

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ЕЛЕЦКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ И.А.БУНИНА»

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
К ВЫПОЛНЕНИЮ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ
ПО КУРСАМ «ЭЛЕКТРОНИКА» И
«ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА»**

***ЧАСТЬ 1 «ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ»,
«УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА», «ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО
ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ»***

Авторы:

Зайцева, И.Н. (кандидат педагогических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и компьютерной техники)

Спирин В.Г. (старший преподаватель кафедры радиоэлектроники и компьютерной техники)

Рецензенты:

С.В. Елецких, кандидат технических наук, доцент кафедры технологических процессов в машиностроении и агроинженерии

(Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина)

А.Н. Афанасов, начальник энергомеханического отдела – главный механик (ПАО «Елецгидроагрегат»)

В методических указаниях представлены требования к выполнению лабораторных работ по отдельным разделам электроники.

Излагаются краткие сведения из теории, необходимые для выполнения лабораторных работ, порядок выполнения работы, указания по оформлению отчёта, контрольные вопросы для проверки усвоенного материала.

Предназначены для студентов очной и заочной форм обучения по направлениям подготовки бакалавров 43.03.01 Сервис (профиль Сервис электронной техники), 11.03.01 Радиотехника и специальности СПО 11.02.02 Техническое обслуживание и ремонт радиоэлектронной техники (по отраслям).

Методические указания могут быть рекомендованы студентам других направлений, изучающих дисциплины «Электроника», «Электротехника и электроника», «Электротехника, электроника и схемотехника».

СОДЕРЖАНИЕ

1. Описание стенда тренажера для сборки и изучения аналоговых схем IDL -600.....	5
2. Правила техники безопасности в лаборатории	7
3. Общие методические рекомендации и указания по выполнению лабораторных работ.....	9
Лабораторная работа № 1	
Исследование полупроводниковых диодов.....	11
Лабораторная работа № 2	
Исследование стабилитрона и стабистора.....	15
Лабораторная работа № 3	
Исследование туннельного и обращенного диодов.....	20
Лабораторная работа № 4	
Исследование тиристора.....	26
Лабораторная работа № 5	
Исследование биполярного транзистора, включенного с ОБ.....	30
Лабораторная работа № 6	
Исследование биполярного транзистора, включенного с ОЭ.....	38
Лабораторная работа № 7	
Исследование полевого транзистора.....	43
Лабораторная работа № 8	
Исследование двухполупериодной схемы выпрямления.....	48
Лабораторная работа № 9	
Исследование мостовой схемы выпрямления.....	53
Лабораторная работа № 10	
Исследование параметрического стабилизатора напряжения.....	56
Лабораторная работа № 11	
Исследование компенсационного стабилизатора напряжения.....	61
Лабораторная работа № 12	
Исследование параметрического стабилизатора тока.....	66
Лабораторная работа № 13	
Режим каскада с общим эмиттером по постоянному току.....	71
Лабораторная работа № 14	
Исследование усилителя напряжения звуковой частоты на транзисторе.....	78

Лабораторная работа № 15	
Исследование эмиттерного повторителя.....	85
Лабораторная работа № 16	
Исследование двухтактного усилителя мощности.....	90
Лабораторная работа № 17	
Исследование усилителя постоянного тока.....	97
Лабораторная работа № 18	
Исследование обратных связей в усилителе звуковой частоты.....	105
ЛИТЕРАТУРА	110

1. Описание стенда тренажера для сборки и изучения аналоговых схем IDL -600

Стенд тренажер (рис. 1) представляет собой рабочее место, оборудованное макетной платой для сборки радиоэлектронных схем по заданию преподавателя без использования традиционной в таких случаях пайки. Это позволяет проводить занятия по радиомонтажу в помещениях необорудованных системой вытяжной вентиляции.

Макетная плата AD-200 содержит 1896 точек подключения, которые обеспечивают установку элементов всех типов в DIP-корпусах, а также любых радиодеталей с жесткими выводами диаметром 0,3 – 0,8 мм.



Рис.1 Внешний вид стенда тренажера для сборки и изучения аналоговых схем IDL -600

- В конструкции стенда тренажера IDL-600 предусмотрены:
- регулируемый источник питания постоянного тока -15В..0..+15В / 300 мА;
 - источник питания постоянного тока +5В/1А;
 - источник питания постоянного тока -В/100мА;
 - генератор сигналов синусоидальной/треугольной/прямоугольной формы 1Гц 100кГц/5диапазонов;
 - вольтметр постоянного тока 0-30 В, класс точности 1.5;

- амперметр постоянного тока 0-100 мА, класс точности 1.5;
- 2-х позиционный ползунковый переключатель – 2 шт.;
- 3-позиционный ползунковый переключатель – 1 шт.;
- потенциометр 1 кОм – 1шт;
- потенциометр 100 кОм – 1 шт.;
- 6-позиционный вращающийся переключатель – 1 шт.;
- динамик 2 ¼", 8 Ом;
- разъем для однополюсного штекера диаметром 4 мм – 2 шт
- разъем BNC-типа – 2 шт.

2. Правила техники безопасности в лаборатории

При работе в лаборатории электротехники и электроники во избежание несчастных случаев, а также преждевременного выхода из строя приборов и электрооборудования студент при выполнении лабораторных работ должен строго выполнять следующие правила техники безопасности:

1. Приступая в лаборатории к работе, студенты должны ознакомиться с правилами техники безопасности.

2. После ознакомления с правилами внутреннего распорядка и инструктажа по технике безопасности студент должен расписаться в соответствующем журнале.

3. При работе в лаборатории категорически запрещается приносить с собой вещи и предметы, загромождающие рабочие места, способствующие созданию условий, могущих привести к нарушению правил техники безопасности.

4. В лаборатории запрещается громко разговаривать, покидать рабочие места и переходить от одного стенда к другому.

5. Приступая к работе в лаборатории, студенческая группа делится на бригады, которые затем распределяются по лабораторным стендам.

6. Сборку электрической цепи производят соединительными проводами при выключенном напряжении питания в строгом соответствии со схемой, представленной в лабораторном практикуме, обеспечивая при этом надежность электрических контактов всех разъёмных соединений.

7. Приступая к сборке электрической цепи, необходимо убедиться в том, что к стенду не подано напряжение.

8. При сборке электрической цепи необходимо следить затем, чтобы соединительные провода не перегибались и не скручивались петлями.

9. Приборы и электрооборудование расставляются так, чтобы было удобно ими пользоваться.

10. Собранная электрическая цепь предъявляется для проверки преподавателю или лаборанту.

11. Включение электрической цепи под напряжение (после проверки) производится только с разрешения и в присутствии преподавателя или лаборанта.

12. При обнаружении неисправностей в электрической цепи необходимо немедленно отключить ее от питающей сети и доложить об этом преподавателю или лаборанту.

13. Переключения и исправления в собранной электрической цепи разрешается производить только при отключенном напряжении питания.

14. Запрещается прикасаться пальцами, карандашами и другими предметами к оголенным токоведущим частям электрической цепи, находящимся под напряжением.

15. При работе с конденсаторами следует помнить, что на их зажимах, отключенных от сети, некоторое время сохраняется электрический заряд, могущий быть причиной поражения электрическим током.

16. При обнаружении повреждений электрического оборудования и приборов стенда, а также при появлении дыма, специфического запаха или искрения необходимо немедленно выключить напряжение питания стенда и известить об этом преподавателя или лаборанта.

17. После выполнения лабораторной работы необходимо выключить напряжение питания стенда, разобрать исследуемую электрическую цепь и привести в порядок рабочее место.

18. В случае поражения человека электрическим током необходимо немедленно обесточить стенд, выключив напряжение питания. При потере сознания и остановке дыхания необходимо немедленно освободить пострадавшего от стесняющей его одежды и делать искусственное дыхание до прибытия врача.

3. Общие методические рекомендации и указания по выполнению лабораторных работ

Подготовка к лабораторной работе

Очередность и даты выполнения лабораторных работ объясняются преподавателем на вводном занятии. Студент должен заблаговременно подготовиться к предстоящему занятию в лаборатории. В подготовку входит изучение соответствующих разделов теоретического курса по лекционным записям и учебной литературе, указанной в описании каждой работы; подробном изучении содержания работы; в аккуратном вычерчивании электрических схем экспериментов и таблиц наблюдений в отчет для выполнения лабораторной работы.

До начала лабораторных занятий надо познакомиться с правилами выполнения лабораторных работ, методикой оценки погрешностей, способами приближенных вычислений, приемами построения графиков и векторных диаграмм.

Каждый студент обязан усвоить правила техники безопасности, уметь оказать первую помощь при поражении электрическим током и механических травмах.

Студенты, явившиеся на занятие неподготовленными, не допускаются к работе, и в течение времени, отведенном для выполнения лабораторной работы, изучают в читальном зале или лаборатории не освоенный ими материал по учебной литературе.

Отчет по лабораторной работе

Отчет должен содержать: титульный лист, схемы экспериментов, таблицы с данными измерений, графики, векторные диаграммы, результаты вычислений, расчетные формулы, перечень использованного оборудования и выводы.

Полученные данные наблюдений студент частично обрабатывает в лаборатории, а окончательно – дома. Электрические схемы, векторные диаграммы и графики следует вычерчивать аккуратно карандашом, применяя чертежные принадлежности. Векторные диаграммы строятся с соблюдением масштаба: выбранный масштаб указывается рядом с начерченной диаграммой. При вычерчивании электрических схем следует использовать условные обозначения в соответствии с ГОСТами. При построении графиков необходимо на осях координат указывать обозначения откладываемых величин, единицы их измерений. Вдоль осей координат наносят деления и представляют в масштабе числовые значения.

Отчет выполняется рукописно на стандартных листах формата А4 (размеры 210x297 мм) и скрепляется скрепкой. Нумерация страниц отчета – сквозная (первой страницей является титульный лист).

Отчет, подписанный студентом с проставленной датой выполнения, представляется преподавателю на следующее лабораторное занятие. При защите работы студент обязан объяснить любой выполненный опыт или расчет и ответить на дополнительные вопросы преподавателя по данной теме. Студенты, не представившие отчет и не получившие зачет по предыдущей работе, к выполнению последующих работ не допускаются.

Обработка пропущенных лабораторных работ производится в дополнительное время по согласованию с преподавателем

Лабораторная работа № 1

Исследование полупроводниковых диодов

Цель работы. Изучить основные свойства, характеристики и параметры полупроводниковых диодов и экспериментально исследовать их вольтамперные характеристики (ВАХ).

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. G1 (ГТ) – генератор тока стенда;
3. PA1 ($I_{пр}$) – АВМ1 на пределе измерения «10 мА»;
4. PV1($U_{пр}$) – АВМ2 на пределах измерения «0,5 В» и «1 В» соответственно для германиевого и кремниевого диодов;
5. VD1 – исследуемые диоды Д9 и КД103.
6. G2(ГНЗ) – источник напряжения стенда.
7. PA1 ($I_{обр}$) – АВО на пределах измерения «0,1 мА» и «0,01 мА»;
8. PV1($U_{пр}$) – АВМ2 на пределе измерения «100 В».

Основные теоретические положения

Полупроводниковый диод содержит один p - n -переход и имеет два вывода от p и n -областей. Наиболее распространены и обширны две группы диодов — выпрямительные и импульсные, называемые в некоторых справочниках универсальными.

Выпрямительные диоды, в которых используется основное свойство p - n -перехода — его односторонняя электропроводность, применяют главным образом для выпрямления переменного тока в диапазоне частот от 50 Гц до 100 кГц.

Импульсные диоды применяют в импульсных режимах работы.

Работа полупроводникового диода в электрической схеме определяется его вольт-амперной характеристикой (ВАХ).

Прямую ветвь ВАХ снимают, включив испытуемый диод в схему, показанную на рис. 1.1, а. Прямой ток через диод задается генератором тока ГТ, характерной особенностью которого является слабая зависимость выходного тока от сопротивления нагрузки. Плавное увеличение от нуля выходной ток генератора ГТ, измеряют прямое напряжение $U_{пр}$ диода для ряда значений прямого тока $I_{пр}$.

Обратную ветвь ВАХ снимают, включив испытуемый диод в схему, показанную на рис. 1.1, б. Плавное увеличение от нуля выходное напряжение ГНЗ, измеряют обратный ток $I_{обр}$ диода для ряда значений обратного напряжения $U_{обр}$.

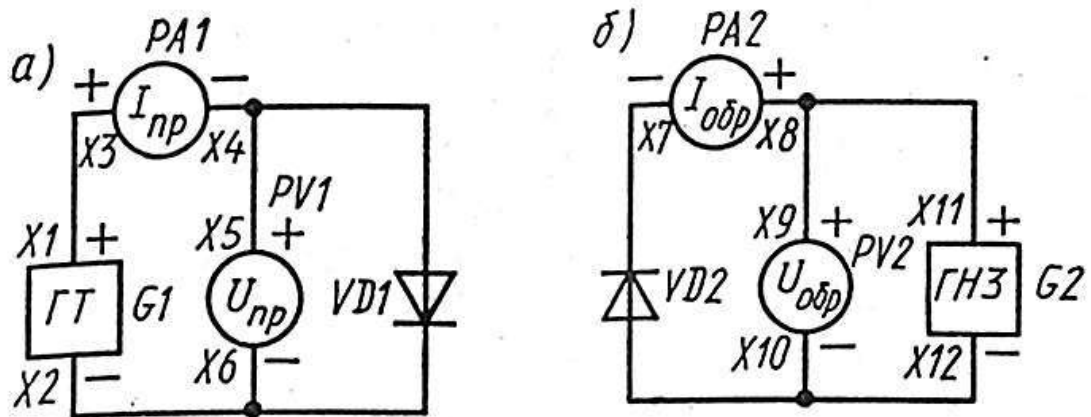


Рис.1.1

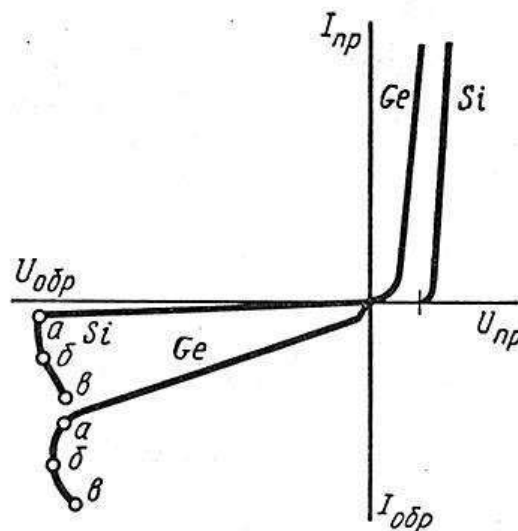


Рис. 1.2

Анализ типовых ВАХ германиевого и кремниевого диодов (рис. 2) позволяет сделать следующие выводы:

- прямое падение напряжения $U_{пр}$ на германиевом диоде почти в два раза меньше, чем на кремниевом, при одинаковых значениях прямого тока $I_{пр}$;
- германиевый диод начинает проводить ток при ничтожно малом прямом напряжении $U_{пр}$, а кремниевый — только при $U_{пр} = 0,4 \div 0,6$ В;
- обратный ток $I_{обр}$ кремниевого диода значительно меньше обратного тока германиевого при одинаковых обратных напряжениях.

Эти выводы позволяют разграничить назначение германиевых и кремниевых диодов. Германиевые диоды применяют для обработки сигналов малой амплитуды (до 0,3 В). Кремниевые диоды при подаче на них сигналов такой амплитуды одинаково плохо проводят ток как в прямом, так и в обратном направлениях. Кремниевые диоды распространены шире, чем германиевые, и применяются в тех случаях,

когда обратный ток недопустим. Кроме того, они сохраняют работоспособность до температуры окружающей среды 125—150°C, тогда как германиевые могут работать только до 70 °C.

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

- постоянное прямое напряжение $U_{пр}$ при определенном для каждого диода постоянном прямом токе или среднее прямое напряжение $U_{пр.ср}$ в схеме однополупериодного выпрямителя при определенном среднем прямом токе $I_{пр.ср}$ и максимально допустимом обратном напряжении;
- постоянный обратный ток $I_{обр}$ при определенном постоянном обратном напряжении или средний обратный ток $I_{обр.ср}$ в схеме однополупериодного выпрямителя при максимально допустимом обратном напряжении и определенном среднем прямом токе;
- максимально допустимое постоянное обратное напряжение $U_{обрmax}$;
- максимально допустимый средний прямой ток $I_{пр.ср.max}$, обычно определяемый как средний за период прямой ток в схеме однополупериодного выпрямителя.

Превышение $U_{обрmax}$ переводит диод в режим пробоя. Различают электрический и тепловой пробой p - n -перехода. Электрический пробой может быть лавинным или туннельным и не сопровождается разрушением p - n -перехода (участок *аб* на рис. 1.2). Тепловой пробой, как правило, приводит к разрушению p - n -перехода и выходу диода из строя (участок *бв* на рис. 1.2).

Экспериментальная часть

1. Вычертить табл. 1 и 2 для снятия прямой и обратной ветвей ВАХ германиевого Ge и кремниевого Si диодов.

2. Вычертить систему координат (рис. 3) для построения прямых и обратных ветвей ВАХ (масштаб по осям: $I_{пр}$ — в 1 см 2 мА; $U_{пр}$ — в 1 см 0,1 В; $I_{обр}$ — германиевого диода — в 1 см 5 мкА, кремниевого диода — в 1 см 0,05 мкА; $U_{обр}$ — в 1 см 5 В).

3. Зарисовать схемы для получения ВАХ диодов (рис. 1.3, а, б).

4. Собрать схему, показанную на рис. 1.1, а. Поочередно снять прямые ветви ВАХ германиевого и кремниевого диодов и занести результаты измерений в табл. 1.1

5. Собрать схему, показанную на рис. 1.1, б, поочередно снять обратные ветви ВАХ диодов и занести результаты измерений в табл. 1.2.

6. Пользуясь данными табл. 1.1 и 1.2, построить прямые и обратные ветви ВАХ германиевого и кремниевого диодов в координатных осях.

Таблица 1.1

Прямой ток $I_{пр}$, мА		0,05	0,2	0,5	1	5	10
Прямое напряжение $U_{пр}$, В	Ge						
	Si						

Таблица 1.2

Обратное напряжение $U_{обр}$, В		1	5	10	20	30
Обратный ток $I_{обр}$, мА	Ge					
	Si					

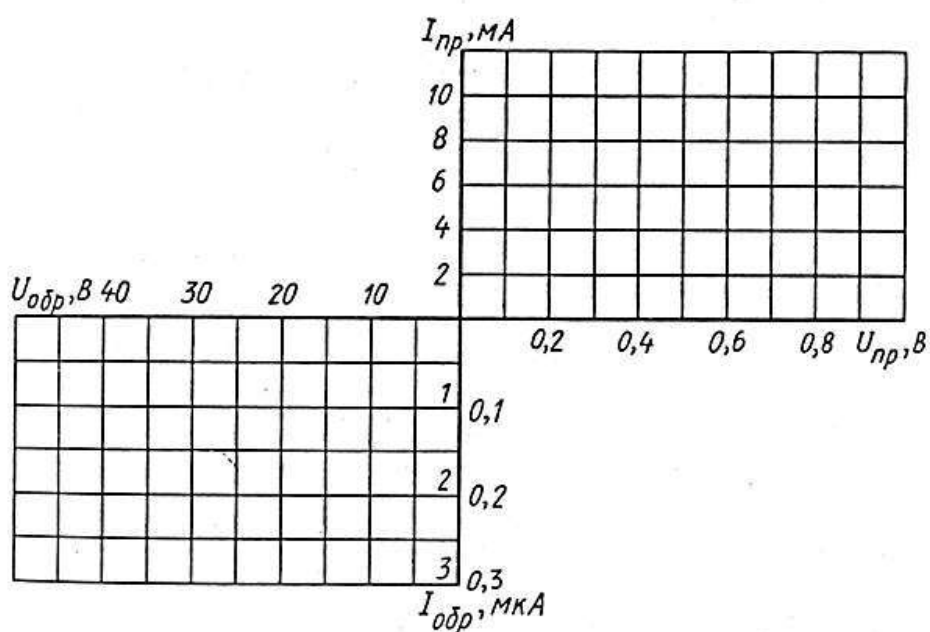


Рис. 1.3

Контрольные вопросы

1. Какие основные полупроводниковые диоды вы знаете?
2. Где применяют выпрямительные диоды?
3. Каковы особенности импульсных, точечных и плоскостных диодов?
4. Сравните германиевый и кремниевый диод, пользуясь их ВАХ.
5. Каковы основные параметры выпрямительных диодов?

Лабораторная работа № 2

Исследование стабилитрона и стабистора

Цель работы. Снятие и анализ вольт-амперных характеристик кремниевых стабилитрона и стабистора. Определение их параметров по характеристикам.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. G1 (ГТ) – генератор тока стенда;
3. PA1($I_{пр}$) – АВМ1 на пределах измерения «10 мА» и «5 мА»;
4. PVI($U_{пр}$) – АВМ2 на пределах измерения «1 В» и «0,5 В»;
5. VD1 – стабилитрон Д814А.
6. G2 (ГТ) – генератор тока стенда;
7. PA2($I_{ст}$) – АВМ1 на пределе измерения «10 мА»;
8. PV2($\delta U_{ст}$) – АВМ2 на пределе измерения «10 В»; обратное напряжение измеряют, закоротив гнезда X13 и X14.
9. G2 (ГТ) – генератор тока стенда;
10. PA2($I_{ст}$) – АВМ1 на пределе измерения «10 мА»;
11. PV2($\delta U_{ст}$) – АВО на пределах измерения «5 В», «1 В», «0,5 В» и «0,1 В»;
12. G3 (ГН2) – генератор напряжения стенда.

Основные теоретические положения

Стабилитроны и стабисторы — это полупроводниковые диоды, на которых напряжение сохраняется с определенной точностью при изменении протекающего через них тока в заданном диапазоне. Это приборы предназначены для стабилизации напряжения. Участки ВАХ, соответствующие электрическим режимам стабилитронов и стабисторов в режиме стабилизации, называют рабочими (участки *ав* и *вг* на рис. 2.1).

Рабочий участок стабилитрона расположен на обратной ветви ВАХ, т. е. прибор работает в режиме пробоя. Рабочий участок стабистора расположен на прямой ветви ВАХ.

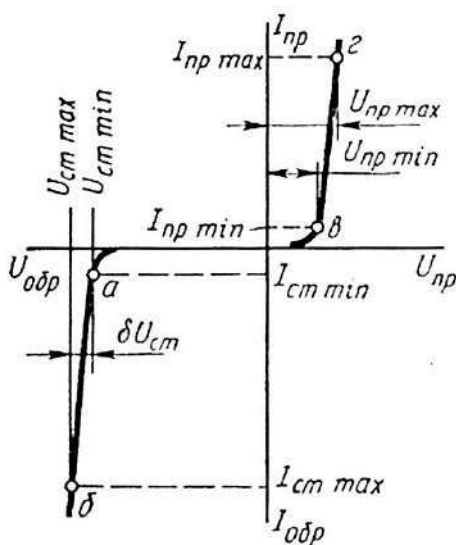


Рис. 2.1 ВАХ стабилитрона и стабистора

Основными параметрами стабилитронов являются:

- номинальное напряжение стабилизации $U_{СТ. ном.}$ — среднее напряжение стабилизации стабилитрона при 298 К и определенном токе стабилизации $I_{СТ}$;
- разброс напряжений стабилизации $\Delta U_{СТ}$ — интервал напряжений, в пределах которого находится напряжение стабилизации прибора данного типа;
- температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{U_{СТ}}$, показывающий, на сколько процентов изменяется напряжение стабилизации $U_{СТ}$ при изменении температуры окружающей среды на 1 К;
- дифференциальное сопротивление $r_{СТ}$, определяющее стабилизирующие свойства прибора и показывающее, как напряжение стабилизации зависит от тока:

$$r_{СТ} = (U_{СТ \max} - U_{СТ \min}) / (I_{СТ \max} - I_{СТ \min}) \quad (2.1)$$

- минимально допустимый ток стабилизации $I_{СТ \min}$ — минимальный ток через стабилитрон, при котором сохраняются его стабилизирующие свойства; при меньших значениях тока $I_{СТ}$ резко возрастает $r_{СТ}$ и уменьшается $U_{СТ}$;
- максимально допустимый ток стабилизации $I_{СТ \max}$ — максимальный ток, при котором прибор сохраняет работоспособность длительное время.

Значение температурного коэффициента напряжения стабилизации $\alpha_{U_{СТ}}$ и его знак зависят от напряжения $U_{СТ \text{ ном.}}$. Стабилитроны, напряжение стабилизации которых больше 5,5 В, имеют $\alpha_{U_{СТ}} > 0$, т. е. при увеличении температуры напряжение $U_{СТ}$ увеличивается. При напряжении $U_{СТ \text{ ном.}} < 5,5$ В стабилитроны имеют $\alpha_{U_{СТ}} < 0$ и их напряжение стабилизации с увеличением температуры уменьшается. Стабисторы также имеют $\alpha_{U_{СТаб}} < 0$.

В стабилизаторах напряжения, работающих в широком диапазоне температур, используют прецизионные стабилитроны с внутренней термокомпенсацией, в которых последовательно их p - n -переходу включен в прямом направлении обычный кремниевый p - n -переход с отрицательным температурным коэффициентом прямого напряжения (рис. 2.2).

Дифференциальное сопротивление стабистора $r_{СТаб}$ рассчитывают по формуле (см. рис. 2.1):

$$r_{СТаб} = (U_{ПП \max} - U_{ПП \min}) / (I_{ПП \max} - I_{ПП \min}) \quad (2.2)$$

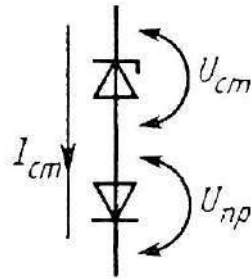


Рис. 2.2

Экспериментальная часть

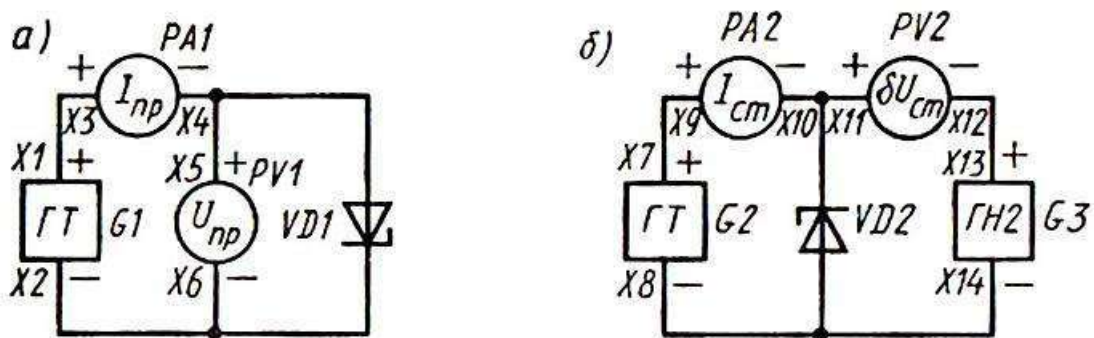


Рис. 2.3

1. Вычертить табл. 2.1 и 2.2 для снятия прямой и обратной ветвей ВАХ стабилитрона.

2. Вычертить координатные оси (рис. 2.4) для построения прямой и обратной ветвей ВАХ (масштаб по осям: $I_{\text{пр}}$ - в 1 см 2 мА; $U_{\text{пр}}$ — в 1 см 0,1 В; $I_{\text{обр}}$ - в 1 см 2 мА; $U_{\text{обр}}$ — в 1 см 1 В).

3. Вычертить табл. 2.3 для записи результатов измерения нестабильности напряжения стабилитрона при изменении проходящего через него тока.

4. Зарисовать исследуемые электрические схемы (рис. 2.3, а, б).

5. Собрать схему, показанную на рис. 2.3, а, используя графические обозначения, нанесенные на сменную панель 87Л-01/2. Снять прямую ветвь ВАХ стабилитрона и занести результаты измерений в табл. 2.1.

6. Собрать схему, показанную на рис. 2.3, б, снять обратную ветвь ВАХ и занести результаты измерений и табл. 2.2.

7. Измерить нестабильность напряжения $\delta U_{\text{ст}}$ стабилитрона при изменении проходящего через него тока и занести результаты измерений в табл. 2.3.

8. Построить прямую и обратную ветви ВАХ стабилитрона в координатных осях (рис. 2.4).

Рассчитать дифференциальные сопротивления стабилитрона и стабистора по формулам (2.1) и (2.2).

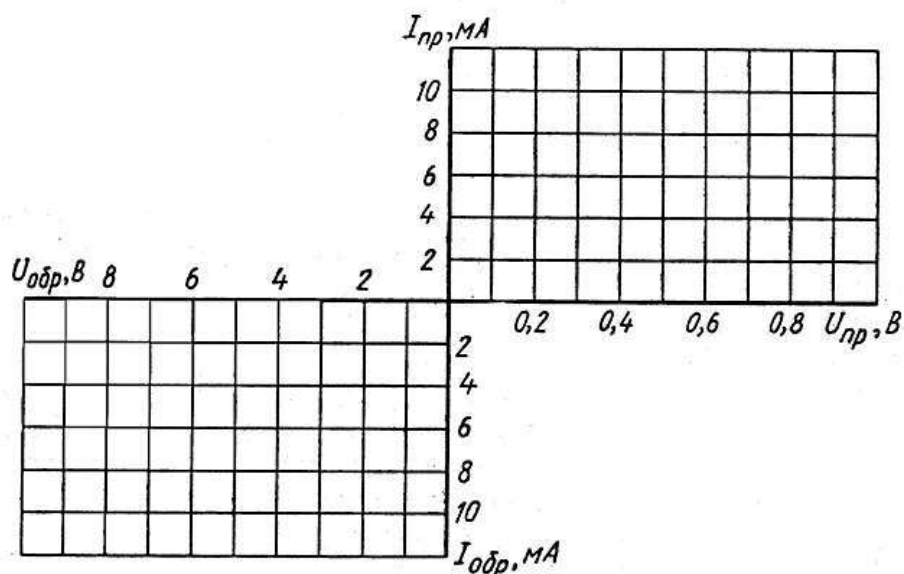


Рис. 2.4

Таблица 2.1

Прямой ток $I_{пр}$, мА	0,1	0,5	1	2	3	5	8	10
Прямое напряжение $U_{пр}$, В								

Таблица 2.2

Обратный ток $I_{ст}$, мА	0,1	0,5	1	2	3	5	8	10
Обратное напряжение $U_{ст}$, В								

Таблица 2.3

Ток стабилизации $I_{ст}$, мА	1	2	3	5	6	8	10
Нестабильность напряжения стабилизации $\delta U_{ст}$, мВ							

Предварительно по измерителю выхода ИВ устанавливают выходное напряжение ГН2, равное напряжению стабилизации $U_{ст}$ (табл.2.2), и ток через стабилитрон, равный 1 мА; прибор PV2 при этом отключен. Затем его подключают и, изменяя выходное напряжение ГН2 ручкой «Точно», добиваются нулевого показания АВО на пределе «0,1 В».

Увеличивают ток через стабилитрон в соответствии с данными табл. 2.3, при этом прибор PV2 ($\delta U_{ст}$) покажет нестабильность

напряжения стабилитрона при изменении проходящего через него тока.

Контрольные вопросы

1. Какие участки ВАХ стабилитрона и стабилитора называют рабочими?
2. Как изменяется напряжение стабилитрона при изменении протекающего через него тока?
3. Какие свойства стабилитрона оцениваются дифференциальным сопротивлением?
4. Почему стабилитрон и стабилитор плохо работают при токах, меньше минимальных токов стабилизации?
5. Каковы основные параметры стабилитрона?

Лабораторная работа № 3

Исследование туннельного и обращенного диодов

Цель работы. Снятие и анализ вольт-амперных характеристик туннельного и обращенного диодов. Определение их параметров по характеристикам.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. G1 (ГТ) – генератор тока стенда;
3. PA1 ($I_{пр}$) – АВМ1 на пределе измерения «10 мА»;
4. PV 1 ($U_{пр}$) – АВМ2 на пределе измерения «1 В»;
5. VD1 – туннельный диод АИ301Г (или обращенный АИ402Г).

Основные теоретические положения

Несмотря на то, что туннельные диоды являются двухполюсными, с их помощью можно усиливать и генерировать электрические колебания. Способность туннельных диодов выполнять функции активного элемента электрической цепи объясняется тем, что на одном из участков ВАХ их дифференциальное сопротивление отрицательное (участок *пв* на рис. 3.1). Физически это означает, что при увеличении напряжения на диоде ток через него уменьшается.

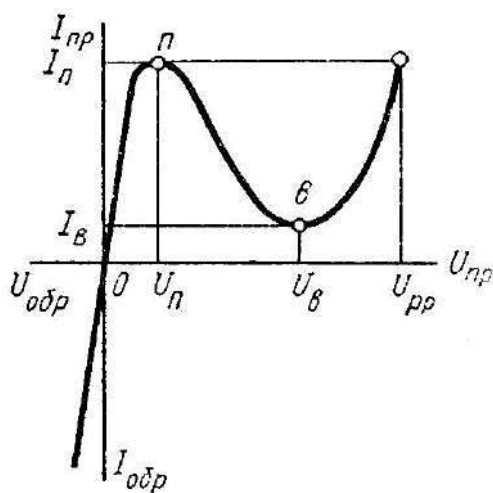


Рис 3.1 ВАХ туннельного диода

Туннельные диоды выполняются из полупроводниковых материалов с высокой концентрацией примесей — вырожденных полупроводников — и имеют более узкий запирающий слой, чем обычные

диоды (0,1—0,2 мкм), а поэтому значительно большую напряженность электрического поля запирающего слоя (до 10^6 В/см).

При отсутствии внешнего напряжения через туннельный диод протекают, как и через обычный диод, диффузионные и дрейфовые токи электронов и дырок. Однако эти токи не определяют работу прибора и его вольт-амперную характеристику при малых прямом и обратном напряжениях. В этом режиме через диод протекают также значительно большие токи, обусловленные туннельным эффектом, который можно пояснить с помощью энергетических диаграмм (рис. 3.2, а - г).

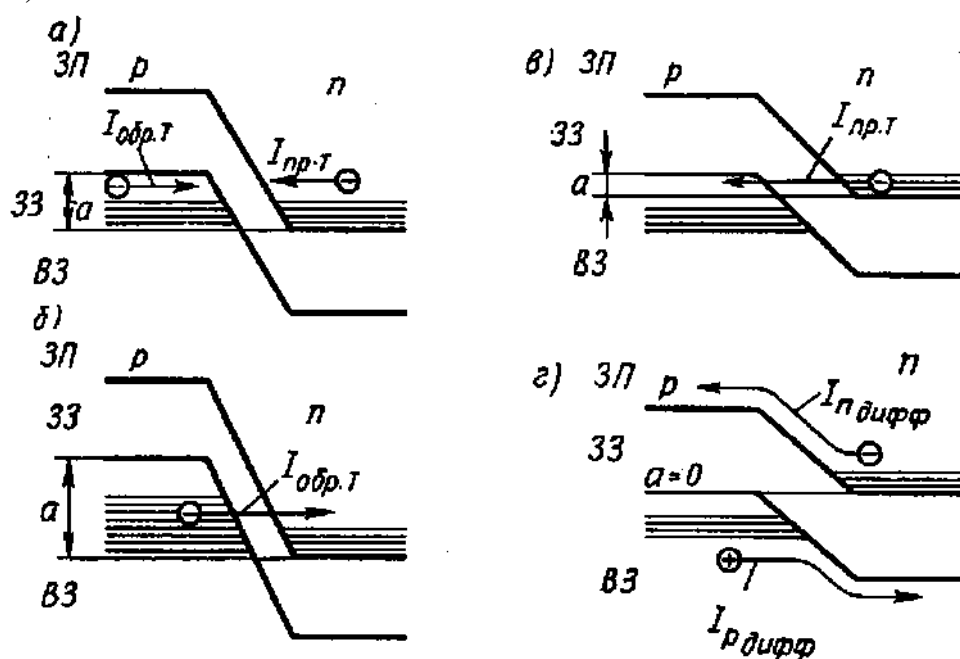


Рис. 3.2 Энергетические диаграммы туннельного диода

Потенциальный барьер в туннельном р-п-переходе (рис. 3.2, а) превышает ширину запрещенной зоны (ЗЗ), поэтому валентная зона (ВЗ) р-области и зона проводимости (ЗП) п-области перекрываются — интервал а.

Одну часть интервала а составляют уровни энергии, заполненные электронами, другую — свободные уровни. Разумеется, между занятыми и свободными частями интервала а нет столь резкой границы, и распределение электронов по энергиям изменяется плавно, причем количество свободных уровней увеличивается при приближении к потолку валентной зоны р-области и удалении от дна зоны проводимости л-области.

Между перекрывающимися частями зон возможен переход электронов по горизонтали без изменения их энергии. В этом состоит туннельный эффект. При туннельных переходах электроны не преодолевают потенциальный барьер, а проникают через него — туннели-

руют. Очевидно, что для туннелирующего электрона в зоне, куда он переходит, должен быть свободный уровень энергии, значение которой равно его собственной энергии.

При отсутствии внешнего напряжения туннельные переходы электронов представляют собой одинаковые прямой $I_{\text{пр.т}}$ и обратный $I_{\text{обр.т}}$ туннельные токи.

При подаче обратного напряжения потенциальный карьер и интервал перекрытия зон (рис. 3.2, б) увеличиваются и создаются условия, при которых занятым энергетическим уровням в валентной зоне р-области противостоят свободные энергетические уровни в зоне проводимости n-области. При этом более вероятными становятся туннельные переходы электронов обратного туннельного тока $I_{\text{обр.т}}$. Обратный ток стремительно нарастает и при обратном напряжении 20—40 мВ приближается к максимально допустимому значению. При обратном напряжении туннельные диоды не работают.

При подаче прямого напряжения интервал а (рис. 3.2, в) уменьшается и быстро растет прямой туннельный ток $I_{\text{пр.т}}$, так как перекрываются заполненные уровни энергии зоны проводимости n-области и свободные уровни энергии валентной зоны р-области. Прямой ток через переход быстро нарастает, чему соответствует первая восходящая ветвь ВАХ (участок *оп* характеристики на рис. 3.1). Точка *п*, в которой ток $I_{\text{пр.т}}$ достигает максимального значения, называемая пиком характеристики, определяет ток I_n и напряжение U_n пика ВАХ туннельного диода.

Дальнейшее увеличение прямого напряжения сопровождается уменьшением тока $I_{\text{пр.т}}$, так как уменьшается интервал а и, следовательно, число уровней энергии, между которыми возможен туннельный переход, чему соответствует падающий участок *пв* характеристики. Точка *в*, в которой ток $I_{\text{пр.т}}$ становится минимальным, называемая впадиной характеристики, определяет ток I_v и напряжение U_v впадины ВАХ туннельного диода.

Из зонной диаграммы, соответствующей точке впадины *в* (рис. 3.2, г), следует, что энергетические зоны не перекрываются ($a = 0$), т. е. туннельный ток невозможен. Диффузионная составляющая тока при напряжении U_v впадины невелика. Существование тока впадины объясняется другим механизмом туннелирования при сквозной заперщенной зоне. При этом электрон преодолевает ее по сложному пути, имеющему горизонтальные и вертикальные участки, на которых его энергия соответственно не изменяется и изменяется.

Еще большему прямому напряжению соответствует вторая восходящая ветвь ВАХ — участок, расположенный на рис. 3.1 правее

точки впадины ϵ . При прямом напряжении, большем U_B , через диод проходит диффузионный ток.

Основными параметрами туннельного диода являются:

- токи I_n и I_B и напряжения U_n и U_B пика и впадины;
- напряжение раствора U_{pp} — прямое напряжение на второй восходящей ветви ВАХ, при котором прямой ток равен току пика I_n ;
- отношение тока пика к току впадины I_n/I_B .

Обращенные диоды являются разновидностью туннельных и также изготавливаются из вырожденных полупроводников, но с несколько меньшей концентрацией примесей. Зонная диаграмма обращенного диода при отсутствии внешнего напряжения показана на рис. 3.3, а. Обратное напряжение увеличивает потенциальный барьер. При этом перекрываются ВЗ р-области и ЗП n-области, появляется и увеличивается обратный туннельный ток. При прямом напряжении ток через диод сначала невелик и начальный участок ВАХ (рис. 3.3, б) имеет небольшой подъем, как у туннельного диода. Затем, после спада, начинается крутой подъем, т. е. нарастает диффузионный ток.

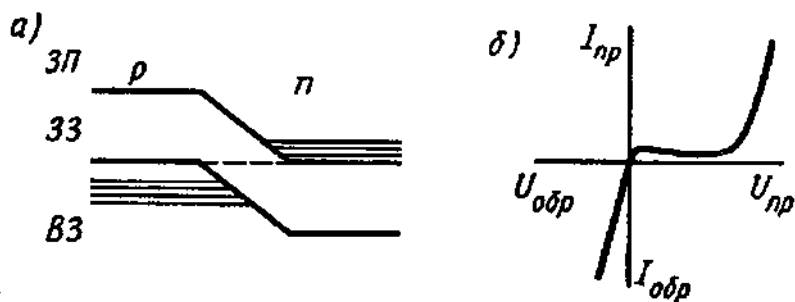


Рис.3.3 Зонная диаграмма (а) и ВАХ обращенного диода (б)

Обращенные диоды используют в качестве выпрямительных для обработки сигналов малой амплитуды (до 0,3–0,4 В), при которых прямой ток через диод мал (10 мкА), а обратный — велик (10 мА).

Таким образом, при применении обращенных диодов их обратную ветвь ВАХ используют как прямую обычных диодов, а прямую как обратную. Отсюда название этих приборов — обращенные диоды.

Экспериментальная часть

1. Вычертить табл. 3.1 и 3.2 для получения прямой и обратной ветвей ВАХ туннельного диода.

Таблица 3.1

Прямой ток $I_{пр}$, мА	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Прямое напряжение $U_{пр}$, мВ										

Таблица 3.2

Обратный ток $I_{обр}$, мА	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Обратное напряжение $U_{обр}$, мВ			-							

2. Вычертить систему координат (рис. 3.3) для изображения ВАХ туннельного диода (масштаб по осям: $I_{пр}$ ($I_{обр}$) — в 1 см 2 мА; $U_{пр}$ ($U_{обр}$) — в 1 см 0,1 В).

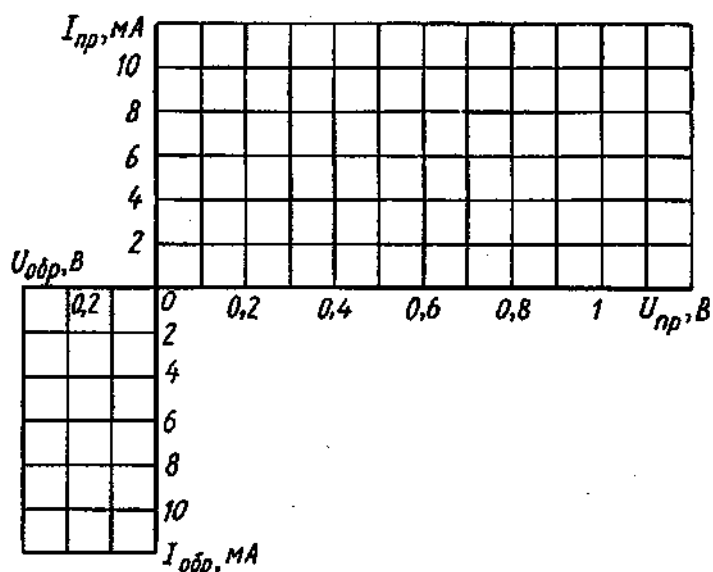


Рис. 3.3 Система координат для построения прямых и обратных ветвей ВАХ.

3. Зарисовать схемы для получения ВАХ туннельного диода (см. рис. 3.4, а, б).

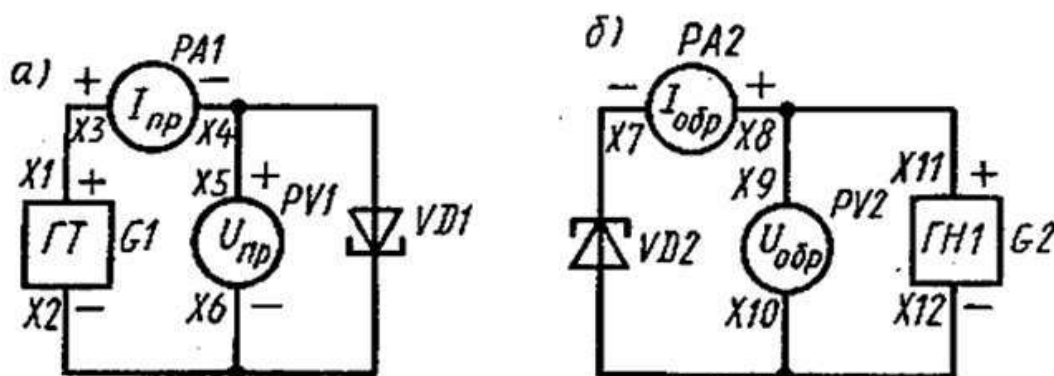


Рис.3.4 Схемы ...

4. Собрать схему, показанную на рис. 3.4, а, снять прямую ветвь ВАХ и занести результаты измерений в табл. 3.1.

5. Собрать схему, показанную на *рис. 3.4, б*, снять обратную ветвь ВАХ и занести результаты измерений в *табл. 3.2*.

Высокое выходное сопротивление ГТ не позволяет снимать падающий участок ВАХ туннельного диода, поэтому прямую ветвь ВАХ снимают в такой последовательности:

- осторожно увеличивают от нуля ток ГТ, следя за показаниями прибора РV1. При достижении пика ВАХ происходит скачкообразный переброс стрелки этого прибора, определяемый разностью напряжений $U_{pp} - U_n$, т. е. диод оказывается в режиме, соответствующем диффузионной ветви ВАХ;
- осторожно снимают ток ГТ, следя за показаниями прибора РV1.

При токе I_B происходит обратный переброс стрелки, т. е. диод оказывается в режиме, соответствующем первой восходящей ветви ВАХ.

Эти операции выполняют несколько раз, уточняя параметры туннельного диода в точках пика и впадины его ВАХ. При построении ВАХ точки пика и впадины следует соединить пунктирной линией.

При выполнении п. 5 в качестве G2 используют генератор ГН1 стенда, на выходе которого перед измерениями устанавливают по ИВ стенда нулевое напряжение (переключатель ИВ следует перевести в положение «ГН1 1 В»). Остальные приборы те же, что и при выполнении п. 4.

Вольт-амперную характеристику обращенного диода снимают аналогично.

6. Построить ВАХ туннельного диода в координатных осях (*рис.3.3*).

Контрольные вопросы

1. Из каких полупроводниковых материалов изготавливают туннельные и обращенные диоды?
2. В чем состоит туннельный эффект?
3. При каких условиях возникают прямой и обратный туннельные токи?
4. Каков физический смысл отрицательного сопротивления?
5. Чем туннельный диод отличается от обращенного?

Лабораторная работа № 4

Исследование тиристора

Цель работы. Изучение принципа действия тиристора. Снятие и анализ его вольт-амперной характеристики.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. G1 (ГТ) – генератор тока стенда;
3. G2 (ГНЗ) – генератор напряжения стенда;
4. PA1 (I_y) – ИВ стенда, переключатель которого устанавливают в положение «ГТ 1 мА»;
5. PA2 (I_a) – АВМ1 на пределах измерения «50 мА» и «10 мА»;
6. PV1 (U_y) – АВМ2 на пределах измерения «5 В» и «1 В»;
7. PV2 (U_a) – АВМ2 на пределах измерения «100В», «50В», «10В», «5В»;
8. VS – тиристор КУ101;
9. R – резистор сопротивлением 3 кОм.

Основные теоретические положения

Тиристоры – это полупроводниковые приборы, обладающие двумя устойчивыми состояниями: открытым и закрытым. В открытом состоянии тиристоры хорошо проводят электрический ток, а в закрытом они представляют собой большое сопротивление, соизмеримое с сопротивлением кремниевого диода при обратном напряжении. Основное назначение тиристоров – безобрывная коммутация электрических цепей.

Тиристоры имеют структуру *p-n-p-n*, т. е. три *p-n*-перехода: П1, П2 и П3 (рис. 4.1, а, б). Анод А прибора соединен со слоем *p1*, катод К — со слоем *n2*, а управляющий электрод УЭ — со слоем *p2* или *n1*.

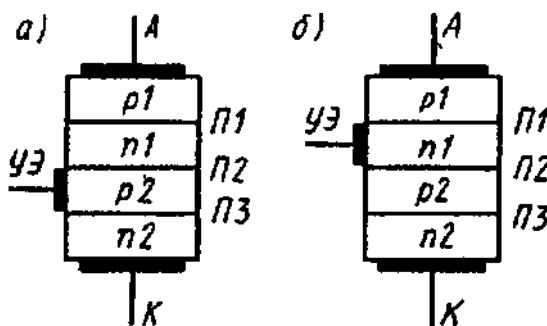


Рис 4.1 Структура тиристоров

Одна из возможных схем включения тиристора показана на рис.4.2. Положительное относительно катода основное напряжение U_a подается на анод, а управляющее напряжение U_y — на управляющий электрод. При токе $I_y = 0$ тиристор закрыт, если напряжение на его аноде меньше напряжения переключения $U_{прк}$ (рис. 4.3), при котором тиристор переключается в проводящее состояние даже при $I_y = 0$. Это состояние устойчиво и может длиться неограниченно долго (например, точка Б).

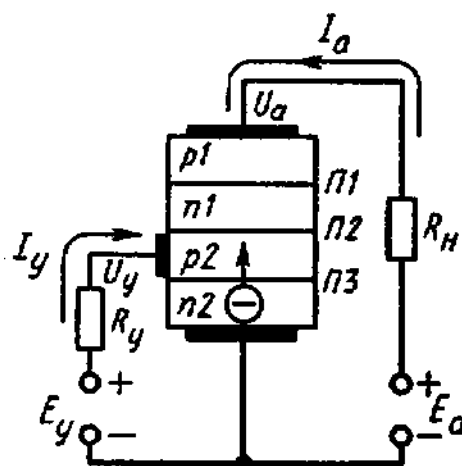


Рис. 4.2

Основное напряжение U_a распределяется между переходами прибора, причем для переходов П1 и П3 оно прямое, а для перехода П2 — обратное. Поэтому большая часть напряжения U_a приложена к переходу П2 и анодный ток тиристора представляет собой обратный ток этого перехода.

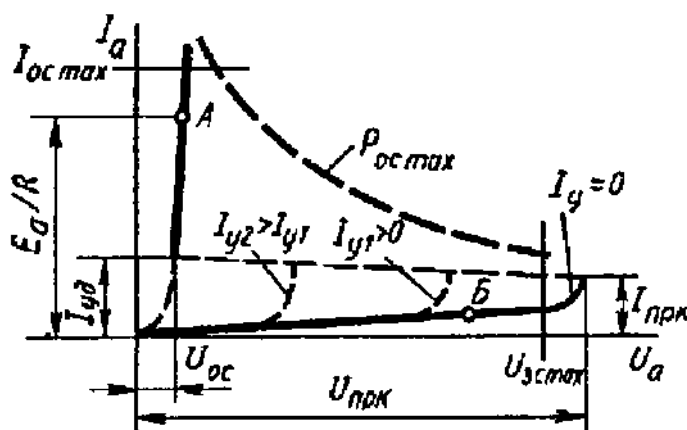


Рис. 4.3

Дальнейшее увеличение напряжения U_a сопровождается увеличением напряжения на всех переходах. При напряжении, близком к $U_{прк}$, электроны и дырки, поступающие в слои $n1$ и $p2$ из слоев $p1$ и $n2$, уменьшают сопротивление перехода П2, что сопровождается увеличением прямого напряжения на переходах П1 и П3, и тиристор переключается в проводящее состояние (точка А). Ток анода открытого

тиристора определяется в основном сопротивлением резистора нагрузки R_n (см. рис. 4.2).

Тиристор может находиться во включенном состоянии неограниченно долго: пока существуют условия для протекания в его основной цепи достаточного анодного тока. При напряжении управляющего электрода $U_y > 0$ тиристор включается при любом положительном напряжении на аноде (начиная с нескольких вольт), причем чем меньше это напряжение, тем большим должен быть ток УЭ.

Основными параметрами тиристорov являются:

- максимальное постоянное напряжение в закрытом состоянии $U_{зстmax}$;
- максимальное прямое напряжение, при котором прибор остается закрытым при токе $I_y = 0$;
- максимальное постоянное напряжение в открытом состоянии $U_{остmax}$;
- прямое напряжение открытого прибора при определенном токе $I_{пр}$;
- максимальный постоянный ток в открытом состоянии $I_{остmax}$;
- ток удержания $I_{уд}$ — наименьший основной ток, необходимый для поддержания прибора в открытом состоянии;
- максимальная рассеиваемая мощность в открытом состоянии $P_{ос max}$.

Экспериментальная часть

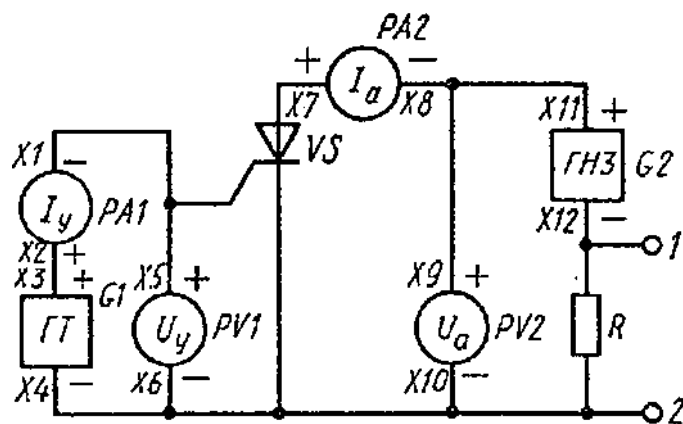


Рис.4.4

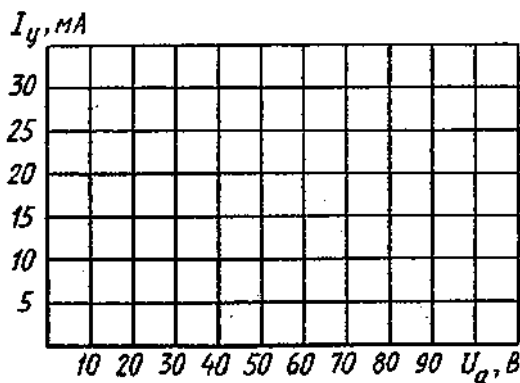


Рис 4.5

1. Вычертить *табл. 4.1* для записи результатов исследования тиристора.

Таблица 4.1

Прямое напряжение U_a , В	U_{a1}	U_{a2}	U_{a3}	U_{a4}
Ток управления I_y , мА				
Ток нагрузки I_a , мА				
Напряжение в открытом состоянии U_{oc} , В				

2. Вычертить координатные оси (*рис. 4.5*) для построения ВАХ тиристора (масштаб по осям: I_a – в 1 см 5 мА; U_a – в 1 см 10 В).

3. Зарисовать схему исследования тиристора (*см. рис. 4.4*) и собрать ее.

4. При снятии ВАХ (прибор PV1 не подключают) следует:

- разорвать цепь управляющего электрода ($I_y = 0$) и добиться, плавно увеличивая выходное напряжение генератора G2, переключения тиристора в открытое состояние. Напряжение, при котором начнется заметное увеличение анодного тока и тиристор переключится, является напряжением переключения $U_{прк} = U_{a4}$ (принять $U_{a1} = 0,25 \cdot U_{a4}$; $U_{a2} = 0,5 \cdot U_{a4}$; $U_{a3} = 0,75 \cdot U_{a4}$);
- уменьшить до нуля выходное напряжение G2; при этом тиристор вернется в закрытое состояние;
- подключить G1, установив на его выходе минимальный ток, для чего следует повернуть регуляторы ГТ «Грубо» и «Точно» против часовой стрелки до упора;
- установить на выходе G2 напряжение, равное U_{a1} , и, увеличивая выходной ток G1, добиться включения тиристора – перехода в проводящее состояние; занести значение тока I_y в табл. 4/1;
- измерить анодный ток I_a и напряжение U_{oc} тиристора в открытом состоянии, переключив прибор PV2 на предел «5 В»;
- выполнить аналогичные измерения для остальных значений анодного напряжения и занести результаты измерений в табл. 4.1.

5. Построить ВАХ тиристора в координатных осях.

Контрольные вопросы

1. Из каких полупроводниковых материалов изготавливают тиристоры?
2. Почему закрытое состояние тиристора устойчиво?
3. Сохранится ли открытое состояние тиристора при снятии сигнала управления (проверить экспериментально)?
4. Каковы преимущества бесконтактного переключения электрических цепей?
5. По какому основному параметру тиристор превосходит тиратрон?

Лабораторная работа № 5
Исследование биполярного транзистора,
включенного с общей базой

Цель работы. Снятие и анализ входных и выходных характеристик транзистора, включенного с ОБ. Определение по ним его h -параметров.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. При выполнении работы исследуют транзистор КТ361А.
3. Для снятия входных характеристик используют:
G1 (ГТ) — генератор тока стенда;
G2 — при снятии характеристики при $U_{КБ} = 0$ этот источник не подключают, а гнезда ХП и ХП2 закорачивают. При снятии характеристики при $U_{КБ} = 1$ В используют часть диапазона регулирования выходного напряжения ГН1 от 0 до -7 В (при регулировании выходного напряжения ГН1 в этих пределах его полярность противоположна указанной на лицевой панели блока питания). При снятии характеристики при $U_{КБ} = 10$ В используют ГИ2 стенда;
РА1 ($I_{\text{Э}}$) — АВМ2 на пределах измерения «10 мА», «5 мА» и «1 мА»;
РVI ($U_{\text{ЭБ}}$) — АВО на пределах измерения «0,5 В» и «0,1 В»;
РА2 ($I_{\text{К}}$) — не используют, а гнезда Х7 и Х8 закорачивают соединительным проводом;
РV2 ($U_{\text{КБ}}$) — ИВ стенда, переключатель которого при использовании ГН2 устанавливают в положение «ГН2 25 В», а при использовании ГН1 — в положение «ГН1 10 В».
4. Для снятия выходных характеристик используют:
G1 (ГТ) — генератор тока стенда;
G2(ГН2) — генератор напряжения стенда;
РА1($I_{\text{Э}}$) — АВМ2 на пределе измерения «10 мА»;
РV1 ($U_{\text{ЭБ}}$) — не подключают;
РА2($I_{\text{К}}$) — АВМ1 на пределах измерения «10 мА», «5 мА» и «1 мА»;
ток $I_{\text{КВО}}$ при $I_{\text{Э}} = 0$ измеряют АВО на пределах «100 мкА» и «10 мкА» при разомкнутой цепи эмиттера;
РV2($U_{\text{КБ}}$) — ИВ стенда, переключатель которого устанавливают в положение «ГН2 25 В».
5. При определении положения рабочей точки принять $I_{\text{Э р.т}} = 5$ мА и $U_{\text{КБ р.т}} = 5$ В.

Основные теоретические положения

Биполярные транзисторы являются наиболее универсальными и распространенными полупроводниковыми приборами, предназначенными для усиления и генерирования электрических колебаний, и

имеют трехслойную p - n - p - или n - p - n -структуру (рис. 5.1, а, б). Каждый слой имеет вывод, название которого совпадает с названием слоя или области транзистора. Среднюю область транзистора называют базой, а крайние — эмиттером и коллектором. Эти транзисторы получили название биполярных потому, что перенос тока в них осуществляется носителями заряда двух типов: электронами и дырками.

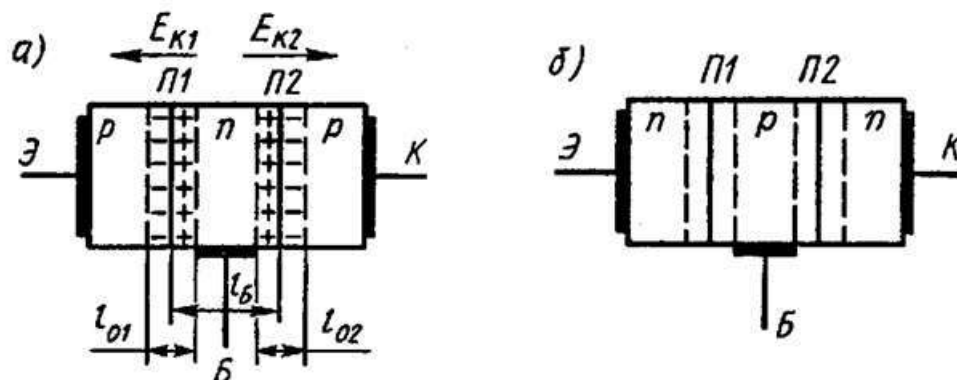


Рис 5.1

Биполярный транзистор имеет два p - n -перехода — эмиттерный П1 и коллекторный П2 — и два запирающих слоя с контактными разностями потенциалов $U_{к1}$ и $U_{к2}$, обуславливающих напряженности $E_{к1}$ и $E_{к2}$ электрических полей в них. Ширина переходов l_{01} и l_{02} , ширина базовой области $l_б$.

В зависимости от выполняемых в схеме функций транзистор может работать в трех режимах.

В активном режиме транзистор работает в усилителях, когда требуется усиление электрических сигналов с минимальным искажением их формы. При этом на эмиттерный переход подают внешнее напряжение в прямом направлении, а на коллекторный — в обратном (рис. 5.2, а). Основные носители эмиттера под действием напряжения $U_{эб}$ преодолевают эмиттерный переход, а им навстречу движутся основные носители базы, которых значительно меньше, поскольку концентрация примеси в базе мала. Часть дырок эмиттера рекомбинирует с электронами базы вблизи перехода П1, а остальные инжектируются (впрыскиваются) в базовую область.

На пути к коллекторному переходу часть дырок эмиттера рекомбинирует с электронами базы (в реальных транзисторах от 0,1 до 0,001 количества носителей заряда, покинувших эмиттер). Остальные дырки достигают коллекторного перехода, на который подано обратное напряжение $U_{кб}$, и с ускорением перебрасываются в коллектор полем перехода П2.

Таким образом, ток $I_э$ основных носителей, покидающих эмиттер, частично теряется в переходе П1 и базе на рекомбинацию, эти потери

составляют ток базы $I_б$. Остальная его часть достигает коллектора, где рекомбинирует с электронами, поступающими в него из внешней цепи в виде тока $i_к$. Уход дырок из эмиттера восполняется генерацией пар электрон—дырка в эмиттерной области и отводом электронов во внешнюю цепь в виде тока $i_э$. Расход электронов базы на рекомбинацию компенсируется их притоком в виде тока $i_б$.

Токи транзистора, работающего в активном режиме, связаны уравнением $I_э = I_к + I_б$, которое можно переписать в приращениях: $\Delta I_э = \Delta I_к + \Delta I_б$. Таким образом, при появлении переменной составляющей входного тока транзистора (в рассматриваемом случае это ток эмиттера) появляется переменная составляющая выходного (коллекторного) тока. Если в цепь коллектора включить резистор, то падение напряжения $U_{КХ}$ на нем окажется значительно больше переменного напряжения $U_{ВХ}$ входного сигнала, т. е. транзистор усиливает входной сигнал (рис. 5.2,б).

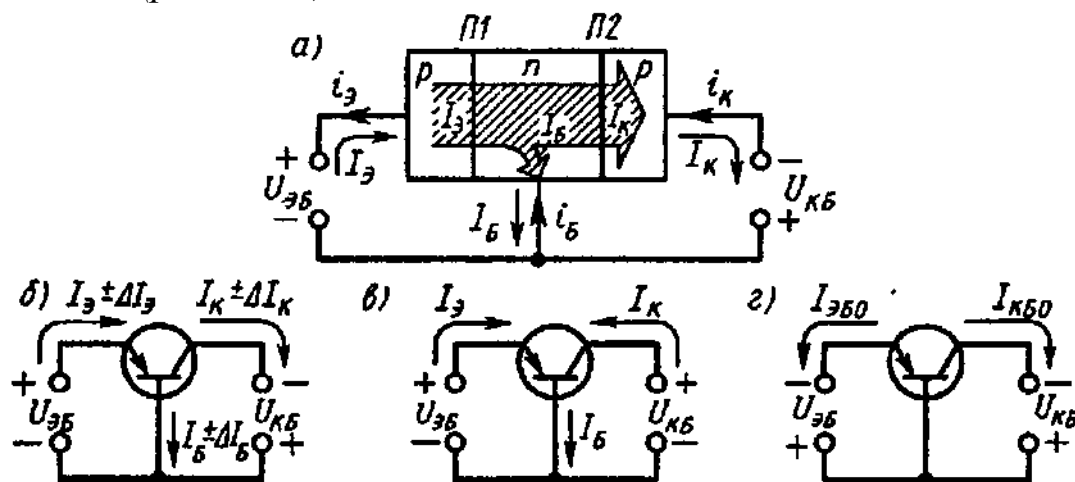


Рис 5.2

В активном режиме транзистор управляется в любой момент процесса усиления, т. е. каждому изменению входного сигнала соответствует изменение выходного.

В режиме насыщения (рис. 5.2,б) на оба перехода транзистора подается прямое напряжение. При этом в базу инжектируются потоки основных носителей эмиттера и коллектора и сопротивление промежутка коллектор — эмиттер транзистора резко уменьшается. В этом режиме транзистор не управляется. Режим насыщения используют в тех случаях, когда необходимо уменьшить почти до нуля сопротивление цепи, в которую включен транзистор.

В режиме отсечки (рис. 5.2,г) оба перехода транзистора закрыты, так как на них подаются обратные напряжения. В этом режиме транзистор обладает большим сопротивлением. Обратные токи эмиттер-

ного $I_{эб0}$ и коллекторного $I_{кб0}$ переходов малы (особенно кремниевых транзисторов).

При включении биполярного транзистора в электрическую схему образуется две цепи: управляющая и управляемая. В управляющей цепи действует входной сигнал, который обычно подают на эмиттер или базу. В управляемой цепи (коллекторной или эмиттерной) формируется выходной сигнал, поступающий затем на вход следующего каскада или в нагрузку. Третий электрод транзистора является общим для входной и выходной цепей.

Широко распространены три схемы включения транзисторов: с общей базой (рис. 5.3, а), общим эмиттером (рис. 5.3, б) и общим коллектором (рис. 5.3, в). Для расчета транзисторных схем используют два семейства вольт-амперных характеристик: входные и выходные.

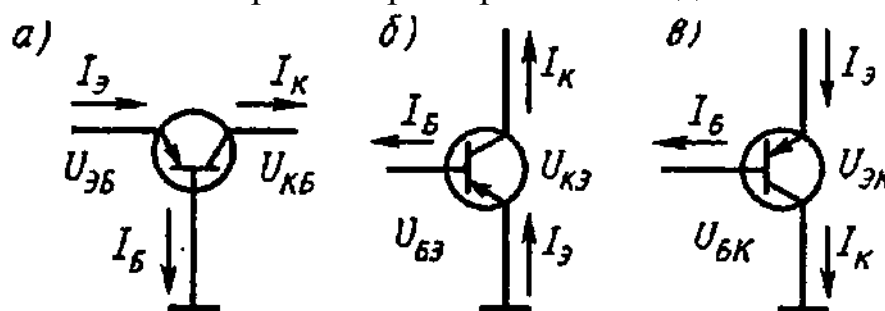


Рис. 5.3

Входные характеристики транзистора показывают зависимости тока входного электрода от напряжения между ним и общим электродом при постоянном напряжении на выходном электроде. Для схемы с ОБ это зависимость тока эмиттера от напряжения между ним и базой при постоянном напряжении на коллекторе (рис. 5.4, а): $I_э = f(U_{эб})$ при $U_{кб} = \text{const}$.

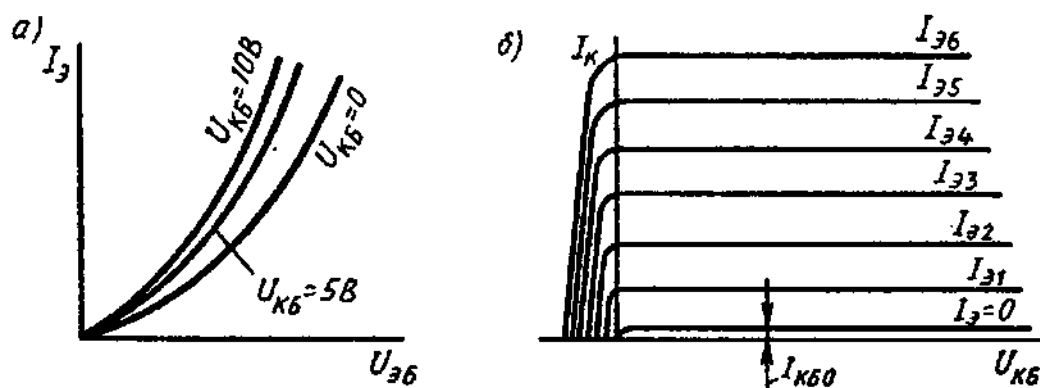


Рис. 5.4

Выходные характеристики транзистора показывают зависимость тока выходного электрода от напряжения между ним и общим электродом. Снимают выходные характеристики для ряда постоянных токов входного электрода. Для схемы с ОБ это зависимости тока кол-

лктора от напряжения между ним и базой при постоянных значениях тока эмиттера (рис. 5.4,б): $I_k = f(U_{кб})$ при $U_э = \text{const}$.

В режиме усиления малых сигналов, когда нелинейностью ВАХ можно пренебречь, транзистор, включенный с ОБ, эквивалентно представляют в виде линейного четырехполюсника (рис. 5.5), входные и выходные параметры которого связаны следующими уравнениями:

$$\Delta U_{эб} = h_{11б} \cdot \Delta I_э + h_{12б} \cdot \Delta U_{кб}; \quad (5.1)$$

$$\Delta I_k = h_{21б} \cdot \Delta I_э + h_{22б} \cdot \Delta U_{кб}; \quad (5.2)$$

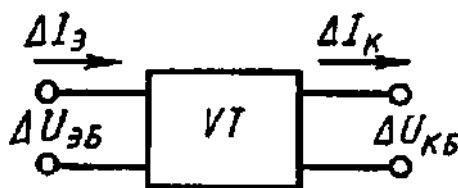


Рис 5.5

Физический смысл h-параметров транзистора состоит в следующем:

$h_{11б}$ — входное сопротивление в режиме короткого замыкания на выходе;

$h_{12б}$ — коэффициент внутренней обратной связи в режиме холостного хода на входе;

$h_{21б}$ — коэффициент передачи тока в режиме короткого замыкания на выходе;

$h_{22б}$ — выходная проводимость транзистора в режиме холостого хода на входе.

Рассчитывают h-параметры для схемы с ОБ по формулам:

$$h_{11б} = \Delta U_{эб} / \Delta I_э \text{ при } U_{кб} = \text{const}; \quad (5.3)$$

$$h_{12б} = \Delta U_{эб} / \Delta I_э \text{ при } I_э = \text{const}; \quad (5.4)$$

$$h_{21б} = \Delta I_k / \Delta I_э \text{ при } U_{кб} = \text{const}; \quad (5.5)$$

$$h_{22б} = \Delta I_k / \Delta I_э \text{ при } I_э = \text{const}; \quad (5.6)$$

Аналитический расчет h-параметров сложен и неточен. Намного проще их получают измерением или по ВАХ.

Для определения $h_{11б}$ на входной характеристике, соответствующей среднему значению коллекторного напряжения, обозначают рабочую точку А (р. т) транзистора (рис. 5.6, а), которая задается средними значениями входного тока $I_{э \text{ р.т}}$ и входного напряжения $U_{эб \text{ р.т}}$. Через рабочую точку А (р. т) проводят касательную и строят треугольник BCD. Затем, используя формулу (3), находят:

$$h_{11б} = BD/CD = \Delta U_{эб} / \Delta I_э \quad (5.7)$$

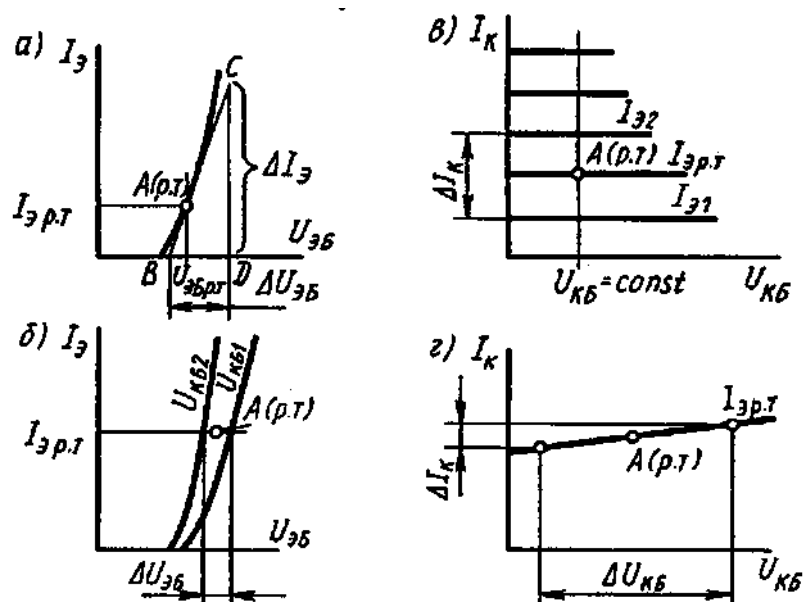


Рис 5.6

Для определения $h_{21б}$ необходимо построить две входные характеристики для двух значений напряжения на выходном электроде (рис. 5.6, б). Через рабочую точку А (р. т) проводят линию $I_3 = \text{const}$, что соответствует холостому ходу на входе транзистора по переменному току. Точки пересечения характеристик и этой линии проецируют на ось $U_{3Б}$ и определяют $\Delta U_{3Б}$. Затем, используя формулу (4), находят $h_{12б}$, приняв $\Delta U_{КБ} = U_{КБ2} - U_{КБ1}$.

Для определения $h_{21б}$ в семейство выходных характеристик в области рабочей точки пересекают линией ($U_{КБ} = \text{const}$, что соответствует короткому замыканию по переменному току на выходе транзистора (рис. 5.6, в). Затем по формуле (5) находят $h_{21б}$, графически определив $\Delta I_К$ и вычислив $\Delta I_3 = I_{32} - I_{31}$.

Для определения $h_{22б}$ (рис. 5.6, г) снимают выходную характеристику для тока эмиттера $I_{3р.т}$ в рабочей точке, а затем находят $\Delta I_К$ и $\Delta U_{КБ}$ и по формуле (6) рассчитывают $h_{22б}$.

Экспериментальная часть

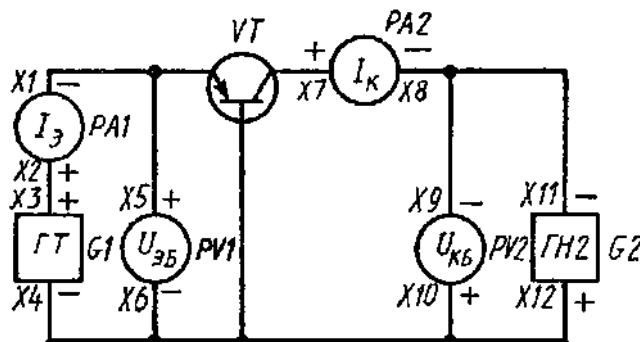


Рис. 5.7

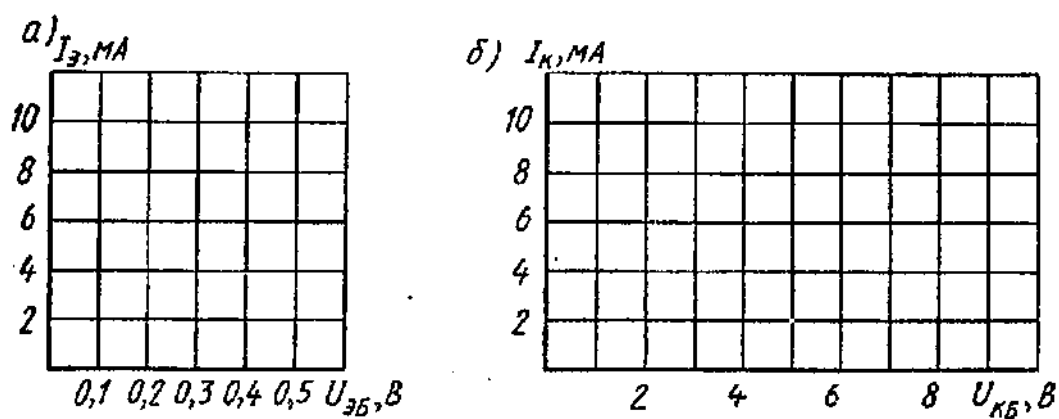


Рис. 5.8

1. Вычертить *табл. 5.1* и *5.2* для снятия входных и выходных характеристик транзистора.

Таблица 5.1

Ток эмиттера I_E , мА		0,1	0.2	0.5	1	2	10
Напряжение эмиттер – база $U_{ЭБ}$, В, при	0						
	1						
	10						

Таблица 5.2

Напряжение коллектор — база $U_{КБ}$, В		1	2	5	10
Ток коллектора I_K , мА, при U_E , мА	0				
	1				
	2				
	4				
	6				
	8				
	10				

2. Вычертить координатные оси (*рис. 5.8, а, б*) для построения входных и выходных характеристик транзистора (масштаб по осям: I_E и I_K — в 1 см 2 мА; $U_{ЭБ}$ — в 1 см 0,1 В; $U_{КБ}$ — в 1 см 1 В).

3. Вычертить *табл. 11* и *12* для записи h -параметров транзистора и его электрических параметров в рабочей точке.

4. Зарисовать схему для снятия ВАХ транзистора (*см. рис. 5.7*) и собрать ее.

Таблица 5.3

Параметр	$h_{11б}$	$h_{12б}$	$H_{21б}$	$H_{22б}$
Значение				

Таблица 5.4

Параметр	$I_{Эр.т.}$	$U_{ЭБр.т.}$	$I_{Кр.т.}$	$U_{КБр.т.}$
Значение				

5. Снять входные и выходные характеристики транзистора и занести результаты измерений в *табл. 5.1* и *5.2*.

6. Построить входные и выходные характеристики в координатных осях (*рис. 5.8, а, б*).

7. Выбрать по указанию преподавателя рабочую точку и нанести ее на входные и выходные характеристики.

8. Выполнить построения на входных и выходных характеристиках для определения h -параметров транзистора, рассчитать их и занести результаты в *табл. 5.3*.

9. Занести электрические параметры транзистора в рабочей точке в *табл. 5.4*.

Контрольные вопросы

1. Почему концентрация примеси в эмиттере значительно больше, чем в базе?
2. Почему необходимо отводить теплоту от коллекторной области транзистора?
3. Каковы особенности активного режима работы транзистора?
4. Как транзистор переводят в режим насыщения?
5. Как добиваются режима отсечки?
6. Какие электрические параметры характеризуют рабочую точку транзистора?
7. Почему ток коллектора при постоянном токе эмиттера не зависит от напряжения между коллектором и базой?

Лабораторная работа № 6
Исследование биполярного транзистора,
включенного с общим эмиттером

Цель работы. Снятие и анализ входных и выходных характеристик транзистора, включенного с ОЭ. Определение по ним его h -параметров.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. G2 (ГН2) — генератор напряжения стенда;
3. PA1 (I_B) — АВМ2 на пределе измерения «0,5 мА»;
4. PV1 ($U_{БЭ}$) — АВО на пределах измерения «0,5 В» и «0,1 В»;
5. PA2 (I_K) — не подключают, а гнезда X7 и X8 закорачивают;
6. PV2 ($U_{КЭ}$) — измеритель напряжений между коллектором и эмиттером.
7. G1 (ГТ) — генератор тока стенда;
8. G2 (ГН2) — генератор напряжения стенда (при $U_{КЭ}$, равном 5 и 10 В) или ГН1 (при $U_{КЭ}$, равном 0,1; 0,5 и 1 В);
9. PA1 (I_B) — АВМ2 на пределах измерения «10 мА», «5 мА», «1 мА» и «0,5 мА»;
10. PV1 ($U_{БЭ}$) — не подключают;
11. PA2 (I_K) — АВМ1 на пределах измерения «50 мА», «10 мА», «5 мА», «1 мА» и «0,5 мА»;
12. PV2 ($U_{КЭ}$) — ИВ стенда, подключаемый к выходу ГИ2 или ГН1.

Основные теоретические положения

Входными характеристиками транзистора при включении с ОЭ являются зависимости тока базы от напряжения между ней и эмиттером при постоянных напряжениях на коллекторе (рис. 6.1, а): $I_B = f(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ} = \text{const}$.

Выходные характеристики (рис. 6.2, б) представляют собой зависимости тока коллектора от напряжения между ним и эмиттером при постоянных токах базы: $I_K = f(U_{КЭ})$ при $I_B = \text{const}$.

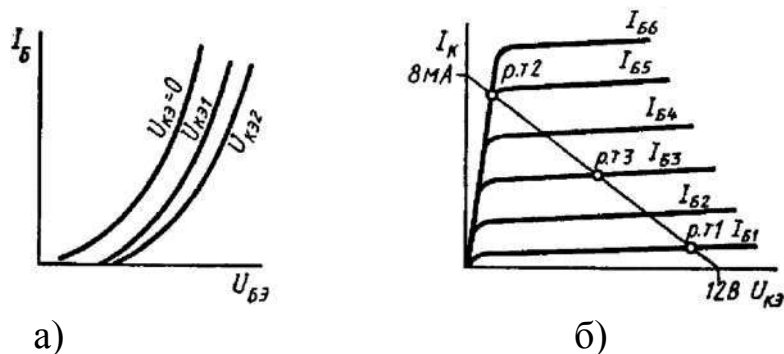


Рис. 6.1 Входные (а) и выходные (б) характеристики транзистора В режиме усиления малых сигналов транзистор, включенный с ОЭ, эквивалентно представляют в виде линейного четырехполюсника (рис. 6.2), входные и выходные параметры которого связаны следующими уравнениями:

$$\Delta U_{БЭ} = h_{11Б} \cdot \Delta I_{Б} + h_{12Э} \cdot \Delta U_{КЭ}; \quad (6.1)$$

$$\Delta I_{К} = h_{21Б} \cdot \Delta I_{Б} + h_{22Э} \cdot \Delta U_{КЭ}; \quad (6.2)$$

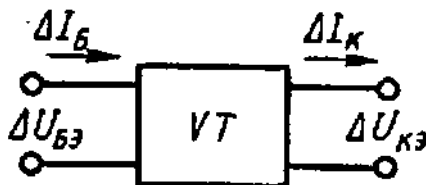


Рис. 6.2

Рассчитывают h-параметры для схемы с ОЭ по формулам

$$h_{11Э} = \Delta U_{БЭ} / \Delta I_{Б} \text{ при } U_{КЭ} = \text{const}; \quad (6.3)$$

$$h_{12Э} = \Delta U_{БЭ} / \Delta U_{КЭ} \text{ при } I_{Б} = \text{const}; \quad (6.4)$$

$$h_{21Э} = \Delta I_{К} / \Delta I_{Б} \text{ при } U_{КЭ} = \text{const}; \quad (6.5)$$

$$h_{22Э} = \Delta I_{К} / \Delta U_{КЭ} \text{ при } I_{Б} = \text{const}; \quad (6.6)$$

Для определения $h_{11Э}$ проводят через рабочую точку А (р. т), касательную к входной характеристике, и строят треугольник BCD (рис. 6.3, а). Тогда, согласно формуле (6.3),

$$h_{11Э} = BD / CD = \Delta U_{БЭ} / \Delta I_{Б}.$$

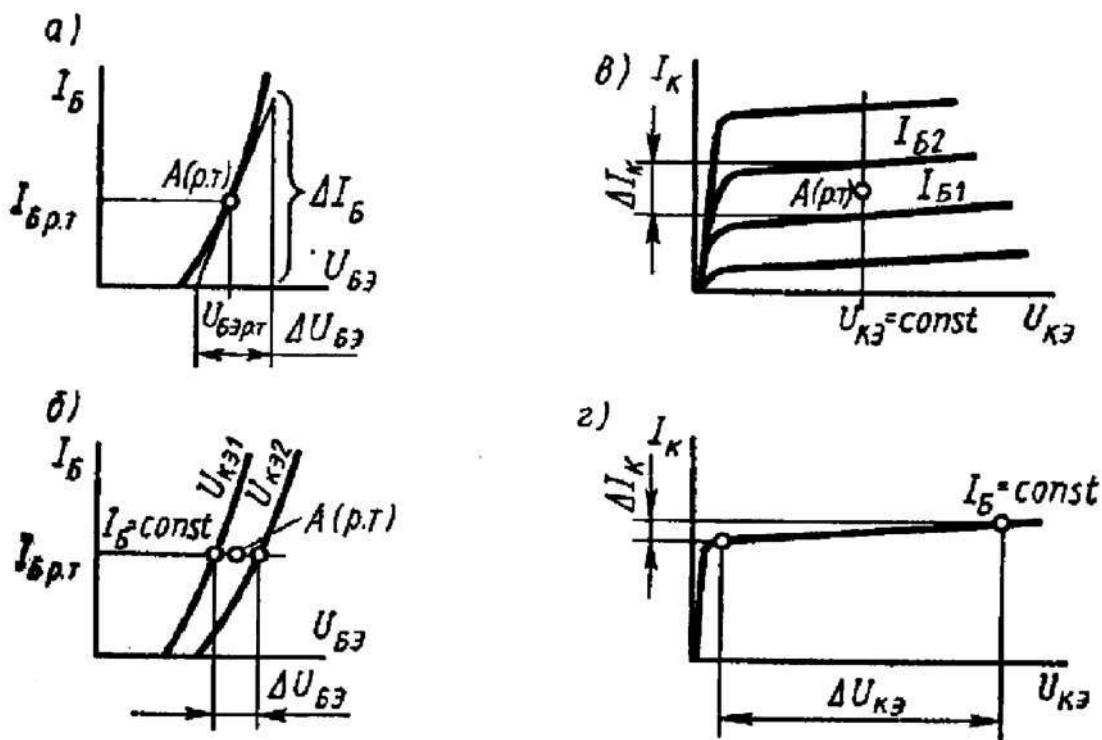


Рис. 6.3

Для определения $h_{12Э}$ выбирают две входные характеристики, снятые при двух значениях напряжений между коллектором и эмиттером (рис. 6.3, б), и проводят через А (р. т) линию $I_B = \text{const}$, соответствующую холостому ходу на входе транзистора. Затем точки пересечения этой линии с характеристиками проецируют на ось $U_{БЭ}$, определяют $\Delta U_{БЭ} = U_{БЭ2} - U_{БЭ1}$, находят $\Delta U_{БЭ}$ и рассчитывают $h_{12Э}$ по формуле (6.4).

Для определения $h_{21Э}$ семейство выходных характеристик вблизи А (р. т) пересекают линией $U_{КЭ} = \text{const}$ (рис. 6.3, в), что соответствует короткому замыканию на выходе транзистора. Затем по формуле (6.5) рассчитывают $h_{21Э}$, определив графически ΔI_K и ΔI_B как разность $I_{B2} - I_{B1}$.

Для определения $h_{22Э}$ выбирают из семейства выходную характеристику, снятую при $I_{B \text{ р.т.}}$. Находят приращение тока коллектора ΔI_K на нем при постоянном токе базы (рис. 6.3, г), и по формуле (6.5) рассчитывают $h_{22Э}$.

Рабочая точка транзистора в схеме с ОЭ характеризуется следующими параметрами: $I_{B \text{ р.т.}}$, $U_{БЭ \text{ р.т.}}$, $I_{K \text{ р.т.}}$ и $U_{КЭ \text{ р.т.}}$.

Экспериментальная часть

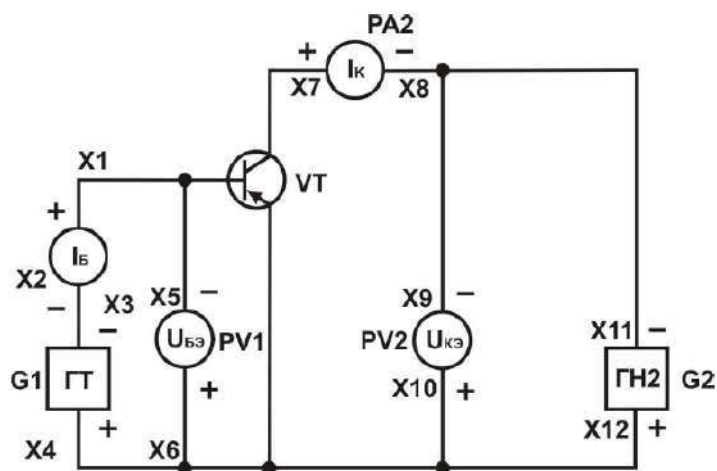


Рис. 6.4

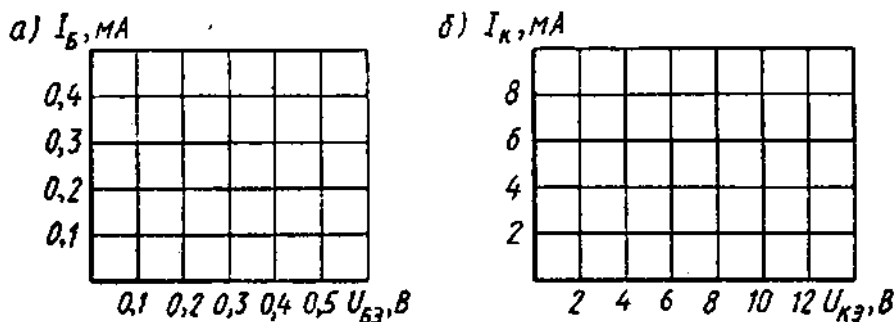


Рис. 6.5

1. В работе исследуется транзистор КТ361А.

2. Вычертить табл. 6.1 и 6.2 для получения входных и выходных характеристик транзистора и координатные оси (рис. 6.5, а, б) для их построения (масштаб по осям: I_B — в 1 см 0,1 мА; $U_{БЭ}$ — в 1 см 0,1 В; I_K — в 1 см 4 мА; $U_{КЭ}$ — в 1 см 2 В).

3. Вычертить табл. 6.3 для записи электрических параметров транзисторов в трех режимах его работы.

Таблица 6.1

Ток базы I_B , мкА		50	100	200	300	400	500
Напряжение база — эмиттер $U_{БЭ}$, В, при $U_{КЭ}$, В	0						
	1						
	5						

Таблица 6.2

Напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ}$, В		0,1	0,5	1	5	10
Ток коллектора I_K , мА. при I_B , мкА	50					
	100					
	200					
	300					
	400					
	500					

Таблица 6.3

Режим	Параметр			
	I_B	$U_{БЭ}$	I_K	$U_{КЭ}$
Отсечки (р. т 1)				
Насыщения (р. т 2)				
Активный (р. т 3)				

Таблица 6.4

Схема	Параметр			
	$h_{11Э}$	$h_{12Э}$	$h_{21Э}$	$h_{22Э}$
С общей базой				
С общим эмиттером				

4. Вычертить табл. 6.4 для записи h -параметров транзистора, включенного с ОЭ.

5. Зарисовать схему снятия входных и выходных характеристик транзистора (см. рис. 6.4) и собрать ее.

6. Снять входные и выходные характеристики и результаты измерений занести в табл. 6.1 и 6.2.

7. Для снятия входных характеристик используют: G1 (ГТ) — генератор тока стенда;

Снимая характеристику при $U_{кэ} = 0$, прибор PV2 не используют, G2, также не подключают, а гнезда X11 и X12 закорачивают.

При снятии характеристики при $U_{кэ} = 1$ В в качестве G2 используют ГН1 — часть диапазона регулирования его выходного напряжения от 0 до 7 В (в этих пределах изменения выходного напряжения полярность ГН1 противоположна указанной на лицевой панели блока питания). Выходное напряжение ГН1 измеряют измерителем выхода ИВ стенда, переключатель которого устанавливают в положение «ГП1 10 В».

Снимая характеристику при $U_{кэ}=5$ В, используют ГН2, выходное напряжение которого измеряют ИВ, для чего его переключатель устанавливают в положение «ГН2 25 В».

8. Построить входные и выходные характеристики в координатных осях (см. рис. 6.5, а, б).

9. Определить по характеристикам электрические параметры транзистора в режимах отсечки, насыщения и активном и занести их в табл. 6.3.

При определении электрических параметров транзистора в различных режимах его работы принять $U_{кэ} = 12$ В и $R_k = 1,5$ кОм. Линия нагрузки при этом пересечет оси I_k и $U_{кэ}$ соответственно в точках 8 мА и 12 В (см. рис. 6.1,б).

Рабочие точки р. т 1 и р. т 2 соответствуют режимам отсечки и насыщения. Рабочую точку р. т 3 транзистора в активном режиме выбирают посередине участка р. т 1 — р. т 2 линии нагрузки.

10. Выполнить построения на входных и выходных характеристиках для определения h-параметров транзистора, рассчитать их и занести результаты расчетов в табл. 6.4.

Контрольные вопросы

1. Почему $h_{21э}$ значительно больше 1?
2. Почему входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ больше, чем в схеме с ОБ?
3. Какие параметры транзистора, включенного с ОЭ, характеризуют его рабочую точку?
4. Каков физический смысл h-параметров и при каких условиях их определяют?
5. Почему схема включения транзистора с ОЭ наиболее распространена?

Лабораторная работа № 7

Исследование полевого транзистора

Цель работы. Изучение принципа действия полевого транзистора, снятие и анализ его вольт-амперных характеристик, определение параметров.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. G1 (ГН1) — источник напряжения $U_{зи}$ на затворе. Предварительно следует установить по измерителю выхода ИВ стенда нулевое напряжение на выходе этого источника. Выходное напряжение ГН1 регулируют в пределах от 0 до -7 В, при этом его полярность противоположна указанной на лицевой панели блока питания. Увеличивать выходное напряжение ГН1 в этом интервале регулирования следует вращая регуляторы против часовой стрелки;
3. G2 (ГН2) — источник напряжения между стоком и истоком $U_{си}$;
4. PV1 ($U_{зи}$) — измеритель напряжения на затворе по отношению к истоку (ЛВМ1 на пределе измерения «2,5 В»);
5. PA1 (I_c) — измеритель тока стока (ЛВМ2 на пределах измерения «50 мА», «10 мА», «5 мА» и «1 мА»);
6. PV2 ($U_{си}$) — измеритель напряжения на стоке по отношению к истоку (ИВ стенда, переключатель которого устанавливают в положение «ГН2 25 В»), Следует помнить, что максимально допустимое напряжение между стоком и истоком для исследуемого транзистора составляет 10 В.

Основные теоретические положения

В отличие от биполярных транзисторов, в которых перенос тока осуществляется электронами и дырками, в полевых транзисторах в переносе тока участвуют только электроны или только дырки; это зависит от того, из какого материала выполнен проводящий канал 1 (рис. 7.1).

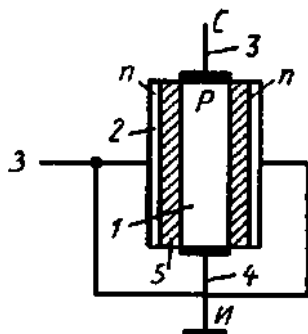


Рис.7.1

В работе исследуется транзистор КП101 с каналом р-типа. На боковую поверхность канала нанесены слои полупроводника электронной электропроводности — затвор 2. Между затвором 3 и каналом образуется р-п-переход, обедненный слой которого сосредоточен главным образом в объеме канала, выполняемого из материала с низким содержанием примеси. От канала сделаны выводы 3 и 4 — сток и исток. Исток *И* обычно заземляют, а на сток *С* подают напряжение, при котором основные носители заряда устремляются к нему.

В транзисторе с каналом р-типа на сток подается отрицательное напряжение, а на затвор — напряжение, при котором переход затвор — канал закрыт и тока не проводит.

Выходной ток полевого транзистора — ток стока I_C зависит от напряжения на стоке $U_{СИ}$ и с его ростом увеличивается. Кроме того, ток стока I_C зависит от напряжения на затворе $U_{ЗИ}$, которое управляет глубиной проникновения обедненного слоя 5 в объем канала, а следовательно, его поперечным сечением.

При напряжении $U_{СИ} = 0$ напряжение $U_{ЗИ}$ вызывает уменьшение поперечного сечения канала (рис. 7.2, а) и увеличение его сопротивления. Появление напряжения $U_{СИ}$ изменяет конфигурацию обедненного слоя, причем сечение канала с приближением к стоку уменьшается, поскольку увеличивается разность потенциалов между затвором и каналом. При некотором напряжении $U_{СИ}$, определенном для каждого значения напряжения $U_{ЗИ}$, обедненные слои смыкаются (точка А на рис. 7.2, б) и наступает насыщение. Напряжение $U_{СИ} = U_{СИ\text{ нас}}$ называют напряжением насыщения. При $U_{ЗИ} = 0$ напряжение насыщения максимально.

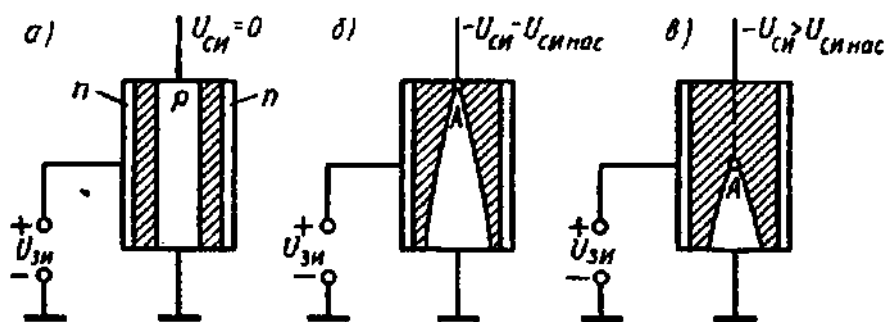


Рис 7.2

Увеличение напряжения $U_{СИ}$ приводит к смещению точки А в направлении истока (рис. 7.2, в). Ток I_C поддерживается за счет впрыскивания основных носителей канала в обедненную область точно так же, как в коллекторном переходе биполярного транзистора. При дальнейшем увеличении напряжения $U_{СИ}$ происходит пробой и выход транзистора из строя.

Стоко-затворная характеристика полевого транзистора (рис. 7.3, а), снимаемая при постоянном напряжении $U_{СИ}$, позволяет определить напряжение отсечки $U_{ЗИ\text{отс}}$, при котором ток стока становится равным нулю, и начальный ток стока $I_{С\text{нач}}$, протекающий через канал при $U_{ЗИ} = 0$.

Таким образом, выходной ток полевых транзисторов не отличается от биполярных определяется напряжением на затворе $U_{ЗИ}$, при этом ток затвора близок к нулю, поскольку это обратный ток р-п-перехода. Аналитически стоко-затворная характеристика выражается уравнением:

$$I_C = f(U_{ЗИ}) \text{ при } U_{СИ} = \text{const.}$$

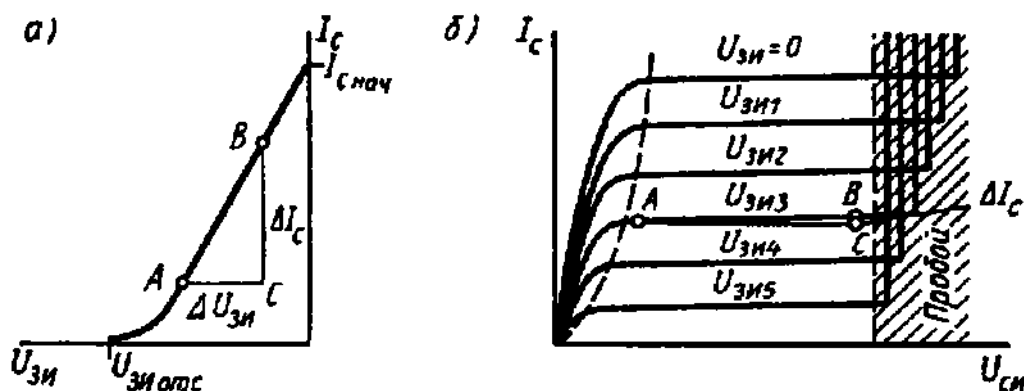


Рис 7.3

На рис. 7.3, б показано семейство стоковых характеристик полевого транзистора, представляющих собой ряд зависимостей тока стока I_C от напряжения между стоком и истоком $U_{СИ}$ для ряда постоянных напряжений на затворе $U_{ЗИ}$:

$$I_C = f(U_{СИ}) \text{ при } U_{ЗИ} = \text{const.}$$

Основными параметрами полевого транзистора являются крутизна стоко-затворной характеристики S и активная выходная проводимость $g_{22и}$.

Крутизна S показывает, на сколько миллиампер изменится ток стока I_C при изменении напряжения на затворе $U_{ЗИ}$ на 1 В и постоянном напряжении между стоком и истоком $U_{СИ}$, т. е.

$$S = \Delta I_C / \Delta U_{ЗИ} \text{ при } U_{СИ} = \text{const} \quad (7.1)$$

Этим параметром определяются усилительные свойства прибора. Обычно крутизну измеряют или рассчитывают для режима, соответствующего линейному участку стоко-затворной характеристики. Для этого строят треугольник ABC (рис. 7.3, а), по которому находят приращения тока ΔI_C и напряжения $\Delta U_{ЗИ}$, и по формуле (7.1) рассчитывают крутизну S .

Активная выходная проводимость $g_{22и}$ определяется наклоном стоковой характеристики в области насыщения (рис. 7.3, б). Этот па-

раметр находят построением треугольника АВС, по которому определяют приращения тока ΔI_C и напряжения $\Delta U_{СИ}$. Тогда активная выходная проводимость

$$g_{22И} = \Delta I_C / \Delta U_{СИ} \text{ при } U_{ЗИ} = \text{const} \quad (7.2)$$

Экспериментальная часть

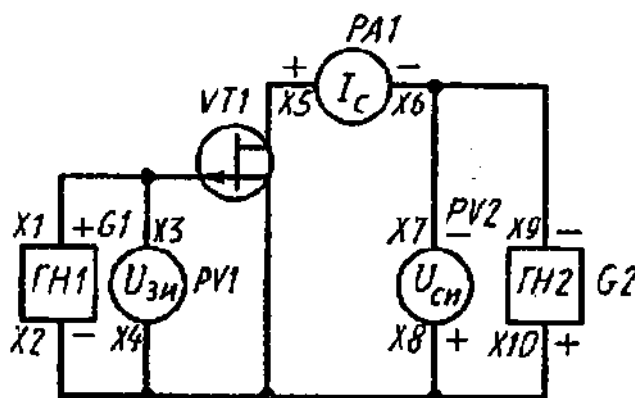


Рис 7.4

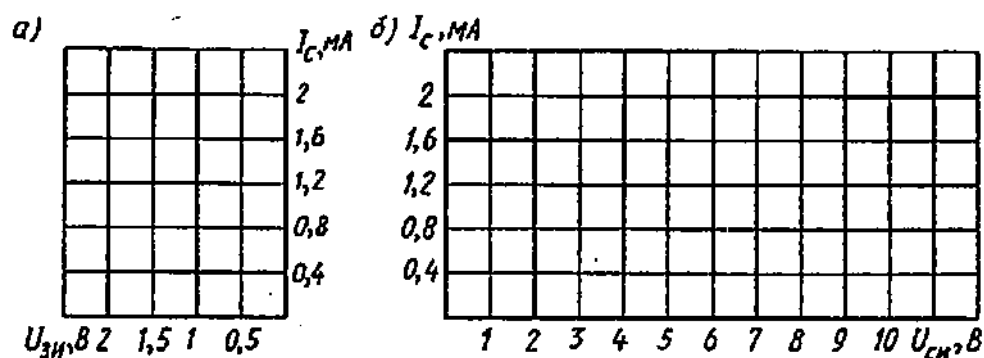


Рис. 7.5

1. Вычертить табл. 7.1 и 7.2 для снятия стоко-затворных стоковых характеристик полевого транзистора и координатные оси (рис. 7.5, а, б) для их построения.

Таблица 7.1

Напряжение затвор — исток $U_{ЗИ}$, В	0	0,2	0,4	0,8	1,2	1,6
Ток стока I_C , мА, при напряжении сток — исток $U_{СИ}$, В	5					
	10					

Таблица 7.2

Напряжение сток — исток $U_{СИ}$, В	1	2	3	5	8	9	10
--------------------------------------	---	---	---	---	---	---	----

Ток стока I_C , мА, при напряжении затвор — исток $U_{зи}$, В	0							
	0,3							
	0,6							
	0,9							
	1,2							

(масштаб по осям: I_C — в 1 см 0,4 мА; $U_{зи}$ — в 1 см 0,6 В; $U_{си}$ — в 1 см 1 В).

2. Зарисовать схему для снятия характеристик полепит транзистора (см. рис. 7.4) и собрать ее.

3. Снять стоко-затворную характеристику, заносая результаты измерений в табл. 7.1, построить ее в координатных осях на рис. 7.5, а и определить параметры, необходимые для расчета крутизны S , по формуле (7.1).

4. Снять стоковые характеристики, заносая результаты измерений в табл. 7.2, построить их в координатных осях на рис. 7.5, б, определить параметры, необходимые для расчета активной выходной проводимости $g_{22и}$, по формуле (7.2).

5. Рассчитать S и $g_{22и}$.

Контрольные вопросы

1. Какие транзисторы называют полевыми?
2. Чем объясняется высокое входное сопротивление полевых транзисторов?
3. Чем отличается полевой транзистор от биполярного?
4. Каков принцип усиления сигналов с помощью полевого транзистора?
5. Где применяют полевые транзисторы?

Лабораторная работа № 8

Исследование двухполупериодной схемы выпрямления

Цель работы. Исследование двухполупериодной схемы выпрямления с нулевым выводом и сглаживающего RC-фильтра. Построение нагрузочной характеристики выпрямителя.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. VDI и VD2 — диоды Д220 (КД103А);
3. резистор $R1 = 200 \text{ Ом}$;
4. конденсаторы $C1 = C2$ емкостью 20 и 50 мкФ;
5. резистор $R2$ сопротивлением 510 Ом, 1 кОм, 1,6 кОм.
6. РА(I) используют на пределах «50 мА» и «10 мА».
7. Постоянные напряжения в схеме измеряют на пределах «25В» и «10В».

Основные теоретические положения

Выпрямителями (рис. 8.1) называют устройства, служащие для преобразования переменных напряжений и токов в постоянные, используемые для питания радиоэлектронной аппаратуры. Переменное напряжение U_1 сети поступает на первичную обмотку трансформатора T , с вторичной обмотки которого напряжение U_2 подается на выпрямитель B . Выпрямленное пульсирующее напряжение сглаживается фильтром Φ , превращаясь в постоянное напряжение U_{RH} для питания устройства, эквивалентно представленного резистором нагрузки R_H .

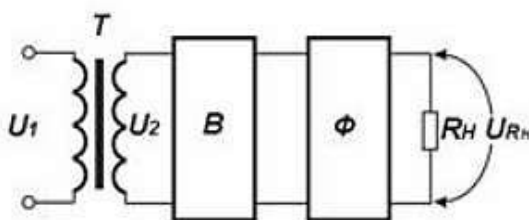


Рис. 8.1

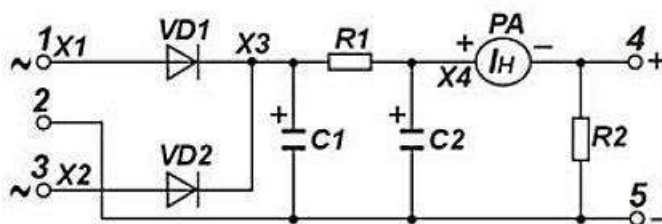


Рис. 8.2 Двухполупериодная схема выпрямления

Схема двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом трансформатора (вывод 2) с активной нагрузкой R_H показана на рис. 8.3, а. Вторичная обмотка трансформатора выполнена так, чтобы в точках 1 и 3 были одинаковые, но противофазные относительно точки 2 напряжения U_2' и U_2'' (рис. 8.3, б).

Рассмотрим работу схемы в полупериод, когда в точке 1 относительно точки 2 действует положительное напряжение, а в точке 3 – отрицательное. Напряжение U_2' вызывает ток I_{VD1} (рис. 8.3, в), который проходит по цепи (рис. 8.3, а): вывод 1, диод VD1, резистор R_H , вывод 2. Таким образом, ток в нагрузку отдает верхняя половина вторичной обмотки трансформатора. Этот ток создает на резисторе нагрузки R_H падение напряжения U_{RH} (рис. 8.3, д), полярность которого указана на рис. 8.3, а, а амплитуда равна амплитуде напряжения U_2' , т. е. U_{2m} . В течение этого полупериода диод VD2 закрыт напряжением, действующим между выводами 1 и 3, а, следовательно, его максимальное напряжение равно $2U_{2m}$ (рис. 8.3, е). На диоде VD1, проводящем ток в течение всего полупериода, образуется небольшое прямое падение напряжения $U_{пр}$.

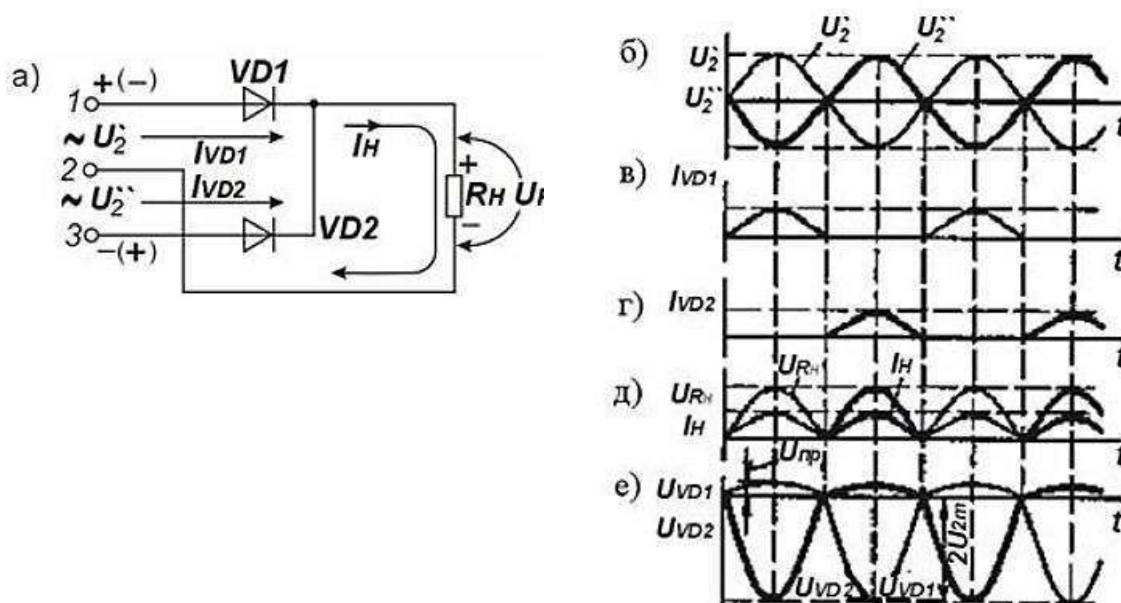


Рис. 8.3 Схема и диаграммы работы выпрямителя

В следующий полупериод диод VD2 начинает проводить ток I_{VD2} (рис. 8.3, г) по цепи (рис. 8.3, а): вывод 3, диод VD2, резистор R_H , вывод 2. При этом на нагрузке появляется синусоидальный импульс напряжения той же полярности, что и в первый полупериод. В течение этого полупериода диод VD1 закрыт.

Таким образом, диоды поочередно каждый в течение (своего) полупериода проводят ток в общую нагрузку. Частота пульсаций вы-

ходного напряжения двухполупериодной схемы равна удвоенной частоте сети, так как за период напряжения сети ток в нагрузке и напряжение на ней дважды достигают максимума. Двухполупериодную схему применяют в силовых низковольтных выпрямителях. Это объясняется тем, что в цепи тока нагрузки в любой момент выпрямительного процесса находится только один диод.

Пульсации выпрямленного напряжения оценивают коэффициентом пульсаций k_{Π} , являющимся отношением амплитуды первой гармоники U_{1m} к среднему значению напряжения на нагрузке $U_{Rн. ср}$:

$$k_{\Pi} = U_{1m} / U_{Rн. ср}. \quad (8.1)$$

Коэффициент пульсаций двухполупериодной схемы выпрямления без сглаживающего фильтра $k_{\Pi} = 0,67$. Сглаживающий фильтр уменьшает k_{Π} . Это его свойство оценивается коэффициентом сглаживания $k_{сгл}$ который является отношением коэффициентов пульсаций на входе $k_{\Pi вх}$ и выходе $k_{\Pi вых}$ фильтра:

$$k_{сгл} = k_{\Pi вх} / k_{\Pi вых}. \quad (8.2)$$

Простейшим сглаживающим фильтром является емкостный, состоящий из конденсатора, подключенного параллельно нагрузке $R_{н}$. Заряжаясь во время, когда напряжение на входе фильтра близко к максимальному, конденсатор отдает запасенную энергию в нагрузку при уменьшении входного напряжения. В схеме, которая была показана на рис. 8.2, сглаживающим может быть, например, конденсатор $C1$. Коэффициент сглаживания емкостного фильтра тем выше, чем больше емкость конденсатора. Правда, при этом укорачиваются импульсы тока подзаряда конденсатора, а, следовательно, растет и амплитуда, что усложняет работу выпрямительных диодов. Емкостные фильтры широко применяют в источниках питания радиоэлектронных устройств, так как они просты и недороги.

Намного эффективнее сглаживающий фильтр, состоящий из двух звеньев: емкостного $C1$ и RC-звена из элементов $R1$ и $C2$. Напряжение на конденсаторе $C1$ поднимается почти до амплитуды входного, при этом предварительно сглаживаются пульсации. Для их окончательного сглаживания служит второе звено. Такой фильтр прост в изготовлении и недорог. Недостатком RC-фильтров является низкий КПД. Обычно на резисторе $R1$ теряется до 10% выпрямленного напряжения, что допустимо только в маломощных источниках питания.

Внешняя, или нагрузочная, характеристика источника питания выражает зависимость выходного напряжения от тока нагрузки и показывает, в какой степени уменьшается выходное напряжение источника при увеличении нагрузки.

Экспериментальная часть

1. Вычертить табл. 8.1 для записи результатов измерений и координатные оси для изображения осциллограмм, снятых в схеме без фильтра (рис. 8.4, а) и с фильтром (рис. 8.4,б), а также для построения нагрузочной характеристики выпрямителя (рис. 8.5).

Таблица 8.1

Элементы схемы	$R1, \text{кОм}$		∞		1.6		1		0,51	
	$C1 = C2, \text{мкФ}$		20	50	20	50	20	50	20	50
$U_{C1}, \text{В}$ $\Delta U_{C1}, \text{мВ}$ $\Delta U_{C2}, \text{мВ}$ $I, \text{мА}$ $U_{RH} (U_{R2}), \text{В}$ $\text{КПД} = (P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}}) \cdot 100\%$										

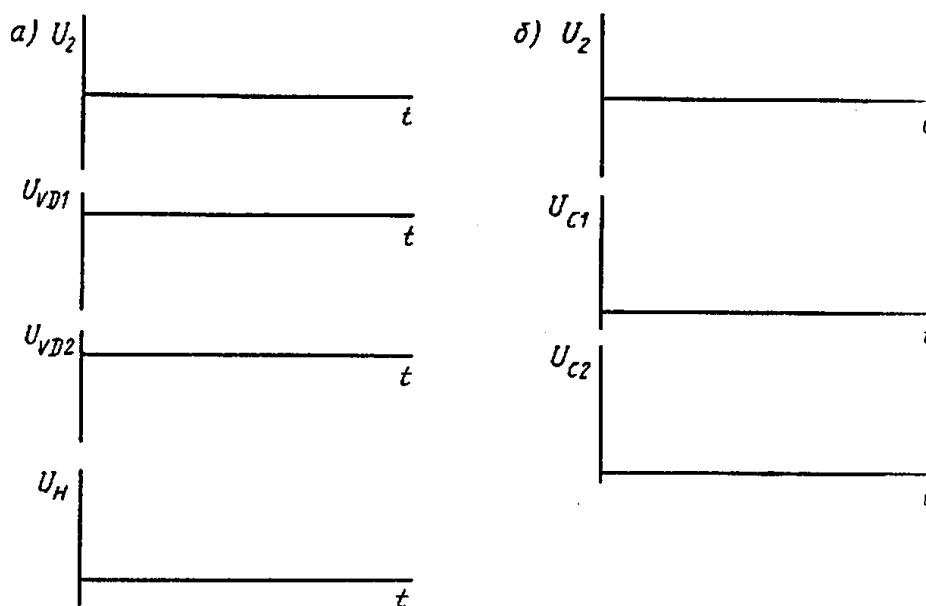


Рис. 8.4

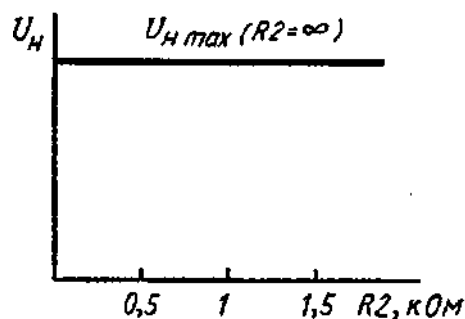


Рис. 8.5

2. Зарисовать электрическую схему исследуемого выпрямителя (см. рис. 8.2) и собрать ее.

3. Измерить электрические параметры схемы выпрямителя для приведенных в табл. 19 значений R_1 и $C_1 = C_2$, рассчитать кпд и занести результаты вычислений и измерений в табл. 8.1.

Переменное напряжение подводят к гнездам 1 и 3 исследуемой схемы от крайних зажимов источника питания ИП стенда, а к гнезду 2 — от зажима «Общ.». Положение тумблера ИП значения не имеет, но при выполнении работы его не следует изменять, так как в этом случае на 15% изменится входное напряжение, что внесет погрешность в измерения.

В качестве измерителя тока нагрузки $P_A(I)$ используют АВМ2 на пределах «50 мА» и «10 мА». Постоянные напряжения в схеме измеряют АВМ1 на пределах «25 В» и «10 В». Переменное напряжение на входе схемы измеряют ИВ стенда, переводя переключатель в положение «ИП ~ 25 В».

Пульсации в схеме измеряют милливольтметром МВ стенда на пределах «5 В», «1 В», «500 мВ» и «100 мВ», а их форму наблюдают с помощью осциллографа.

В координатных осях (см. рис. 8.4, а, б) следует построить не менее двух полных периодов пульсаций с учетом постоянной составляющей.

Кпд выпрямителя вычисляют как отношение мощности на нагрузке $P_{ВЫХ} = U_{R2}I$ к мощности на входе сглаживающего фильтра $P_{ВХ} = U_{C1}I$, выраженное в процентах.

4. Вычислить коэффициенты пульсаций и сглаживания для максимальной нагрузки ($R_2 = 510 \text{ Ом}$) и двух номиналов конденсаторов C_1 и C_2 , пользуясь формулами (8.1) и (8.2) и данными табл. 8.1.

5. Снять и зарисовать в координатных осях (см. рис. 8.4, а, б) осциллограммы напряжений в схеме выпрямителя.

6. Построить в координатных осях (рис. 8.5) нагрузочную характеристику выпрямителя, пользуясь данными табл. 8.1.

Контрольные вопросы

1. Сколько диодов одновременно находится в цепи тока исследованного выпрямителя?
2. Почему напряжения на крайних выводах трансформатора должны быть одинаковыми?
3. Какова частота пульсаций на выходе выпрямителя?
4. Как влияют конденсаторы фильтра на пульсации?
5. Почему исследуемую схему применяют в силовых выпрямителях?

Лабораторная работа № 9

Исследование мостовой схемы выпрямления

Цель работы. Исследование однофазной мостовой схемы выпрямления со сглаживающим RC-фильтром.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. диоды Д220 (КД103А)
3. резистор $R_1 = 200 \text{ Ом}$;
4. конденсаторы $C_1 = C_2$ емкостью 20 и 50 мкФ;
5. резистор R_2 сопротивлением 510 Ом, 1 кОм, 1,6 кОм.

Основные теоретические положения

Мостовая схема выпрямления дает точно такой же результат, как двухполупериодная, но имеет более простой трансформатор с одной вторичной обмоткой, рассчитанной на напряжение U_2 .

Схема мостового выпрямителя без фильтра и ее временные диаграммы показаны на рис. 9.1, а—е.

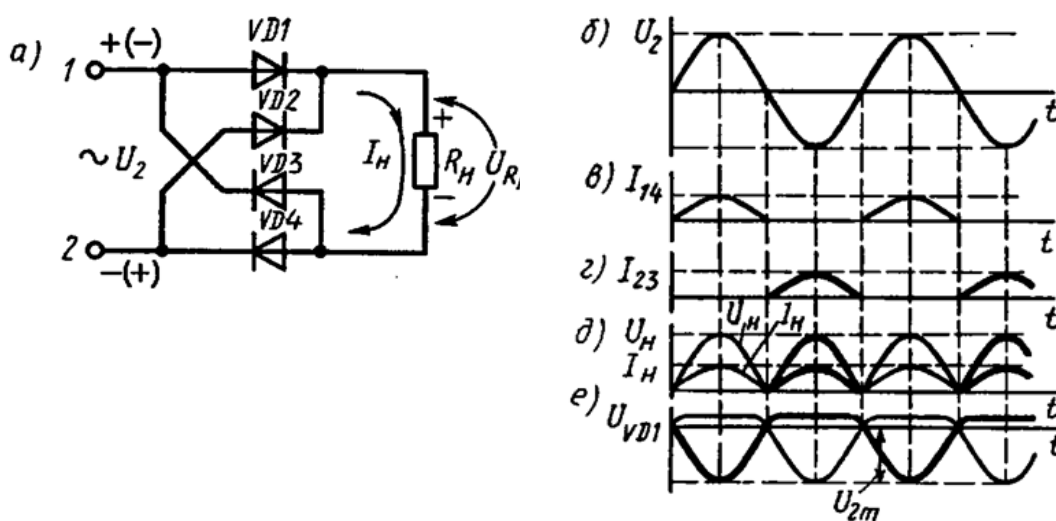


Рис. 9.1 Схема мостового выпрямителя без фильтра и ее временные диаграммы

Пусть в первый полупериод (рис. 9.1, а—в) напряжения U_2 на выводе 1 вторичной обмотки трансформатора действует положительное по отношению к выводу 2 напряжение и ток I_{14} проходит по цепи: вывод 1, диод $VD1$, резистор R_H , диод $VD4$, вывод 2. При этом на нагрузке R_H образуется падение напряжения U_{RH} , полярность которого указана на рис. 9.1, а. Форма напряжения U_{RH} — это следующие один за другим синусоидальные импульсы (рис. 9.1, д). Диоды $VD2$ и $VD3$ в течение этого полупериода тока не проводят, так как закрыты

поступающим на них через открытые диоды VD1 и VD4 напряжением U_{2m} (рис. 9.1, е). Максимальное обратное напряжение закрытых диодов равно амплитуде напряжения U_{2m} на обмотке трансформатора, т. е. вдвое меньше, чем в двухполупериодной схеме.

В следующий полупериод, когда знаки напряжения на вторичной обмотке трансформатора изменяются на противоположные (на рис. 9.1, а они даны в скобках), ток I_{23} (рис. 9.1, г) будет проходить по цепи (рис. 9.1, а): вывод 2, диод VD2, резистор R_H , диод VD3, вывод 1.

Достоинство мостовой схемы по сравнению с двухполупериодной состоит в том, что диоды могут быть рассчитаны на вдвое меньшее обратное напряжение. Однако в цепи прямого тока в любой момент выпрямительного процесса находятся два последовательно включенных диода, что снижает экономичность схемы из-за падения напряжения на них при прохождении прямого тока. В выпрямителях, выпрямленное напряжение которых значительно выше прямого падения напряжения на диодах, этот недостаток незаметен. В тех же случаях, когда выпрямленное напряжение соизмеримо с прямым падением напряжения, применяют двухполупериодную схему.

В мостовой схеме, как и в двухполупериодной, частота пульсаций равна удвоенной частоте сети.

Экспериментальная часть

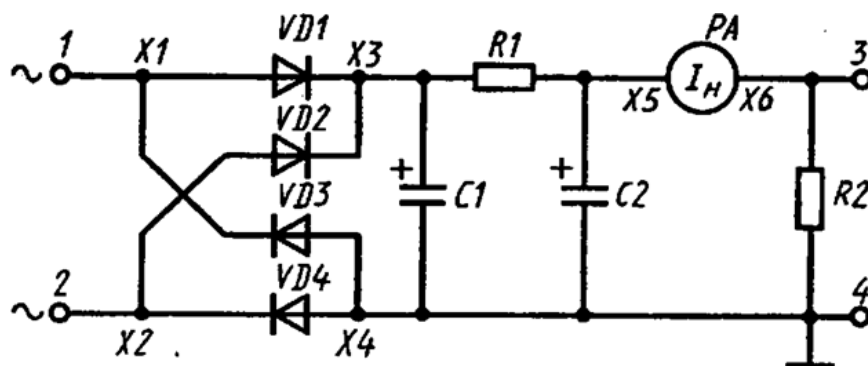


Рис 9.2 Однофазная мостовая схема выпрямления со сглаживающим RC-фильтром

Вычертить таблицу, аналогичную табл. 8.1 в работе № 8, а также координатные оси (см. рис. 8.4, а, б) для построения временных диаграмм.

2. Зарисовать электрическую схему исследуемого выпрямителя (см. рис. 9.2) и собрать ее.

Переменное напряжение подводят к гнезду 1 исследуемой схемы от одного из крайних зажимов источника питания ИП стенда, а к гнезду 2 — от зажима «Общ.».

3. Выполнить п. 3—6 задания к работе № 8.

Контрольные вопросы

1. Сколько последовательно включенных диодов имеется в цепи тока нагрузки при мостовой схеме выпрямления?
2. Каким должно быть максимально допустимое обратное напряжение диода в мостовой схеме?
3. Как влияют конденсаторы фильтра и сопротивление нагрузки на амплитуду пульсаций?
4. Какой будет осциллограмма напряжения на нагрузке, если один из диодов отключен?
5. Когда применяют мостовую схему выпрямления?

Лабораторная работа № 10

Исследование параметрического стабилизатора напряжения

Цель работы. Изучение принципа действия параметрического стабилизатора напряжения, его исследование при изменении входного напряжения и нагрузки, расчет коэффициента стабилизации и выходного сопротивления

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. При выполнении работы используют: $R1 = 510 \text{ Ом}$; $R2 = 510 \text{ Ом}$; 1 кОм ; $1,6 \text{ кОм}$; $C1 = C2 = 50 \text{ мкФ}$; диоды Д220 (КД103А); VD5 — стабилитрон Д814А.
3. Переменное напряжение с зажимов «~15 В» и «Общ.» источника питания ИП стенда подают на гнезда/и 2 исследуемого стабилизатора. Тумблер ИП устанавливают в положение «15 В»; его переключение в положение «15 В +15%» увеличивает выходное напряжение ИП до 17,25 В.
4. Ток нагрузки I_H измеряют АВМ2 на пределах «50 мА», «10 мА», а напряжения — АВМ1 на пределах «25 В» и «10 В».

Основные теоретические положения

Для питания радиоэлектронной аппаратуры обычно используют стабилизированные источники. Особенно широко их применяют в аппаратуре на транзисторах и микросхемах. Идеальный стабилизатор должен обеспечивать абсолютное постоянство выходного напряжения. В реальном стабилизаторе выходное напряжение все же зависит от входного. Стабильность выходного напряжения оценивают коэффициентом стабилизации:

$$k_{\text{СТ}} = \Delta U_{\text{ВХ}} U_{\text{ВЫХ}} / (\Delta U_{\text{ВЫХ}} U_{\text{ВХ}}), \quad (10.1)$$

где $\Delta U_{\text{ВХ}}$ — изменение входного напряжения; $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ — изменение выходного напряжения, вызванное изменением входного.

Стабилизаторы одновременно со стабилизацией сглаживают пульсации выпрямленного напряжения, т. е. являются активными фильтрами.

В параметрических стабилизаторах напряжения используется малая зависимость напряжения на стабилитроне от проходящего через него тока (см. ВАХ стабилитрона — рис. 2.1).

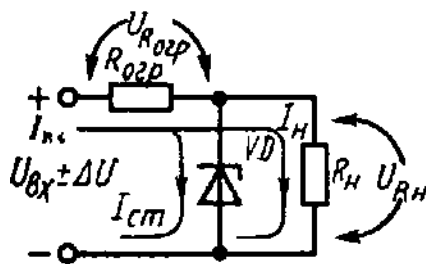


Рис. 10.1

Входное напряжение U_{BX} (рис. 10.1) распределяется между ограничивающим резистором $R_{огр}$ и параллельно включенными стабилитроном VD и резистором нагрузки R_H . Изменение входного напряжения сопровождается изменением входного тока I_{BX} . При этом изменяются напряжения на ограничивающем резисторе $U_{Rогр}$ и незначительно на стабилитроне и нагрузке, поскольку рабочий участок ВАХ стабилитрона все же имеет некоторый наклон по отношению к оси $I_{обр}$. При изменении нагрузки происходит перераспределение токов I_{CT} и I_H между стабилитроном и нагрузкой, а общий ток I_{BX} остается неизменным.

Стабилитрон работает нормально, если при полном изменении входного напряжения и нагрузки ток через стабилитрон I_{CT} останется в пределах $I_{CT \min} \div I_{CT \max}$, которыми ограничивается рабочий участок ВАХ.

Параметрический стабилизатор позволяет получить $k_{CT} - 20 \div 30$. Большой k_{CT} можно получить, включив последовательно два стабилизатора (при таком включении второй низковольтный стабилизатор будет питаться предварительно стабилизированным выходным напряжением первого высоковольтного). Однако при этом чрезвычайно низок КПД схемы (несколько процентов).

Короткое замыкание на выходе стабилизатора не выводит его из строя, а лишь увеличивает мощность, рассеиваемую на резисторе $R_{огр}$:

$$P_{R_{огр \max}} = (U_{BX} + \Delta U_{BX})^2 / R_{огр}. \quad (10.2)$$

Отключение нагрузки (холостой ход на выходе) переводит стабилизирующий элемент в наиболее тяжелый режим, так как через него протекает весь входной ток I_{BX} , а напряжение остается прежним. Максимальную мощность стабилитрона рассчитывают по формуле

$$P_{CT \max} = U_{CT} (U_{BX} + \Delta U_{BX} - U_{CT}) / R_{огр}. \quad (10.3)$$

Важным параметром стабилизатора является его выходное сопротивление

$$R_{вых} = \Delta U_{RH}' / \Delta I_H. \quad (10.4)$$

где $\Delta U_{RH}'$ — изменение напряжения на нагрузке, вызванное изменением ее тока ΔI_H .

Выходное сопротивление позволяет оценить нагрузочную способность стабилизатора: чем оно меньше, тем меньше выходное напряжение зависит от нагрузки.

Для расчета коэффициента стабилизации исследуемой схемы можно применить формулу, следующую из формулы (10.1):

$$k_{CT} = \Delta U_{BX} U_{RH\text{ ср}} / (\Delta U_{RH}'' U_{BX\text{ ср}}), \quad (10.5)$$

где $U_{BX\text{ ср}}$ и $U_{RH\text{ ср}}$ — средние входное и выходное напряжения; $\Delta U_{RH}''$ — изменение выходного напряжения, вызванное изменением входного ΔU_{BX} .

Экспериментальная часть

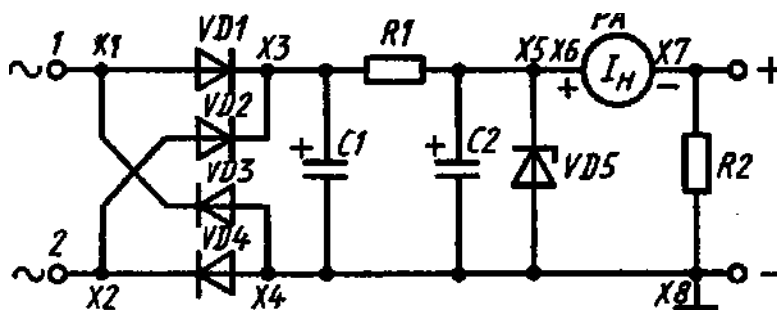


Рис. 10.2

1. Вычертить табл. 10.1 для записи напряжений и токов в различных точках схемы стабилизатора, а также координатные оси (рис. 10.3) для построения зависимости мощности, выделяющейся на стабилитроне, от сопротивления нагрузки для двух значений входного напряжения: $U_1 = 15\text{ В}$ и $U_2 = 17,25\text{ В}$ (масштаб по осям: P_{CT} — к 1 см 50 мВт; R_2 — в 1 см 0,25 кОм).

Таблица 10.1

Напряжение сети	$U_1 = 15\text{ В}$				$U_2 = 17,25\text{ В}$			
$R_2(R_H)$, кОм	0,51	1	1.6	∞	0,51	1	1.6	∞
I_H , мА								
$U_{R2}(U_{RH})$, В								
ΔU_{R2} , мВ								
U_{C1} , В								
$\Delta U_{C1}, U_{C1} - U_{R2}$, В								
$I_{BX} = U_{R1} / R_1$, мА								
$I_{CT} = I_{BX} - I_H$, мА								
$P_{CT} = I_{CT} U_{R2}$, мВт								

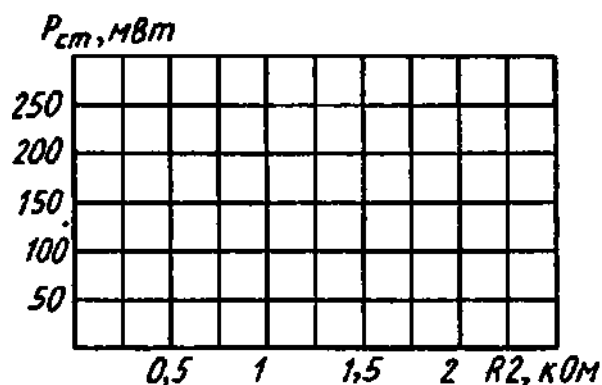


Рис. 10.3

2. Зарисовать электрическую схему параметрического стабилизатора напряжения (см. рис. 10.2) и собрать ее.

3. Измерить ток нагрузки I_H и напряжение U_{R2} (U_{RH}) на ней, а также напряжение пульсаций на нагрузке U_{R2} , напряжение на первом конденсаторе фильтра U_{C1} и напряжение пульсаций на этом конденсаторе ΔU_{C1} . Результаты измерений занести в табл. 10.1.

4. Вычислить напряжение U_{R1} на ограничивающем резисторе (на рис. 10.1 – это резистор $R_{огр}$), входной ток I_{BX} стабилизатора, ток $I_{СТ}$ через стабилитрон и рассеиваемую на нем мощность $P_{СТ}$. Результаты вычислений занести в табл. 10.1.

5. Построить графики зависимости мощности, рассеиваемой на стабилитроне, от сопротивления нагрузки для двух значений напряжения сети.

6. Рассчитать максимальную мощность, рассеиваемую на ограничивающем резисторе $R1$ при коротком замыкании на выходе стабилизатора и максимальном напряжении сети (17,25 В), пользуясь формулой (10.2), в которой $R_{огр} = R1$.

7. Рассчитать максимальную мощность, рассеиваемую на стабилитроне при холостом ходе на выходе стабилизатора (при отключенном резисторе нагрузки $R2$) и максимальном напряжении сети (17,25 В), пользуясь формулой (10.3).

8. Измерить основные составляющие нестабильности выходного напряжения $\Delta U_{RH}'$ и $\Delta U_{RH}''$ (на рис. 10.1 резистор $R2$ обозначен R_H). Вычислить выходное сопротивление и коэффициент стабилизации схемы, используя формулы (10.4) и (10.5).

4. Для измерения нестабильности выходного напряжения следует собрать вспомогательную схему (рис. 10.4). В качестве измерителя $\delta U_{СТ}$ используют АВО (сначала на пределе «5 В», а затем по мере компенсации выходного напряжения прибор переключают на все более чувствительные пределы: «1 В», «0,5 В», «0,1 В»), Устанавливают резистор $R2 = 510$ Ом и переводят тумблер ИП в положение «15 В». Так как этот режим соответствует максимальной нагрузке стабилиза-

тора при минимальном входном напряжении, на выходе схемы будет минимальное напряжение.

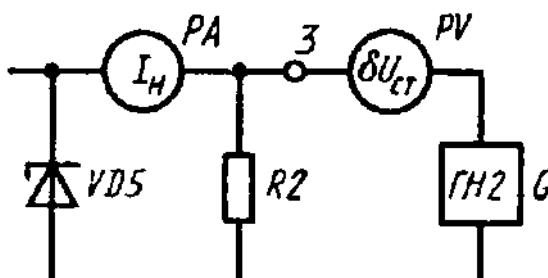


Рис. 10.4

Затем, изменяя напряжение ГН2, компенсируют выходное напряжение стабилизатора (АВО при этом должен показывать ноль, так как выходные напряжения стабилизатора и ГН2 одинаковы). Отключают резистор R2 (холостой ход на выходе), что сопровождается увеличением тока стабилитрона и выходного напряжения. При этом АВО измерит напряжение $\Delta U_{RH}'$, которое также необходимо скомпенсировать. Далее переключают тумблер ИП в положение «15В + 15%» и измеряют напряжение $\Delta U_{RH}''$.

5. Выходное сопротивление стабилизатора рассчитывают по формуле (10.4), где ΔI_H — приращение тока нагрузки, соответствующее условиям измерения $\Delta U_{RH}'$ (ΔI_H равен току нагрузки при $R2=510$ Ом, так как минимальный ток нагрузки при $R2 = \infty$ равен нулю).

6. Коэффициент стабилизации рассчитывают по формуле (10.5), составляющие которой вычисляют следующим образом:

$$\Delta U_{BX} = U_{C1}'' - U_{C1}'$$

где U_{C1}'' и U_{C1}' — напряжения на конденсаторе C1 при напряжении 15 и 17,25 В на входе выпрямителя;

$$U_{BX\text{ ср}} = (U_{C1}'' + U_{C1}')/2 ; \quad U_{RH\text{ ср}} = U_{RH\text{ min}} + U_{RH}''/2,$$

где $U_{RH\text{ min}}$ — напряжение на выходе стабилизатора при напряжении на входе выпрямителя 15 В и $R2 = 510$ Ом.

Контрольные вопросы

1. Почему пульсации напряжения на стабилитроне невелики?
2. Почему короткое замыкание на выходе не выводит параметрический стабилизатор из строя?
3. Почему КПД параметрического стабилизатора невысок?
4. Когда применяют параметрические стабилизаторы?
5. Как изменяется режим работы стабилитрона при перегрузке?

Лабораторная работа № 11

Исследование компенсационного стабилизатора напряжения

Цель работы. Изучение принципа действия компенсационного стабилизатора напряжения и его исследование при изменении входного напряжения и нагрузки; расчет коэффициента стабилизации и выходного сопротивления

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. При выполнении работы используют: $R1 = 1,6 \text{ кОм}$; $R2 = 7,5 \text{ кОм}$; $R3 = 200 \text{ Ом}$; $R4 = 2,2 \text{ кОм}$ (переменный); $R5 = 1 \text{ кОм}$; $R6 = 510 \text{ Ом}$, 1 кОм ; $1,6 \text{ кОм}$; $C1 = 50 \text{ мкФ}$; $C2 = 20 \text{ мкФ}$; $VD1 - VD4$ — диоды Д220 (КД103А); $VT1$ и $VT2$ — транзисторы КТ361А; $VD5$ — стабилитрон Д814А.
3. Ток нагрузки I_H измеряют АВМ2 (на пределах измерения «50 мА» и «10 мА»), напряжение — АВМ1 (на пределах «25 В» и «10 В»), пульсации напряжения — милливольтметром МВ (действующее значение) и осциллографом (измеряют амплитудное значение и наблюдают форму пульсаций, их частоту).

Основные теоретические положения

Значительно лучшими параметрами обладает компенсационный стабилизатор напряжения: его коэффициент стабилизации может достигать сотен и даже тысяч единиц. Наиболее распространен компенсационный стабилизатор напряжения, регулирующий элемент которого включен последовательно нагрузке (рис. 11.1).

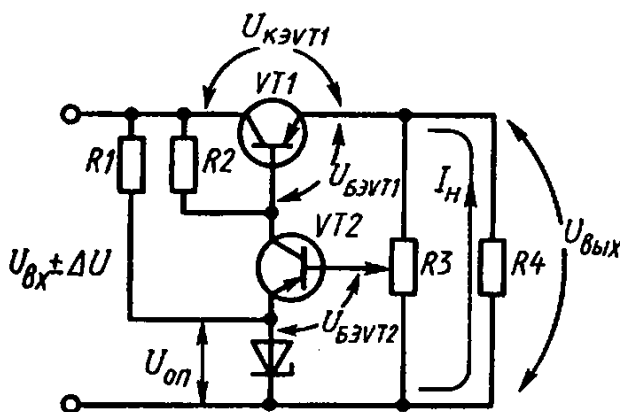


Рис. 11.1

На вход схемы подается отфильтрованное нестабилизированное напряжение $U_{ВХ}$ (его предельные отклонения от среднего значения $\pm \Delta U$), которое распределяется между регулирующим транзистором $VT1$ и сопротивлением нагрузки $R4$, т. е.

$$U_{BX} = U_{KЭVT1} + U_{ВЫХ} \quad (11.1)$$

Принцип действия стабилизатора состоит в следующем. Если увеличится U_{BX} , то автоматически почти на столько же увеличится $U_{KЭVT1}$, а $U_{ВЫХ}$ — незначительно. При уменьшении U_{BX} уменьшается $U_{KЭVT1}$ а $U_{ВЫХ}$ — незначительно.

Усилитель сигнала рассогласования выполнен на транзисторе VT2, на эмиттерный переход которого поступает два напряжения: опорное U_{OP} , вырабатываемое параметрическим стабилизатором на стабилитроне VD,

и напряжение $\propto U_{ВЫХ}$, пропорциональное выходному напряжению (\propto — коэффициент деления делителя, выполненного на потенциометре R3). Сигнал рассогласования складывается из этих двух напряжений:

$$U_P = U_{KЭVT2} = \alpha U_{ВЫХ} - U_{OP}, \quad (11.2)$$

усиливается и поступает на базу регулирующего транзистора VT1, потенциал эмиттера которого равен выходному напряжению $U_{ВЫХ}$ стабилизатора. Напряжение в эмиттерной цепи транзистора складывается из двух напряжений:

$$U_{KЭVT1} = U_{KVT2} - U_{ВЫХ}. \quad (11.3)$$

Увеличение входного напряжения сопровождается увеличением выходного, а, следовательно, напряжения $\propto U_{ВЫХ}$. При этом напряжение $U_{KЭVT2}$ и ток коллектора транзистора VT2 увеличиваются, а напряжения U_{KVT2} и $U_{БЭVT1}$ в соответствии с формулой (11.3) уменьшаются. Одновременно уменьшается коллекторный ток транзистора VT1, что равноценно увеличению сопротивления его промежутка коллектор—эмиттер и, следовательно, напряжения $U_{KЭVT1}$. Таким образом, почти все приращение напряжения U_{BX} приходится на регулирующий транзистор VT1, а напряжение $U_{ВЫХ}$ в соответствии с формулой (20) остается неизменным. Выходное напряжение стабилизатора все же изменяется, так как для поддержания нового электрического состояния транзистора VT1 необходим некоторый сигнал рассогласования, тем меньший, чем выше коэффициент усиления усилителя сигнала рассогласования.

Уменьшение входного напряжения схема компенсирует уменьшением сопротивления промежутка коллектор — эмиттер транзистора VT1, напряжение на котором уменьшается, а выходное напряжение стабилизатора изменяется незначительно. Аналогично стабилизатор реагирует на пульсации входного напряжения, значительно ослабляя их на выходе.

При изменении положения движка потенциометра R3 изменяется выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ стабилизатора. Это происходит потому, что в схеме автоматически поддерживается соотношение между

напряжениями в эмиттерной цепи транзистора VT2 в соответствии с формулой (21). Из этой формулы следует, что $U_{\text{ВЫХ}} \approx U_{\text{ОП}}/\alpha$. Если движок потенциометра R3 сместить к верхнему по схеме выводу (а = 1), то выходное напряжение стабилизатора приблизится к опорному.

При уменьшении α (смещение движка потенциометра R3 к нижнему выводу) выходное напряжение увеличивается и соответственно уменьшается напряжение $U_{\text{КЭВТ1}}$ пока транзистор VT1 не перейдет в насыщение. Тогда $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{КЭВТ1нас}} \approx U_{\text{ВХ}}$. В этом режиме транзистор VT1 перестает управляться, а стабилизатор – стабилизировать напряжение. Обычно напряжение на промежутке коллектор – эмиттер транзистора VT1 составляет не менее 3–5 В при максимальном напряжении на выходе схемы. Такое же минимальное напряжение $U_{\text{КЭВТ1}}$ необходимо для сглаживания пульсаций.

Экспериментальная часть

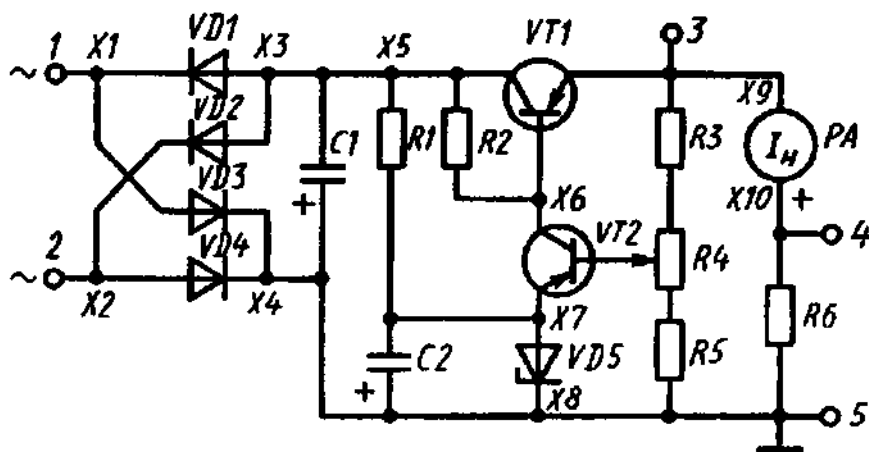


Рис 11.2

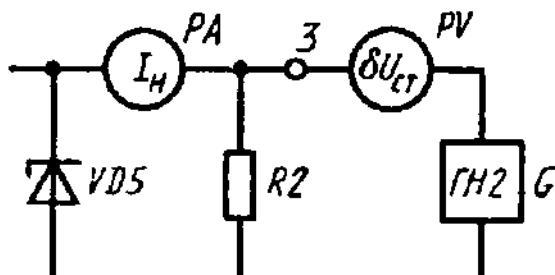


Рис. 11.3

1. Вычертить табл. 11.1 для записи электрических режимов схемы стабилизатора.

Таблица 11.1

Напряжение сети	$U_1 = 15 \text{ В}$				$U_2 = 17,25 \text{ В}$			
$R_6(R_H)$, кОм	0,51	1	1,6	∞	0,51	1	1,6	∞

U _{C1} , В								
ΔU _{C1} , мВ								
U _{KVT2} , В								
U _{KЭVT1} , В								
ΔU _{KЭVT1} , мВ								
U _{БЭVT2} , В								
P _{KVT1} = I _H U _{KЭVT1} , мВт								

2. Зарисовать электрическую схему исследуемого стабилизатора (см. рис. 11.2) и собрать ее.

3. Выполнить измерения и занести результаты в табл. 11.1

4. Рассчитать мощность, рассеиваемую транзистором VT1, при всех режимах работы стабилизатора и определить режим, когда она максимальна.

5. Пользуясь данными табл. 11.1, рассчитать коэффициент стабилизации и выходное сопротивление стабилизатора.

4. Для измерения нестабильности выходного напряжения следует собрать схему, показанную на рис. 11.3 (прибор, измеряющий нестабильность выходного напряжения стабилизатора, подключают к гнезду 4 схемы, приведенной на рис. 11.2), и используют АВО сначала на пределе «5 В», а затем по мере компенсации выходного напряжения стабилизатора переключая на все более чувствительные пределы измерения («1 В», «0,5 В», «0,1 В»).

Затем устанавливают R6 = 510 Ом, переводят тумблер ИП в положение «15 В + 15 %»; при этом напряжение на выходе стабилизатора должно быть равно 10 В. Изменяя напряжение ГН2, компенсируют выходное напряжение стабилизатора (АВО показывает ноль, когда напряжение на выходах исследуемой схемы и ГН2 одинаковы). Записывают значение тока нагрузки I_H (при R6 = 510 Ом) и отключают резистор R6. При этом выходное напряжение стабилизатора увеличивается на $\delta U_{R6}'$, что и является его нестабильностью, вызванной изменением тока нагрузки. Выходное сопротивление стабилизатора рассчитывают по формуле $R_{\text{вых}} = \delta U_{R6}' / \Delta I_H$, где ΔI_H — изменение тока нагрузки, вызвавшее изменение выходного напряжения на $\delta U_{R6}'$, в данном случае $\Delta I_H = I_H$ при R6 = 510 Ом, так как ток нагрузки при отключенном резисторе R6 равен нулю.

5. Вновь устанавливают R6 = 510 Ом, измеряют напряжение на конденсаторе C1 (постоянную составляющую) и компенсируют выходное напряжение стабилизатора. Переводят тумблер ИП в положение «15 В» и снова измеряют напряжение на конденсаторе C1, а также $\delta U_{R6}''$. Коэффициент стабилизации рассчитывают по формуле $2(U_{C1}' - U_{C1}'')$

$$k_{CT} = \frac{2(U_{C1}' - U_{C1}'')}{U_{C1}' + U_{C1}''} : \frac{\delta U_{R6}'}{U_{R6}' - 0,5\delta U_{R6}''},$$

где U_{C1}' и U_{C1}'' — напряжения на конденсаторе C1 при напряжениях на входе стабилизатора 17,25 и 15 В; $(U_{C1}' + U_{C1}'')/2$ и $U_{R6}' - 0,5\delta U_{R6}''$ — средние напряжения на входе и выходе стабилизатора; $\delta U_{R6}''$ — изменение выходного напряжения, вызванное изменением входного на 15%.

Контрольные вопросы

1. Каков принцип действия компенсационного стабилизатора напряжения?
2. Какие максимальное и минимальное напряжения можно получить на выходе исследуемой схемы?
3. Как влияет сопротивление резистора R2 на коэффициент стабилизации?
4. Почему компенсационный стабилизатор сглаживает пульсации?
5. В каком режиме мощность, рассеиваемая транзистором, минимальна?

Лабораторная работа № 12

Исследование параметрического стабилизатора тока

Цель работы. изучение принципов действия стабилизаторов тока. Исследование параметрического стабилизатора тока при изменении сопротивления нагрузки и выходного напряжения (рис. 12.1).

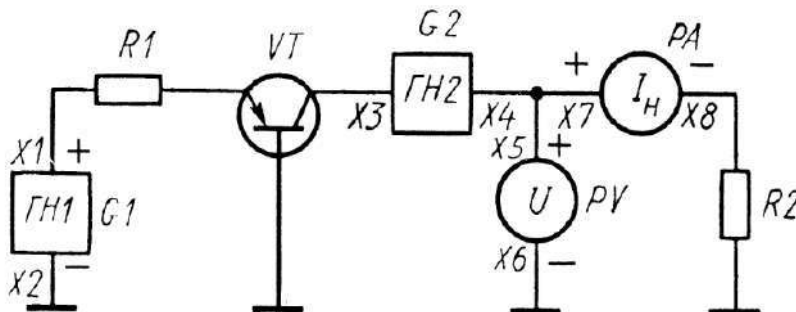


Рис.12.1

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL -600
2. При выполнении работы используют:
 $R1 = 1 \text{ кОм}$; $R2 = 0$ (перемычка); 510 Ом ; 200 Ом ; 1 ; $1,6$; 2 ; $2,4$; 3 кОм ;
 VT – транзистор КТ361А;
3. $G1$ – генератор напряжения ГН1 стенда (интервал регулирования выходного напряжения от 0 до -7 В ; следует помнить, что в этом интервале регулирования полярность выходного напряжения ГН1 противоположна указанной на лицевой панели блока питания стенда);
4. $G2$ – генератор напряжения ГН2 стенда;
5. $PV(U)$ – АВМ1 на пределах измерения « 25 В », « 10 В », « 5 В »;
6. $PA(1)$ – АВМ2 на пределах измерения « 10 мА » и « 5 мА ».

Основные теоретические положения

Для питания некоторых каскадов радиоэлектронной аппаратуры используют стабилизаторы тока, которые называются также генераторами тока и имеют высокое выходное сопротивление, значительно большее сопротивления нагрузки. Потому выходной ток стабилизатора тока не зависит от сопротивления нагрузки и остается постоянным при его изменении. Стабилизаторы тока бывают параметрическими и компенсационными.

В параметрических стабилизаторах тока используется особенность ВАХ транзистора — малая зависимость тока коллектора от напряжения коллекторного перехода при постоянном токе эмиттера (для схемы с ОБ) и базы (для схемы с ОЭ). Компенсационные стабилизаторы тока выполняются аналогично компенсационным стабилизаторам напряжения.

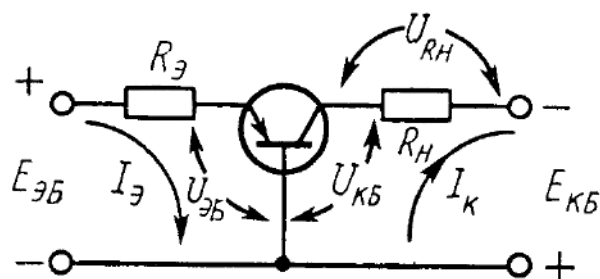


Рис. 12.2

Схема параметрического стабилизатора тока на транзисторе, включенном с ОБ, показана на рис. 12.2. В входную цепь транзистора включен источник питания, эдс $E_{ЭБ}$ которого вызывает эмиттерный ток

$$I_{Э} = (E_{ЭБ} - U_{ЭБ}) / R_{Э},$$

где $U_{ЭБ}$ — напряжение эмиттер — база транзистора (для германиевых 0,2—0,3 В, а для кремниевых 0,4—0,6 В); $R_{Э}$ — резистор, ограничивающий ток эмиттера.

Из этой формулы следует, что при стабилизации эдс $E_{ЭБ}$ ток коллектора будет стабилен, так как

$$I_{К} = h_{21Б} I_{Э}.$$

Максимальное сопротивление резистора $R_{Н}$ определяют по формуле:

$$R_{Н \max} = E_{КБ} / I_{Н},$$

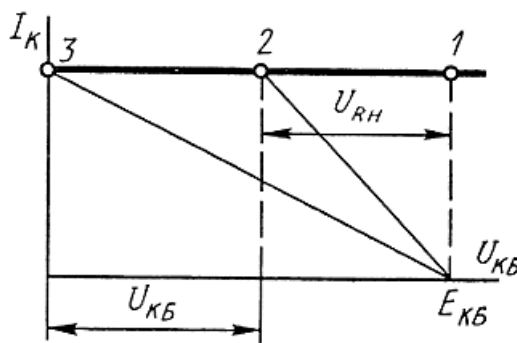


Рис. 12.3

Поясним эту формулу. Току эмиттера $I_{Э}$ соответствует ток коллектора $I_{К} = h_{21Б} I_{Э}$ (рис. 12.3), так как при коротком замыкании нагрузки ($R_{Н} = 0$) ток в коллекторной цепи не изменяется (рабочая точка каскада находится в точке 1), все напряжение источника коллекторного питания $E_{КБ}$ будет приложено к коллекторному переходу и выделяемая на нем мощность будет максимальна. Увеличение сопротивления резистора $R_{Н}$ сопровождается увеличением падения напряжения, вызываемым током $I_{К}$. При этом рабочая точка каскада

смещается влево (точка 2), напряжение на коллекторном переходе уменьшается, а коллекторный ток остается неизменным, т. е. происходит перераспределение напряжения:

$$E_{KB} = U_{KB} + I_K R_H.$$

При некотором сопротивлении $R_{H \max}$ так резистора R_H напряжение на коллекторном переходе уменьшится до нуля и все напряжение E_{KB} окажется приложенным к этому резистору. На выходной характеристике этот режим соответствует точке 3. Дальнейшее увеличение сопротивления резистора R_H сопровождается уменьшением тока коллектора.

Выходное сопротивление параметрического стабилизатора определяют по формуле:

$$R_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{KB} / \Delta I_K, \quad (12.1)$$

где $\Delta I_K = I_{K1} - I_{K3}$, а I_{K1} и I_{K3} — токи коллектора в точках 1 и 3

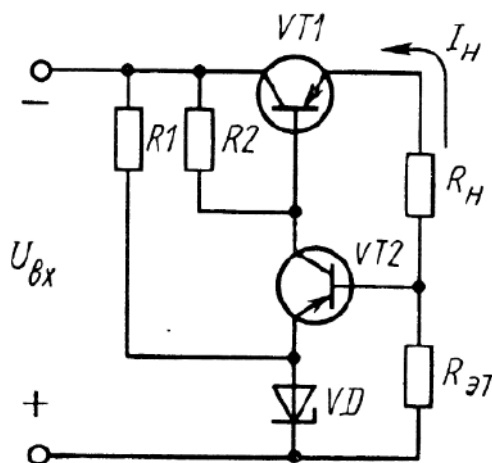


Рис. 12.4

Схема компенсационного стабилизатора тока показана на рис. 12.4. В соответствии с принципом действия компенсационного стабилизатора напряжения, описанным в пояснениях к работе № 11, напряжение на резисторе $R_{ЭТ}$ будет поддерживаться постоянным независимо от входного напряжения и сопротивления нагрузки R_H . Действительно, если по каким-либо причинам увеличится выходной ток, то увеличатся напряжение $U_{БЭ}$ и коллекторный ток транзистора $VT2$. При этом напряжение $U_{КVT2}$ уменьшится, что приведет к увеличению сопротивления транзистора $VT1$ и уменьшению почти до прежнего значения выходного тока стабилизатора.

Экспериментальная часть

1. Вычертить табл. 12.1 и 12.2 для снятия внешних характеристик стабилизатора тока и зависимостей тока нагрузки от напряжения E_{KB} коллекторного питания, а также координатные оси (рис. 12.5) для

их построения (масштаб по осям: R_2 – в 1 см 500 Ом, $E_{КБ}$ – в 1 см 2 В; I_H – в 1 см 2 мА).

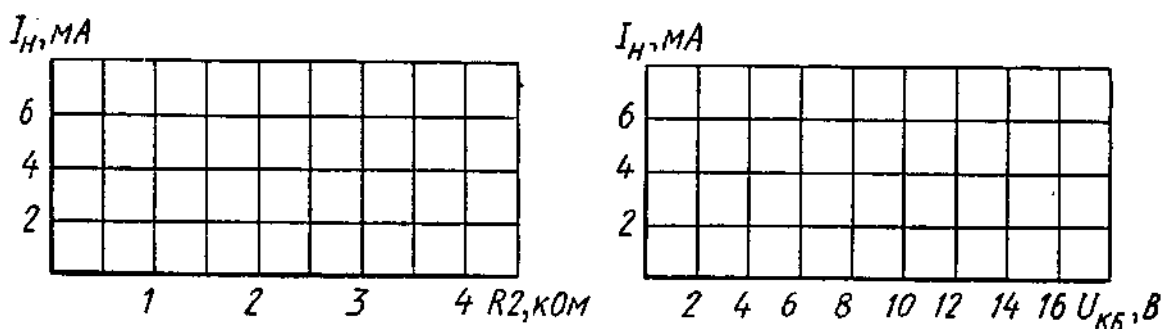


Рис 12.5

2. Зарисовать электрическую схему исследуемого стабилизатора тока (см. рис. 12.1) и собрать ее.

3. Снять внешние характеристики стабилизатора, заноса результаты измерений в табл. 12.1, и построить их в координатных осях, приведенных на рис. 12.5.

Таблица 12.1

Сопротивление нагрузки R_2 , кОм		0	0,2	0,51	1	1,6	2,4	3
Ток нагрузки I_H , мА, при $E_{КБ}$, В	5	2						
	10	4						
	15	6						

Таблица 12.2

Напряжение источника $E_{КБ}$, В			1	2	4	8	16
Ток нагрузки I_H , мА, при	$I_{КЗ} = 2 \text{ мА}$	$R_2 = 1 \text{ кОм}$ $R_2 = 2 \text{ кОм}$					
	$I_{КЗ} = 4 \text{ мА}$	$R_2 = 1 \text{ кОм}$ $R_2 = 2 \text{ кОм}$					
	$I_{КЗ} = 6 \text{ мА}$	$R_2 = 1 \text{ кОм}$ $R_2 = 2 \text{ кОм}$					

4. Снять зависимости тока нагрузки от напряжения коллекторного питания, заноса результаты измерений в табл. 12.2, и построить их в координатных осях, приведенных на рис. 12.5.

5. Пользуясь результатами измерений, рассчитать выходное сопротивление стабилизатора.

6. Внешние характеристики стабилизатора снимают в такой последовательности:

- устанавливают в гнезда для подключения резистора R_2 перемычку ($R_2 = 0$), а на выходе ГИ2 по ИВ — напряжение, равное 2 В;

- изменяя выходное напряжение ГН1, устанавливают выходной ток стабилизатора, равный 2 мА;

- извлекают перемычку и устанавливают в гнезда для подключения резистора R2 один за другим резисторы, сопротивления которых указаны в табл. 12.1, измеряя при этом ток нагрузки.

Аналогично снимают две другие характеристики.

7. Зависимости тока нагрузки от напряжения коллекторного питания снимают в такой последовательности:

– устанавливают на выходе ГН2 максимальное напряжение, а в гнезда для подключения резистора R2 — перемычку;

– изменяя выходное напряжение ГН1 добиваются получения выходного тока стабилизатора, равного 2 мА;

– устанавливают вместо перемычки резистор $R2 = 1 \text{ кОм}$;

– снижают напряжение в коллекторной цепи в соответствии с данными табл. 12.2, измеряя ток нагрузки.

Аналогично снимают остальные зависимости.

8. Выходное сопротивление стабилизатора тока рассчитывают по формуле (12.1) и данным табл. 12.2 для $I_H = 6 \text{ мА}$ и $R2 = 2 \text{ кОм}$, приняв $\Delta U_{\text{кв}} = 15 \text{ В}$, а $\Delta = I' - I''$, где I' и I'' — токи нагрузки при коллекторных напряжениях 16 и 1 В.

Контрольные вопросы

1. Чем отличается стабилизатор тока от стабилизатора напряжения?
2. Какие особенности схемы включения транзистора с ОБ используются в стабилизаторе тока?
3. Почему стабилизатор тока выдерживает короткое замыкание на выходе?
4. В каком режиме работы стабилизатора тока на коллекторе транзистора рассеивается наибольшая мощность?
5. Каким должно быть выходное сопротивление идеального стабилизатора тока?

Лабораторная работа № 13

Режим каскада с общим эмиттером по постоянному току

Цель работы. Изучение способов получения режима транзисторных каскадов по постоянному току. Экспериментальная проверка расчета элементов различных вариантов схем.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL -600.
 2. При выполнении работы используют:
 - для схемы смещения фиксированным током (см. рис. 13.3, а) $R1 - 100 \text{ кОм}$ (переменный); $R3 = 1 \text{ кОм}$;
 - для схемы смещения фиксированным напряжением (см. рис. 13.3,б) $R1 - 22 \text{ кОм}$ (переменный); $R2=300 \text{ Ом}$; $R3=1\text{кОм}$;
 - для схемы эмиттерной стабилизации (см. рис. 13.3, г) $R1 = 10 \text{ кОм}$ (переменный); $R2 - 1 \text{ кОм}$; $R3 - 1 \text{ кОм}$; $R4 = 300 \text{ Ом}$;
- VT1– транзистор КТ361А.

Основные теоретические положения

Правильно построенный усилительный каскад должен давать максимальное усиление при минимальных нелинейных искажениях и максимальном использовании возможностей усилительного элемента. При этом наиболее ответственным моментом является выбор рабочей точки каскада – электрического состояния усилительного элемента по постоянному току до поступления входного сигнала. Этот режим называют также режимом молчания.

Рабочая точка каскада на транзисторе, включенном с ОБ, определяется четырьмя параметрами: токами $I_{Эр.т}$ и $I_{Кр.т}$ и напряжениями $U_{Эбр.т}$ и $U_{Кбр.т}$.

Рабочая точка каскада на транзисторе, включенном с ОЭ, также определяется четырьмя параметрами: токами $I_{Эр.т}$ и $I_{Кр.т}$ и напряжениями $U_{Эбр.т}$ и $U_{Кбр.т}$.

В активном режиме рабочую точку транзистора устанавливают подачей прямого напряжения на эмиттерный переход и обратного на коллекторный.

Упрощенная схема транзисторного каскада на транзисторе р-п-р-типа показана на рис. 13.1.

В схеме на транзисторе п-р-п-типа полярность источника питания будет противоположной. Для коллекторной цепи каскада спра-

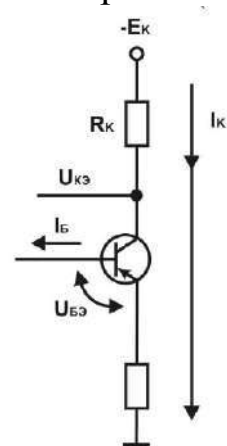


Рис .13.1

ведливо соотношение $U_{КЭ} = E_K - I_K R_K$, называемое уравнением линии нагрузки. Этому уравнению соответствует линия, пересекающая координатные оси I_K и $U_{КЭ}$ (рис. 13.2, а) в точках E_K / R_K и E_K и называемая линией нагрузки.

При неизменных напряжении питания E_K и сопротивлении резистора R_K рабочая точка транзистора в любой момент усиительного процесса находится на этой линии.

На линии нагрузки выделяют рабочий участок в пределах которого рабочая точка смещается под действием входного сигнала между точкам Б и В, близкими соответственно к областям насыщения и отсечки.

Для лучшего использования транзистора рабочую точку выбирают посередине рабочего участка – точка А (р. т.). Положение точки А (р. т.) определяется тремя параметрами: $I_{Бр.т.}$, $I_{Кр.т.}$ и $U_{КЭр.т.}$, четвертый параметр $U_{БЭр.т.}$ получают переносом рабочей точки на входную характеристику (рис. 13.2, б).

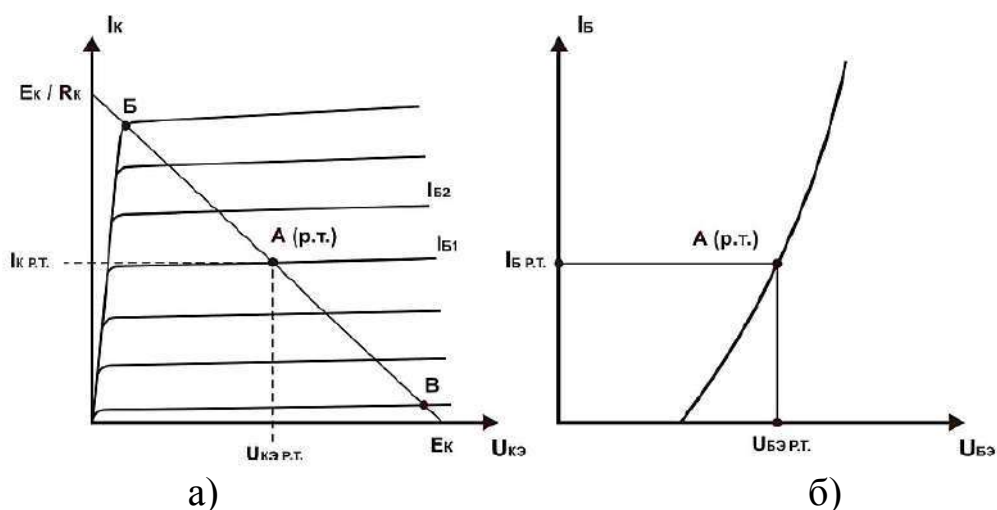


Рис. 13.2

Режим транзисторного каскада по постоянному току обеспечивают двумя основными способами: смещением рабочей точки подачей фиксированного тока или фиксированного напряжения. При смещении фиксированным током (рис. 13.3, а) сопротивление резистора R_1 выбирают из условия

$$R_1 = (E_K - U_{БЭр.т.}) / I_{Бр.т.} \approx E_K / I_{Бр.т.} \quad (13.1)$$

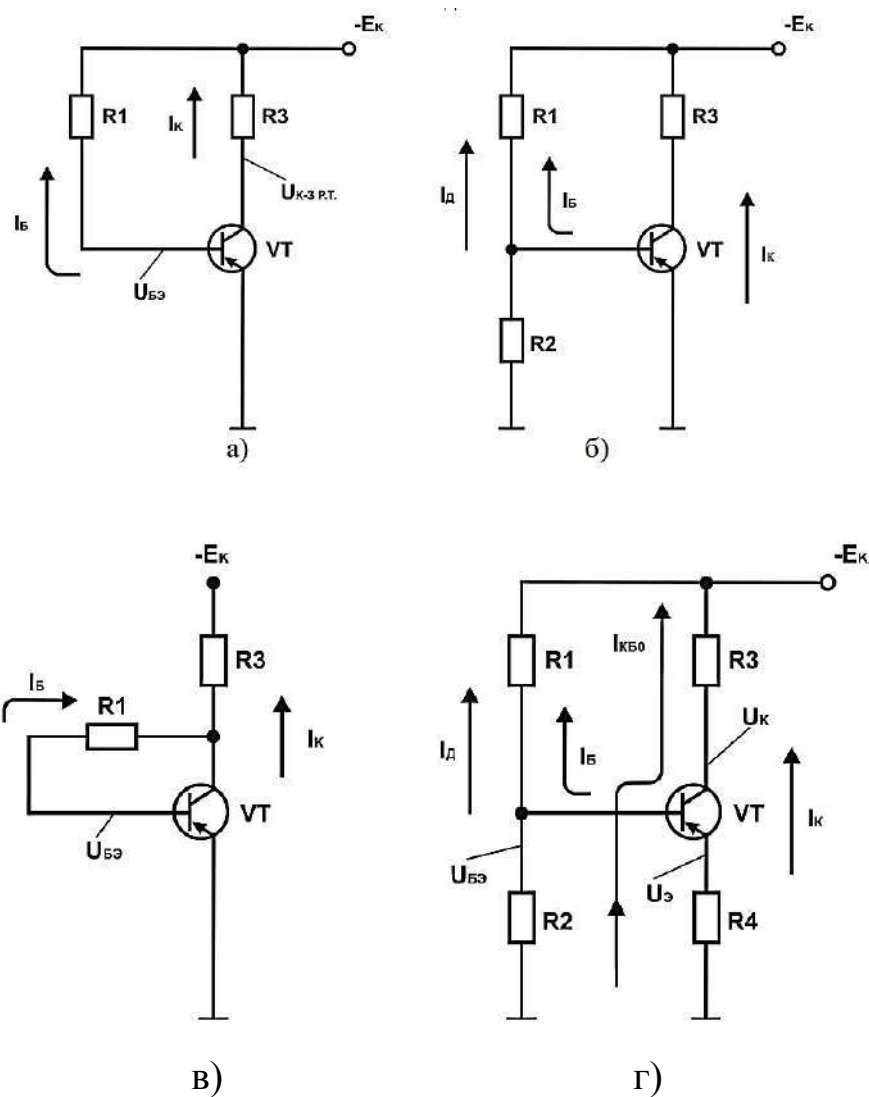


Рис. 13.3

Обычно используют приближенную формулу, так как напряжение $U_{БЭр.т}$ значительно меньше напряжения питания E_K .

Этот способ прост, экономичен, но имеет существенные недостатки, ограничивающие его применение. Так, режим каскада по постоянному току изменяется, если при замене транзистор имеет другое значение $h_{21Э}$. Поэтому подбирают транзистор с близким по значению $h_{21Э}$ или сопротивление резистора $R1$, что не всегда возможно. Изменение температуры также нарушает режим по постоянному току, поскольку неуправляемый ток коллектора $I_{КБ0}$ с ростом температуры увеличивается, что вызывает увеличение всех токов транзистора и приближение рабочей точки каскада к точке Б (см. рис. 13.2, а).

При смещении фиксированным напряжением (рис. 13.3, б) рабочая точка задается напряжением $U_{БЭр.т}$ обеспечивающим ток $I_{Бр.т}$, а следовательно, ток $I_{Кр.т}$ и напряжение $U_{КЭр.т}$. Обычно ток базового делителя выбирают из условия:

$$I_D = (0,5 \div 2) I_{Б \max},$$

а сопротивления его резисторов рассчитывают по формулам

$$R1 = (E_K - U_{БЭр.т}) / (I_D + I_{Бр.т}); \quad (13.2)$$

$$R2 = U_{БЭр.т} / I_B. \quad (13.3)$$

Этот способ дает хорошие результаты при замене транзистора и изменении температуры, однако менее экономичен из-за потери части энергии источника питания в базовом делителе. Кроме того, сопротивление базового делителя (для входного сигнала это параллельно включенные резисторы R1 и R2) шунтирует входную цепь транзистора, нагружая источник входного сигнала.

Для построения транзисторного каскада, устойчиво работающего в диапазоне температур, не подходит ни одна из этих схем.

Простейшим способом температурной стабилизации рабочей точки является коллекторная стабилизация (рис. 13.3, в). При росте температуры увеличиваются токи $I_{Бр.т}$ и $I_{Кр.т}$, что вызывает уменьшение напряжения на коллекторе $U_{КЭ} = E_K - (I_{Бр.т} + I_{Кр.т}) R2$, а следовательно, тока базы $I_{Бр.т} = (U_{КЭ} - U_{БЭр.т}) / R1$. При этом увеличение токов базы и коллектора не будет столь значительным, как при смещении фиксированным током.

Лучший результат дает эмиттерная стабилизация рабочей точки (рис. 13.3, г). Сопротивления резисторов R4 и R2 рассчитываются по формулам

$$R4 = (0,1 \div 0,3) E_K / I_{Кр.т}; \quad (13.4)$$

$$R2 = (5 \div 15) R_{ВХ ТР}, \quad (13.5)$$

где $R_{ВХ ТР}$ – входное сопротивление транзистора в рабочей точке, которое определяют как $h_{11Э}$ в работе № 6.

Сопротивления резисторов R1 и R3 определяют по формулам

$$R1 = (E_K - U_{БЭр.т} - U_{R4}) / (I_D + I_{Бр}); \quad (13.6)$$

$$R3 = (0,2 \div 0,5) E_K / I_{Кр.т}. \quad (13.7)$$

Рассмотрим процесс эмиттерной стабилизации рабочей точки. При росте температуры увеличиваются неуправляемый ток коллектора $I_{КБО}$, напряжение $U_{БЭр.т}$, а также токи базы I_B и коллектора I_K и соответственно растет падение напряжения на резисторе R4 в эмиттерной цепи. Схему можно рассчитать так, что при увеличении напряжения U_{R2} происходит почти такое же увеличение напряжения U_{R4} , в результате чего напряжение $U_{БЭр.т}$ на управляющем переходе транзистора изменяется незначительно. При этом почти не изменяются и остальные параметры транзистора в рабочей точке, что свидетельствует о ее стабильности.

Экспериментальная часть

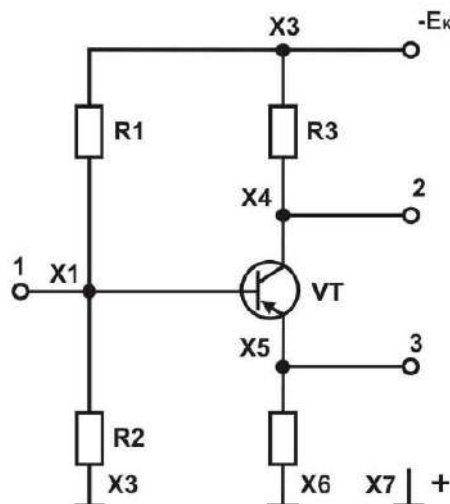


Рис. 13.4

1. Вычертить табл. 13.1 для записи расчетных и экспериментально полученных значений элементов схем смещения и табл. 13.2 для записи значений элементов схемы, показанной на рис. 13.3, г, для ряда рабочих точек.

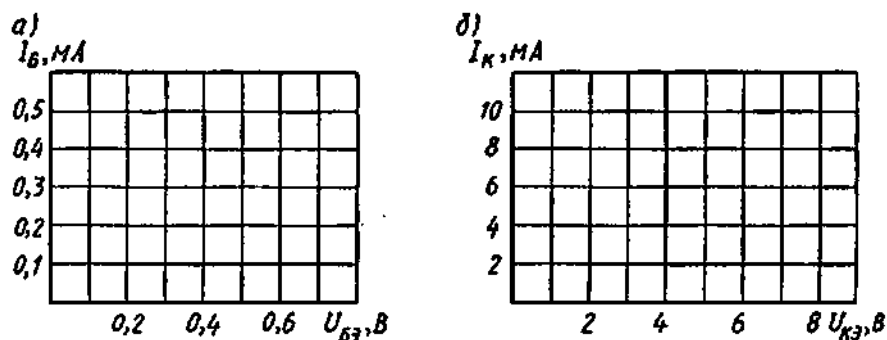


Рис 13.5

2. Вычертить координатные оси (рис. 13.5, а, б) и построить входные и выходные характеристики транзистора КТ361А, взяв данные в табл. 6.1 и 6.2.

3. Зарисовать исследуемую электрическую схему (см. рис. 13.4).

4. Собрать схему смещения фиксированным током (см. рис. 64, а). Подобрать сопротивление резистора R_1 так, чтобы напряжение на коллекторе транзистора составляло $0,5 E_K$, и измерить его. Рассчитать сопротивление резистора R_1 , пользуясь формулой (13.1). Результаты измерений и расчетов занести в табл. 13.1.

Таблица 13.1

Схема	Резистор	Сопротивление, кОм	
		расчетное	экспериментальное
Рис. 13.3, а	R_I		
Рис. 13.3, б	R_I		

	<i>R2</i>		
Рис. 13.3, з	<i>R1</i> <i>R2</i> <i>R3</i> <i>R4</i>		

Таблица 13.2

Напряжение коллектор — эмиттер $U_{КЭ}, В$	1	2	3	5	8
<i>R1</i> (при <i>R2</i> = 1 кОм), кОм <i>R2</i> (при <i>R1</i> = 22 кОм), кОм					

5. Собрать схему смещения фиксированным напряжением (см. рис. 13.3, б). Отрегулировать цепь смещения так, чтобы напряжение на коллекторе составляло $0,5 E_K$. Измерить сопротивления резисторов цепи смещения и рассчитать их по формуле (13.2) и (13.3). Результаты измерений и расчетов занести в табл. 24.

6. Собрать схему эмиттерной стабилизации (см. рис. 13.3, г). Отрегулировать цепь смещения так, чтобы напряжение на коллекторе транзистора составляло $0,5 E_K$. Измерить сопротивления резисторов цепи смещения и рассчитать их по формулам (13.4), (13.5) и (13.6). Результаты измерений и расчетов занести в табл. 13.1.

7. Построить в координатных осях (см. рис. 13.5, а, б) входную и выходную характеристики транзистора, проходящие через рабочую точку, и определить в этой точке его параметры.

8. Отрегулировать схему эмиттерной стабилизации (см. рис. 13.3, г), так, чтобы напряжение на коллекторе принимало ряд значений, приведенных в табл. 13.2. Измерить значения сопротивлений резисторов *R1* и *R2* и занести их в табл. 13.2.

9. Установить на выходе источника коллекторного питания (ГН2 стенда) по измерителю выхода ИВ напряжение 10 В. Напряжение измеряют АВМ2 на пределах «10 В», «5 В», «1 В» и «0,5 В», а сопротивления регулировочных резисторов — ЛВО на пределах «100 кОм» и «10 кОм».

10. Сопротивление резистора *R1* для схемы смещения фиксированным током определяют в такой последовательности:

- рассчитывают токи коллектора $I_{Кр.т} = 0,5 E_K / R_2$ и базы $I_{Бр.т} = I_{Кр.т} / h_{21Э}$ (где $h_{21Э} = 55$ — среднее значение этого параметра транзистора КТ361А);

- зная ток $I_{Бр.т}$, определяют по входной характеристике напряжения $U_{БЭр.т}$, а затем по формуле (13.1) рассчитывают сопротивление резистора *R1*.

11. Элементы двух других схем рассчитывают по определенному в п. 3 току $I_{Бр.т.}$

Контрольные вопросы

1. Чем объясняется более высокая стабильность схемы смещения фиксированным напряжением по сравнению со схемой смещения фиксированным током?
2. Каковы принципы действия схем коллекторной и эмиттерной стабилизации?
3. В какой из схем режим каскада по постоянному току мало зависит от параметров транзистора?
4. В каком режиме окажется схема эмиттерной стабилизации при отключении резистора R1 или R2?
5. Зависит ли температурная стабильность схемы от тока базового делителя?

Лабораторная работа № 14

Исследование усилителя напряжения звуковой частоты на транзисторе

Цель работы. Изучение принципа действия усилителя напряжения звуковой частоты (УЗЧ) на транзисторе, включенном с общим эмиттером; экспериментальная проверка расчета элементов схемы и определение ее основных параметров.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL -600.
2. При выполнении работы используют: $R3 = 1 \text{ кОм}$; $R4 = 200 \text{ Ом}$; $R5 = 2 \text{ кОм}$; $C2 = 100 \text{ мкФ}$; VT1 — транзистор КТ361А; сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ рассчитывают по формулам (36) и (37), а емкость конденсаторов $C1$, $C3$ и $C4$ задают в трех вариантах: $C1 = 0,1 \text{ мкФ}$, $C3 = 10 \text{ мкФ}$, $C4 = 0,01 \text{ мкФ}$; $C1 = 10 \text{ мкФ}$; $C3 = 0,1 \text{ мкФ}$, $C4 = 0,1 \text{ мкФ}$; $C1 = C3 = 10 \text{ мкФ}$, $C4 = 0,01 \text{ мкФ}$.

Основные теоретические положения

Каскады усиления напряжения звуковой частоты чаще всего выполняют на транзисторах, включенных с ОЭ, так как при этом получают наибольшее усиление сигнала по мощности (по сравнению с двумя другими схемами включения транзистора — с ОБ и ОК). Рабочую точку усилительного каскада выбирают в каждом конкретном случае в зависимости от параметров, которыми должен обладать усилитель. Основными требованиями, предъявляемыми к каскаду, являются: максимальное усиление по напряжению; минимальные частотные и нелинейные искажения; высокая экономичность; температурная стабильность.

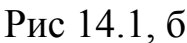
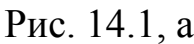
Одновременно выполнить все эти требования невозможно. Так, при большом усилении снижается устойчивость работы усилителя, который легко возбуждается, превращаясь в генератор, и нарушается его нормальное функционирование. Увеличение температурной стабильности обязательно сопровождается снижением усиления и КПД.

В данной работе исследуется усилитель, к которому предъявляют требование минимальных искажений усиленного сигнала при максимальном использовании возможностей транзистора. Рабочую точку такого каскада выбирают в определенной последовательности.

На семействе выходных характеристик транзистора (рис. 14.1, а) строят линию нагрузки БВ (см. пояснения к работе № 13), исходя из следующих условий:

$$E_K / R3 \leq 0,8 I_{K \max}; \quad (14.1)$$

$$(14.2)$$



Выполнение неравенства (14.1) необходимо потому, что коллекторный ток насыщенного транзистора должен быть меньше максимально допустимого тока $I_{K \max}$. Коэффициент 0,8 гарантирует выполнение этого неравенства при разбросе сопротивления резистора $R3$ и нестабильности источника питания E_K . Выполнение неравенства (14.2) обеспечивает надежную работу транзистора в режиме отсечки или при обрыве цепи резистора $R1$, когда напряжение на коллекторе транзистора поднимается почти до E_K .

Рабочая точка каскада А (р. т) выбирается посередине рабочего участка линии нагрузки БВ и характеризуется тремя параметрами: токами $I_{Br.t}$ и $I_{Kp.t}$ и напряжением $U_{KЭp.t}$. Затем ее переносят на входную характеристику транзистора, снятую при $U_{KЭ} = U_{KЭp.t}$, т. е. по найденному значению $I_{Br.t}$ определяют напряжение $U_{BЭp.t}$ (рис. 14.1, б).

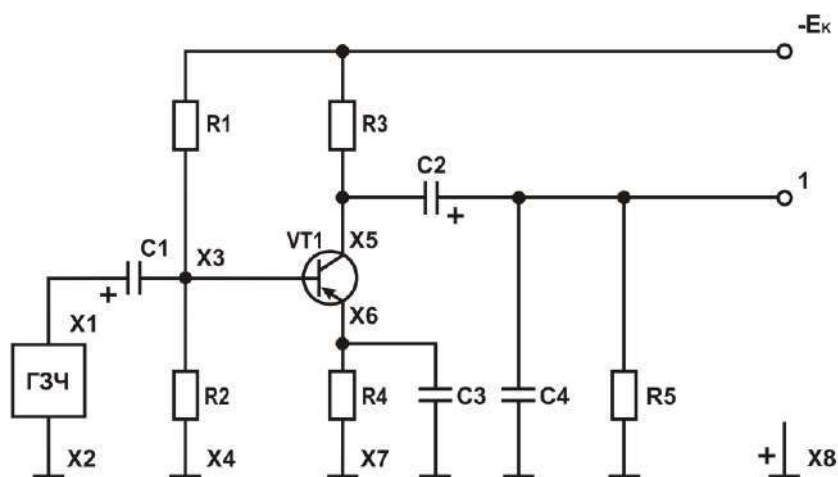


Рис. 14.2

Входной сигнал (его ток $I_{B\sim}$ напряжение $U_{BЭ\sim}$) вызывает появление переменных составляющих тока коллектора $I_{K\sim}$ и напряжения на коллекторе $U_{KЭ\sim} = I_{K\sim}R3$ (см. рис. 66). Эмиттерный резистор $R4$ из цепи переменного тока исключен, поскольку шунтируется малым сопротивлением конденсатора $C3$.

Рассчитаем коэффициент усиления напряжения K каскада. Напряжение входного сигнала $U_{ВХ}$ от генератора G поступает через разделительный конденсатор $C1$ на базу транзистора $VT1$ и вызывает три тока. Два из них, проходящие через резисторы $R1$ и $R2$ делителя, бесполезны, а третий, $I_{B\sim}$, проходит в цепи базы транзистора и управляет его токами. Входным сопротивлением каскада для генератора G , обладающего внутренним сопротивлением R_i , являются параллельно включенные резисторы базового делителя $R1 \parallel R2$ и входное сопротивление $h_{11Э}$ транзистора, т. е.

$$R_{BX} = R1 \parallel R2 \parallel h_{11Э} \quad (14.3)$$

Обычно сопротивления резисторов R1 и R2 значительно больше входного сопротивления $h_{11Э}$ транзистора, поэтому формулу (33) можно упростить:

$$R_{BX} \approx h_{11Э}. \quad (14.4)$$

Цепь генератора входного сигнала G, которым может быть каскад предварительного усиления, аналогичный рассматриваемому, в общем случае представляет собой последовательно включенные внутреннее сопротивление R_i генератора и входное сопротивление R_{BX} каскада. Согласно формуле (14.4),

$$I_{BX} = U_{BX} / (R_i + R_{BX}) \approx I_{B\sim}$$

так как переменными токами, проходящими через резисторы R1 и R2 от генератора G ввиду их малости можно пренебречь. Отсюда переменная составляющая тока коллектора

$$I_{K\sim} = h_{21Э} I_{B\sim} = h_{21Э} U_{BX} / (R_i + R_{BX}),$$

а напряжение на коллекторе, представляющее собой выходное напряжение,

$$U_{KЭ\sim} = I_{K\sim} R3 = h_{21Э} U_{BX} R3 / (R_i + h_{11Э}) = U_{ВЫХ}.$$

Тогда коэффициент усиления напряжения

$$K = U_{ВЫХ} / U_{BX} = h_{21Э} R3 / (R_i + h_{11Э}).$$

Этот параметр усилителя зависит от частоты и амплитуды усиливаемого сигнала. Это объясняется тем, что с понижением частоты падения напряжения на конденсаторах C1 и C2 под действием входного и выходного токов каскада увеличиваются и представляют собой потери напряжения сигнала, а конденсатор C3 все меньше шунтирует резистор R4, что увеличивает полное сопротивление эмиттерной цепи транзистора и глубину отрицательной обратной связи по переменному току, а следовательно, уменьшает коэффициент усиления напряжения K.

При повышении частоты сигнала необходимо учитывать влияние входной и выходной емкостей транзистора, шунтирующих входное и выходное сопротивления каскада, что проявляется уменьшением полезного тока, поступающего на его вход и в нагрузку (на рис. 14.2) одна из таких емкостей эквивалентно представлена конденсатором C4).

Для оценки влияния частоты сигнала на коэффициент усиления напряжения используют амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) усилителя (рис. 14.3, а). Полосой пропускания П усилителя называют интервал частот Δf , в пределах которого коэффициент усиления снижается не более чем на 3 дБ (до уровня 0,707) по отноше-

нию к его значению на средних частотах K_0 (для УЗЧ частота $f_{CP} = 400 \div 1000$ Гц).

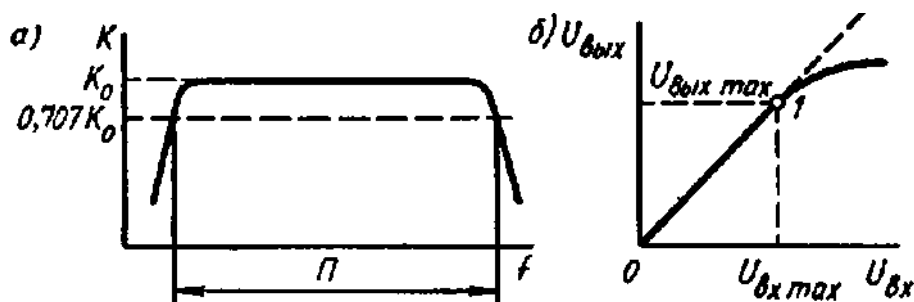


Рис 14.3

Важна также амплитудная характеристика (АХ) такого усилителя, выражающая зависимость выходного сигнала $U_{ВЫХ}$ от входного $U_{ВХ}$ (рис. 14.3, б). Так как участок 0—1 ее линейный, коэффициент усиления до напряжения $U_{ВХ \max}$ сохраняет постоянное значение. Начиная с точки 1 рост выходного сигнала отстает от роста входного. Это объясняется тем, что рабочая точка транзистора под действием входного сигнала выходит за пределы рабочего участка БВ линии нагрузки (см. рис. 14.1, а). При этом резко возрастают нелинейные искажения.

Зная параметры транзистора в рабочей точке, можно рассчитать сопротивления резисторов R_1 и R_2 базового делителя. Ток I_D делителя должен быть в 2–5 раз больше тока базы $I_{Бр.т.}$. Такой делитель позволяет выполнить достаточно стабильный при изменении температуры каскад при одновременном выполнении требования экономичности.

На резисторе R_2 делителя должно действовать напряжение

$$U_{R2} = U_{БЭр.т} + U_{R4}, \quad (14.5)$$

откуда сопротивление

$$R2 = U_{R2} / I_D, \quad (14.6)$$

тогда

$$R1 = E_K - U_{R2} / (I_{Бр.т} + I_D). \quad (14.7)$$

Так как выбранная рабочая точка находится посередине рабочего участка БВ линии нагрузки, это позволяет подавать на вход каскада и снимать в его выхода максимальные сигналы. Нередко рабочую точку выбирают ближе к точке В. При этом каскад потребляет от источника E_K значительно меньшую мощность и способен усиливать лишь небольшие по амплитуде сигналы, поскольку требование о недопустимости смещения рабочей точки за пределы рабочего участка линии нагрузки остается в силе. Обычно так выполняются предварительные каскады усиления.

Экспериментальная часть

1. Вычертить табл. 14.1–14.3 для записи режимов транзистора по постоянному току и результатов, полученных при снятии его амплитудно-частотной и амплитудной характеристик, а также координатные оси (рис. 14.4, а, б) для их построения (масштаб по осям: $U_{ВХ}$ – в 1 см 40 мВ; $U_{ВЫХ}$ – в 1 см 0,5 В).

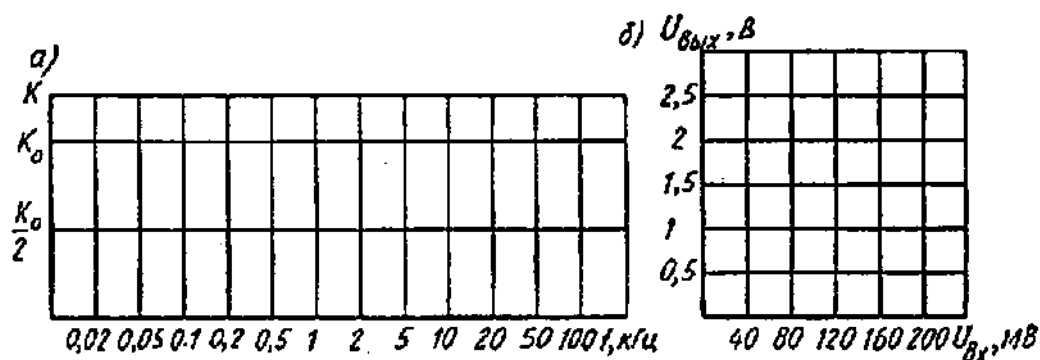


Рис. 14.4

Таблица 14.1

Параметр транзистора в рабочей точке	Рассчитанный	Измеренный	После коррекции
$I_{БР.Т}, \text{мА}$			
$U_{БЭр.т}, \text{В}$			
$I_{Кр.т}, \text{мА}$			
$U_{КЭр.т}, \text{В}$			

Таблица 14.2

Частота, кГц		0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	5	20	50	100
Коэффициент усиления K	вар. 1									
	вар. 2									
	вар. 3									

Таблица 14.3

Входное напряжение $U_{ВХ}, \text{мВ}$		50	100	200	300	400	450	500
Выходное напряжение $U_{ВЫХ}, \text{В}$	вар. 1							
	вар. 2							

2. Зарисовать электрическую схему исследуемого усилителя (см. рис. 14.2) и собрать ее.

3. Используя формулы (14.5), (14.6) и (14.7), рассчитать сопротивления резисторов базового делителя и установить их в схему.

4. После расчета сопротивлений резисторов R1 и R2 устанавливают в схему резисторы из комплекта съемных элементов стенда. Сопротивления этих резисторов должны быть несколько больше (или меньше) рассчитанных. В качестве корректирующего используют переменный резистор $R1 = 22 \text{ кОм}$.

5. Для расчета режима базовой цепи следует принять $E_K = 10 \text{ В}$, а напряжение на коллекторе транзистора установить 5В. Измерения выполняют АВМ2 (на пределах «10 В», «5 В», «1 В» и «0,5 В»), Ток базы $I_{Бр.т}$ определяют по входной характеристике транзистора, снятой в работе № 6, а ток коллектора рассчитывают по формуле

$$I_{Кр.т} = (E_K - U_{КЭр.т} - U_{R4}) / R3.$$

6. В качестве источника входного сигнала используют ГЗЧ стенда, выходное напряжение которого измеряют ИВ (предел измерения 1 В действующего значения). Частоту выходного сигнала измеряют ЧМ стенда, для чего переключатель ИВ устанавливают в положение «ЧМ», а тумблер «ЧМ-ГЗЧ» – в положение «ГЗЧ». Выходное напряжение усилителя измеряют осциллографом, а при напряжениях, меньших 1 В, – милливольтметром МВ стенда. Источник питания схемы – ГН2 стенда.

7. Снимают две АХ на частоте 1000 Гц для схемы варианта 3 (см. табл. 14.2). При снятии второй АХ сопротивление резистора R1 следует увеличить вдвое.

8. Измерить параметры режима транзистора по постоянному току и занести результаты измерений, а также расчетные параметры в табл. 14.1. Произвести корректировку режима по постоянному току и занести результаты в табл. 14.1.

9. Снять АЧХ и АХ усилителя, занося результаты измерений соответственно в табл. 14.2 и 14.3, и построить их в координатных осях (рис. 14.4, а, б).

Контрольные вопросы

1. Что происходит с рабочей точкой при увеличении сопротивления резистора R1 или R2?

2. Какие элементы схемы влияют на АЧК усилителя в области нижних (верхних) частот сигнала?

3. Как проявляют себя нелинейные искажения при усилении синусоидальных сигналов?

4. Как изменится усиление каскада, если исключить из него конденсатор С3?

5. Какую форму будет иметь выходной сигнал при отключении резистора R1?

Лабораторная работа № 15

Исследование эмиттерного повторителя

Цель работы. Наблюдение работы эмиттерного повторителя и его исследование в режимах передачи синусоидального и импульсного сигналов

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. При выполнении работы используют: $R_1 = 20 \text{ кОм}$; $R_2 = 10 \text{ кОм}$ и $2,4 \text{ кОм}$; $R_3 = 510 \text{ Ом}$; $R_4 = 1 \text{ кОм}$; $C_1 = C_2 = 10 \text{ мкФ}$; $C_3 = 0,033 \text{ мкФ}$; VT — транзистор КТ361А.

Основные теоретические положения

В эмиттерных повторителях транзисторы включаются с ОК (рис. 15.1). При этом все выходное напряжение, снимаемое с резистора $R_Э$ в цепи эмиттера, действует в управляющей цепи транзистора последовательно входному напряжению и противофазно ему. Следовательно, каскад охвачен отрицательной обратной связью. Коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи $\beta = 1$, т. е. обратная связь равна 100%. Отсюда коэффициент усиления эмиттерного повторителя по напряжению

$$K_{ЭП} = K_{ОЭ} / (1 + K_{ОЭ}) \quad (15.1)$$

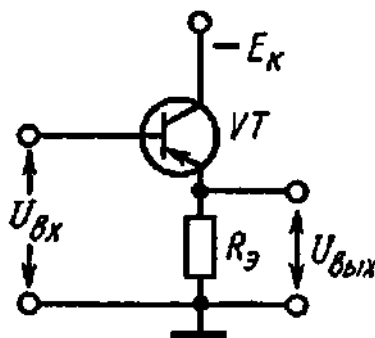


Рис 15.1

где $K_{ОЭ}$ — модуль коэффициента усиления по напряжению схемы с общим эмиттером, сопротивление нагрузки которой равно сопротивлению резистора $R_Э$.

Из формулы (15.1) следует, что эмиттерный повторитель не усиливает напряжение, так как $K_{ЭП} < 1$ (чем больше $K_{ОЭ}$, тем $K_{ЭП}$ ближе к единице), а лишь повторяет входной сигнал по амплитуде с некоторым ослаблением. При этом на выходе эмиттерного повторителя повторяется также фаза входного сигнала.

Эмиттерный повторитель в $h_{21Э} + 1$ раз усиливает ток входного сигнала и в $h_{21Э}$ раз — его мощность.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя велико и без учета сопротивления резисторов базового делителя может быть рассчитано по следующей приближенной формуле:

$$R_{ВХ.ЭП} \approx h_{21Э} R_Э < r_K. \quad (15.2)$$

Верхний предел входного сопротивления эмиттерного повторителя $R_{ВХ.ЭП}$ ограничен сопротивлением r_K смещенного в обратном направлении коллекторного перехода, которое для современных транзисторов составляет единицы мегаом.

Формула (15.2) справедлива для $h_{21Э} R_Э \leq (0,1 \div 0,2)$.

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя мало, лежит в пределах от долей ом для мощных транзисторов до десятков ом для маломощных и с достаточной точностью может быть определено по формуле

$$R_{ВЫХ.ЭП} = 25 / I_Э. \quad (15.3)$$

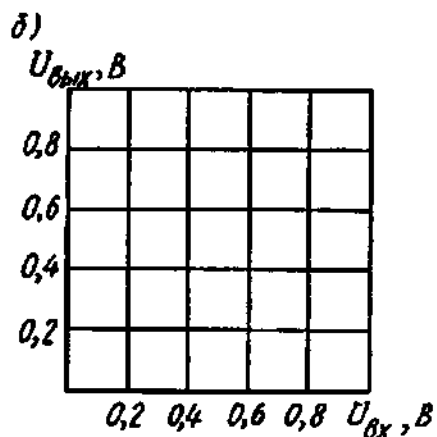
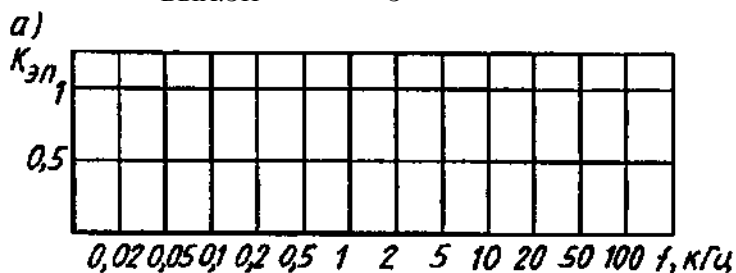


Рис. 72

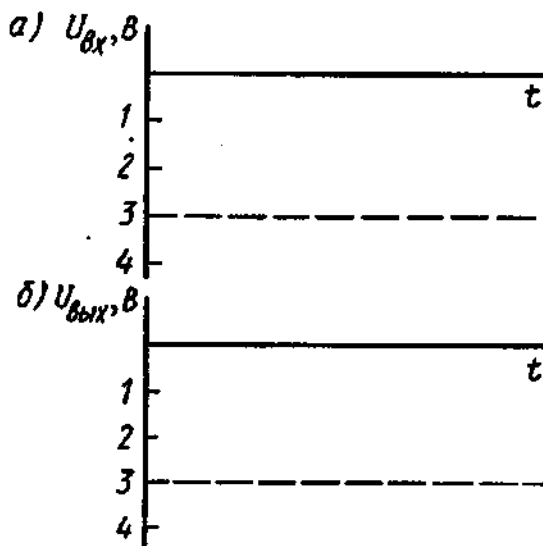


Рис. 73

Если ток $I_Э$ выражен в миллиамперах, то сопротивление $R_{ВЫХ.ЭП}$ получают в омах. Формула (15.3) справедлива при токе $I_Э < 3 \div 5$ мА.

Большое входное и малое выходное сопротивление эмиттерных повторителей позволяют использовать их в качестве каскадов, согласующих высокоомный выход одной схемы с низкоомным входом

другой или с низкоомной нагрузкой. Кроме того, их применяют для передачи сигналов без изменения формы, амплитуды и фазы, но при значительном усилении тока и мощности.

Экспериментальная часть

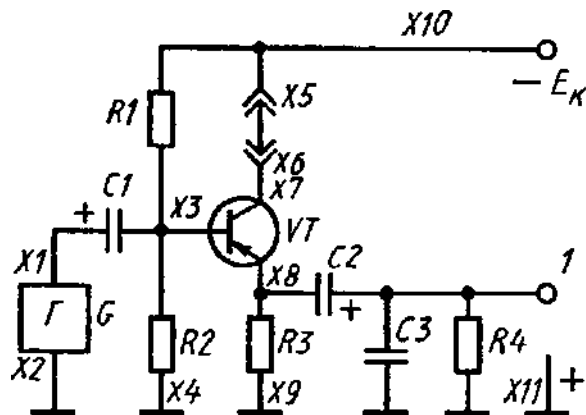


Рис 15.2

Вычертить табл. 15.1, 15.2 и 15.3 для записи режимов транзистора эмиттерного повторителя по постоянному току и снятия его амплитудно-частотной и амплитудной характеристик, а также координатные оси (рис. 15.3, а, б и 15.4, а, б) для их построения и изображения осциллограмм (масштаб по осям: $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$ В 1 см 0,2 В).

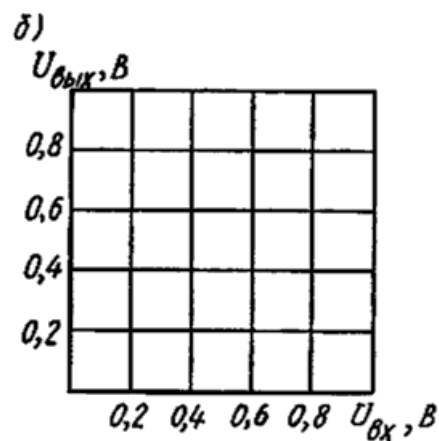
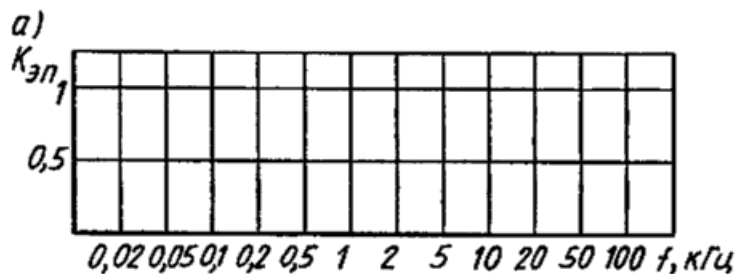


Рис 15.3

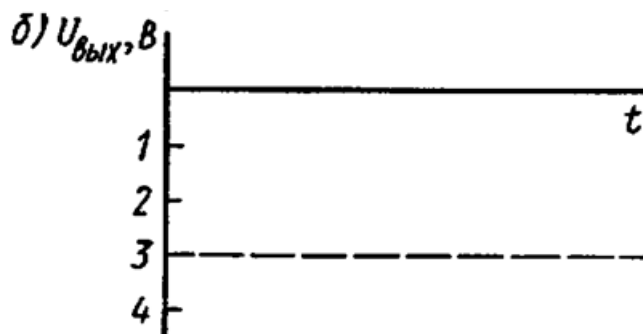
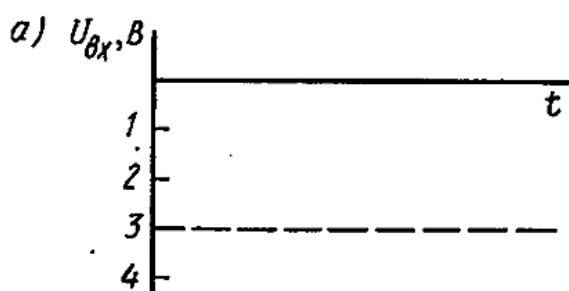


Рис 15.4

2. Зарисовать электрическую схему эмиттерного повторителя (см. рис. 15.2) и собрать ее.

Таблица 15.1

Вид сигнала		Синусоидальный импульс	Положительный импульс	Отрицательный импульс
Параметр в рабочей точке	$U_B, В$ $U_Э, В$ $I_Э, мА$ $U_{БЭ}, В$			

Таблица 15.2

Частота f , кГц	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	10	50
Коэффициент усиления $K_{ЭП}$							

Таблица 15.3

Входное напряжение $U_{ВХ}, В$	0,2	0,4	0,6	0,8	1
Выходное напряжение $U_{ВЫХ}, В$					

3. Измерить параметры режимов транзистора в рабочей точке при передаче трех различных сигналов и занести результаты измерений в табл. 15.1.

4. Снять АЧХ и АХ эмиттерного повторителя в режиме передачи синусоидального сигнала, занести результаты измерений соответственно в табл. 15.2 и 15.3 и построить характеристики в координатных осях (см. рис. 15.3, а, б).

5. Снять осциллограммы импульсных напряжений на входе и выходе эмиттерного повторителя в режимах передачи положительного и отрицательного импульсов и изобразить их в координатных осях (рис. 15.4, а, б).

6. При сборке схемы для передачи синусоидального сигнала в качестве генератора G используют ГЗЧ стенда, частоту выходного сигнала которого измеряют частотомером ЧМ, а выходное напряжение — ИВ (предел измерения — 1 В действующего значения).

7. При исследовании схемы в режиме передачи импульсного сигнала в качестве генератора G используют ГПИ стенда в диапазоне 1000 Гц (переключатель ГПИ должен находиться в таком же положении), а амплитуду выходного импульса, равную 3 В, устанавливают по осциллографу.

8. Импульсные сигналы строят относительно оси нулевого потенциала с учетом постоянной составляющей.

9. При измерениях используют:

АВМ1 — на пределах «10 В», «5 В», «2,5 В» и «1 В»;

АВМ2 — на пределах «10 В», «5 В», «1 В» и «0,5 В»;

АВО — на пределе «1 В»;

АВМ1 — на пределах «50 мА», «10 мА», «5 мА» и «1 мА». Это измерение выполняют с помощью блока-переходника П2, в гнезда Х3 и Х5 которого устанавливают резистор R3, а к гнездам Х2 и Х4 подключают АВМ1;

МВ — на пределе «1 В».

Контрольные вопросы

1. Каковы особенности включения транзистора с ОК?
2. Как влияет базовый делитель на входное сопротивление эмиттерного повторителя?
3. Каково назначение эмиттерных повторителей?
4. Каковы особенности построения схемы эмиттерного повторителя для передачи импульсов различной полярности?
5. Чем объясняется низкое выходное сопротивление эмиттерного повторителя?

Лабораторная работа № 16

Исследование двухтактного усилителя мощности

Цель работы. Изучение принципа действия двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности; снятие и анализ его амплитудно-частотной и амплитудной характеристик и наблюдение работы в режимах АВ и В.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. При выполнении работы используют: $R1 = 51 \text{ кОм}$; $R2 = 3,3 \text{ кОм}$ и 10 кОм (переменный); $R3 = 200 \text{ Ом}$; $R4 = 4,3 \text{ кОм}$; $R5 = 100 \text{ Ом}$; $C1 = 5 \text{ мкФ}$; $C2 = 5$ и 50 мкФ ; $C3 = 0,1$ и 50 мкФ ; VT1 и VT2—транзисторы КТ361 А; VD1 — диод КД103А (2 шт.); VT3 — транзистор КТ315А; переключку.

Основные теоретические положения

Усилители мощности бывают одноктактными и двухтактными.

Одноктактные усиливают сигнал одним транзистором в течение всего периода за один такт, могут работать только в линейном режиме А и имеют невысокий уровень нелинейных искажений. Однако режим А неэкономичен, так как ток коллектора транзистора в рабочей точке должен быть достаточно большим, чтобы можно было его под действием входного сигнала как увеличивать, так и уменьшать. Для режима А характерно также равенство тока в режиме ожидания входного сигнала среднему току при появлении этого сигнала, т. е. даже теоретический КПД одноктактного усилителя составляет 40–45%. Это ограничивает их применение.

Двухтактные усилители усиливают сигнал двумя транзисторами за два такта. В течение первого полупериода один из транзисторов усиливает сигнал, а другой в это время тока не проводит, а в течение второго полупериода — наоборот. Рабочие точки транзисторов выбирают в самом начале входных характеристик, т. е. при отсутствии сигнала такой каскад тока не потребляет. Так работает усилитель мощности в режиме В. В этом случае усилитель экономичен, его КПД достигает 70%, а нелинейные искажения выше, чем у одноктактного.

При работе двухтактного усилителя в режиме В (рис. 16.1, а) входной; сигнал $U_{ВХ}$ в первый полупериод, воздействуя на один из транзисторов, вызывает синусоидальный ток базы $I_{Б1} \sim$. Коллекторный ток этого транзистора будет также синусоидальным, но только в течение первого полупериода. Во второй полупериод входной сигнал $U_{ВХ}$ аналогично воздействует на второй транзистор. Схему усилителя

выполняют так, чтобы через нагрузку проходил ток, форма которого близка к синусоидальной, повторяющей форму суммарного базового тока $I_{Б1} \sim$.

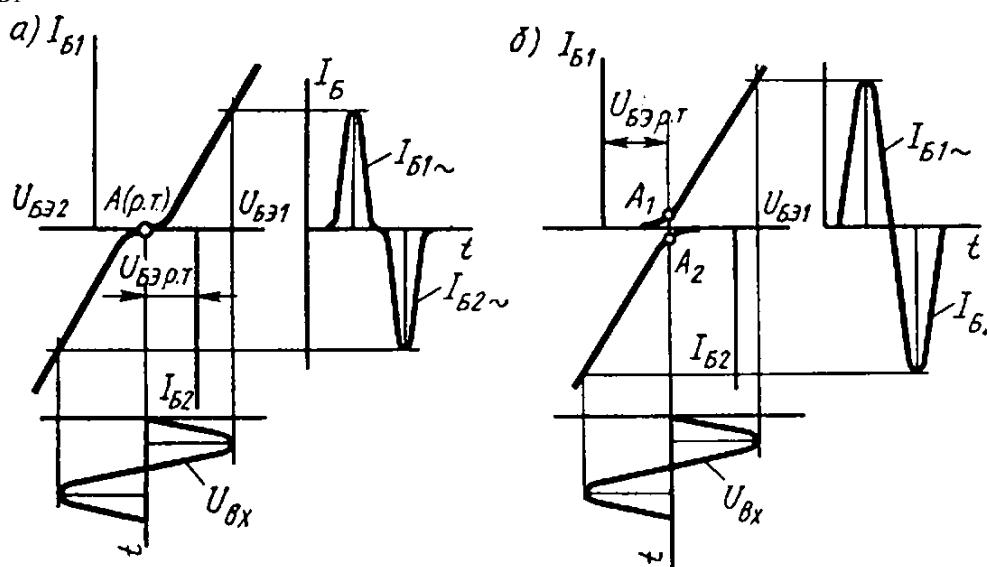


Рис. 16.1

Для снижения нелинейных искажений при незначительном уменьшении КПД используют промежуточный режим АВ. В этом режиме рабочие точки транзисторов выбирают при небольших токах их баз, т. е. при ожидании входного сигнала схема потребляет от источника питания небольшой ток. Режим АВ широко распространен, поскольку по сравнению с более экономичным режимом В при нем значительно меньше нелинейные искажения.

Управление транзисторами двухтактного усилителя мощности в режиме АВ показано на рис. 16.1, б. Дополнительное напряжение $U_{БЭр.т.}$, подаваемое на эмиттерный переход, смещает входные характеристики относительно друг друга. При этом суммарный базовый ток $I_{Б1} \sim$ схемы близок к синусоидальному.

В двухтактных каскадах усилителей мощности используют все три схемы включения транзисторов: с ОБ, ОЭ и ОК.

Включение транзисторов с ОБ позволяет получить схему с незначительными нелинейными искажениями, хорошей температурной стабильностью и малым изменением параметров при замене транзисторов. Однако для управления такой схемой предварительный усилитель должен быть мощным, так как для управления транзисторами, включенными с ОБ, необходим ток эмиттера даже несколько больший, чем выходной коллекторный ток.

При включении транзисторов с ОЭ в $h_{21Э}$ раз снижается мощность сигнала управления, но несколько возрастают нелинейные искажения. Замена транзистора в такой схеме вызывает изменение режима каскада по постоянному току, поэтому требуется либо подбор

пары транзисторов с одинаковыми параметрами, либо дополнительные меры по восстановлению симметрии схемы, что обязательно сопровождается снижением КПД и ростом коэффициента нелинейных искажений.

При включении транзисторов с ОК схема работает с минимальными нелинейными искажениями. Сигнал управления в такой схеме велик – его мощность близка к мощности входного сигнала каскада на транзисторах с ОБ. Для этой схемы подбирают пару одинаковых транзисторов, поскольку только так можно обеспечить малые нелинейные искажения.

В настоящее время наиболее распространены бестрансформаторные усилители мощности звуковой частоты, выполненные на транзисторах разных типов электропроводности или одного типа.

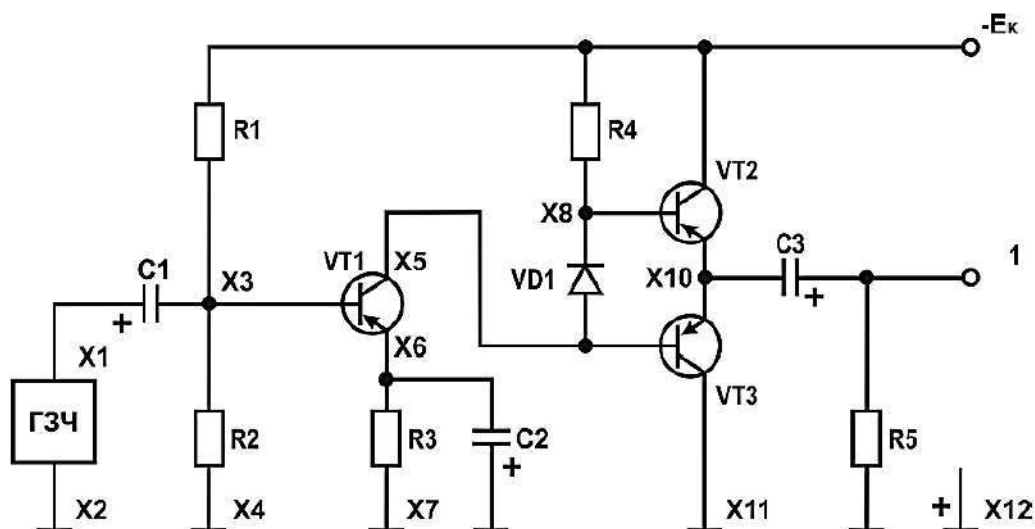


Рис 16.2

Для управления транзисторами разных типов электропроводности (см. рис. 16.2) требуется один сигнал. Так, если в первый полупериод входной сигнал увеличивает ток базы транзистора VT2, одновременно уменьшается ток базы транзистора VT1. Во второй полупериод – наоборот. Таким образом, входные цепи транзисторов по отношению к источнику сигнала включены параллельно, выходные по отношению к источнику питания E_k – последовательно, а по переменному току – параллельно на общую нагрузку R5.

Для управления транзисторами одного типа электропроводности требуется фазоинверсный каскад (рис. 16.3), на выходе которого действуют два одинаковых и противофазных напряжения U_1 и U_2 . Эти напряжения и управляют транзисторами, которые поочередно открываются и закрываются.

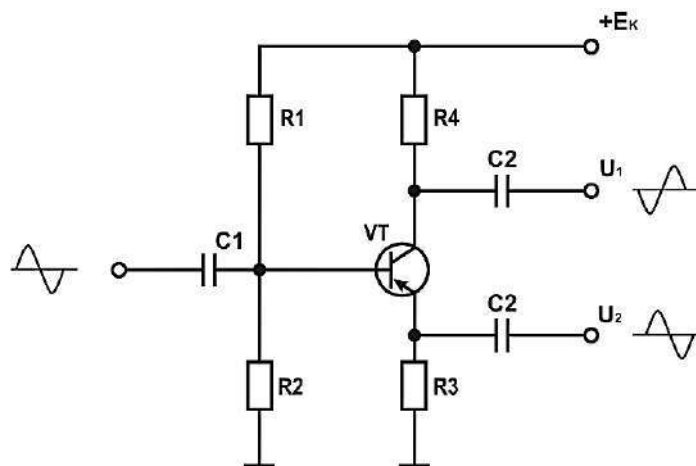


Рис. 16.3

Рассмотрим работу каскада усиления мощности в режиме В (см. рис. 16.2). В схеме используется кремниевый диод VD1. При положительном полупериоде переменной составляющей коллекторного напряжения транзистора VT1 предварительного усилителя транзистор VT2 закрывается, а транзистор VT3 усиливает сигнал, используя как источник питания заряженный примерно до $0,5 E_K$ конденсатор C3. В течение этого полупериода ток проходит по цепи: правый электрод конденсатора C3, заряженный положительно, резистор нагрузки R5, корпус, промежуток коллектор – эмиттер транзистора VT3, левый электрод конденсатора C3. Емкость конденсатора C3 должна быть настолько большой, чтобы за время самого длительного полупериода (самая низкая усиливаемая частота) он разряжался незначительно.

При отрицательном полупериоде транзистор VT3 закрывается, а транзистор VT2 открывается, усиливая сигнал. Коллекторный ток транзистора VT2 проходит по цепи: $+ E_K$, корпус, резистор нагрузки R5, конденсатора C3, промежуток эмиттер – коллектор транзистора VT2, $-E_K$.

Таким образом, через резистор R5, на который поочередно работают два транзистора, управляемые одним сигналом, проходит переменный ток усиленного сигнала – сумма переменных составляющих эмиттерных токов транзисторов VT2 и VT3. Отсюда следует, что по отношению к источнику сигнала транзисторы включены по схеме с ОК, которая усиливает мощность сигнала, повторяя его напряжение.

Включение кремниевого диода VD1 увеличивает напряжение между базами транзисторов, и их рабочие точки смещаются к началу входных характеристик, т. е. каскад переходит в режим В. Этот переход становится заметнее, если используют два последовательно включенных кремниевых диода.

Одновременно диод VD1 служит для температурной стабилизации базовых цепей транзисторов. При повышении температуры входная характеристика транзистора смещается влево, что означает увеличение тока базы при постоянном напряжении на эмиттерном переходе. Однако ток базы при включении диода VD1 увеличивается значительно меньше, поскольку прямое напряжение на нем при увеличении температуры также уменьшается.

Экспериментальная часть

1. Вычертить табл. 16.1 и 16.2 для снятия амплитудно-частотной и амплитудной характеристик усилителя и координатные оси (см. рис. 15.3, а, б в работе № 14) для их построения (масштаб по осям: $U_{ВХ}$ — в 1 см 20 мВ, $U_{ВЫХ}$ — в 1 см 200 мВ).

Таблица 16.1

Частота f , кГц		0,02	0,1	0,5	1	10	100
Выходное напряжение $U_{ВЫХ}$, В, при емкости конденсаторов	$C2 = 5$ мкФ $C3 = 0,1$ мкФ						
	$C2 = 50$ мкФ $C3 = 50$ мкФ						

Таблица 16.2

Входное напряжение $U_{ВХ}$, В	20	40	60	80	100	120
Выходное напряжение $U_{ВЫХ}$, В						

Таблица 16.3

Режим	Сигнал отсутствует		Максимальный сигнал	
	Пере мычка	Диод КД103А	Пере мычка	Диод КД103А
		один два		один два
Ток I_1 , потребляемый предварительным усилителем, мА				
Ток I_2 , потребляемый всем усилителем, мА				

Таблица 16.4

Гнездо		X3	X5	X6	X8	X9	X10
Напряжение, В, при включении	перемычки						
	диода КД103А						
	двух диодов КД103А						

2. Вычертить табл. 16.3 для записи токов, потребляемых усилителем при разных режимах работы.

3. Вычертить табл. 16.4 для записи параметров режимов транзисторов по постоянному току.

4. Зарисовать электрическую схему исследуемого усилителя (см. рис. 16.2), собрать ее и отрегулировать режимы работы усилителя по постоянному току.

5. Снять амплитудно-частотную и амплитудную характеристики усилителя, занося результаты измерений в табл. 16.1 и 16.2, и построить их в соответствующих координатных осях.

6. Измерить токи, потребляемые усилителем при различных режимах работы, занося результаты измерений в табл. 16.3. Одновременно измерять параметры режимов по постоянному току, занося результаты измерений в табл. 16.4.

7. Устанавливают по ИВ стенда напряжение 12 В на выходе ГН2, подключая его с соблюдением полярности к гнездам «— E_K » и X12, а затем измеряют АВМ1 (на пределе «10 В») в гнезде X10 напряжение, которое должно составлять 0,5 E_K . Если это не так, устанавливают вместо резистора R2 сопротивлением 3,3 кОм переменный резистор сопротивлением 10 кОм и добиваются, чтобы напряжение в гнезде X10 составляло 6 В.

8. Подключают к выходу усилителя милливольтметр МВ стенда (зажим МВ «~» соединяют с гнездом 1 исследуемой схемы, а зажим « I_1 » — с гнездом X11) и устанавливают его переключатель на предел «1 В».

9. Устанавливают на выходе ГЗЧ частоту сигнала 1000 Гц, для чего его переключатель «Диапазон» переводят в положение «1 кГц». Для измерения частоты выходного сигнала ГЗЧ с помощью частотомера ЧМ тумблер «ЧМ-ГЗЧ» устанавливают в положение «ГЗЧ», переключатель ИВ — в положение «ЧМ», а переключатель ЧМ — в положение «5 кГц». Подключают ГЗЧ к исследуемой схеме (зажим ГЗЧ «1 : 10» соединяют с гнездом XI, а зажим « I_1 » - с гнездом X2). Устанавливают на входе усилителя такой сигнал, при котором напряжение на его выходе будет равно 5 В действующего значения. При снятии АЧХ необходимо следить за стабильностью амплитуды входного напряжения и при изменении корректировать ее регулятором ГЗЧ «Амплитуда». Выходное напряжение ГЗЧ измеряют ИВ стенда, для чего его переключатель следует перевести в положение «ГЗЧ».

10. При снятии амплитудной характеристики вход осциллографа подключают к гнезду XI, а вывод « I_1 » - к гнезду X7. Наблюдая форму напряжения на выходе усилителя, отмечают, при каком входном

напряжении искажения формы выходного напряжения становятся заметными на глаз. Именно с этого значения входного сигнала амплитудная характеристика отклонится от прямой линии.

11. Потребляемый ток измеряют АВМ1, для чего зажим «—» ГН2 соединяют с зажимом «—» АВМ1, а зажим «+» АВМ1 — с гнездом «—Е_к».

12. При использовании кремниевого диода VD1 усилитель мощности оказывается в режиме В (или близком к нему).

13. При использовании двух последовательно включенных кремниевых диодов усилитель переходит в режим АВ. При этом усилитель потребляет ток при отсутствии входного сигнала.

14. Параметры режимов по постоянному току измеряют АВМ2 на пределах «10 В», «5 В», «1 В» и «0,5 В».

Контрольные вопросы

1. Почему одноктактные усилители мощности используют редко?
2. Чем объясняется экономичность двухтактных усилителей мощности, работающих в режиме В?
3. Какие параметры выходного сигнала зависят от емкости конденсатора С3?
4. Почему при уменьшении емкости конденсатора С2 увеличиваются частотные искажения в области нижних частот?
5. Как влияет режим работы усилителя на нелинейные искажения?

Лабораторная работа № 17

Исследование усилителя постоянного тока

Цель работы. Изучение принципа действия дифференциального усилителя постоянного тока (УПТ) и приобретение навыков его балансировки; снятие и анализ амплитудных характеристик.

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. При выполнении работы используют: $R_1 = R_9 = 12 \text{ кОм}$; $R_2 = R_{10} = 620 \text{ Ом}$; $R_3 = R_8 = 1; 2,4; 4,3 \text{ кОм}$; $R_4 = 2,2 \text{ кОм}$ (переменный); $R_5 = 1 \text{ кОм}$ (переменный); R_6 — 470 Ом (переменный); $R_7 = 510 \text{ Ом}$, $1,2$ и $2,4 \text{ кОм}$; VT1 и VT2 — транзисторы КТ361А; блок-переходник ПЗ.

Основные теоретические положения

Усилители постоянного тока предназначены для усиления сигналов в диапазоне частот от $f = 0$ (постоянный ток) до некоторой максимальной частоты f_{\max} , обычно определяемой частотными свойствами транзисторов. Эта частота может достигать сотен мегагерц.

Простейшая схема УПТ (рис. 17.1) используется в компенсационном стабилизаторе напряжения (см. работу № 11). При номинальном входном напряжении $U_{\text{ВХ}}$ стабилизатора на электродах транзистора VT также устанавливаются номинальные напряжения $U_{\text{ЭВТ}}$, $U_{\text{БВТ}}$ и $U_{\text{КВТ}}$. Напряжение $U_{\text{ЭВТ}}$ создается параметрическим стабилизатором на стабилитроне VD и не зависит от входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$, а напряжения $U_{\text{БВТ}}$ и $U_{\text{КВТ}}$ изменяются. Входное напряжение УПТ $U_{\text{БВТ}}$ является частью выходного напряжения $\alpha U_{\text{ВЫХ}}$ стабилизатора (где $\alpha = R_2/(R_1 + R_2)$) — коэффициент деления делителя $R_1 R_2$). Коллекторное напряжение $U_{\text{КВТ}}$ управляет регулирующим транзистором стабилизатора (см. рис. 11.1).

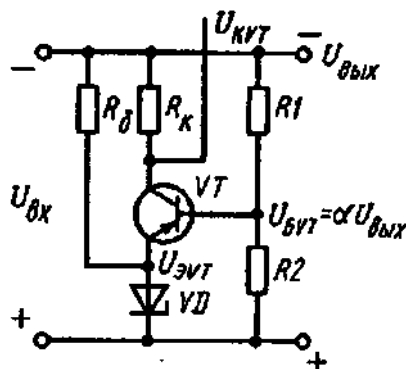


Рис. 17.1

Если по какой-либо причине выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ стабилизатора изменилось, изменится и напряжение $\alpha U_{\text{ВЫХ}}$, например, появится приращение напряжения $+U_{\text{Б}}$. При этом базовый ток транзи-

стора VT уменьшится на $\Delta I_B = \Delta U_B / h_{11Э}$, а коллекторный — на $\Delta I_K = h_{21Э} \Delta I_B = h_{21Э} \Delta U_B / h_{11Э}$ и, следовательно, увеличится коллекторное напряжение на $\Delta U_K = \Delta I_B / I_K$. Это напряжение ΔU_K является выходным напряжением УПТ, вызывающим компенсирующее изменение электрического состояния регулирующего транзистора стабилизатора.

В рассматриваемом случае при $+\Delta U_B$ на выходе УПТ появляется $-\Delta U_K$, способствующее уменьшению базового тока регулирующего транзистора, что равносильно увеличению сопротивления промежутка коллектор—эмиттер, приводящего к уменьшению выходного напряжения стабилизатора $U_{ВЫХ}$.

Коэффициент усиления напряжения УПТ определяют по формуле:

$$K = \Delta U_K / U_B = R_K h_{21Э} / h_{11Э}.$$

Следовательно, изменение входного напряжения УПТ вызывает в K раз большее изменение его выходного напряжения.

Кроме того, УПТ может усиливать переменное напряжение до некоторой предельной частоты, которая определяется частотными свойствами транзисторов, что особенно важно в стабилизаторах, работающих на схему с импульсным потреблением.

На выходе УПТ появляется сигнал даже в том случае, если на входе его нет. Это явление, называемое дрейфом нуля, проявляется нестабильностью выходного напряжения. Дрейф нуля представляет собой ложный выходной сигнал, причиной которого является не входной сигнал, а воздействие на схему УПТ дестабилизирующих факторов, наиболее серьезный из которых — изменение температуры окружающей среды, влияющее на все без исключения элементы. Устранить или полностью скомпенсировать это влияние невозможно.

Так, в УПТ, показанном на рис. 17.1, с ростом температуры из-за увеличения тока коллектора уменьшается отрицательное коллекторное (выходное) напряжение, что равносильно поступлению на вход сигнала отрицательной полярности. Дрейф выходного напряжения может быть скомпенсирован подачей на вход УПТ сигнала необходимых значения и полярности, называемого дрейфом нуля, приведенным ко входу УПТ. Зная абсолютный выходной дрейф Δ и коэффициент усиления напряжения K, можно определить приведенный дрейф $\delta = \Delta / K$. Приведенный дрейф определяет чувствительность УПТ, т. е. минимальный сигнал на его входе, который будет различим на выходе. Так, если приведенный дрейф при воздействии определенных дестабилизирующих факторов составляет 100 мкВ, подавать на вход УПТ сигнал 1 мкВ не имеет смысла — он потеряется на фоне

дрейфа. Сигнал же, соизмеримый с приведенным дрейфом, будет заметен на выходе. Следовательно, снижение приведенного дрейфа сопровождается повышением чувствительности УПТ.

Для уменьшения дрейфа нуля используют параллельно-балансные УПТ (рис. 17.2), которые состоят из двух одинаковых каскадов, параллельно подключенных к источнику питания E_K . Перед началом работы УПТ балансируют так, чтобы потенциалы входных 1 и 4 и выходных 2 и 3 зажимов были попарно одинаковы. Это состояние соответствует отсутствию входного сигнала.

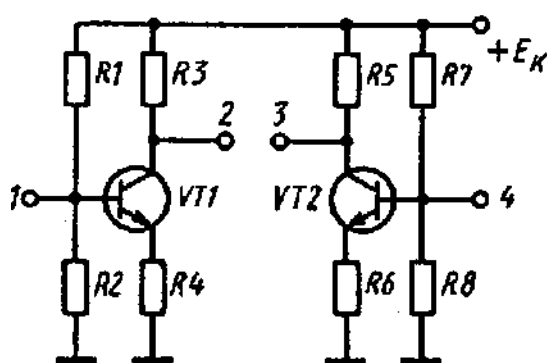


Рис. 17.2

Коллекторные цепи транзисторов образуют мост, верхними плечами которого являются резисторы $R3$ и $R5$ одинаковых сопротивлений, а нижними — промежутки коллектор — эмиттер транзисторов $VT1$ и $VT2$, включенные последовательно резисторам $R4$ и $R6$, сопротивления которых обычно невелики. Сопротивления нижних плеч моста после балансировки становятся одинаковыми.

Под действием входного сигнала (в простейшем случае его подают между зажимами 1 и 4) базовый ток одного из транзисторов уменьшается, при этом сопротивление его промежутка коллектор — эмиттер увеличивается, одновременно базовый ток другого транзистора увеличивается, а сопротивление его промежутка коллектор — эмиттер уменьшается. Баланс моста нарушается и на выходе схемы появляется сигнал. Входной сигнал противоположной полярности вызывает появление на выходе схемы сигнала также противоположной полярности. Таким образом, выходной сигнал содержит информацию не только о значении входного сигнала, но и о его знаке. При полной симметрии схемы дрейфы выходных напряжений отдельных каскадов будут одинаковы. Потому на нагрузке, подключенной к зажимам 2 и 3, дрейфа вообще не будет. В реальных схемах дрейф выходного напряжения все же наблюдается, однако он значительно меньше, чем в схеме, показанной на рис. 17.2.

Исследуемый в данной работе УПТ (см. рис. 17.3) выполнен по параллельно-балансной схеме. Такие УПТ называют также дифференциальными, поскольку их выходное напряжение пропорционально разности потенциалов входов.

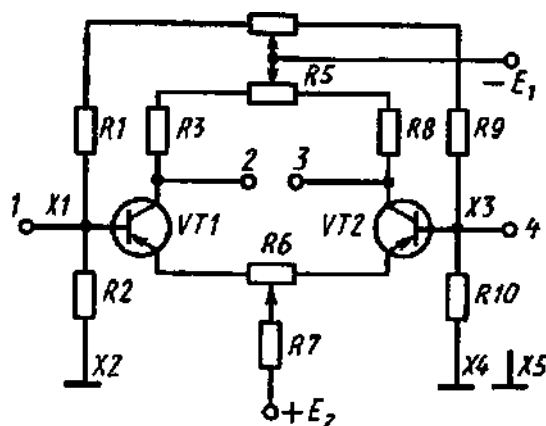


Рис. 17.3

Наилучшей с точки зрения минимального дрейфа является схема УПТ с симметричными входом и выходом. Входной сигнал подается на изолированные от корпуса зажимы 1 и 4, а выходной снимается также с изолированных от корпуса зажимов 2 и 3. Режим базовых цепей транзисторов обеспечивается одинаковыми делителями напряжения $R1R2$ и $R9R10$. Напряжения эмиттерных переходов образуются на резисторах $R2$ и $R10$. Резистор $R4$ служит для балансировки схемы — выравнивания потенциалов на базах транзисторов. В коллекторные цепи включены имеющие одинаковые сопротивления резисторы $R3$ и $R8$.

Потенциометр $R5$ предназначен для установки нуля на выходе УПТ при нулевом входном сигнале. Потенциометр $R6$ служит для выполнения аналогичных функций и, кроме того, для выравнивания неодинаковых сопротивлений эмиттерных областей транзисторов и создания небольшой по глубине ООС, дополнительно стабилизирующей режим транзисторов. Резистор $R7$ предназначен для эмиттерной стабилизации рабочих точек транзисторов, что снижает дрейф нуля. Напряжение источника E_2 подбирают так, чтобы потенциалы эмиттеров транзисторов были близки к нулю, а сами транзисторы находились в активном режиме.

При выполнении работы напряжение источника E_2 подбирают так, чтобы напряжение источника E_1 распределялось поровну между промежутками коллектор — эмиттер транзисторов и резисторами в коллекторных цепях. При использовании транзисторов с одинаковыми параметрами и резисторов $R1 = R9$, $R2 = R10$ и $R3 = R8$ схема после балансировки будет симметричной, а дрейфы потенциалов кол-

лекторов транзисторов — одинаковыми. Следовательно, дрейф нуля на нагрузке, включенной между коллекторами, будет равен нулю, так как представляет собой разность дрейфов одинаковых половин усилителя.

Перед началом работы схема должна быть сбалансирована, для чего необходимо:

- установить движки потенциометров R4, R5 и R6 в среднее положение;
- подключить к гнездам 2 и 3 схемы вольтметр с предельным значением шкалы, равным E_2 , и закоротить гнезда 1 и 4;
- установить потенциометром R5 нулевое напряжение на выходе УПТ, одновременно переключая вольтметр на все более чувствительные пределы (потенциометр R6 используют при регулировке варианта 1 схемы УГ1Т на минимальный дрейф в диапазоне температур; он может быть исключен, а все гнезда для его подключения закорочены; в работе исследуется также вариант 2 схемы УПТ, когда установку нуля выполняют потенциометром R6, а потенциометр R5 исключают);
- раскоротить входы 1 и 4, восстановить потенциометром R4 нулевое напряжение на выходе;
- закоротить снова гнезда 1 и 4 и при появлении напряжения на выходе повторить балансировку в той же последовательности.

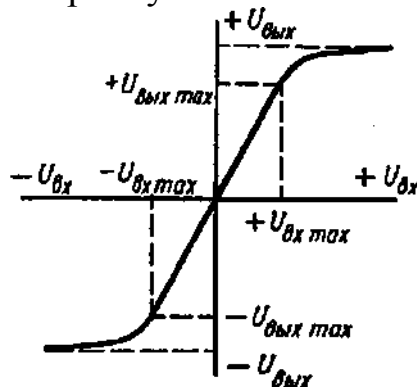


Рис. 17.4

При подключении к гнезду 1 положительного полюса источника входного сигнала, а к гнезду 4 — отрицательного ток будет проходить по цепи: гнездо 1, база — эмиттер VT1, R6 (если он есть), эмиттер — база VT2, гнездо 4. Этим током транзистор VT1 будет закрываться, и отрицательное напряжение на его коллекторе начнет расти, а транзистор VT2 будет открываться, и отрицательное напряжение на его коллекторе начнет уменьшаться. Следовательно, вольтметр для измерения выходного напряжения при установленной полярности входного сигнала следует подключить плюсом к гнезду 3, а минусом — к гнезду 2.

При некотором входном сигнале транзистор VT1 начнет закрываться, а транзистор VT2 окажется в режиме насыщения, т. е. прекратится воздействие входного сигнала на УПТ. Этому состоянию схемы соответствуют напряжения $+U_{\text{ВЫХ max}}$ и $-U_{\text{ВЫХ max}}$ (рис. 17.4), ограничивающие линейный участок амплитудной характеристики, в пределах которого коэффициент усиления напряжения постоянен, т. е.

$$K = U_{\text{ВЫХ max}} / U_{\text{ВХ max}}. \quad (17.1)$$

Особенностью схемы дифференциального УПТ является отсутствие внутрикаскадной ООС при включении в общую эмиттерную цепь резистора R7, сопротивление которого определяется только напряжением источника питания E_2 .

Экспериментальная часть

1. Вычертить табл. 17.1 и 17.2 для снятия амплитудных характеристик УПТ (для вариантов 1 и 2 схемы УПТ гнезда для подключения соответственно резисторов R5 или R6 закорачивают) и координатные оси (рис. 17.5) для их построения (масштаб по осям: $U_{\text{ВХ}}$ — в 1 см 0,2 В; $U_{\text{ВЫХ}}$ — в 1 см 2 В).

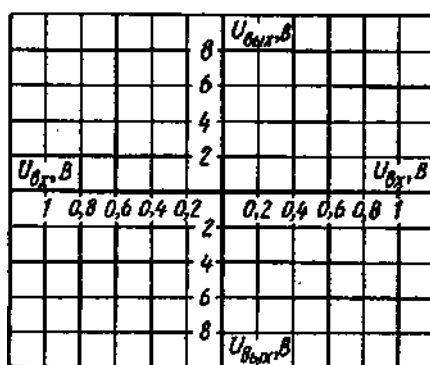


Рис. 17.5

2. Вычертить табл. 17.3 для записи режимов транзисторов УПТ по постоянному току.

3. Зарисовать схему исследуемого усилителя постоянного тока (см. рис. 17.3), собрать ее вариант 1, снять амплитудную характеристику и занести результаты измерений в табл. 17.1.

4. Собрать вариант 2 схемы УПТ, снять амплитудную характеристику для трех значений коллекторных резисторов, занести результаты измерений в табл. 17.2 и измерять режимы транзисторов по постоянному току, занося результаты измерений в табл. 17.3.

Таблица 17.1

Входное напряжение $U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7
Входной ток $I_{\text{ВХ}}, \text{мкА}$ Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$							

Таблица 17.2

Входное напряжение $U_{ВХ}$, мВ		10	20	30	40	50	80	100
Входной ток $I_{ВХ}$, мкА, при сопротивлении резисторов $R3 — R8$, кОм	1							
	2,4							
	4,3							
Выходное напряжение $U_{ВЫХ}$, В, при сопротивлении резисторов $R3 = R8$ кОм	1							
	2,4							
	4,3							

Таблица 17.3

Сопротивление резисторов $R3 = R8$, кОм			1	2,4	4,3
Напряжение питания E_2 , В					
Режим транзистора, В	VT1	U_B			
		U_K			
		$U_Э$			
	VT2	U_B			
		U_K			
		$U_Э$			

5. Построить амплитудные характеристики УПТ в координатных осях (см. рис. 17.5).

6. Вычислить коэффициенты усиления напряжения УПТ для двух вариантов схемы, пользуясь формулой (17.1).

7. Первый вариант схемы собирают, используя: $R1 = R9 = 12$ кОм; $R2 = R10 = 620$ Ом; $R3 = R8 = 4,3$ кОм; $R4 = 2,2$ кОм (переменный); $R5$ закорачивают с помощью блока-переходника ПЗ; $R6 = 470$ Ом (переменный); $R7 = 2,4$ кОм;

E_1 — генератор напряжения ГН2 стенда;

E_2 — генератор напряжения ГН1 стенда;

АВМ2 — измеритель выходного напряжения на пределе «10 В» (по мере балансировки схемы прибор переключают на все более чувствительные пределы; окончательную балансировку производят на пределе «0,5 В»; неточность установки нуля на выходе УПТ не должна превышать половины деления шкалы «0,5 В», что составляет 10 мВ);

АВО — измеритель входного напряжения (на пределе «1 В» для первого варианта схемы и «0,1 В» для второго);

ИВ — измеритель входного тока на пределе «1 мА» (переключатель ИВ устанавливают в положение «ГТ 1 мА»);

ГТ — генератор тока стенда — источник входного сигнала.

8. Для снятия амплитудной характеристики следует подключить: ГН2 — к гнездам «—E₁» и X5; ГН1 — к гнездам «+E₂» и X2; ГТ — к гнездам 1 и 4 АВО — к гнездам X1 и X3; АВМ2 — к гнездам 2 и 3.

9. Для сборки второго варианта схемы необходимо: отключить резистор R6 и, установив на его место блок-переходник ПЗ, закоротить соединительным проводом гнезда для подключения резистора R6\ установить R5, R3 = R8 = 1 кОм и R 7 = 510 Ом (при R3 = R8 = 2,4 кОм резистор R7 = 1,2 кОм, а при R3 = R8 = 4,3 кОм R7 = 2,4 кОм).

10. Напряжение источника питания E2 при всех измерениях подбирают так, чтобы напряжение на коллекторах транзисторов после балансировки было равно половине напряжения источника питания E₁, которое необходимо установить по ИВ стенда равным 10 В.

11. Режимы транзисторов по постоянному току измеряют АВМ1 на пределах измерения «10 В», «5 В», «2,5 В» и «1 В», подключая его зажимами «+» и «—» соответственно к гнезду X4 и нужной точке исследуемой схемы.

12. Для балансировки схемы необходимо: закоротить гнезда 1 и 4, добиться потенциометром установки нуля (R5 или R6) нулевого напряжения на выходе; переключить вывод от зажима «+» АВМ2 в гнездо X4, отключив АВМ2 и установив переключателем АВМ1 предел измерения «10 В»; установить регулятором ГН1 «Грубо» такое напряжение источника E₂ на выходе, при котором на коллекторах транзисторов будет по — 5 В. Балансируют схему как описано в пояснениях к работе.

13. Для построения амплитудных характеристик второго варианта схемы УПТ необходимо изменить масштаб по оси U_{ВХ} в 10 раз, т. е. в 1 см должно быть 0,02 В.

Контрольные вопросы

1. Каковы особенности схем УПТ?
2. Что такое дрейф нуля?
3. Почему уменьшение приведенного дрейфа нуля сопровождается ростом чувствительности УПТ?
4. Каковы причины и основные способы уменьшения дрейфа нуля?
5. Какие параметры транзистора зависят от температуры окружающей среды?

Лабораторная работа № 18

Исследование обратных связей в усилителе звуковой частоты

Цель работы. Изучение влияния обратных связей на работу двухкаскадного усилителя звуковой частоты

Приборы и оборудование

1. Стенд для проведения лабораторных работ IDL-600.
2. При выполнении работы используют: $R1 = 82 \text{ кОм}$; $R2 = 5,1 \text{ кОм}$; $R3 = 10 \text{ кОм}$; $R4 = 6,8 \text{ кОм}$; $R5 = 10 \text{ кОм}$ (переменный); $R6 = 51 \text{ кОм}$; $R7 = 10 \text{ кОм}$; $R8 = 3,9 \text{ кОм}$; $R9 = 510 \text{ Ом}$; $R10 = 22 \text{ кОм}$ (переменный); $R11 = 7,5 \text{ кОм}$; $C1 = 5 \text{ мкФ}$; $C2 = 10 \text{ мкФ}$; $C3 = 0,01$; $0,1$ и 20 мкФ ; $C4 = 5 \text{ мкФ}$; $C5 = 20 \text{ мкФ}$; VT1 и VT2 — транзисторы КТ361А;

Основные теоретические положения

В процессе усиления сигнал искажается, т. е. изменяются его форма и частотный спектр. Причиной этого является нелинейность вольт-амперных характеристик транзисторов, проявляющаяся при усилении сигналов больших амплитуд, а также частотная зависимость сопротивлений разделительных и шунтирующих конденсаторов. Искажения уменьшаются, когда рабочие точки усилительных элементов остаются в пределах линейных участков ВАХ, а также при использовании конденсаторов большой емкости.

Основными требованиями, предъявляемыми к усилителям звуковой частоты (УЗЧ), являются минимальные нелинейные и частотные искажения при достаточном коэффициенте усиления, большое входное и малое выходное сопротивления. Выполнить эти требования позволяют обратные связи. Обратные связи могут осуществляться в пределах одного каскада — внутрикаскадные ОС (например, в эмиттерном повторителе — см. работу № 15), а также между выходом любого последующего каскада (в том числе последнего) и входом любого предыдущего (в том числе первого).

Действие обратных связей состоит в следующем. Сигнал, поступивший на вход усилителя по цепи обратной связи и содержащий информацию о его работе и всех видах искажений, так воздействует на входной сигнал, искажая его в результате сложения, что в выходном сигнале эти искажения либо увеличиваются, либо уменьшаются. Например, если сигнал обратной связи совпадает по фазе с входным сигналом, все искажения, вносимые усилителем, увеличиваются. Такую обратную связь называют положительной (ПОС). Если же сигнал обратной связи противоположен по фазе входному сигналу, искаже-

ния уменьшаются. Такую обратную связь называют отрицательной (ООС).

Положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления усилителя:

$$K_{\text{ПОС}} = K / (1 - K\beta), \quad (18.1)$$

где β — коэффициент передачи цепи обратной связи; K — коэффициент усиления усилителя без обратной связи:

Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления усилителя:

$$K_{\text{ООС}} = K / (1 + K\beta). \quad (18.2)$$

При ПОС все параметры усилителя ухудшаются: увеличиваются нелинейные и частотные искажения, снижается температурная стабильность режимов усилительных элементов, уменьшается входное и увеличивается выходное сопротивление схемы. При $K\beta = 1$ знаменатель в формуле (18.1) обращается в нуль, а $K_{\text{ПОС}}$ — в бесконечность. Физически это означает, что бесконечно малое случайное изменение напряжения на входе усилителя приводит к появлению на его выходе значительного сигнала, ограниченного только мощностью источника питания и предельными параметрами усилительных элементов. При этом усилитель самовозбуждается, превращаясь в генератор напряжения сложной несинусоидальной формы.

Обычно положительные обратные связи в усилителях паразитные и возникают при неверно выполненном монтаже. Вероятность самовозбуждения усилителя тем выше, чем больше коэффициент усиления. Самовозбуждение можно предотвратить введением дополнительной цепи ООС или увеличением ее глубины по имеющимся цепям. Однако сначала обычно определяют причину, вызывающую самовозбуждение усилителя, устраняют ее и только затем введением отрицательной обратной связи увеличивают устойчивость усилителя, доводя его параметры до заданных.

Отрицательная обратная связь улучшает все параметры усилителя, кроме коэффициента усиления, который уменьшается. Влияние ООС на входное и выходное сопротивления зависит от способа подачи сигнала ООС на вход усилителя по отношению к входному сигналу, а также от того, какому из параметров выходного сигнала (току или напряжению) он пропорционален.

При параллельном способе подачи сигнала ООС входное сопротивление усилителя уменьшается, а при последовательном — увеличивается. В зависимости от того, пропорционален сигнал ООС выходному напряжению (ООС по напряжению) или выходному току,

выходное сопротивление усилителя соответственно уменьшается или увеличивается.

В данной работе исследуется двухкаскадный усилитель низкой частоты с двумя цепями положительной обратной связи R5C3 и R10, которые при использовании блока-переходника П2 могут быть превращены в цепи ООС.

Экспериментальная часть

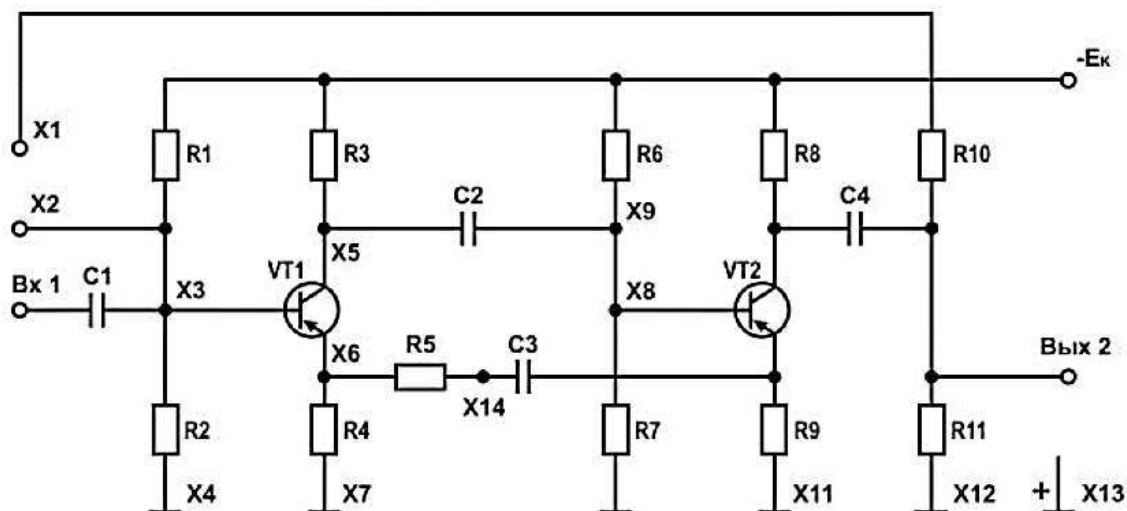


Рис. 18.1

1. Зарисовать схему исследуемого усилителя (см. рис. 18.1) в двух вариантах:

- при варианте 1 в гнезда X1 и X2 установить конденсатор C5, отключить левый (по схеме) вывод резистора R5 от эмиттерной цепи транзистора VT1 и присоединить к его базовой;

- при варианте 2 в гнезда X1 и X2 установить конденсатор C5, отключив его нижнюю обкладку от базы транзистора VT1 и присоединив к эмиттеру.

2. Собрать вариант 1 схемы, пользуясь указаниями п.

3. Исследовать усилитель, одновременно охваченный ПОС и ООС.

4. То же повторить для варианта 2 схемы усилителя и исследовать его в режиме высокочастотного возбуждения.

5. Зарисовать осциллограммы напряжения на выходе усилителя, наблюдаемые при его исследовании.

6. При сборке варианта 1 схемы вместо резистора R5 устанавливают переходник П2 так, чтобы его штырь X6 был соединен с конденсатором C3. Устанавливают в гнезда X3 и X5 переходника П2 переменный резистор R5, а гнездо X4 соединяют проводом с гнездом X3

исследуемой схемы. Конденсатор С5 устанавливают в гнезда Х1 и Х2 переходника П2.

7. Устанавливают по ИВ на выходе ГИ2 напряжение 10 В и подключают его с соблюдением полярности к гнездам «—Е_к» и Х13.

8. Устанавливают по частотомеру ЧМ на выходе ГЗЧ сигнал частотой 1 кГц, для чего тумблер «ЧМ-ГЗЧ» переводят в положение «ГЗЧ», тумблер « f_x — f_x — 465 кГц» — в положение « f_x », переключатели «Диапазон» ГЗЧ — в положение «1 кГц», ЧМ — в положение «5 кГц», ИВ — в положение «ЧМ». Регулируют ручкой «Частота» частоту выходного сигнала ГЗЧ.

9. Подключают зажимы ГЗЧ «1:10» и «1_» соответственно к гнездам 1 и Х4, а осциллограф — к гнездам 2 (вход) и Х12 (вывод «1_»). Регулятором ГЗЧ «Амплитуда» устанавливают такой выходной сигнал, при котором искажения еще незаметны на глаз (сопротивления резисторов R5 и R10 максимальны).

10. Плавно уменьшая сопротивление резистора R10, добиваются самовозбуждения усилителя, отмечая, что с увеличением глубины ПОС увеличивается коэффициент усиления и растут нелинейные искажения. Зарисовывают осциллограмму сигнала при возбуждении усилителя. Плавно уменьшая сопротивление резистора R5, восстанавливают нормальную работу схемы, наблюдая за превращением искаженного сигнала в исходный. Эти действия повторяют несколько раз (до полного закорачивания резисторов R5 и R10).

11. Уменьшают глубину ООС, увеличивая сопротивление резистора R5, и добиваются заметных на глаз искажений выходного сигнала. Увеличивая сопротивление резистора R10 (глубина ПОС уменьшается), снимают искажения. При этом необходимо обратить внимание на то, что при уменьшении глубины ООС и ПОС коэффициент усиления соответственно увеличивается и уменьшается.

12. Для сборки варианта 2 схемы устанавливают штырь Х6 переходника П2 в гнездо Х1, а штырь Х1 — в гнездо Х2; соединяют гнездо Х4 переходника П2 проводом с гнездом Х6 исследуемой схемы; устанавливают конденсатор С5 в гнезда Х3 и Х5 переходника П2, а резистор R5 — в его гнезда на сменной панели.

13. Повторяют п. 6 и 7 для варианта 2 схемы.

14. Устанавливают конденсатор С3 = 0,01 мкФ и добиваются высокочастотного возбуждения схемы, уменьшая сопротивление резистора R5. Зарисовывают осциллограмму напряжения на выходе и убеждаются, что введение ООС (уменьшение сопротивления резистора R10) позволяет и в этом случае снять возбуждение.

15. Повторяют п. 10 для конденсатора С3 = 0,1 мкФ.

Контрольные вопросы

1. Для чего применяют обратные связи?
2. Каков принцип действия ООС?
3. Каковы причины возникновения ПОС в усилителях?
4. Как ПОС в усилителе компенсирует ООС?
5. Почему с увеличением коэффициента усиления усилителя растёт вероятность его самовозбуждения?

ЛИТЕРАТУРА

1. Гусев, В.Г. Электроника и микропроцессорная техника [Текст] / Гриф УМО / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. - КноРус. Учебник, 2013 – 800 с.
2. Колонтаевский, Ю. Ф. Лабораторный практикум по радиоэлектронике [Текст] / Ю. Ф. Колонтаевский. - 2-е изд., перераб. - М.: Высш. школа, 1989. - 206 с.
3. Немцов, М.В. Электротехника и электроника [Текст]: Учебник для вузов (Гриф МО) / М.В. Немцов, М.Л. Немцова. - М.: ИЦ «Академия», 2013. - 488 с.
4. Овечкин, Ю. А. Полупроводниковые приборы [Текст]: Учеб. для техникумов / Ю.А. Овечкин. - 3-е изд., перераб. и доп. - Москва : Высшая школа, 1986. - 303 с.
5. Опадчий, Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс) [Текст] / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров. – М.: Горячая Линия - Телеком, 2007. – 768 с.
6. Пасынков, В. В. Полупроводниковые приборы [Текст]: учеб. пособие для студ. вузов, обуч. по напр. подгот. бакалавров и магистров «Электроника и микроэлектроника» и по напр. подгот. дипломир. спец. «Электроника и микроэлектроника» / В. В. Пасынков. - Изд. 9-е, стер. - СПб. ; М. ; Краснодар : Лань, 2009. - 479 с.
7. Прянишников, В. А. Электроника [Текст]: курс лекций / В. А. Прянишников. - Санкт-Петербург: КОРОНА принт, 2004. - 416 с.