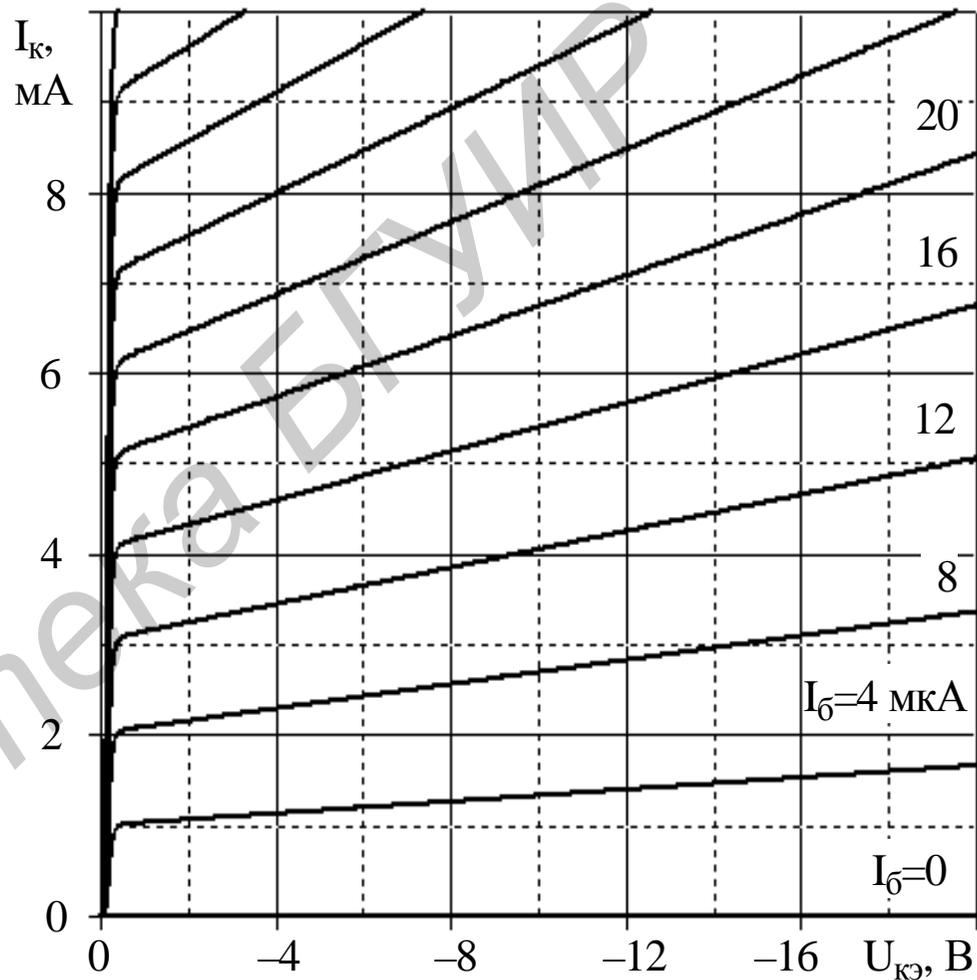
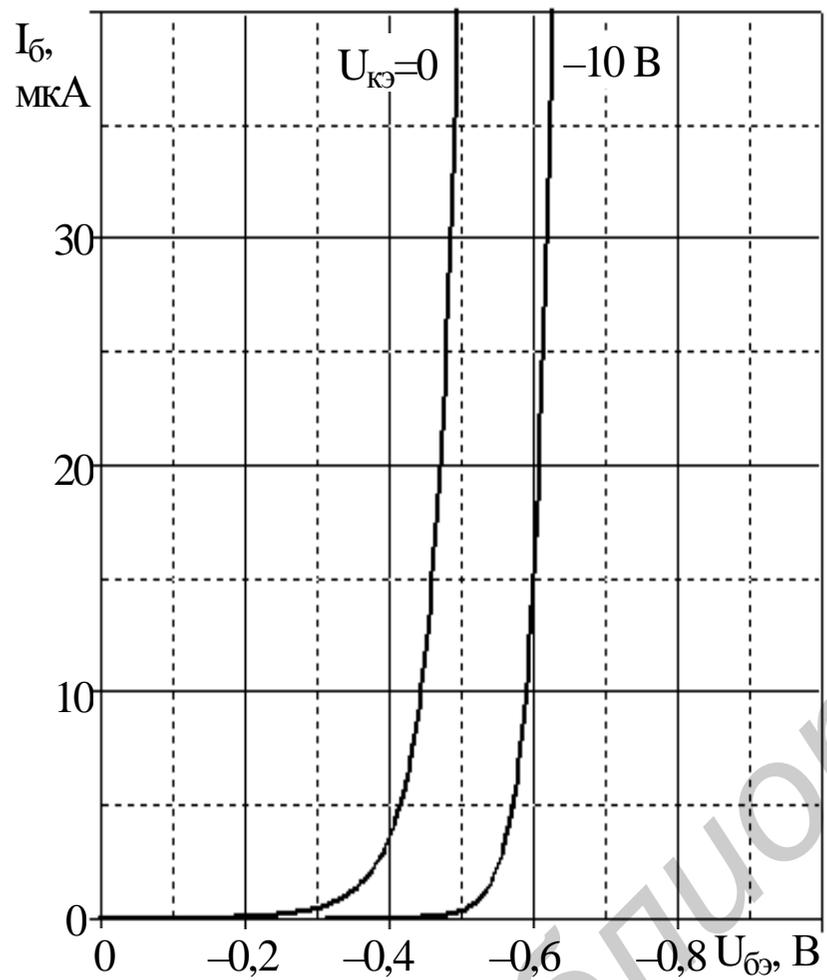


Рис. П 6.13. Характеристики транзистора КТ3107Г

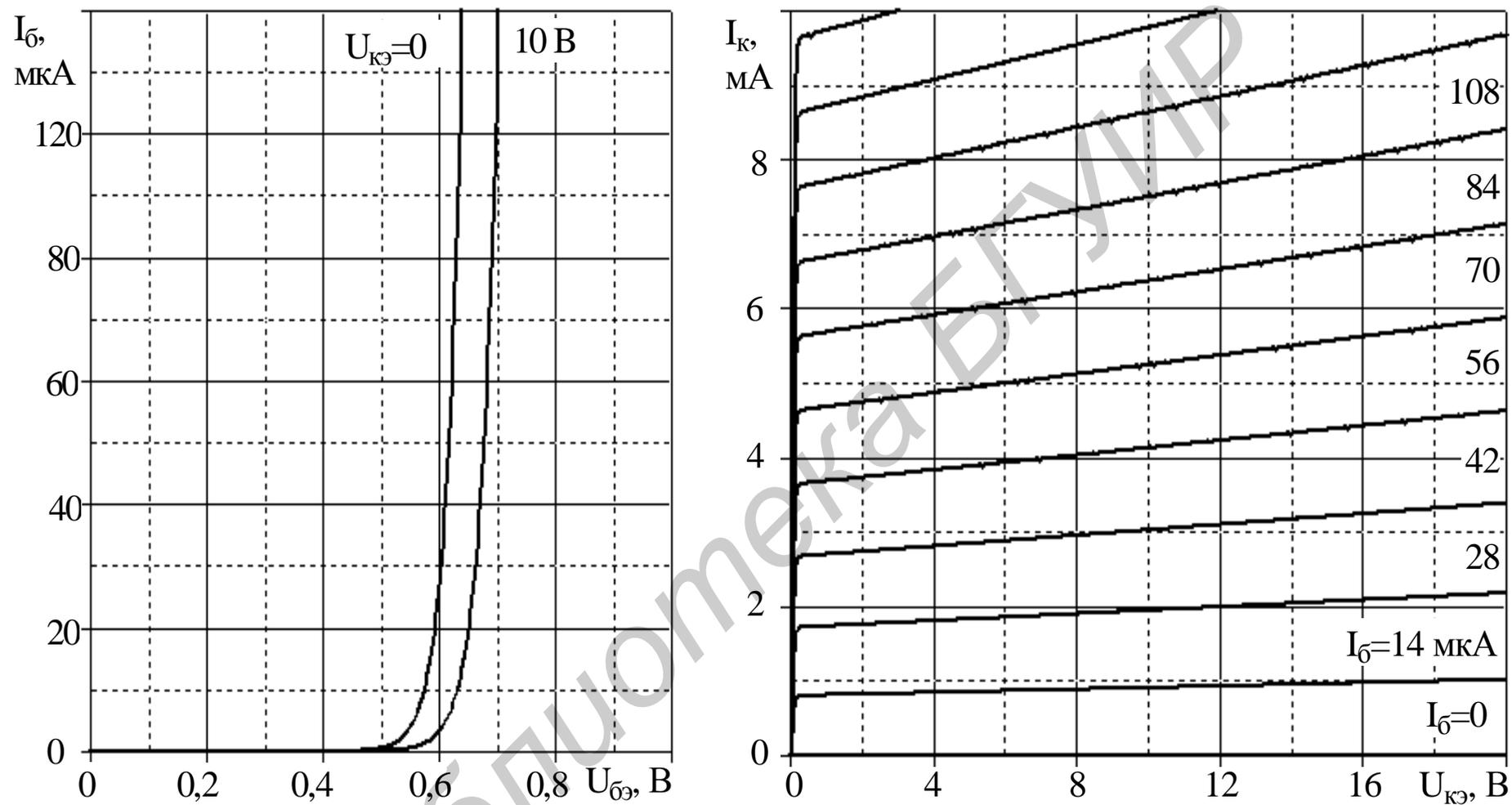


Рис. П 6.14. Характеристики транзистора КТ3117А

Библиотека БГУИР

Учебное издание

Дробот Сергей Викторович
Мельников Владимир Александрович
Путилин Владимир Николаевич

**ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА.
ПРАКТИКУМ**

Учебное пособие

Редактор *Т. П. Андрейченко*
Корректор *Е. Н. Батурчик*
Компьютерная верстка *Е. С. Чайковская*

Подписано в печать 08.04.2009. Формат 60x84 ¹/₁₆. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Печать ризографическая. Усл. печ. л. 15,11. Уч.- изд. л. 15,0. Тираж 500 экз. Заказ 409.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ № 02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП № 02330/0131666 от 30.04.2004.
220013, Минск, П. Бровки, 6.