МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Тульский государственный университет»

Институт высокоточных систем им. В.П. Грязева

Кафедра «Приборы управления»

Утверждено на заседании кафедры
«Приборы управления»
«19» января 2022 г., протокол №1

Заведующий кафедрой
_____В.Я. Распопов

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
по выполнению лабораторных работ
по дисциплине (модулю)
«Физические основы электроники»

основной профессиональной образовательной программы
высшего образования – программы бакалавриата

по направлению подготовки
24.03.02 – Системы управления движением и навигация

с направленностью (профилем)
Приборы и системы ориентации, стабилизации
навигации

Форма(ы) обучения: *очная*

Идентификационный номер образовательной программы: 240302-01-2022

Тула 2022 год

Разработчик(и) методических указаний

Иванов Ю.В., профессор кафедры ПУ, д. т.н._____ _____

(ФИО, должность, ученая степень, ученое звание) *(подпись)*

Содержание

Общие требования
Правила техники безопасности
4 семестр
1. Лабораторная работа №1. Исследование полупроводниковых диодов
2. Лабораторная работа №2. Исследование стабилитрона и стабистора
3. Лабораторная работа №3. Исследование тиристора
4. Лабораторная работа №4. Исследование параметрического стабилизатора напряжения
5. Лабораторная работа №5. Исследование туннельного и обращенного диодов
6. Лабораторная работа №6. Исследование биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой
7. Лабораторная работа №7. Исследование биполярного транзистора, включенного с общим эмиттером
8. Лабораторная работа №8. Исследование полевого транзистора
5 Семестр
1. Лабораторная работа №1. Исследование двухполупериодной схемы выпрямления
2. Лабораторная работа №2 Исследование мостовой схемы выпрямления
3. Лабораторная работа №3 Исследование компенсационного стабилизатора напряжения
4. Лабораторная работа №4 Исследование *LC*-генератора
5. Лабораторная работа №5 Исследование *RC*-генератора
6. Лабораторная работа №6 Исследование генератора пилообразного напряжения
7. Лабораторная работа №7 Исследование мультивибратора
8. Лабораторная работа №8 Исследование ждущего мультивибратора с эмиттерной связью
Список литературы
Приложение

ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ

Студенты должны являться на занятия, изучив необходимые разделы лекций по данной дисциплине, в часы, предусмотренные общеинститутским расписанием занятий. Вход в лабораторию, а также выход из нее разрешается лишь в течении перерыва между занятиями. В лаборатории студент изучает ту лабораторную работу, которая намечена по графику.

Прежде чем начать работу, он должен ознакомится с описанием лабораторной работы. В ходе работы студент должен делать необходимые записи в ученической тетради. Расчеты должны быть выполнены в системе СИ и по ЕСКД.

По проделанным работам каждым студентом оформляется отчет. Отчет по лабораторной работе заверяется преподавателем, ведущим лабораторные работы. Сдача отчетов производится в индивидуальном порядке. При этом студент должен знать задачи и цель проведенной лабораторной работы, уметь объяснить результаты расчетов и ответить на контрольные вопросы. Отчет выполняется на листах формата А4. Образец титульного листа приведен в приложении.

ПРАВИЛА ТЕХНИКИ БЕЗОПАСНОСТИ

При выполнении лабораторных работ необходимо соблюдать общую инструкцию по технике безопасности при проведении лабораторных работ на кафедре ПУ. Инструктаж по технике безопасности проводится перед началом лабораторных работ, о чем делается запись в журнале.

Работу следует проводить на своем рабочем месте, не отвлекая внимания студентов, выполняющих другие лабораторные работы, особенно работы на испытательных стендах.

4 семестр

Лабораторная работа №1

Исследование полупроводниковых диодов

Цель работы - снятие и анализ вольт - амперных характеристик германиевого и кремниевого диодов; определение их параметров по характеристикам (рис.1, а, б).

Пояснения. 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, применяются 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,а. Прямой ток через диод задается генератором тока ГТ, характерной особенностью которого является слабая зависимость выходного тока от сопротивления нагрузки. Плавно увеличивая 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.1,6. Плавно увеличивая от нуля выходное напряжение ГНЗ, измеряют обратный ток диода для ряда значений обратного напряжения $U_{ОБР}$.

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...0,6 В;

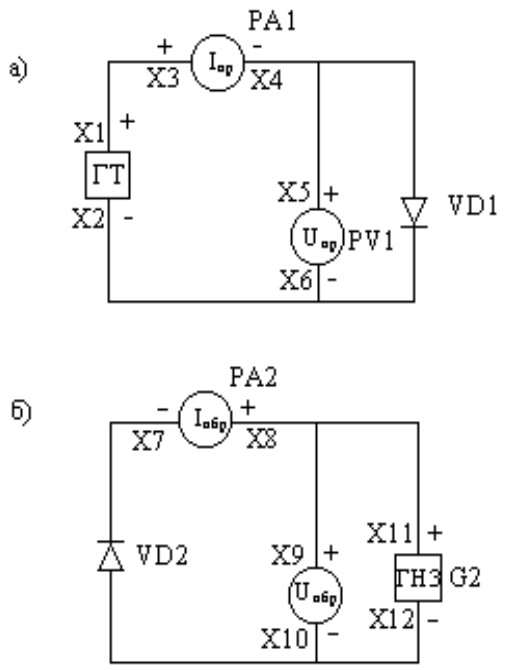


Рис. 1

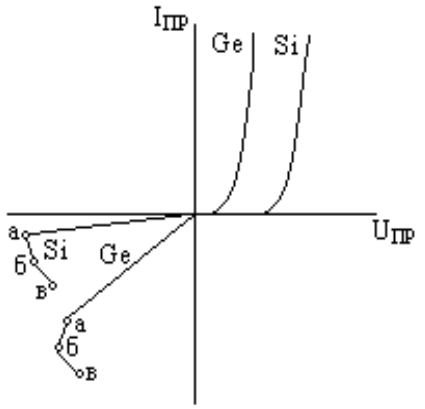


Рис. 2

- обратный ток 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 амплитуду (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 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 большой обратный ток недопустим. Кроме того, они сохраняют работоспособность до температуры окружающей среды 255…150°С, тогда как германиевые могут работать только до 70°С.

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 $U_{ОБР.МАХ}$;

- максимально допустимый, средний прямой ток $I_{ПР.СР.МАХ}$, обычно определяемый как средней за период прямой ток в схеме однополупериодного выпрямителя.

Превышение $U_{ОБР.МАХ}$ переводит диод в режим пробоя. Различают электрический и тепловой пробои p-n-перехода. Электрический пробой может

быть лавинным или туннельным и не сопровождаться разрушением p-n-перехода (участок аб на рис.2). Тепловой пробой , как правило, приводит к разрушению p-n-перехода и выходу диода из строя (участок бв на рис. 2).

Порядок выполнения работы

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

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

Таблица 1

Прямой ток $I_{ПР}$, мА		0.05	0.02	0.5	1	5	10
Прямое напряжение $U_{ПР}$, В	Ge						
	Si						

Таблица 2

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

3. Зарисовать схемы для получения ВАХ диодов (рис.1,а,б).

4. Собрать схему, показанную на рис.1,а, используя графические обозначения на сменной панели 87Л – 01/1. Поочередно снять прямые ветви ВАХ германиевого и кремниевого диодов и занести результаты измерений в табл. 1.

5. Собрать схему, показанную на рис.1,6, поочередно снять обратные ветви ВАХ диодов и занести результаты измерений в табл.2.

6. Пользуясь данными табл.1 и 2, построить прямые и обратные ветви ВАХ германиевого и кремниевого диодов в координатных осях.

Методические указания

1. При выполнении пункта 4 используют:

G1 (ГТ) – генератор тока стенда;

PA1 ($I_{ПР}$) - АВМ1 на пределе измерений << 10 мА > >;

PV1 ($U_{ПР}$) - АВМ2 на пределах измерения << 0,5В >> и << 1В> > соответственно для германиевого и кремниевого диодов;

VD1 - исследуемые диоды Д9 и КД103.

2. При выполнении пункта 5 используют:

G2 (ГН3) – источник напряжения стенда, позволяющий изменять выходное напряжение от 0 до 100 В;

PA2 ($I_{ОБР}$) – АВО на пределах измерения << 0,1мА >> и << 0,01мА >>;

PV2 (UОБР) – АВМ2 на пределе измерения << 100 В >>.

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 диоды, пользуясь их ВАХ.

5.Каковы основные параметры выпрямительных диодов?

Лабораторная работа №2

Исследование стабилитрона и стабистора

Цель работы – снятие и анализ ВАХ кремниевого стабилитрона и стабистора; определение их параметров по характеристикам (рис.3, а, б).

Пояснения. Стабилитроны и стабисторы – это полупроводниковые диоды, на которых напряжение сохраняется с определенной точностью при изменении протекающего через них тока в заданном диапазоне. Эти приборы предназначены для стабилизации напряжения. Участки ВАХ, соответствующие электрическим режимам стабилитронов и стабисторов в режиме стабилизации, называют рабочими (участки ав и вг на рис.4). Рабочий участок стабилитрона расположен на обратной ветви ВАХ, т.е. прибор работает в режиме пробоя. Рабочий участок стабистора расположен на прямой ветви ВАХ.

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 $\Delta U_{СТ}$ – интеграл напряжений, в пределах которого находится напряжение стабилизации прибора данного типа;

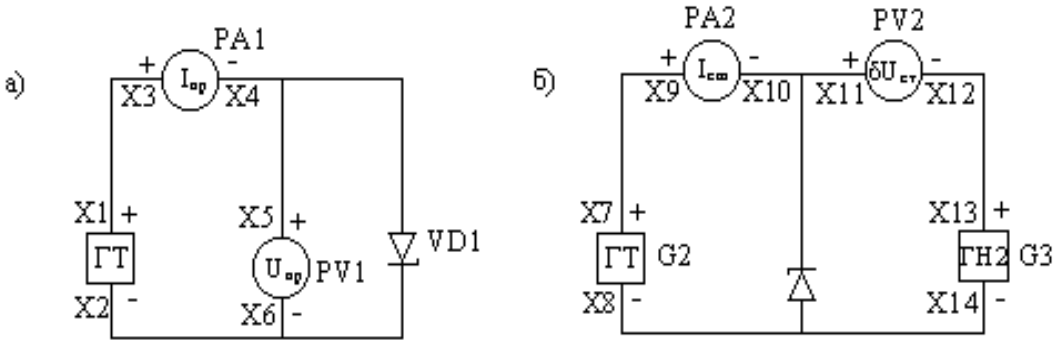


Рис. 3

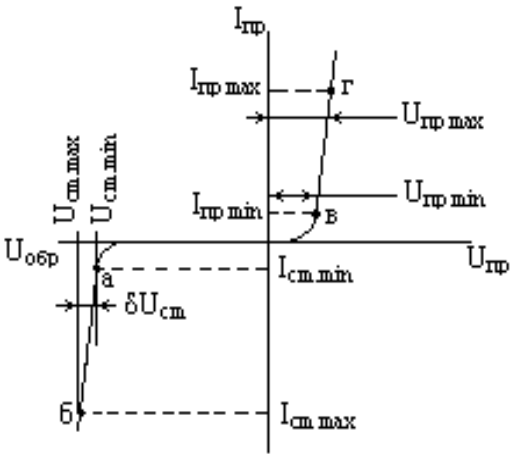


Рис. 4

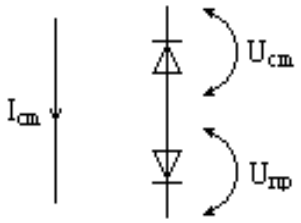


Рис. 5

-температурный коэффициент напряжения стабилизации α_{CT}, показывающий на сколько процентов изменяется напряжение стабилизации U_{CT} при изменении температуры окружающей среды на 1 К;

-дифференциальное сопротивление r_{CT}, определяющее стабилизирующие свойства прибора и показывающее, как напряжение стабилизации зависти от тока;

$$r_{CT} = \frac{U_{CT.MAX} - U_{CT.MIN}}{I_{CT.MAX} - I_{CT.MIN}} \qquad (1)$$

-минимально допустимый ток стабилизации $I_{CT.MIN}$ – минимальный ток через стабилитрон, при котором сохраняется его стабилизирующие свойства; при меньших значениях тока I_{CT} резко возрастает r_{CT} и уменьшается U_{CT};

-максимально допустимый ток стабилизации $I_{CT.MAX}$ – максимальный ток, при котором прибор сохраняет работоспособность длительное время.

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

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.5).

Дифференциальное сопротивление стабистора $r_{CTAБ}$ рассчитывают по формуле (см. рис.4):

$$r_{CTAБ} = \frac{U_{ПР.MAX} - U_{ПР.MIN}}{I_{ПР.MAX} - I_{ПР.MIN}} \qquad (2)$$

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл.3 и табл.4 для снятия прямой и обратной ветвей ВАХ стабилитрона.

2. Вычертить координатные оси для построения прямой и обратной ветвей ВАХ (масштаб по осям: $I_{ПР}$ –в 1 см 2мА; $U_{ПР}$ – в 1 см 0,1В; $I_{ОБР}$ –в 1 см 2мА; $U_{ОБР}$ – в 1 см 1В.).

3. Вычертить табл.5 для записи результатов измерения нестабильности напряжения стабилитрона при изменении проходящего через него тока.

Таблица 3

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

Таблица 4

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

Таблица 5

Ток стабилизации $I_{СТ}$, мА	0,1	0,5	1	2	3	5	8	10
Нестабильность напряжение стабилизации $U_{ПР}$, В								

4. Зарисовать исследуемые электрические схемы (см. рис.3, а, б).

5. Собрать схему, показанную на рис.3, а, используя графические обозначения, нанесенные на сменную панель 87Л –01/2. Снять прямую ветвь ВАХ стабилитрона и занести результаты измерений в табл.3.

6. Собрать схему, показанную на рис.3,б, снять обратную ветвь ВАХ и занести результаты измерений в табл.4.

7. Измерить нестабильность напряжения $\delta U_{СТ}$ стабилитрона при изменении проходящего через него тока и занести результаты измерений в табл.5.

8. Построить прямую и обратную ветви ВАХ стабилитрона в координатных осях.

9. Рассчитать дифференциальное сопротивление стабилитрона и стабистора по формулам (1) и (2).

Методические указания

1. При выполнении пункта 5 используют:

G1 (ГТ) – генератор тока стенда;

PA1 (IПР) - АВМ1 на пределах измерения << 10 мА > > и << 5мА>>;

PV1 (UПР) - АВМ2 на пределах измерения << 1В >> и << 0,5В> >;

VD1 – стабилитрон Д814А.

2. При выполнении пункта 6 используют:

G2 (ГТ) – генератор тока стенда;

PA2 (ICT) - АВМ1 на пределе измерения << 10 мА > >;

PV2 (δUCT) - АВМ2 на пределах измерения << 10В >>; обратное напряжение измеряют, закоротив гнезда X13 и X14.

3. При выполнении пункта 7 используют:

G2 (ГТ) – генератор тока стенда;

PA2 (ICT) - АВМ1 на пределе измерения << 10 мА > >;

PV2 (δUCT) - АВО на пределах измерения << 5В >>, << 1В >>, << 0,5В >>, << 0,1В >>;

G3 (ГН2) – генератор напряжения стенда;

Предварительно по измерителю выхода ИВ устанавливают выходное напряжение ГН2, равное напряжению стабилизации UCT (табл.4), и ток через стабилитрон, равный 1мА; прибор при этом отключен.

Затем его подключат и, изменяя выходное напряжение ГН2 ручкой << Точно >>, добиваются нулевого показания АВО на пределе 0,1В. Увеличивают ток через стабилитрон в соответствии с данными табл.5; при этом прибор PV2 (δUCT) покажет нестабильность напряжения стабилитрона при изменении проходящего через него тока.

Контрольные вопросы

1. Какие участки ВАХ стабилитрона и стабистора называются рабочими?
2. Как изменяется напряжение стабилитрона при изменении протекающего через него тока?
3. Какие свойства стабилитрона оцениваются дифференциальным сопротивлением?
4. Почему стабилитрон и стабистор плохо работает при токах, меньших минимальных токов стабилизации?
5. Каковы основные параметры стабилитрона?

Лабораторная работа №3

Исследование тиристора

Цель работы – изучение действия тиристора; снятие и анализ ВАХ (рис.6).

Пояснения. Тиристоры – это полупроводниковые приборы, обладающие двумя устойчивыми состояниями: открытым и закрытым. В открытом состоянии тиристоры хорошо проводят электрический ток, а 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*, то есть три *p-n*-перехода; $П_1$, $П_2$, $П_3$ (рис.7, а, б). Анод А прибора соединен со слоем p_1, катод К – со слоем n_2, а управляющий электрод УЭ – со слоем p_2 и n_1.

Одна из возможных схем включения тиристора показана на рис.8. Положительное относительно катода основное напряжение U_A подается на анод, а управляющее напряжение $U_У$ – на управляющий электрод. При токе $I_У=0$ тиристор закрыт, если напряжение на его аноде меньше напряжения переключения $U_{ПРК}$ (рис.9), при котором тиристор переключается в проводящее состояние даже при $I_У=0$. Это состояние устойчиво и может длиться неограниченно долго (например, точка Б).

Основное напряжение U_A распределяется между переходами прибора, причем для переходов $П_1$ и $П_3$ оно прямое, а для перехода $П_2$ обратное. Поэтому большая часть напряжения U_A приложена к переходу $П_2$ и анодный ток тиристора представляет собой обратный ток этого перехода.

Дальнейшее увеличение напряжения U_A сопровождается увеличением напряжения на всех переходах. При напряжении, близком к $U_{ПРК}$, электроны и дырки, поступающие в слои n_1 и p_2 из слоев p_1 и n_2, уменьшают сопротивление перехода $П_2$, что сопровождается увеличением прямого напряжения на переходах $П_1$ и $П_3$, и тиристор переключается в проводящее состояние (точка А). Ток анода открытого тиристора определяется в основном сопротивлением резистора нагрузки $R_Н$ (см. рис.8).

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

Основными параметрами тиристора являются:

-максимальное постоянное напряжение в закрытом состоянии $U_{зс.max}$ – максимальное прямое напряжение, при котором прибор остается закрытым при токе $I_у=0$;

-максимальное постоянное напряжение в открытом состоянии $U_{ос.max}$ – прямое напряжение открытого прибора при определенном токе $I_{пр}$;

-максимальный постоянный ток в открытом состоянии $I_{ос.max}$;

-ток удержания $I_{уд}$ – наименьший основной ток, необходимый для поддержания прибора в открытом состоянии;

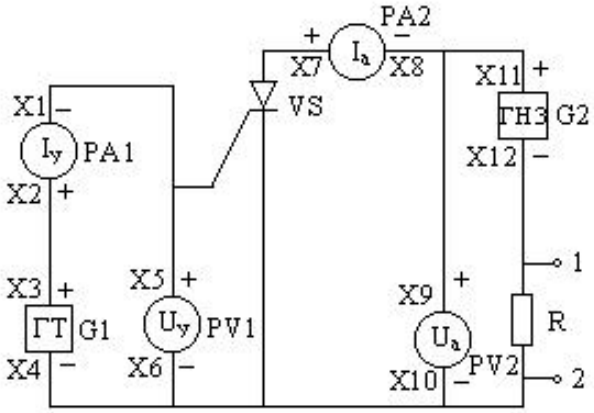
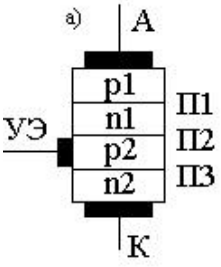
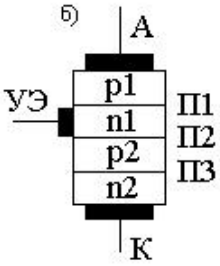


Рис. 6





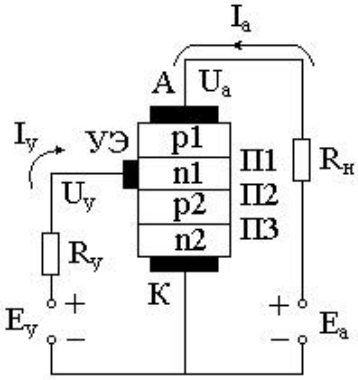


Рис.7

Рис.8

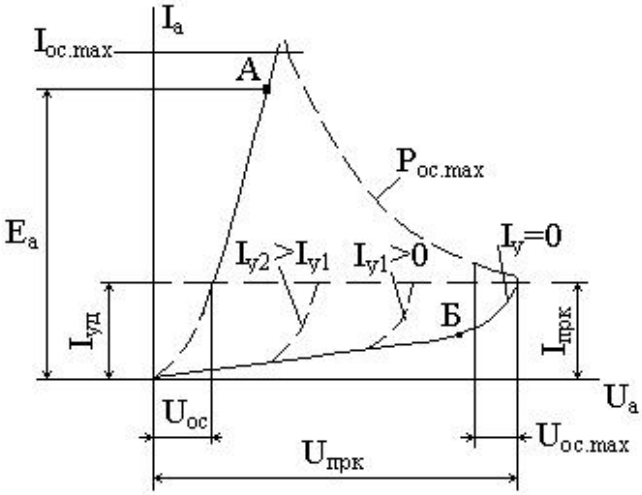


Рис.9

-максимальная рассеиваемая мощность в открытом состоянии $P_{oc.max}$.

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл.6 для записи результатов исследования тиристора.

Таблица 6

Прямое напряжение U_A, В	U_{A1}	U_{A2}	U_{A3}	U_{A4}
Ток управления $I_У$, мА				
Ток нагрузки I_A, мА				
Напряжение в открытом состоянии U_{OC}, В				

2. Вычертить координатные оси для построения ВАХ тиристора (масштаб по осям: I_a –в 1 см 5мА; U_a – в 1 см 10В).
3. Зарисовать схему исследования тиристора (см. рис. 6) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л – 01/4.
4. Выполнить измерения и занести результаты в таблицу 6.
5. Построить ВАХ тиристора в координатных осях.

Методические указания

1. При выполнении работы используют:
   G1 (ГТ) – генератор тока стенда;
   G2 (ГН2) – генератор напряжения стенда;
   PA1 (IУ) – ИВ стенда, переключатель которого устанавливают в положение << ГТ 1мА > >;
   PA2 (IA) - АВМ1 на пределах измерения « 50 мА» и «10 мА»;
   PV1(UУ) - АВМ2 на пределах измерения << 5В >> и << 1В> >;
   PV2(UA) - АВМ2 на пределах измерения << 100В >> и < 50В>, <10В >, < 5В> ;
   VS –тиристор КУ101; R – резистор сопротивлением 3кОм.
2. При снятии ВАХ (прибор PV1 не подключают) следует:

-разорвать цепь управляющего электрода ($I_У$=0) и добиться, плавно увеличивая выходное напряжение генератора G2, переключения тиристора в открытое состояние. Напряжение, при котором начинается заметное увеличение анодного тока и тиристор переключится, является напряжением переключения $U_{прк}=U_{a4}$ (принять $U_{a1}=0{,}25U_{a4}$; $U_{a2}=0{,}5U_{a4}$; $U_{a3}=0.75U_{a4}$);

-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 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 $I_У$ в таблицу 6;

-измерить анодный ток IA и напряжение UOC тиристора в открытом состоянии, переключив прибор PV2 на предел << 5В >>;

-выполнить аналогичные измерения для остальных значений анодного и занести результаты в таблицу 6.

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 №4

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 (рис. 49).

Пояснения. 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:

$$k_{ст} = \Delta U_{вх} U_{вых} / (\Delta U_{вых} U_{вх}), \qquad (15)$$

где $\Delta U_{вх}$ — изменение входного напряжения;

$\Delta U_{вых}$ —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). Входное напряжение $U_{вх}$ (рис. 50) распределяется между ограничивающим резистором $R_{огр}$ и параллельно включенными стабилитроном *VD* и резистором нагрузки $R_н$. Изменение входного напряжения сопровождается изменением входного тока $I_{вх}$. При этом изменяются напряжения на ограничивающем резисторе $U_{Rогр}$ и незначительно на стабилитроне и нагрузке, поскольку рабочий участок ВАХ стабилитрона имеет некоторый наклон по отношению к оси $I_{обр}$. При изменении нагрузки происходит перераспределение токов $I_{ст}$ и $I_н$ между стабилитроном и нагрузкой, а общий ток $I_{вх}$ остается неизменным.

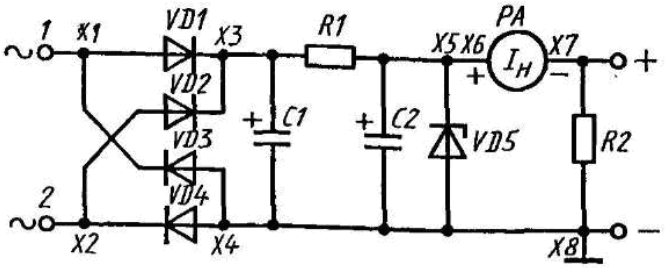


Рис. 49

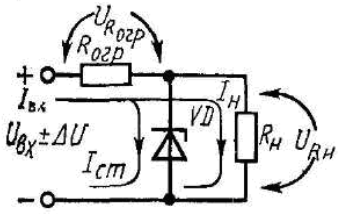


Рис. 50

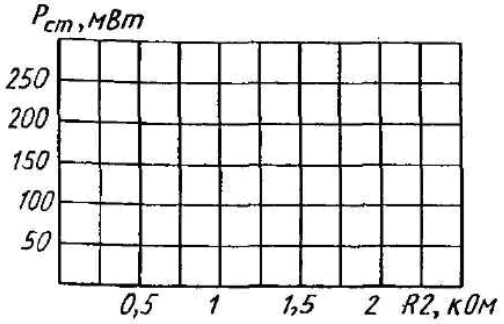


Рис. 51

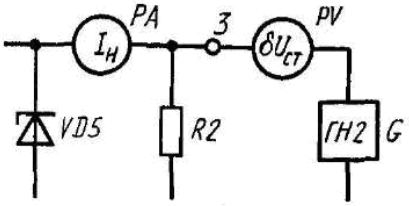


Рис. 52

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

Параметрический стабилизатор позволяет получить $k_{ст}$ = 20 – 30. Больший $k_{ст}$ 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 $R_{огр}$:

$$P_{R\,огр\,max} = (U_{вх} + \Delta U_{вх})^2 / R_{огр}. \qquad (16)$$

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

$$P_{ст\,max} = U_{ст}\,(U_{вх} + \Delta U_{вх} - U_{ст})/R_{огр}. \qquad (17)$$

Важным параметром стабилизатора является его выходное сопротивление

$$R_{вых} = \Delta U'_{Rн}/\Delta I_н, \qquad (18)$$

где $\Delta U'_{Rн}$ — изменение напряжения на нагрузке, вызванное изменением ее тока $\Delta I_н$.

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 (15):

$$k_{ст} = \Delta U_{вх} U_{Rн.ср}/(\Delta U''_{Rн} U_{вх.ср}), \qquad (19)$$

где $U_{вх.ср}$ и $U_{Rн.ср}$ — средние входное и выходное напряжения; $\Delta U''_{Rн}$ — изменение выходного напряжения, вызванное изменением входного $\Delta U_{вх}$.

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл. 20 для записи напряжений и то ков в различных точках схемы стабилизатора, а также координатные оси (рис. 51) для построения зависимости мощности, выделяющейся на стабилитроне, от сопротивления нагрузки для двух значений входного напряжения: $U_1 = 15$ В и $U_2 = 17{,}25$ В (масштаб по о с я м : $P_{ст}$ — в 1 см 50 мВт; *R2* — в 1 см 0,25 кОм).

Таблица 20

Напряжение сети	$U_1 = 15$ В				$U_2 = 17{,}25$ В			
$R2(R_н)$, кОм	0,51	1	1,6	∞	0,51	1	1,6	∞
$I_н$, мА								
$U_{R2}(U_{Rн})$, В								
ΔU_{R2}, мВ								
U_{C1}, В								
ΔU_{C1}, мВ								
$U_{R1} = U_{C1} - U_{R2}$, В								
$I_{вх} = U_{R1}/R1$, мА								
$I_{ст} = I_{вх} - I_н$, мА								
$P_{ст} = I_{ст} U_{R2}$, мВт								

2. Зарисовать электрическую схему параметрического стабилизатора напряжения (см. рис. 49) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л-01/10.

3. Измерить ток нагрузки $I_н$ и напряжение $U_{R2}(U_{Rн})$ на ней, а также напряжение пульсаций на нагрузке ΔU_{R2}, напряжение на первом конденсаторе фильтра U_{C1} и напряжение пульсаций на этом конденсаторе ΔU_{c1}. Результаты измерений занести в табл. 20.

4. Вычислить напряжение U_{R1} на ограничивающем резисторе (на рис. 50 — это резистор $R_{огр}$), входной ток $I_{вх}$ стабилизатора, ток $I_{ст}$ через стабилитрон и рассеиваемую на нем мощность $P_{ст}$. Результаты вычислений занести в табл. 20.

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 (16), в которой $R_{огр} = R1$.

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

8. Измерить основныесоставляющие нестабильности выходного напряжения $\Delta U'_{Rн}$ и $\Delta U''_{Rн}$ (на рис. 50 резистор $R2$ обозначен $R_н$). Вычислить выходное сопротивление и коэффициент стабилизации схемы, используя формулы (18) и (19).

Методические указания

1. При выполнении работы используют: $R1$ =510 Ом; *R2* = 510 Ом; 1 кОм; 1,6 кОм; *C1* = *C2* = 50 мкФ; диоды Д220 (КД103А); *VD5* — стабилитрон Д814А.

2. Переменное напряжение с зажимов «~15 В» и «Общ.» источника питания *ИП* стенда подают на гнезда 1 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.

3. Ток нагрузки $I_н$ измеряют *АВМ2* на пределах «50 мА», «10 мА», а напряжения — *АВМ1* на пределах «25 В» и «10 В». Пульсации напряжений ΔU_{C1} и ΔU_{C2} на конденсаторах *C1* и *C2* измеряют осциллографом. Напряжения U_{C2}, U_{CT} и $U_{Rн}$ одинаковы, так как их измеряют на параллельно включенных элементах схемы.

4. Для измерения нестабильности выходного напряжения следует собрать вспомогательную схему (рис. 52). В качестве измерителя δU_{cm}

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

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 которое также необходимо скомпенсировать. Далее переключают тумблер *ИП* в положение «15В + 15%» и измеряют напряжение $U''_{Rн}$.

5. Выходное сопротивление стабилизатора рассчитывают по формуле (/(8). где $\Delta I_н$— приращение тока нагрузки, соответствующее условиям измерения $U''_{Rн}$, (ΔIн равен току нагрузки при R2 = 510 Ом, так как минимальный ток нагрузки при R2 = ∞ равен нулю).

6. Коэффициент стабилизации рассчитывают по формуле (19), составляющие которой вычисляют следующим образом: $\Delta U_{вх} = U''_{C1} - U'_{C1}$ где U'_{C1} и U''_{C1}— напряжения на конденсаторе С1 при напряжении 15 и 17,25 В на входе выпрямителя;

$$U_{вх.ср} = (U'_{C1} + U''_{C1})/2; \quad U_{Rн.ср} = U_{Rнmin} + \Delta U''_{Rн}/2,$$

где $U_{Rнmin}$ — 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 №5

Исследование туннельного и обращенного диодов

Цель работы — снятие и анализ вольт-амперных характеристик туннельного и обращенного диодов; определение их параметров по характеристикам (рис. 14, *а, б)*.

Пояснения. 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. 15). Физически это означает, что при увеличении напряжения на диоде ток через него уменьшается.

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. 16, а — г).

Потенциальный барьер в туннельном р-я-переходе (рис. 16, а) превышает ширину запрещенной зоны (ЗЗ), поэтому валентная зона (ВЗ) *р*-области и зона проводимости *(ЗП)* *n*-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 коли-

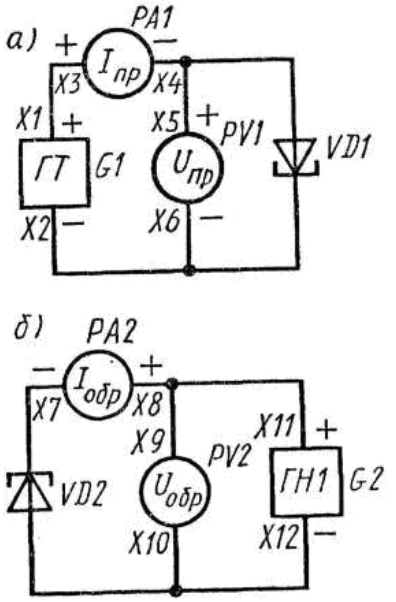


Рис. 14

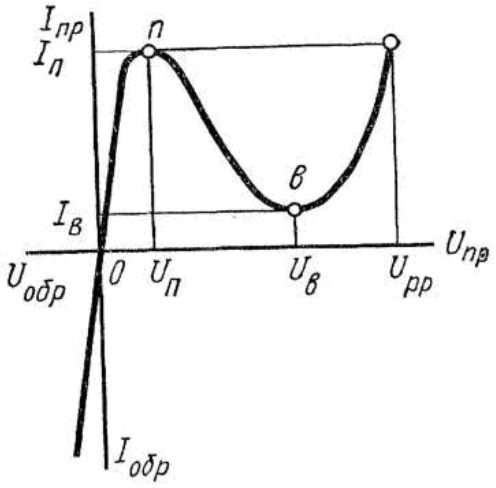


Рис. 15

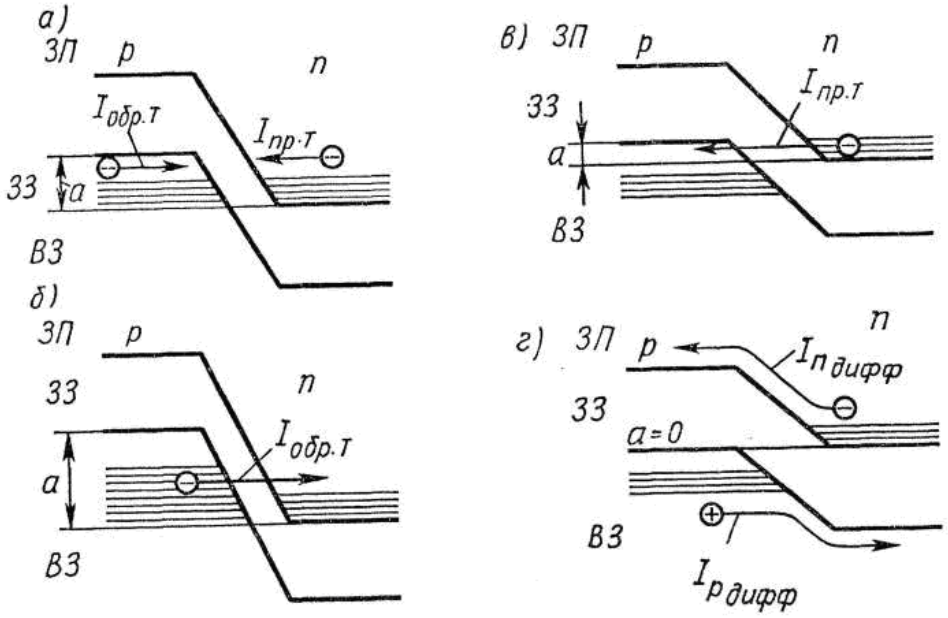


Рис. 16

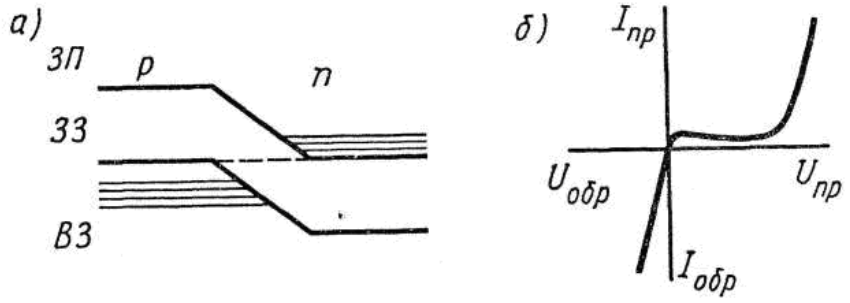


Рис. 17

чество свободных уровней увеличивается при приближении к потолку валентной зоны *p*-области и удалении от дна зоны проводимости *n*-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 — туннелируют. 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 $I_{пр.т}$ и обратный $I_{обр.т}$ туннельные токи.

При подаче обратного напряжения потенциальный барьер и интервал перекрытия зон (рис. 16, *б*) увеличиваются и создаются условия, при которых занятым энергетическим уровням в валентной зоне *p*-области противостоят свободные энергетические уровни в зоне проводимости *n*-области. При этом более вероятными становятся туннельные переходы $I_{пр.т}$, электронов обратного туннельного тока $I_{обр.т}$. 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. 16, *в*) уменьшается и быстро растет прямой туннельный ток, так как перекрываются заполненные уровни энергии зоны проводимости *n*-области и свободные уровни энергии валентной зоны *p*-области. Прямой ток через переход быстро нарастает, чему соответствует первая восходящая ветвь ВАХ (участок 0n характеристики на рис. 15). Точка n_y в которой ток $I_{пр.т}$ достигает максимального значения, называемая пиком характеристики, определяет ток $I_п$ и напряжение $U_п$ пика ВАХ туннельного диода.

Дальнейшее увеличение прямого напряжения сопровождается уменьшением тока $I_{пр.т}$, 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 $I_{пр.т}$ становится минимальным, называемая впадиной характеристики, определяет ток $I_в$ и напряжение $U_в$ впадины ВАХ туннельного диода.

Из зонной диаграммы, соответствующей точке впадины *в* (рис. 16, г), следует, что энергетические зоны не перекрываются *(а* = 0), т. е. туннельный ток невозможен. Диффузионная составляющая тока при напряжении $U_в$ впадины невелика. Существование тока впадины объясняется другим механизмом туннелирования при сквозной запрещенной 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. 15 правее точки впадины *в*. При прямом напряжении, б о л ь ш е м ч е р е з диод проходит диффузионный ток. $U_в$,

Основными параметрами туннельного диода являются;

– т о к и и и н а п р я ж е н и я и $U_в$ п и к а и впадины; $I_п$ $I_в$ $U_п$

– напряжение раствора $U_{рр}$ — прямое напряжение на второй восходящей ветви ВАХ, при котором прямой ток равен току пика $I_п$;

– отношение тока пика к току впадины $I_п/I_в$.

Обращенные диоды являются разновидностью туннельных и также изготовляются из вырожденных полупроводников, но с несколько меньшей концентрацией примесей. Зонная диаграмма обращенного диода при отсутствии внешнего напряжения показана на рис. 17, *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. 17, б) имеет небольшой подъем, как у туннельного диода. Затем, после спада, начинается крутой подъем, т. е. нарастает диффузионный ток.

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.

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл. 6 и 7 для получения прямой и обратной ветвей ВАХ туннельного диода.

2. Вычертить систему координат (рис. 18) 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).

3. Зарисовать схемы для получения ВАХ туннельного диода (см. рис. 14, а, б).

4. Собрать схему, показанную на рис. 14, а, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л- 01/3, снять прямую ветвь ВАХ и занести результаты измерений в табл. 6.

5. Собрать схему, показанную на рис. 14,6, снять обратную ветвь ВАХ и занести результаты измерений в табл. 7.

Таблица 6

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

Таблица 7

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

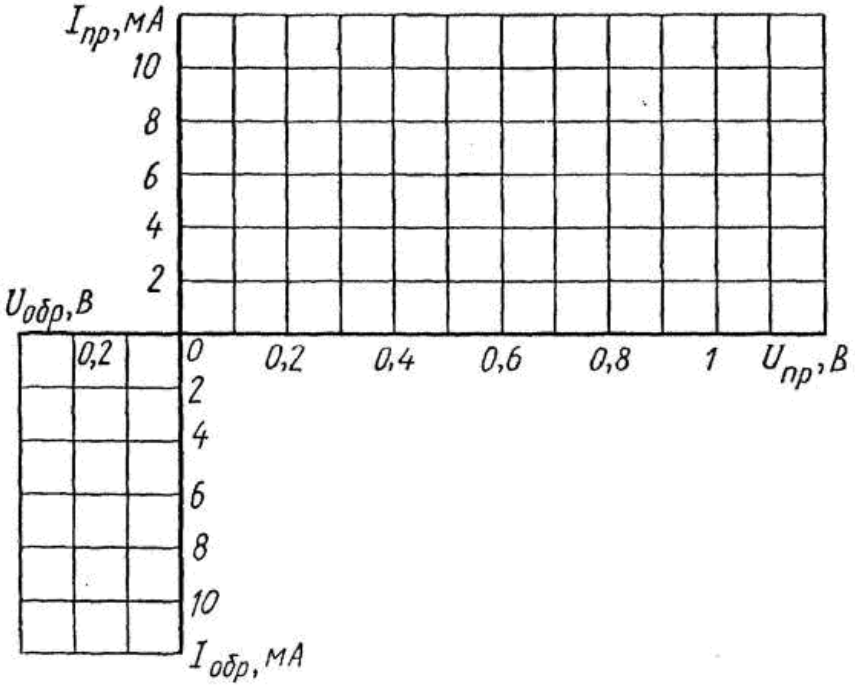


Рис. 18

6. Построить ВАХ туннельного диода в координатных осях (рис. 18).

Методические указания

1. При выполнении п. 4 используют:

$G1$ ($ГТ$) — генератор тока стенда;

$PA1$ ($I_{пр}$) — $ABM1$ на пределе измерения «10 мА»;

$PV1(U_{по})$ — *АВМ2* на пределе измерения «1 В»; $VD1$ — туннельный диод АИ301Г (или обращенный АИ402Г).

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 *PV1*. При достижении пика ВАХ происходит скачкообразный переброс стрелки этого прибора, определяемый разностью напряжений $U_{рр} - U_{п}$, т. е. диод оказывается в режиме, соответствующем диффузионной ветви ВАХ;

осторожно снижают ток *ГТ,* следя за показаниями прибора *PV1*. При токе $I_{в}$ 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.

3. 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.

4. Вольт-амперную характеристику обращенного диода снимают аналогично.

Контрольные вопросы

1. Из каких полупроводниковых материалов изготовляют туннельные и обращенные диоды?

2. В чем состоит туннельный эффект? При каких условиях возникают прямой и обратный туннельные токи?

3. Каков физический смысл отрицательного сопротивления?

4. Чем туннельный диод отличается от обращенного?

Лабораторная работа №6

Исследование биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой

Цель работы — снятие и анализ входных и выходных характеристик транзистора, включенного с ОБ; определение по ним *h*-параметров (рис. 24).

Пояснения. 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. 25*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.
Биполярный транзистор имеет два *p-n*-перехода — эмиттерный П1 и коллекторный П2 — и два запирающих слоя с контактными разностями потенциалов $U_{к1}$ и $U_{к2}$, обусловливающих напряженности $E_{к1}$ и $E_{к2}$ электриче ских 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. 26, *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

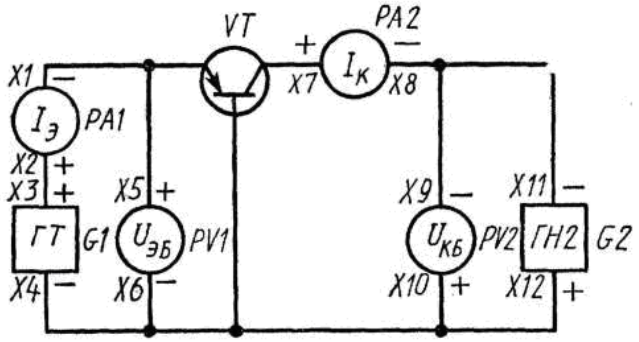


Рис. 24

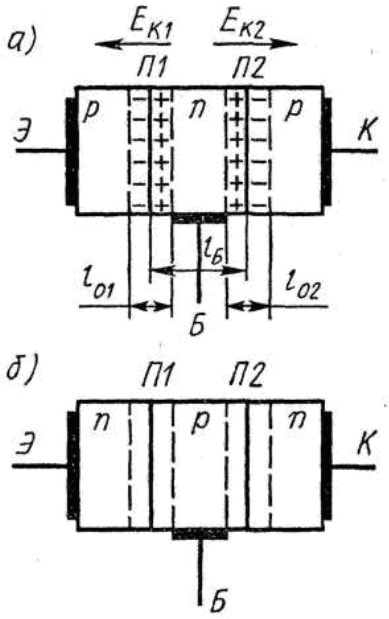


Рис. 25

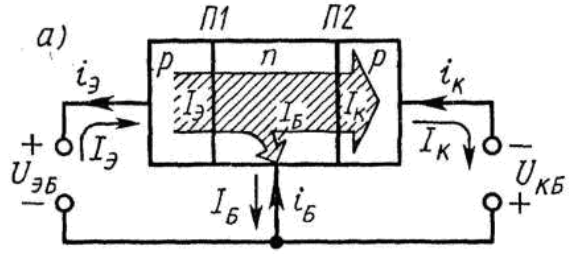


Рис. 26

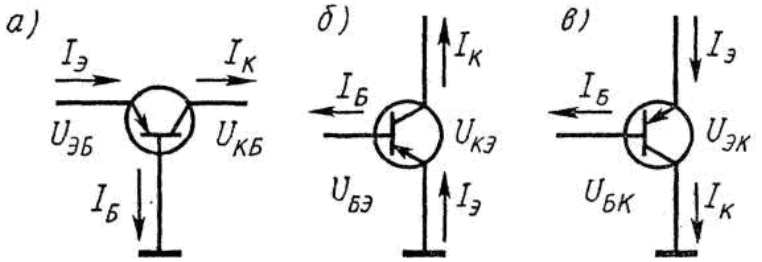


Рис. 27

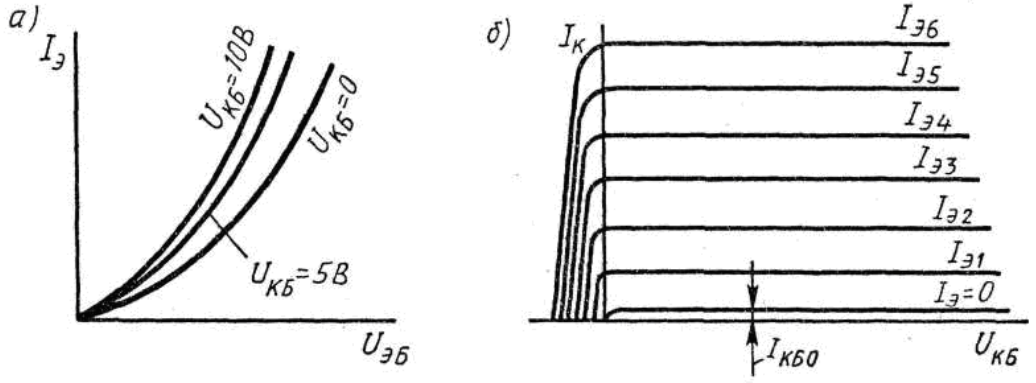


Рис. 28

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 $U_{вых}$ на нем окажется Значительно больше переменного напряжения $U_{вх}$ входного сигнала, т. е. транзистор усиливает входной сигнал (рис. 26, *б*).

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

В режиме насыщения (рис. 26, в) 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. 26,*г*) оба перехода транзистора закрыты, так как на них подаются обратные напряжения. В этом режиме транзистор обладает большим сопротивлением. Обратные токи эмиттерного $I_{ЭБ0}$ 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. 27,*а*), общим эмиттером (рис. 27,*б*) и общим коллектором (рис. 27, *в*). Для расчета транзисторных схем используют два семейства вольт-амперных характеристик: входные и выходные.

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. 28, *а*):

$$I_Э = f(U_{ЭБ}) \text{ при } U_{КБ} = \text{const}.$$

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 коллектора от напряжения между ним и базой при постоянных значениях тока эмиттера (рис. 28,*б*):

$$I_К = f(U_{КБ}) \text{ при } I_Э = \text{const}.$$

В режиме усиления малых сигналов, когда нелинейностью ВАХ можно пренебречь, транзистор, включенный с ОБ, эквивалентно представляют в виде линейного четырехполюсника (рис. 29), входные и выходные параметры которого связаны следующими уравнениями:

$$\Delta U_{ЭБ} = h_{11Б}\Delta I_Э + h_{12Б}\Delta U_{КБ};$$
$$\Delta I_К = h_{21Б}\Delta I_Э + h_{22Б}\Delta U_{КБ}.$$

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 холостого 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

$$h_{11Б} = \Delta U_{ЭБ}/\Delta I_Э \text{ при } U_{КБ} = \text{const}; \quad (3)$$
$$h_{12Б} = \Delta U_{ЭБ}/\Delta U_{КБ} \text{ при } I_Э = \text{const}; \quad (4)$$
$$h_{21Б} = \Delta I_К/\Delta I_Э \text{ при } U_{КБ} = \text{const}; \quad (5)$$
$$h_{22Б} = \Delta I_К/\Delta U_{КБ} \text{ при } I_Э = \text{const}. \quad (6)$$

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

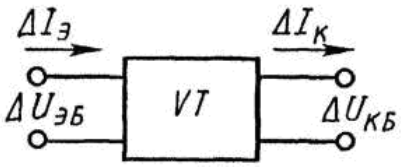


Рис. 29

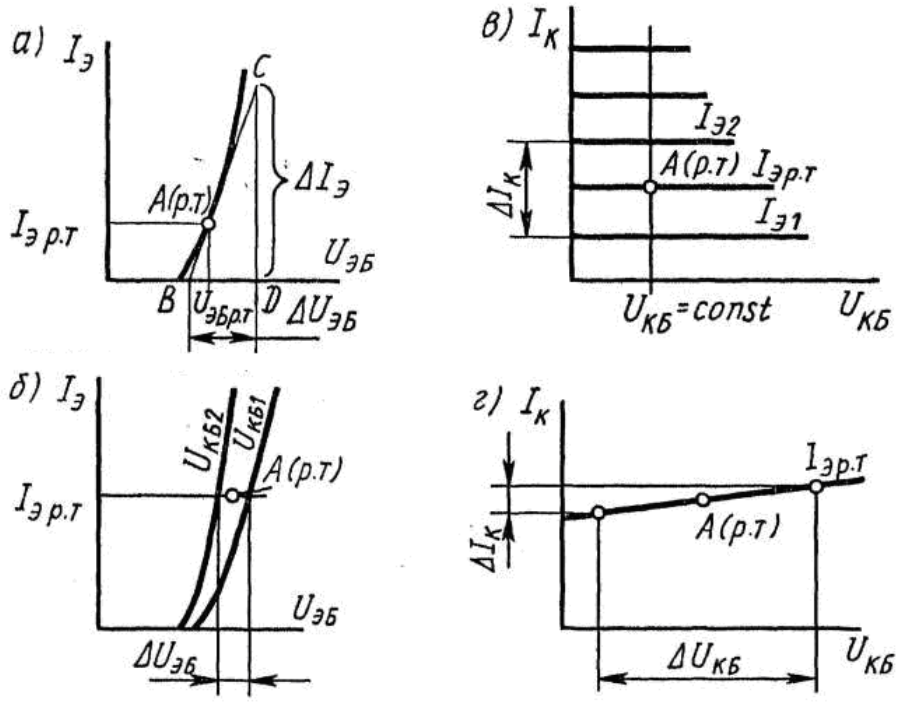


Рис. 30

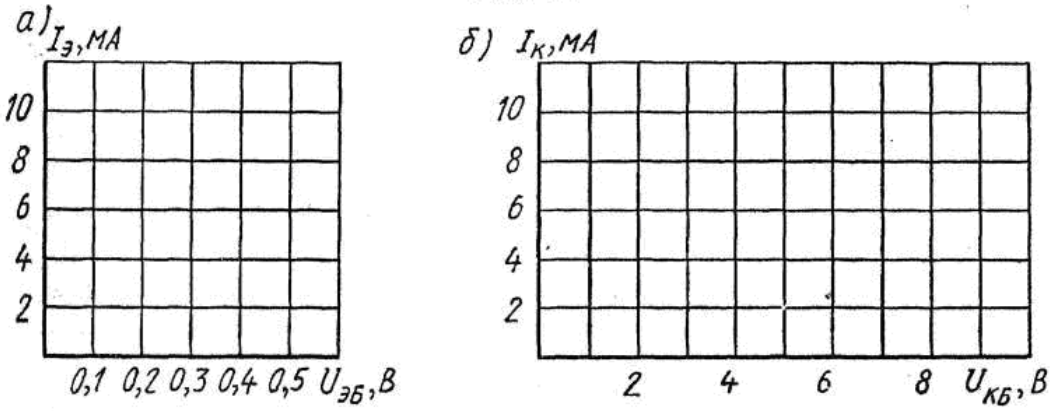


Рис. 31

Для определения $h_{11б}$ на входной характеристике, соответствующей среднему значению коллекторного напряжения, обозначают рабочую точку *A* (р.т) транзистора (рис. 30, *а*), которая задается средними значениями входного тока $I_{э\,р.т}$ и входного напряжения $U_{эб\,р.т}$. Через рабочую точку *A* (р. т) проводят касательную и строят треугольник *BCD*. Затем, используя формулу (3), находят

$$h_{11б} = BD/CD = \Delta U_{эб}/\Delta I_{э}.$$

Для определения $h_{12Б}$ необходимо построить две входные характеристики для двух значений напряжения на выходном электроде (рис. 30. *б*). Через рабочую точку *А* (р. т) проводят линию $I_Э = \text{const}$, что соответствует холостому ходу на входе транзистора по переменному току. Точки пересечения характеристики этой линии проецируют на ось $U_{ЭБ}$ и определяют $\Delta U_{ЭБ}$. Затем, используя формулу (4), находят $h_{12Б}$, приняв $\Delta U_{КБ} = U_{КБ2} - U_{КБ1}$.

Для определения $h_{21Б}$ семейство выходных характеристик в области рабочей точки пересекают линией $U_{КБ} = \text{const}$, что соответствует короткому замыканию по переменному току на выходе транзистора (рис. 30, *в)*. Затем по формуле (5) находят графически определив $\Delta I_к$ и вычислив $h_{21Б}$

$$\Delta I_Э = I_{Э2} - I_{Э1}.$$

Для определена $h_{22Б}$ (рис. 30, *г)* снимают выходную характеристику для тока эмиттера $I_{Эр.т}$ в рабочей точке, а затем находят $\Delta I_к$ и $\Delta U_{кб}$ и по формуле (6) рассчитывают $h_{22Б}$.

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл. 9 и 10 для снятия входных и выходных характеристик транзистора.

Таблица 9

Ток эмиттера $I_Э$, мА		0,1	0,2	0,5	1	2	10
Напряжение эмиттер — база $U_{ЭБ}$, В, при	0						
	1						
	10						

Таблица 10

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

2. Вычертить координатные оси (рис. 31, *а*, *б*) для построения входных и выходных характеристик транзистора (масштаб по осям: $I_э$ и $I_к$ — 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. 24) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л-01/5.

Таблица 12

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

5. Снять входные и выходные характеристики транзистора и занести результаты измерений в табл. 9 и 10.

6. Построить входные и выходные характеристики в координатных осях (рис. 31, *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. 11.

9. Занести электрические параметры транзистора в рабочей точке в табл. 12.

Методические указания

1. При выполнении работы исследуют транзистор КТ361А.

2. Для снятия входных характеристик используют:

G1 (ГТ) — генератор тока стенда;

G2 — при снятии характеристики при $U_{кб} = 0$ этот источник не подключают, а гнезда *X11* и *X12* 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 *ГН2* стенда;

PA1 ($I_э$) — *АВМ2* на пределах измерения «10 мА», «5 мА» и «1 мА»;

PV1 ($U_{эб}$) — АВО на пределах измерения «0,5 В» и «0,1 В»;

PA2 ($I_К$) — не используют, а гнезда *X7* и *X8* закорачивают соединительным проводом;

PV2 ($U_{КБ}$) — *ИВ* стенда, переключатель которого при использовании *ГН2* устанавливают в положение «ГН2 «ГН1 25 В», а при использовании *ГН1* — в положение 10 В».

3. Для снятия выходных характеристик используют:

G1 (*ГТ*) — генератор тока стенда;

G2 (*ГН2*) — генератор напряжения стенда;

PA1 ($I_Э$) — *АВМ2* на пределе измерения «10 мА»; *PV1* ($U_{ЭБ}$) — не подключают;

PA2 ($I_К$) — *АВМ1* на пределах измерения «10 мА», «5 мА» и «1 мА»; ток $I_{КБ0}$ при $I_Э$=0 измеряют АВО на пределах «100 мкА» и «10 мкА» при разомкнутой цепи эмиттера;

PV2 ($U_{КБ}$) — *ИВ* стенда, переключатель которого устанавливают в положение «ГН2 25 В».

4. При определении положения рабочей точки принять

$$I_{Эр.т} = 5 \text{ мА и } U_{КБр.т} = 5 \text{ В}.$$

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 №7

Исследование биполярного транзистора, включенного с общим эмиттером

Цель работы – снятия и анализ входных и выходных характеристик транзистора, включенного с ОЭ; определение по ним его *h*-параметров (рис.10).

Пояснения. Входные характеристики транзистора при включении с ОЭ являются зависимости тока базы от напряжения между ней и эмиттером при постоянных напряжениях на коллекторе (рис.11, а): $I_Б=f(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ}$=const.

Выходные характеристики (рис.11, *б*) представляют собой зависимости тока коллектора от напряжения между ним и эмиттером при постоянных токах базы: $I_Б=f(U_{КЭ})$ при $I_Б=const$.

В режиме усиления малых сигналов транзистор, включенный с ОЭ, эквивалентно представляют в виде линейного четырехполюсника (рис.12), входные и выходные параметры которого связаны со следующими уравнениями:

$$\Delta U_{БЭ} = h_{11Э}\Delta I_Б + h_{12Э}\Delta U_{КЭ}$$
$$\Delta I_К = h_{21Э}\Delta I_Б + h_{22Э}\Delta U_{КЭ}$$

Для схемы с ОЭ h-параметры рассчитывают по формулам:

$$h_{11Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_Б} \quad \text{при UКЭ=const;} \qquad (7)$$

$$h_{12Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \quad \text{при IБ=const;} \qquad (8)$$

$$h_{21Э} = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Б} \quad \text{при UКЭ=const;} \qquad (9)$$

$$h_{22Э} = \frac{\Delta I_К}{\Delta U_{КЭ}} \quad \text{при IБ=const;} \qquad (10)$$

Для определения $h_{11Э}$ проводят рабочую точку А (р.т.) касательную к входной характеристике и строят треугольник *BCD* (рис.13, *а*). Тогда, согласно формуле (7), получим:

$$h_{11Э} = \frac{BC}{CD} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_Б}$$

Для определения $h_{12Э}$ выбирают две входные характеристики, снятые при двух значениях напряжений между коллектором и эмиттером (рис.13, *б*), и проводят через А (р.т.) линию $I_Б$=const, соответствующую холостому ходу на входе транзистора. Затем точки пересечения этой линии с характеристиками проецируют на ось UБЭ, определяют $\Delta U_{КЭ}= U_{КЭ2} - U_{КЭ1}$, находят $\Delta U_{БЭ}$ и рассчитывают $h_{12Э}$ по формуле (8).

Для определения h21Э семейство выходных характеристик вблизи А (р.т.) пересекают линией UКЭ=const (рис.13, в), что соответствует короткому замыканию на выходе транзистора. Затем по формуле (9) рассчитывают h21Э, определив графически ΔIК и ΔIБ как разность (IБ2 – IБ1).

Для определения h22Э выбирают из семейства выходную характеристику, снятую при IБ.Р.Т. Находят приращение тока коллектора ΔIК, вызванное приращением напряжения ΔUКЭ на нем при постоянном токе базы (рис.13, г), и по формуле (10) рассчитывают h22Э.

Рабочая точка транзистора в схеме с ОЭ характеризуется следующими параметрами: IБ.Р.Т., UБЭ.Р.Т., IК.Р.Т. и UКЭ.Р.Т.

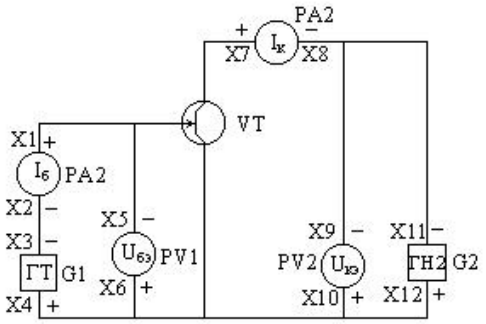


Рис. 10

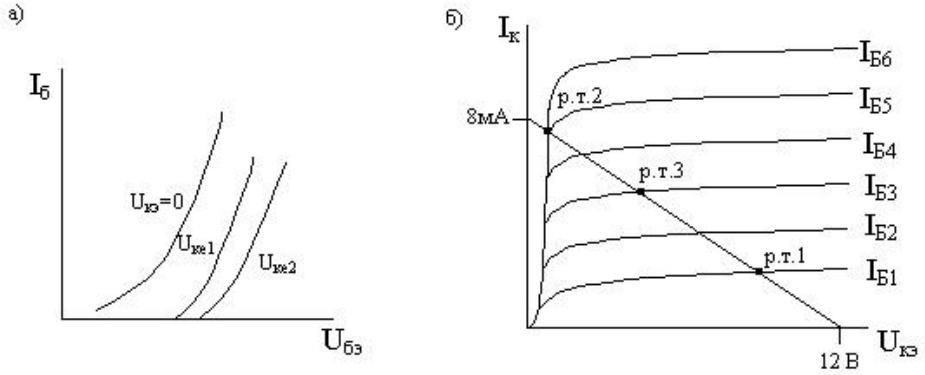


Рис. 11

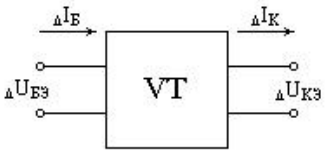


Рис. 12

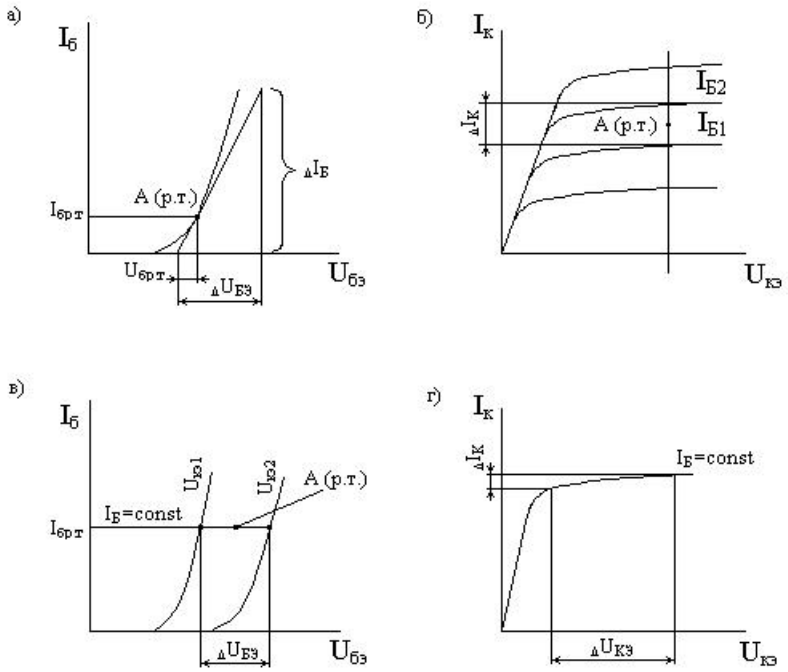


Рис. 13

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл.7 8 для получения входных и выходных характеристик транзистора и координатные оси для построения (масштаб по осям: IБ –в 1 см 0,1мА; UБЭ – в 1 см 0,1В; IК –в 1 см 4мА; UКЭ – в 1 см 2В).
2. Вычертить табл.9 для записи электрических параметров транзисторов в трех режимах его работы.

Таблица 7

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

Таблица 8

Напряжение коллектор – эмиттер $U_{КЭ}$, В		0,1	0,5	1	5	10
Ток коллектора $I_К$, мА, при $I_Б$, мкА	50 100 200 300 400 500					

Таблица 9

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

Таблица 10

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

3. Вычертить табл.10 для записи *h*-параметров транзистора, включенного с ОБ (лабораторная работа №5) и ОЭ.
4. Зарисовать схему снятия входных и выходных характеристик транзистора (см. рис.10) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л – 01/6.
5. Снять входные и выходные характеристики и результаты измерений занести в табл.7 и 8.
6. Построить входные и выходные характеристики в координатных осях.
7. Определить по характеристикам электрические параметры транзистора в режимах отсечки, насыщения и активном и занести их в табл.9.
8. Выполнить построения на входных и выходных характеристиках для определения h-параметров транзистора, рассчитать их и занести результаты в табл. 10. В эту же таблицу занести h-параметры транзистора, полученные при выполнении самостоятельной работы №2.

Методические указания

1. В работе исследуется транзистор КТ361А.
2. Для снятия входных характеристик используют:

   G1 (ГТ) – генератор тока стенда;

   G2 (ГН2) – генератор напряжения стенда;

   PA1 (IБ) – АВМ2 на пределе измерения << 0,5мА>>;

   PV1 (UБЭ) – АВО на пределах измерения << 0,5В>>, << 0,1В>>;

   PA2 (IК) – не подключают, а гнезда X7 и X8 закорачивают;

   PV1 (UКЭ) – измеритель напряжений между коллектором и эмиттером.

   Снимая характеристику при UКЭ=0, прибор PV2 не используют, G2 также не подключают, а гнезда X11 и X12 закорачивают.

При снятии характеристики при UКЭ=1В в качестве G2 используют ГН1 – часть диапазона регулирования его выходного напряжения от 0 до 7В (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 <<ГН1 10В>>.

Снимая характеристику при UКЭ=5В, используют ГН2, выходное напряжение которого измеряют ИВ, для чего его переключатель устанавливают в положение <<ГН1 25В>>.

3. Для снятия выходных характеристик используют:

G1 (ГТ) – генератор тока стенда;

G2 (ГН2) – генератор напряжения стенда (при UКЭ равном 5 и 10В) или ГН1 (при UКЭ равном 0,1; 0,5 и 1В);

PA1 (IБ) – АВМ2 на пределах измерения << 10мА>>, << 5мА>>, << 1мА>> и << 0,5мА>>;

PV1 (UБЭ) – не подключают;

PA2 (IК) – АВМ1 на пределах измерения << 50мА>>, << 10мА>>, << 5мА>>, << 1мА>> и << 0,5мА>>;

PV2 (UКЭ) – ИВ стенда, подключаемый к выходу ГН1 или ГН2.

4. При определении электрических параметров транзистора в различных режимах его работы принять UКЭ=12В и RК=1,5кОм. Линия нагрузки при этом пересечет оси IК и UКЭ соответственно в точках 8мА и 12В (см. рис.11,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.

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 №8

Исследование полевого транзистора

Цель работы – изучение принципа действия полевого транзистора, снятие и анализ ВАХ, определение параметров (рис.14).

Пояснения. В отличии 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.15).

В работе исследуется транзистор КП101 с каналом *p*-типа. На боковую поверхность канала нанесены слои полупроводника электронной электропроводности – затвор 2. Между затвором 2 и каналом образуется p-n-переход, обедненный слой которого сосредоточен главным образом в объеме канала, выполняемого их 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 p-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.

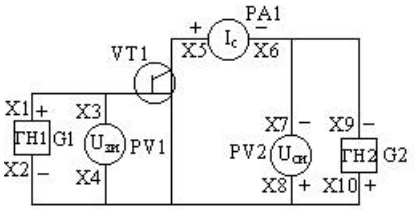


Рис. 14

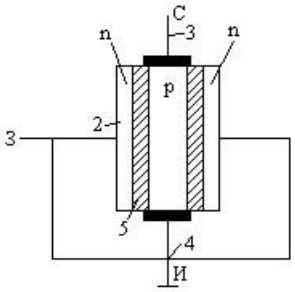


Рис.15

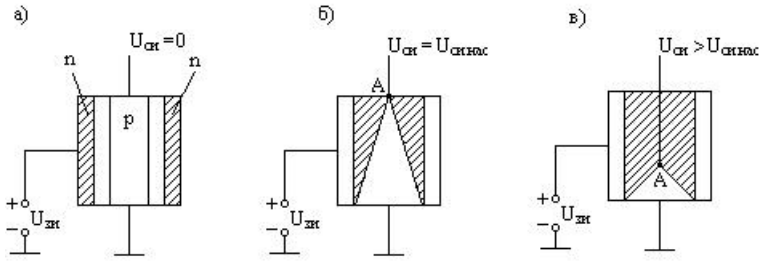


Рис. 16

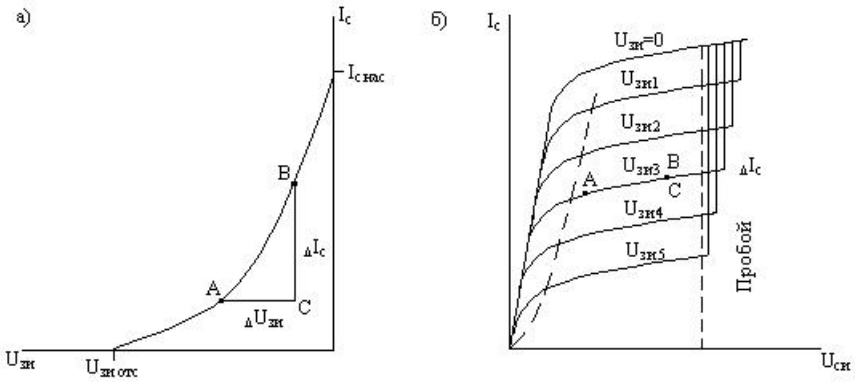


Рис. 17

При напряжении $U_{СИ}$=0 напряжение $U_{ЗИ}$ вызывает уменьшение поперечного сечения канала (рис.16,*а*) и увеличение его сопротивления. Появления 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 $U_{ЗИ}$, обедненные слои смыкаются (точка А на рис.16, б) и наступает насыщение. Напряжение $U_{СИ}$ = $U_{СИ.НАС}$. называется напряжением насыщения. При $U_{ЗИ}$=0 напряжение насыщения максимально.

Увеличение напряжения $U_{СИ}$ приводит к смещению точки А в направлении истока (рис.16, в). Ток $I_С$ 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.17,*а*), снимаемая при постоянном напряжении $U_{СИ}$, позволяет определить напряжение отсечки $U_{ЗИ.ОТС}$, при котором ток стока становится равным нулю, и начальный ток стока $I_{С.НАЧ.}$, протекающий через канал при $U_{ЗИ}$=0.

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

$$I_С=f(U_{ЗИ}), \quad \text{при} \quad U_{СИ}=\text{const}.$$

На рис.17,*б* показано семейство стоковых характеристик полевого транзистора, представляющего собой ряд зависимостей тока стока $I_С$ от напряжения между стоком и истоком $U_{СИ}$ для ряда постоянных напряжений на затворе $U_{ЗИ}$:

$$I_С=f(U_{ЗИ}), \quad \text{при} \quad U_{ЗИ}=\text{const}.$$

Основными параметрами полевого транзистора являются:

-крутизна стоко-затворной характеристики *S*;

-активная выходная проводимость $g_{22И}$.

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

$$S = \Delta I_C / \Delta U_{ЗИ} \text{ при } U_{СИ} = \text{const}. \qquad (11)$$

Этим параметром определяется усилительные свойства прибора. Обычно крутизну измеряют или рассчитывают для режима, соответствующего линейному участку стоко-затворной характеристики. Для этого строят треугольник *ABC* (рис.17, *б*), по которому определяют приращение тока ΔI_C и напряжение $\Delta U_{ЗИ}$, и по формуле (11) рассчитывают крутизну *S*.

Активная выходная проводимость $g_{22И}$ определяется наклоном стоковой характеристики в области насыщения (рис.17, *б*). Этот параметр находят построением треугольника ABC, по которому определяют приращение тока ΔI_C и напряжения $\Delta U_{СИ}$. Тогда активная выходная проводимость равна:

$$g_{22И} = \Delta I_C / \Delta U_{СИ} \text{ при } U_{ЗИ} = \text{const}. \qquad (12)$$

)

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл.11 и 12 для снятия стоко-затворных стоковых характеристик полевого транзистора и координатные оси для их построения (масштаб по осям: I_C – в 1 см 0,4мА; $U_{ЗИ}$ – в 1 см 0,5В; $U_{СИ}$ – в 1 см 1В).

Таблица 11

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 12

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							

2. Зарисовать схему для снятия характеристик полевого транзистора (см. рис.14) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л – 01/7.

3. Снять стоко-затворную характеристику, занося результаты измерений в табл.11, построить ее в координатных осях и определить параметры, необходимые для расчета крутизны S, по формуле (11).

4. Снять стоковые характеристики, занося результаты измерений в табл.12, построить их в координатных осях, определить параметры, необходимые для расчета активной выходной проводимости g22И, по формуле (12).

Методические указания

1. В работе исследуется транзистор КП101.

2. Для снятия характеристик используют:

G1 (ГН1) – источник напряжения $U_{ЗИ}$ на затворе. Предварительно следует установить по измерителю выхода ИВ стенда нулевого напряжения на выходе этого источника. Выходное напряжения ГН1 регулируют в пределах от 0 до –7В, при этом его полярность противоположна указанной на лицевой панели блока питания. Увеличивать выходное напряжение ГН1 на этом интервале регулирования следует вращая регуляторы против часовой стрелки;

G2 (ГН2) – источник напряжения между стоком и истоком $U_{СИ}$;

PV1 (UЗИ) – измеритель напряжения на затворе по отношению к истоку (АВМ1 на пределе измерения << 2,5В >>);

PV1 (IC) – измеритель тока стенда (АВМ2 на пределах измерения << 50мА>>, << 10мА>>, << 5мА>> и << 1мА >>.);

PV2 (UСИ) – измеритель напряжения на стоке по отношению к истоку (ИВ стенда, переключатель которого устанавливают в положение <<ГН 25 В>>). Следует помнить, что максимально допустимое напряжение между стоком и истоком для исследуемого транзистора составляет 10 В.

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?

5 семестр

Лабораторная работа №1

Исследование двухполупериодной схемы выпрямления

Цель работы — исследование двухполупериодной схемы выпрямления с нулевым выводом и сглаживающего RC-фильтра; построение нагрузочной характеристики выпрямителя (рис. 42).

Пояснения. Выпрямителями (рис. 43) называют устройства, служащие для преобразования переменных напряжений и токов в постоянные, используемые для питания радиоэлектронной аппаратуры. Переменное напряжение $\dot{U}_1$ сети поступает на первичную обмотку трансформатора T, с вторичной обмотки которого напряжение $\dot{U}_2$ подается на выпрямитель В. Выпрямленное пульсирующее напряжение сглаживается фильтром Ф, превращаясь в постоянное напряжение $U_{R_н}$ для питания устройства, эквивалентно представленного резистором нагрузки $R_н$.

Схема двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом трансформатора (вывод 2) *с* активной нагрузкой $R_н$ показана на рис. 44, 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. 44, 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. 44, в), который проходит по цепи (рис, 44, *а)*: вывод 1, диод *VD1,* резистор $R_н$, вывод 2. Таким образом, ток в нагрузку отдает

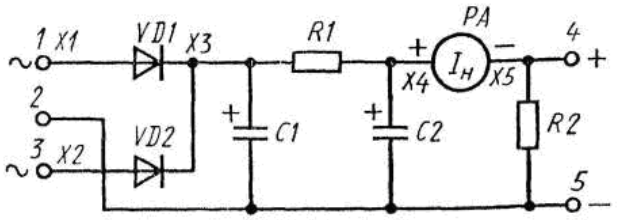


Рис. 42

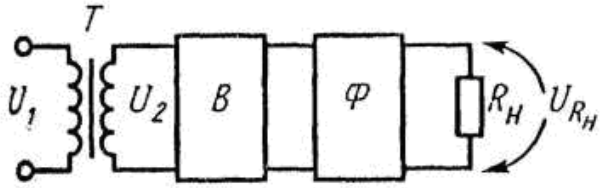


Рис. 43

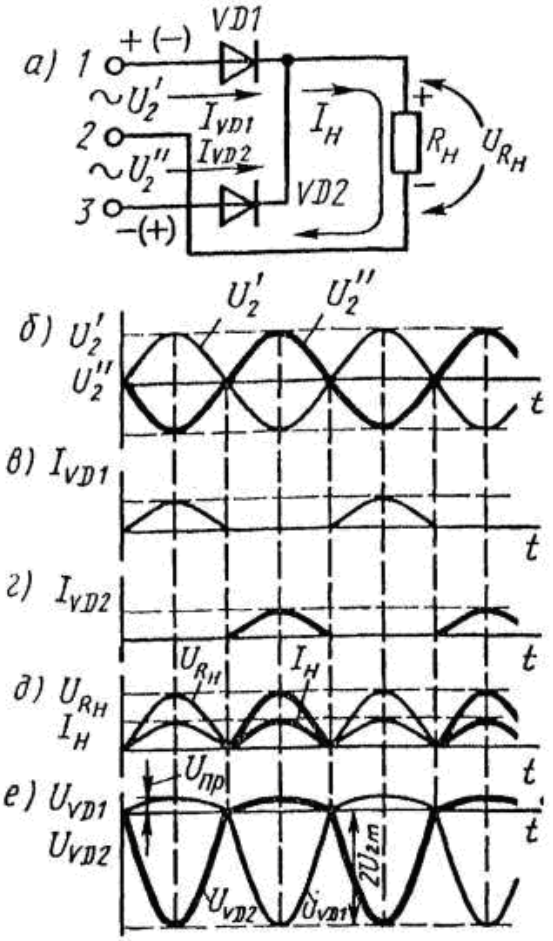


Рис. 44

верхняя половина вторичной обмотки трансформатора. Этот ток создает на резисторе нагрузки $R_н$ падение напряжения $U_{R_н}$ (рис. 44, *д*), полярность которого указана на рис. 44, 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. 44, *е)*. На диоде *VD*1 проводящем ток в течение всего полупериода, образуется небольшое прямое падение напряжения $U_{пр}$.

В следующий полупериод диод *VD2* начинает проводить ток I_{VD2} (рис. 44, *г)* по цепи (рис. 44, а): вывод 3, диод *VD*2, резистор $R_н$, 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 выходного 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 сильноточных 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 $k_п$, являющимся отношением амплитуды первой гармоникик среднему значению напряжения на нагрузке U_{1m}

$$k_п = U_{1m}/U_{R_{нас}}.\ \ U_{Rн.\ ср}: \tag{13}$$

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

$$k_{сгл} = k_{п.вх}/k_{п.вых}. \tag{14}$$

Простейшим сглаживающим фильтром является емкостный, состоящий из конденсатора, подключенного параллельно нагрузке R_H. 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. 42, 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.

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл. 19 для записи результатов измерений и координатные оси для изображения осциллограмм, снятых в схеме без фильтра (рис. 45, *а*) и с фильтром (рис. 45,*б*), а также для построения нагрузочной характеристики выпрямителя (рис. 46).

Таблица 19

Элементы схемы	*R1*, кОм	∞		1,6		1		0,51	
	C1 = *C2*, мкФ	20	50	20	50	20	50	20	50
U_{C1}, В									
ΔU_{C1}, мВ									
ΔU_{C2}, мВ									
I, мА									
$U_{Rн}(U_{R2})$, В									
Кпд = $(P_{вых}/P_{вх})\cdot 100\%$									

2. Зарисовать электрическую схему исследуемого выпрямителя (см. рис. 42) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87JI-01/8.

3. Измерить электрические параметры схемы выпрямителя для приведенных в табл. 19 значений *R1* и CI = C2, рассчитать кпд и занести результаты вычислений и измерений в табл. 19.

4. Вычислить коэффициенты пульсаций и сглажива- ния для максимальной нагрузки (^2 = 510 Ом) и двух номиналов конденсаторов *C1* и C2, пользуясь формулами (13) и (14) и данными табл. 19.

5. Снять и зарисовать в координатных осях (см. рис. 45, а, б) осциллограммы напряжений в схеме выпрямителя.

6. Построить в координатных осях (рис. 46) нагрузочную характеристику выпрямителя, пользуясь данными табл. 19.

Методические указания

1. При выполнении работы используют: *VD1* и *VD2* — диоды Д220 (КД 103А); резистор *R1* = 200 Ом; конденсаторы *CI* = *C2* емкостью 20 и 50 мкФ; резистор *R2* сопротивлением 510 Ом, 1 кОм, 1,6 кОм.

2. 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.

3. В качестве измерителя тока нагрузки *PA(I)* используют *АВМ2* на пределах «50 мА» и «10 мА».

4. Постоянные напряжения в схеме измеряют *АВМ1* на пределах «25 В» и «10 В».

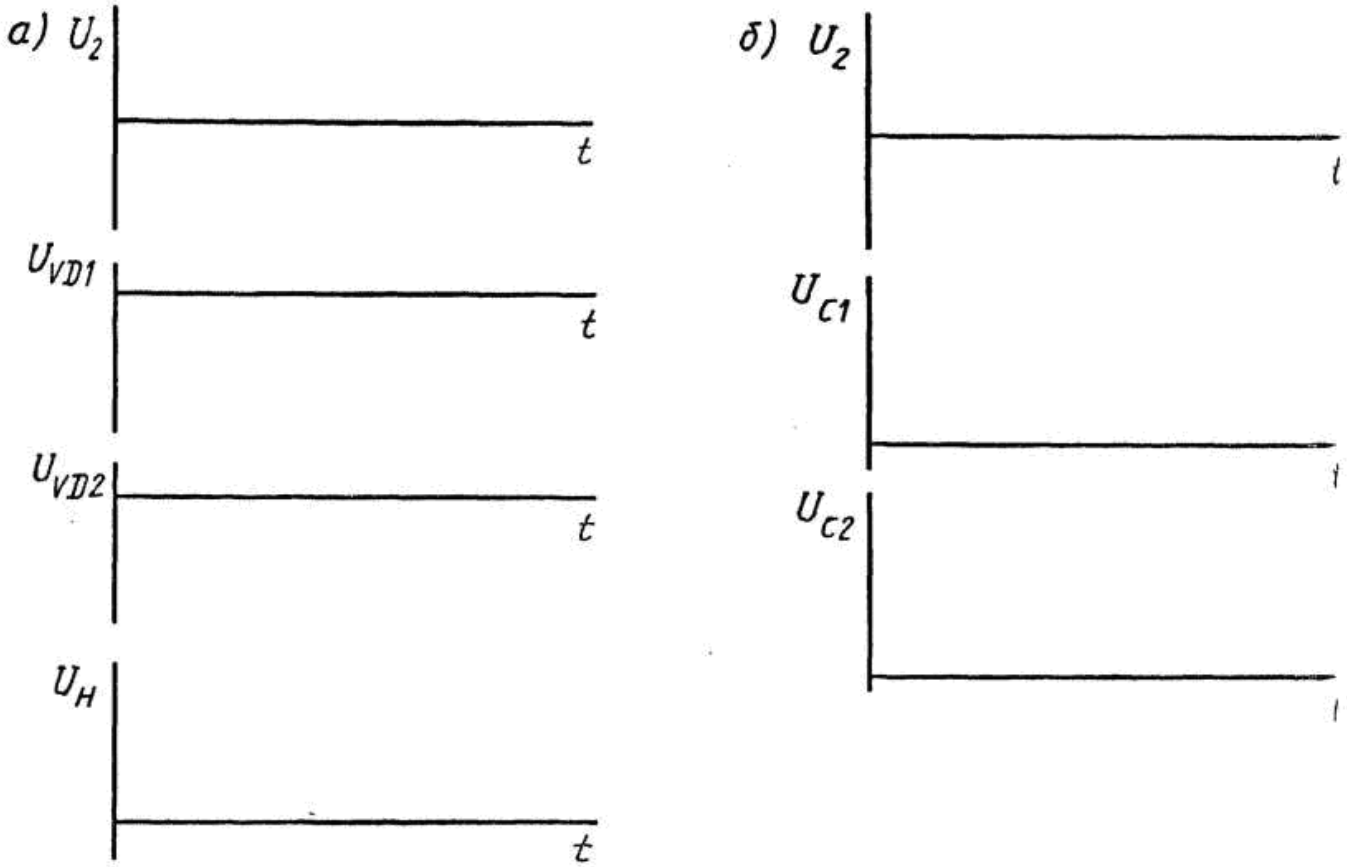


Рис. 45

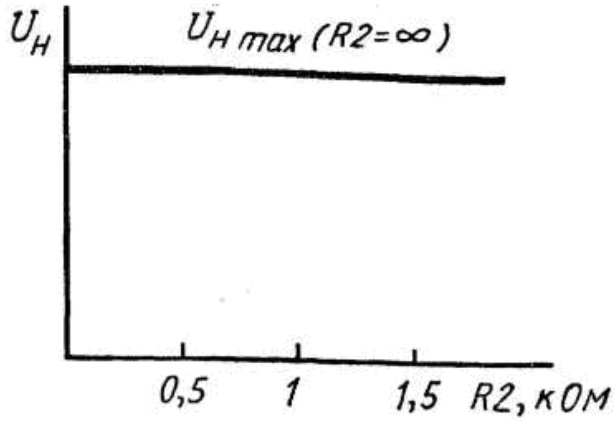


Рис. 46

5. Переменное напряжение на входе схемы измеряют *ИВ* стенда, переводя переключатель в положение «ИП~ ~25 В».

6. 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.

7. В координатных осях (см. рис. 45, *а*, *б*) следует построить не менее двух полных периодов пульсаций с учетом постоянной составляющей.

8. 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.

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 сильноточных выпрямителях?

Лабораторная работа №2

Исследование мостовой схемы выпрямления

Цель работы — исследование однофазной мостовой схемы выпрямления со сглаживающим *С*-фильтром (рис. 47).

Пояснения. 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. 48, а—е.

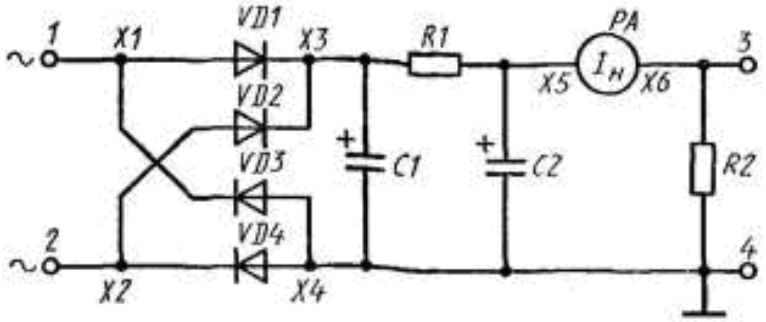


Рис. 47

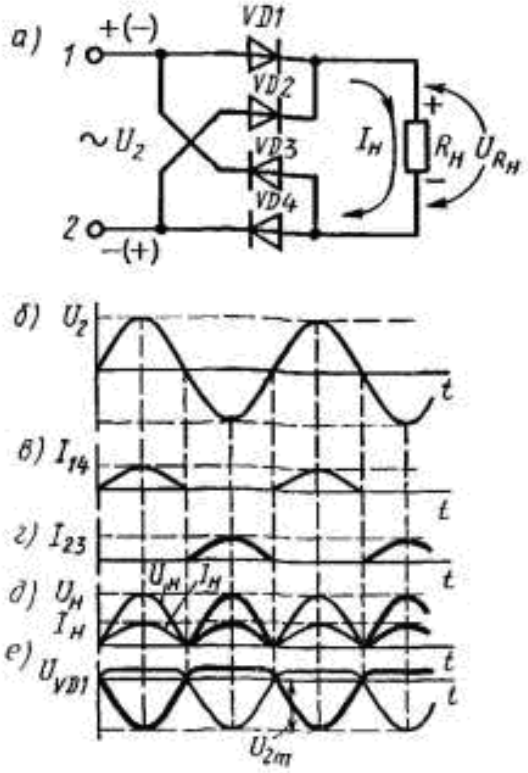


Рис. 48

Пусть в первый полупериод (рис. 48, а—в) напряжения *U2* на выводе 1 вторичной обмотки трансформатора действует положительное по отношению к выводу 2 напряжение и ток I_{14} проходит по цепи: вывод диод *VD1*,резистор $R_н$ диод *VD4,* вывод *2.* При этом на нагрузке образуется падение напряжения $U_{Rн}$, полярность которого указана на рис. 48, а. Форма напряжения $U_{Rн}$ это следующие один за другим синусоидальные импульсы (рис. 48, *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. 48, *е).* Максимальное обратное напряжение за крытых 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. 48,*а* они даны в скобках), ток I_{23} (рис. 48,*г*) будет проходить по цепи (рис. 48,*а*): вывод *2*, диод *VD*2, резистор $R_н$ диод *VD*3, 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.

Порядок выполнения работы

1. Вычертить таблицу, аналогичную табл. 19 в работе № 8, а также координатные оси (см. рис. *45, а, б)* для построения временных диаграмм.
2. Зарисовать электрическую схему исследуемого выпрямителя (см. рис. 47) и собрать ее, пользуясь условными графическими обозначениями, приведенными на сменной панели 87Л-01/9.
3. Выполнить п. 3—6 задания к работе № 1.

Методические указания

1. Переменное напряжение подводят к гнезду 1 исследуемой схемы от одного из крайних зажимов источника питания *ИП* стенда, а к гнезду *2* — от зажима «Общ.». Желательно, чтобы тумблер *ИП* находился в том же положении, что и при выполнении работы № 8.

2. При выполнении работы используют диоды Д220 (КД103А). Остальные съемные элементы те же, что в 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 №3

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 (рис. 53).

Пояснения. Значительно лучшими параметрами обладает компенсационный стабилизатор напряжения: его коэффициент стабилизации может достигать сотен и

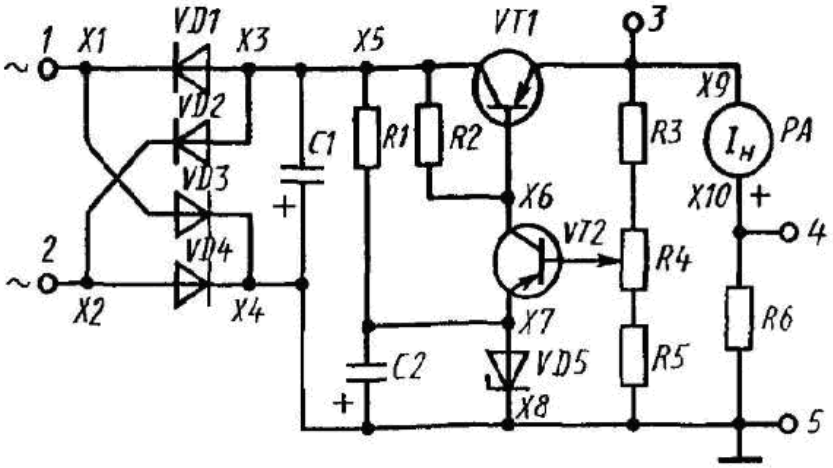


Рис. 53

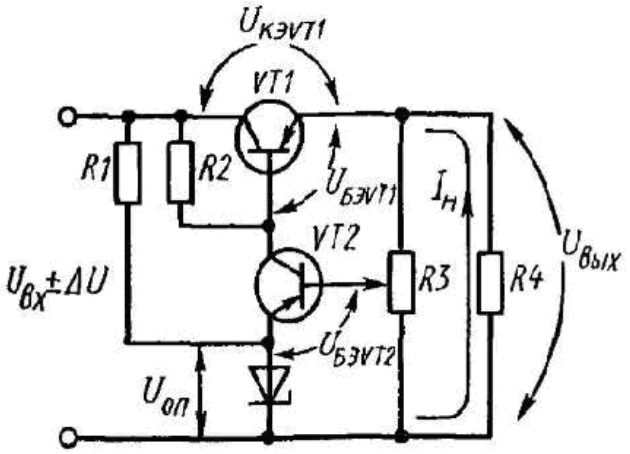


Рис. 54

даже тысяч единиц. Наиболее распространен компенсационный стабилизатор напряжения, регулирующий элемент которого включен последовательно нагрузке (рис. 54). 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 *R*4, т, е.

$$U_{вх} = U_{КЭVT1} + U_{вых}. \qquad (20)$$

Принцип действия стабилизатора состоит в следующем. Если увеличится $U_{вх}$, то автоматически почти на столько же увеличится $U_{КЭVT1}$, а $U_{вых}$ — незначительно.

При уменьшении $U_{вх}$ уменьшается $U_{КЭVT1}$, а $U_{вых}$ — незначительно.

Усилитель сигнала рассогласования выполнен на транзисторе *VT2*, на эмиттерный переход которого поступает два напряжения: опорное $U_{оп}$, вырабатываемое параметрическим стабилизатором на стабилитроне *VD* и напряжение $\alpha U_{вых}$ пропорциональное выходному напряжению (α — коэффициент деления делителя, выполненного на потенциометре R3). Сигнал рассогласования складывается из этих двух напряжений:

$$U_{БЭVT1} = U_{КVT2} - U_{вых}. \qquad (22)$$

$$U_р = U_{БЭVT2} = \alpha U_{вых} - U_{оп}, \qquad (21)$$

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:

$$U_{бэVT1} = U_{кVT2} - U_{вых}$$

Увеличение входного напряжения сопровождается увеличением выходного, а, следовательно, напряжения $\alpha U_{вых}$. При этом напряжение $U_{бэVT2}$ и ток коллектора транзистора *VT2* увеличиваются, а напряжения $U_{КVT2}$ и $U_{БЭVT1}$ в соответствии с формулой (22) уменьшаются.

Одновременно уменьшается коллекторный ток транзистора *VT1*, что равноценно увеличению сопротивления его промежутка коллектор—эмиттер и, следовательно, напряжения $U_{КЭVT1}$. Таким образом, почти все приращение напряжения $U_{вх}$ 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 $U_{вых} \approx U_{оп}/\alpha$. Если движок потенциометра *R3* сместить к верхнему по схеме выводу (α = 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 $U_{кэVT1}$, пока транзистор *VT1* не перейдет в насыщение. Тогда $U_{вых} = U_{вх} - U_{кэVT1нас} \approx U_{вх}$. В этом режиме транзистор *VT*1 перестает управляться, а стабилизатор — стабилизировать напряжение. Обычно напряжение на промежутке коллектор — эмиттер транзистора *VT*1 составляет не менее 3—5 В при максимальном напряжении на выходе схемы. Такое же минимальное напряжение $U_{кэVT1}$ необходимо для сглаживания пульсаций.

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл. 21 для записи электрических режимов схемы стабилизатора.
2. Зарисовать электрическую схему исследуемого стабилизатора (см. рис. 53) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л-01/11.
3. Выполнить измерения и занести результаты в табл. 21.
4. Рассчитать мощность, рассеиваемую транзистором *VT1*, при всех режимах работы стабилизатора и определить режим, когда она максимальна.
5. Пользуясь данными табл. 21, рассчитать коэффициент стабилизации и выходное сопротивление стабилизатора.

Таблица 21

Напряжение сети	$U_1 = 15$ В				$U_2 = 17{,}25$ В			
$R6(R_н)$, кОм	0,51	1	1,6	∞	0,51	1	1,6	∞
U_{C1}, В								
ΔU_{C1}, мВ								
$U_{КVT2}$, В								
$U_{КЭVT1}$, В								
$\Delta U_{КЭVT1}$, мВ								
$U_{R6}(U_{вых})$, В								
$I_н$, мА								
$U_{БЭVT2}$, В								
$P_{КVT1} = I_н U_{КЭVT1}$, мВт								

Методические указания

1. При выполнении работы используют: *R1* = 1,6 кОм; *R*2 = 7,5 кОм; R3 = 200 Ом; *R4*= 2,2 кОм (переменный); *R5* = 1 кОм; R6=510 Ом, 1 кОм; 1,6 кОм; C1= 50 мкФ; C2= 20 мкФ; *VD1* — *VD4* — диоды Д220 (КД103А); *VT1* и *VT2* — транзисторы КТ361А; *VD5* — стабилитрон Д814А.

2. На гнезда 1 и 2 исследуемой схемы подают переменное напряжение с зажимов «~15 В» и «Общ.» источника питания ИП стенда.

3. Ток нагрузки $I_н$ 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).

4. Для измерения нестабильности выходного напряжения следует собрать схему, показанную на рис. 52 (прибор, измеряющий нестабильность выходного напряжения стабилизатора, подключают к гнезду *4* схемы, приведенной на рис. 53), 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», «6,1 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 $I_н$ (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 $R_{вых} = \delta U'_{R6}/\Delta I_н$, где $\Delta I_н$ — изменение тока нагрузки, вызвавшее изменение выходного напряжения на $\delta U'_{R6}$, в данном случае $\Delta I_н = I_н$ при $R6$ = 510 Ом, так как ток нагрузки при отключенном резисторе $R6$ равен нулю.

5. Вновь устанавливают Ом, измеряют напряжение на конденсаторе $C1$ (постоянную составляющую) и компенсируют выходное напряжение стабилизатора. Переводят тумблер *МП* в положение «15 В» и снова измеряют напряжение на конденсаторе С1, а также $\delta U''_{R6}$. Коэффициент стабилизации рассчитывают по формуле

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

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 №4

Исследование LC-генератора

Цель работы — изучение принципа действия автогенератора с индуктивной обратной связью, экспериментальное определение условий для получения незатухающих электрических колебаний (рис. 94).

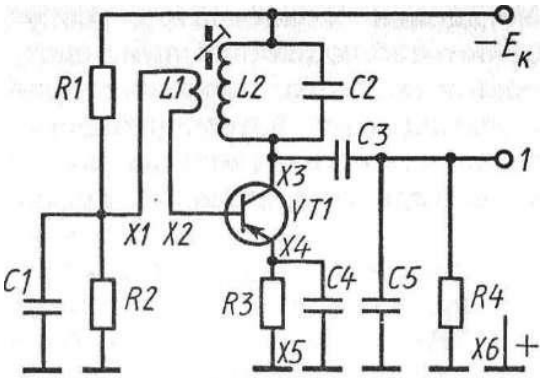


Рис. 94

Пояснения. LC-генератор предназначен для преобразования энергии источника постоянного тока в энергию незатухающих электрических колебаний синусоидальной формы, частота которых определяется индуктивностью катушки и емкостью конденсатора колебательной системы. При включении источника коллекторного питания E_K в контуре $L2C2$ возникают электрические колебания, частота которых

$$f = 1/(2\pi\sqrt{L2C2}). \qquad (48)$$

Так как в контуре обязательно имеется активное сопротивление, то из-за потерь на нем энергии колебательный процесс вскоре прекратится. Незатухающим колебательный процесс будет лишь в том случае, если потери энергии будут восполняться от внешнего источника питания. Один из возможных способов восполнения потерь энергии исследуется в данной работе. На закрытый транзистор $VT1$ воздействуют импульсы отрицательной полярности малой длительности, которые открывают его. При этом в коллекторной цепи появляются короткие мощные импульсы тока, заряжающие конденсатор $C2$, и в контуре возникает колебательный процесс, частично или полностью затухающий к моменту прихода очередного импульса, восполняющего потери.

Такой колебательный процесс с периодическим затуханием колебаний используют, например, в генераторах ударного возбуждения при формировании меток дальности в индикаторных устройствах радиолокационных станций. Исследуя генератор ударного возбуждения, можно выявить следующие особенности.

При уменьшении длительности импульсов возбуждения амплитуда колебаний увеличивается, так как конденсатор заряжается только в течение одного полупериода переменного напряжения. Если же импульс тока имеет длительность, большую одного полупериода, конденсатор, зарядившись во время первого полупериода, разряжается в течение следующего. Следовательно, для эффективного возбуждения колебаний в контуре необходимо, чтобы длительность импульса была меньше длительности полупериода свободных колебаний.

При увеличении частоты импульсов возбуждения затухание колебательного процесса уменьшается, а при равенстве частот свободных колебаний и импульсов возбуждение не наблюдается вообще.

Затухание колебаний в контуре происходит тем быстрее, чем больше потери в нем.

На основании этого можно сформулировать правила, в соответствии с которыми выполняют автогенератор. Во-первых, для восполнения потерь энергии незатухающих электрических колебаний необходимо хотя бы один раз за период сообщать колебательной системе определенную энергию. Причем для поддержания постоянной амплитуды колебаний энергия, поступающая в контур извне, должна быть равна энергии потерь. Во-вторых, фаза восполняющего потери тока (или напряжения) должна быть такой, чтобы энергия колебательной системы увеличивалась.

Первое правило позволяет сформулировать условие баланса амплитуд: получение незатухающих колебаний возможно лишь в том случае, когда приток энергии в колебательную систему извне равен ее потерям.

В автогенераторах условие баланса амплитуд выполняют следующим образом: часть энергии колебаний из выходной цепи транзистора передается в его входную цепь для управления током выходной цепи, энергию которого используют для восполнения потерь.

В исследуемой схеме энергия из коллекторной цепи транзистора $VT1$ передается в базовую цепь в виде эдс саимоиндукции, наводимой в катушке $L1$, индуктивно связанной с катушкой $L2$. Эдс взаимоиндукции управляет базовым током транзистора $VT1$, что приводит к появлению в коллекторном токе переменной составляющей с частотой колебаний контура.

Второе правило позволяет сформулировать условие баланса фаз: обратная связь, охватывающая автогенератор, должна быть положительной. Действительно, фаза переменной составляющей коллекторного тока транзистора $VT1$ должна быть такой, чтобы конденсатор $C2$ контура заряжался импульсами коллекторного тока. Конденсатор $C2$ заряжается, если ток из внешней цепи поступает на его положительный заряженный электрод, и разряжается при токе противоположного направления.

Так, для полупериода колебаний, в течение которого переменная составляющая тока $I_{К\sim}$ коллектора совпадает по направлению с его постоянной

составляющей $I_{к=}$ (оба тока проходят по цепи: резистор $R3$ или конденсатор $C4$, эмиттер — коллектор транзистора $VT1$, контур, $-E_к$), нижний электрод конденсатора $C2$ должен быть заряжён положительно, что соответствует положительному полупериоду переменной составляющей напряжения на коллекторе транзистора $VT1$ и отрицательному полупериоду напряжения на его базе, так как транзистор в схеме с ОЭ инвертирует фазу входного сигнала.

Таким образом, для самовозбуждения генератора необходимо, чтобы фаза сигнала, поступившего по цепи обратной связи на вход усилительного элемента для его управления, была противоположна фазе сигнала на колебательном контуре и коллекторе транзистора, т. е. обратная связь должна быть положительной.

Условие баланса амплитуд выражается формулой $K\beta = 1$, где β — коэффициент передачи цепи обратной связи, K— коэффициент усиления каскада на транзисторе $VT1$ при отключенной катушке $L1$.

Условие баланса фаз выражается формулой $\varphi_{ос} + \varphi_{ус} = 360°$, где $\varphi_{ос}$ и $\varphi_{ус}$ — фазовые сдвиги, вносимые цепью обратной связи и усилителем.

■ ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Вычертить табл. 47 для записи частот генерации в зависимости от емкости

Таблица 47

Емкость конденсатора *C2*, пФ		0	100	510	1000	10000
Частота контура ударного возбуждения, кГц						
Частота генерации, кГц	измеренная					
	рассчитанная					

конденсатора $C2$.

2. Зарисовать электрическую схему исследуемого генератора (см. рис.94), собрать, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л-01/21, схему усилителя с контуром ударного возбуждения

в нагрузке, измерить частоту колебаний в контуре ударного возбуждения и занести результаты измерений в табл.47. Зарисовать осциллограммы затухающих колебаний.

3. Собрать схему автогенератора, добиться его самовозбуждения, используя конденсаторы, номинальные емкости которых приведены в табл. 47.

4. Измерить и рассчитать частоты генерации, занося результаты в табл. 47.

5. Определить минимальные напряжения источника коллекторного питания $E_К$ и сопротивления резистора нагрузки $R4$, при которых генератор сохраняет работоспособность.
6. Выяснить влияние конденсатора $C5$ на параметры колебаний.

► МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

1. При выполнении работы используют: $R1 = 51$ кОм; $R2 = 10$ кОм, $R3 = 100$ Ом, $R4 = 22$ кОм (переменный); $C1 = 0{,}01$ мкФ $C2 = 100$ и 510 пФ, 1 и 10 нФ, $C3 == C4 = 0{,}022$ мкФ $C5 = 100$ и 510 пФ; $L1$ и $L2$ — фильтр $Z1$ (выводы катушки $L2$ припаяны к штырям, а катушка $L1$ имеет гибкие выводы с однополюсными вилками на концах); $VT1$ — транзистор КТ361А; перемычку.
2. При сборке схемы усилителя с контуром ударного возбуждения используют: $R2$, $R3$ $R4$ $C2$ $C3$ $C4$ $L2$ выводы катушки $L1$ не подключают), $VT1$, гнезда $X1$ и $X2$ закорачивают перемычкой.
3. Для питания схемы на выходе $ГН2$ устанавливают по $ИВ$ стенда напряжение 10В и подают его, соблюдая полярность, к гнездам «$-E_К$» и $X6$
4. Переключатели *ГПИ* и *ГЗЧ* «Диапазон» переводят в положение «100 кГц», устанавливают регулятором $ГЗЧ$ «Частота» на выходе *ГПИ* по *ЧМ* стенда частоту импульсной последовательности 10 кГц, для чего переводят переключатели *ЧМ* в положение «50 кГц», *ИВ* — в положение «ЧМ», а тумблер «ЧМ-ГЗЧ» — в положение «ГЗЧ». Устанавливают регуляторами *ГПИ* «Длительность» и «Амплитуда» минимальную длительность и максимальную амплитуду выходных импульсов. Подключают *ГПИ* зажимом «⊔» к верхнему гнезду для установки конденсатора $C1$, а зажимом «⊥» — к нижнему. Вход осциллографа подключают к гнезду $X3$, а вывод «⊥» — к гнезду $X5$.
5. При максимальном сопротивлении резистора $R4$ получают на экране осциллографа осциллограммы затухающих электрических колебаний в контуре при $C2 = 0$ (конденсатор $C2$ не устанавливают, его функцию выполняет суммарная паразитная емкость $C_Σ$). Следует убедиться, что при уменьшении сопротивления резистора $R4$ затухание колебаний в контуре происходит быстрее, т. е. увеличиваются потери энергии в контуре, так как этот резистор включен параллельно контуру и отбирает тем большую энергию, чем меньше его сопротивление. На конец, при некотором сопротивлении резистора $R4$ колебательный процесс в контуре вообще не возникает, т. е. контур становится апериодическим.
6. При измерении частоты колебаний, увеличивая частоту *ГПИ*, добиваются такого ее значения, при котором между двумя ближайшими импульсами возбуждения окажется десять полных периодов колебаний. Затем измеряют частоту выходных импульсов *ГПИ* (она равна частоте *ГЗЧ*) и умножают результат на 10.
7. Поочередно включая конденсаторы $C2$ различной емкости и измеряя частоту затухающих колебаний, следует убедиться, что с увеличением емкости она уменьшается. Частоту колебаний рассчитывают по формуле (48).

8. Полная паразитная емкость, состоящая из собственной емкости катушки C_L, емкостей монтажа $C_м$ коаксиального кабеля для подключения осциллографа $C_к$ и входной емкости осциллографа $C_{вх,\ осц}$, составляет $C_\Sigma = C_L + C_м + C_к + C_{вх.\ осц}$ и может быть определена из системы уравнений

$$f_{(C2=0)} = f_\Sigma = 1/(2\pi\sqrt{L2C_\Sigma});$$
$$f_{(C2\neq 0)} = f_1 = 1/(2\pi\sqrt{L2\,(C_\Sigma + C2)}).$$

При решении этой системы уравнений получают следующее выражение для расчета полной паразитной емкости C_Σ через измеренные значения частот колебаний и известную емкость конденсатора $C2$:

$$C_\Sigma = f_1^2 C2/(f_\Sigma^2 - f^2{}_1).$$

9. При сборке схемы генератора схему усилителя дополняют резистором $R1$, конденсатором $C1$ и катушкой $L1$ (выводы катушки $L1$ фильтра $Z1$ включают в соответствующие гнезда).

Если генератор не возбуждается, проверяют выполнение условия баланса фаз, поменяв местами выводы катушки $L1$. Затем устанавливают конденсатор $C5 = 100$ пФ (при $C2 = 100$ пФ) и убеждаются в его влиянии на частоту генерации.

То же повторяют при $C5 = 510$ пФ.

10. Уменьшая напряжение источника питания $E_к$ и измеряя по *ИВ* выходное напряжение *ГН2*, определяют, при каком напряжении питания происходит срыв генерации.

Затем, увеличивая нагрузку (уменьшая сопротивление резистора $R4$), определяют, при каком сопротивлении нагрузки происходит срыв генерации (сопротивление резистора $R4$ измеряют АВО).

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какими параметрами схемы определяется частота колебаний в контуре ударного возбуждения?
2. Почему с уменьшением длительности импульсов возбуждения амплитуда колебаний в контуре увеличивается?
3. Как может быть изменен баланс амплитуд в исследуемой схеме автогенератора?
4. Каков физический смысл баланса фаз?
5. Как влияет сопротивление резистора $R4$ на амплитуду колебаний?

Лабораторная работа № 5

Исследование *RC*-генератора

Цель работы — изучение принципа действия двух- каскадного RC-генератора; определение условий его самовозбуждения и получения минимальных нелинейных искажений выходного сигнала (рис. 100).

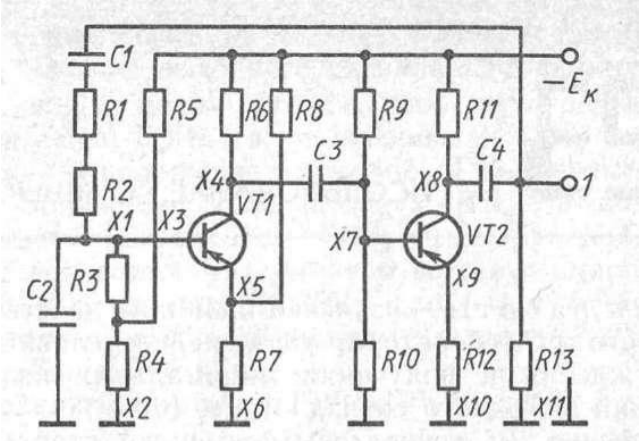


Рис. 100

Пояснения. RC-генераторы применяют главным образом Для радиотехнических измерений в диапазонах звуковых и ультразвуковых частот. На этих частотах они по сравнению с LC-генераторами обладают существенными преимуществами, поскольку на звуковых частотах элементы колебательного контура получаются громоздкими (прежде всего катушка индуктивности) и нестабильными, что определяет низкую стабильность частоты генерируемого сигнала. Кроме того, в LC-генераторах затруднена, а в некоторых случаях невозможна перестройка частоты выходного сигнала.

RC-генератор (рис. 101) состоит из усилителя звуковой частоты с коэффициентом усиления K и фазовым сдвигом $\varphi_{ус}$ и связывающей выход усилителя с его входом цепи положительной обратной связи с коэффициентом передачи β и фазовым сдвигом $\varphi_{ос}$. Схема усилителя, как и схема β-цепи, может быть любой, но неизменным остается общее требование, выполнение которого позволяет получить синусоидальный выходной сигнал: генерация должна возникать и поддерживаться на одной-единственной частоте, для которой выполняются условия самовозбуждения $K\beta = 1$ (условие баланса амплитуд) и $\varphi_{ус} + \varphi_{ос} = 2\pi$ (условие баланса фаз). Особенно широко распространены RC-генераторы с мостом Вина (рис. 102), представляющим собой четырехплечий мост переменного тока, два плеча которого содержат частото- зависимые элементы, а два других состоят из резисторов. Существует единственная частота, на которой мост балансируется. Эту частоту определяют по формуле

$$f_к = 1/(2\pi\sqrt{C1C2\,(R1 + R2)\,(R3 + R4)}\,). \qquad (49)$$

На частоте $f_к$ коэффициенты передачи левой и правой ветвей моста одинаковы и равны $^1/_3$, а фазовый сдвиг

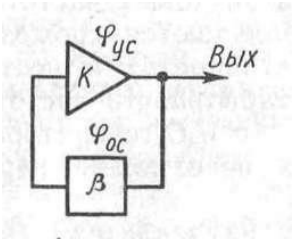


Рис. 101.

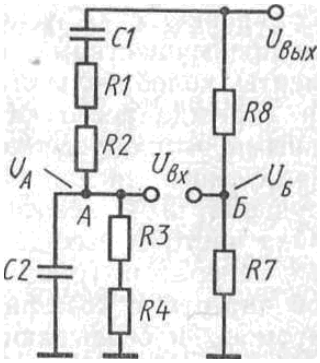


Рис. 102.

между подводимым к мосту выходным напряжением $U_{вых}$ генератора и его входным напряжением $U_{вх}$, действующим на выходе моста, равен нулю.

При малейшем отклонении частоты сигнала вверх или вниз относительно частоты $f_к$ на выходе моста появляется сигнал с фазовым сдвигом относительно входного сигнала на $\mp 90°$. Мост Вина в RC-генераторах немного расстраивают, увеличивая сопротивление резистора $R8$ (или уменьшая сопротивление резистора $R7$). В этом случае напряжение $U_А$ больше напряжения $U_Б$, а входное напряжение усилителя представляет собой разность $U_{вх} = U_А - U_Б$. Учитывая, что на частоте $f_к$ напряжение $U_А$ совпадает по фазе с напряжением $U_{вых}$, его используют для создания ПОС, а несколько меньшее напряжение $U_Б$ — для ООС.

В схеме, показанной на рис. 100, RC-ветвь моста Вина, по которой на вход усилителя (базу транзистора $VT1$) поступает сигнал ПОС, состоит из конденсатора $C1$ и $C2$ и резисторов $R1$, $R2$, $R3$ и $R4$. Параллельно резистору $R4$ по переменному току включен резистор $R5$, а нижнему плечу RC-ветви моста Вина – входное сопротивление $R_{вх.тр}$ транзистора $VT1$

Резисторная ветвь, по которой на вход усилителя (эмиттер транзистора $VT1$) поступает несколько меньший по амплитуде сигнал ООС, состоит из резисторов $R7$ и $R8$.

Двухкаскадный усилитель выполнен на транзисторах $VT1$ и $VT2$, включенных по схеме ОЭ. Следовательно, полный фазовый сдвиг от базы транзистора $VT1$ до коллектора транзистора $VT2$ составляет $360°$. Мост Вина на частоте $f_к$ не дает фазового сдвига, поэтому сигнал $U_А$ является сигналом ПОС, а сигнал $U_Б$ — сигналом ООС.

В каскад на транзисторе $VT2$ введена дополнительная внутрикаскадная ООС, сигнал которой образуется на резисторе $R12$. Резистор $R13$ служит нагрузкой генератора. Конденсаторы $C3$ и $C4$ разделительные. Постоянное режимное напряжение поступает набазу транзистора $VT1$ с резистора $R4$ через резистор $R3$. Так ослабляют влияние базового делителя на RC-ветвь моста Вина. Минимальные нелинейные искажения выходного сигнала получают при одинаковых номиналах резисторов и конденсаторов RC-ветви моста Вина:

$$R1 + R2 = R3 + R4R5/(R4 + R5) = R;\ C1 = C2 = C.$$

В этом случае генератор возбуждается на частоте

$$f_к = 1/(2\pi RC).$$

Элементы резисторной ветви моста Вина выбирают в соответствии с выражением $0{,}5\,R8 = (1 + \Delta)R7$, где Δ — часть сопротивления, на которую необходимо увеличить сопротивление резистора $R7$, чтобыполучить необходимый разбаланс моста. Обычно $\Delta = 0.01 \div 0.1$, Коэффициент усиления усилителя при $\Delta = 0{,}01$ должен превышать 900, а при $\Delta = 0{,}1$ — только 90. Лишь при таких значениях коэффициента усиления напряжения усилитель превратится в генератор.

Обычно частота RC-генераторов плавно перестраивается в пределах заданного диапазона, для чего используют сдвоенные переменные резисторы $R2$ и $R3$ или сдвоенный блок конденсаторов переменной емкости $C1$ и $C2$, но в этом случае транзистор $VT1$ должен быть обязательно полевым.

Достижимыйкоэффициент нелинейных искажений в рассмотренном RC-генераторе при тщательной его регулировке равен 1 – 2%.

Нередко в качестве резистора $R8$ используют термистор — прибор, сопротивление которого определяется проходящим током и, следовательно, рассеиваемой мощностью. При увеличении амплитуды выходного сигнала генератора ток через резистор $R8$ увеличивается, а сопротивление.уменьшается, что увеличивает глубину ООС и снижает усиление, так как коэффициент передачи цепи ООС $\beta = R7/(R7 + R8)$. Таким образом, нелинейная ООС способствует стабилизации амплитуды выходного сигнала и одновременно уменьшает коэффициент нелинейных искажений.

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл. 49 и 50 для записи результатов измерений, расчетов и режимов по постоянному току.

Таблица 49

Емкость конденсаторов $C1 = C2$		1000 пФ	0,01 мкФ	0,033 мкФ	0,1 мкФ
Частота генерации, кГц, при $R2 = R3$, кОм	1				
	3				
	10				
Амплитуда неискаженного сигнала, В, при $R2 = R3$, кОм	1				
	3				
	10				
Частота генерации расчетная, кГц, при $R2 = R3$, кОм	1				
	3				
	10				

Таблица 50

Гнездо	X3	X4	X5	X7	X8	X9	„$-E_К$“
Напряжение, В							

2. Зарисовать электрическую схему исследуемого генератора (см. Рис. 100) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л-01/23.

3. Измерить частоты генерации и максимальные амплитуды неискаженного сигнала при включении различных элементов схемы, приведенных в табл. 49, и занести результаты в эту таблицу.

4. Рассчитать частоты генерации, пользуясь формулой (49), занести результаты расчетов в табл. 49 и сравнить их с экспериментальными данными.

5. Снять и зарисовать осциллограммы напряжений в гнездах схемы, измерить постоянные составляющие напряжений и занести результаты измерений в табл. 50.

Методические указания

1. При выполнении работы используют: $R1$= 2 кОм; $R2=R3$= 1,3 и 10 кОм; $R4$=2,4 кОм; $R5$=24 кОм; $R6$= [=20к0м; $R7$— 1,2 кОм; $R8$=10 и 22 кОм (оба резистора переменные); $R9$= 51 кОм; $R10$=5,1 кОм; $R11$=3,9 кОм; $R12$ = 510 Ом; $R13$= 15 кОм; $C1$=$C2$= 1000 пФ, 0,01, 0,033 и 0,1 мкФ; $C3$=$C4$= 20 мкФ; $VT1$ и $VT2$ —транзисторы КТ361А.

2. Устанавливают на выходе *ГН2* по измерителю выхода *ИВ* стенда напряжение 12 В, для чего переводят переключатель *ИВ* в положение «ГН2 25 В», и подключают зажим *ГН2* «—» к гнезду *X11*.

3. Для возбуждения схемы ручку резистора *R8* поворачивают по часовой стрелке до упора, что соответствует его максимальному сопротивлению. Сначала используют резистор *R8* = 22 кОм, получая выходное напряжение генератора, нелинейные искажения которого малозаметны, а затем резистор *R8* = 10 кОм

4. Для наблюдения формы выходного напряжения входосциллографа подключают к гнезду 1, а вывод « ⊥ »— к гнезду *X10*.

5. Для измерения частоты выходного сигнала тумблер «ЧМ-ГЗЧ» частотомера *ЧМ* переключают в положение «ЧМ», переключатель ЧМ — в положение «100 кГц» (затем его переводят на другие диапазоны), а *ИВ*—в положение «ЧМ». Вход частотомера «f_x» подключают к гнезду *X9*, а зажим « ⊥ »— к гнезду *X6*.

6. Затем следует убедиться, что уменьшение сопротивления резистора *R8* не только уменьшает амплитуду и нелинейные искажения выходного сигнала, но и изменяет его частоту. Изменение частоты в этом случае объясняется тем, что глубина ООС сказывается на входном сопротивлении первого каскада генератора, которое шунтирует нижнюю часть полосового фильтра цепи положительной обратной связи.

7. Постоянные составляющие напряжений в схеме генератора в режиме генерации измеряют *АВМ2* на пределах «50 В», «10 В», «5 В», «1 В» и «0,5 В».

Контрольные вопросы

1. Как выполняют условия баланса фаз и амплитуд в исследуемом генераторе?
2. Каков приблизительный коэффициент усиления напряжения усилителя без обратной связи?
3. Во сколько раз надо изменить сопротивление резисторов *R2* и *R3*, чтобы частота генерации увеличилась (уменьшилась) в 10 раз?
4. В чем состоит стабилизирующее действие термистора, включенного вместо резистора *R8*?
5. Как и почему изменится форма выходного напряжения генератора при отключении конденсатора *C2*?

Лабораторная работа № 6

Исследование генератора пилообразного напряжения

Цель работы — изучение принципа действия генератора пилообразного напряжения со следящей связью (рис. 111).

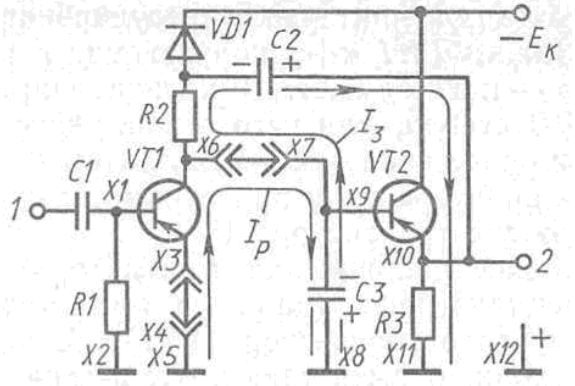


Рис. 111

Пояснения. Генератор пилообразного, или линейно изменяющегося, напряжения служит для формирования периодической последовательности импульсов пилообразной формы. Временная диаграмма выходного сигнала генератора линейно нарастающего отрицательного напряжения показана на рис. 112, а. Этот сигнал характеризуется следующими основными

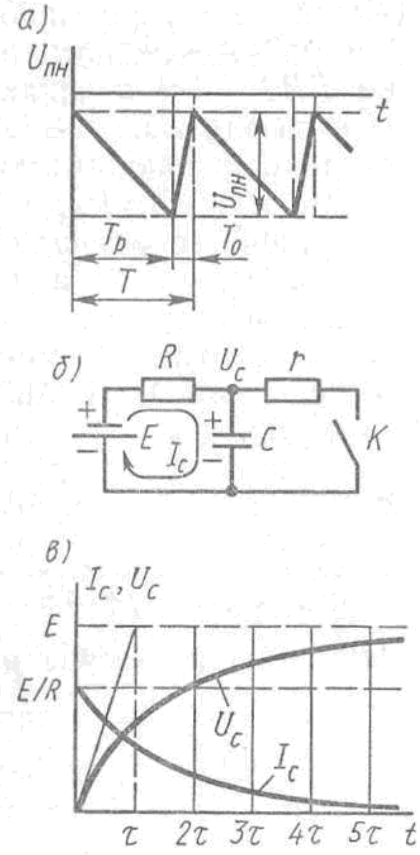


Рис. 112

параметрами: длительностью рабочего $T_р$ и обратного $T_о$ хода, периодом $T =$

$=T_р+T_о$ и частотой $f=1/T$ следования импульсов, а также амплитудой пилообразного напряжения $U_{пн}$. Основным требованием, предъявляемым к пилообразному напряжению, является линейность его изменения во время рабочего хода, так как только линейное напряжение позволяет получить, например, постоянную скорость развертки электронного луча в осциллографе.

В простейшем случае (рис. 112,б) пилообразное напряжение формируется при заряде конденсатора C от источника постоянного напряжения E через резистор R и периодическом его разряде при замыкании ключа K. Выходное напряжение такого генератора недостаточно линейно, так как конденсатор C заряжается током $I_c=(E-U_c)/R$, уменьшающимся по мере заряда. Ток и напряжение заряда конденсатора определяют по формулам $I_c=Ee^{-t/\tau}/R$; $U_C=E(1-e^{-t/\tau})$, где $e\approx 2{,}7$ — основание натурального логарифма, t — время, $\tau=RC$ — постоянная времени зарядной цепи.
Кривые, по которым изменяются ток заряда и напряжение конденсатора, называют экспонентами (рис. 112, в).

Для получения строго линейного пилообразного напряжения необходимо заряжать конденсатор током, постоянным в течение всего времени заряда. Так, заряд q конденсатора и напряжение U на его электродах связаны между собой следующим соотношением:

$$q=CU, \tag{50}$$

где C — емкость конденсатора.

Разделив левую и правую части формулы (50) на время t, перепишем ее в приращениях:

$$\Delta q/\Delta t=C\Delta U/\Delta t.$$

Левая часть уравнения представляет собой ток заряда, а правая – произведение емкости конденсатора на скорость изменения его напряжения, т.е.

$$I_c=C\Delta U/\Delta t. \tag{51}$$

Из формулы (51) следует, что напряжение конденсатора будет изменяться строго линейно, если за каждый равный интервал времени Δt оно изменится на одну и ту же величину ΔU, т. е. необходимо, чтобы $\Delta U/\Delta t=\text{const}$. Это возможно в том случае, если ток заряда конденсатора не изменяется, т. е. $I_C=\text{const}$. Такой принцип получения линейно изменяющегося напряжения используют в большинстве генераторов пилообразного напряжения.

В данной работе исследуется генератор пилообразного напряжения со следящей связью (см. рис. 111). Рассмотрим его работу начиная с момента, когда закончится импульс управления и конденсатор $C3$ полностью разрядился током разряда $I_р$ через насыщенный транзистор $VT1$. Этому моменту соответствует точка a на временных диаграммах, показанных на рис. 113, a—$д$.

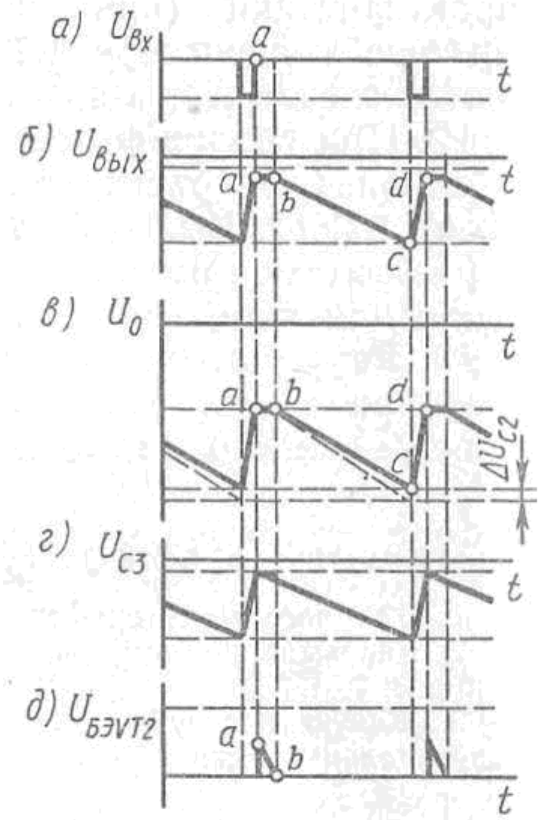


Рис. 113

Сразу после момента a транзистор $VT1$ закроется и начнется заряд конденсатора $C3$ током $I_з$, в результате чего напряжение на его верхнем электроде увеличится (рис.113, $г$). Некоторое время (интервал ab — рис.113, $д$) транзистор $VT2$ будет закрыт, так как напряжение на его эмиттере, вызванное током подзаряда конденсатора $C2$, частично разрядившегося при формировании предыдущего рабочего хода, превышает напряжение $U_{С3}$ на его базе.

В момент b напряжение $U_{С3}$ станет больше напряжения на резисторе $R3$, транзистор $VT2$ откроется и перейдет в активный режим, при котором напряжение на его эмиттере повторяет напряжение на конденсаторе $C3$. Выходное напряжение схемы суммируется с напряжением заряженного почти до напряжения источника $E_К$ конденсатора $C2$, поэтому напряжение в общей для диода $VD1$, резистора $R2$ и конденсатора $C2$ точке схемы становится больше напряжения $E_К$ на значение выходного напряжения. Диод $VD1$ закроется и в течение всего времени формирования линейно нарастающего отрицательного напряжения будет закрыт. При этом конденсатор $C3$ заряжается по цепи: $+E_К$ (корпус), $C3$, $R2$, $C2$, коллектор — эмиттер $VT2$, $-E_К$. Ток заряда конденсатора $C3$ почти не изменяется, так как напряжение на верхнем выводе резистора $R2$ следит за напряжением $U_{С3}$ на его нижнем выводе, т. е. напряжение на резисторе $R2$ в течение всего времени формирования также не изменяется. Следовательно, конденсатор $C3$ заряжается постоянным током, а напряжение на нем нарастает по линейному закону.

Некоторое снижение напряжения на резисторе $R2$ и тока заряда $I_з$ всеже происходит из-за частичногоразряда конденсатора $C2$ током заряда конденсатора $C3$. Емкость конденсатора $C3$ меньше емкости конденсатора $C2$, который поэтому разряжается незначительно и не влияет на линейность выходного напряжения генератора. В момент c (рис. 113, a) очередной импульс управления откроет транзистор $VT1$ до насыщения (см. рис. 111) и конденсатор $C3$ быстро разрядится через него почти до нуля, т. е. будет сформирован обратный ход пилообразного напряжения. При этом конденсатор $C2$ подзарядится до первоначальногонапряжения по цепи: $+E_К$ (корпус), $R3, C2, VD1$, $-E_К$. Чем меньше емкость конденсатора $C2$, тем быстрее он восстановит заряд.

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл. 55 и 56 для записи оптимальных частот импульсов управления и постоянных напряжений в схеме.

Таблица 55

Емкость конденсатора *C3*	1000 пФ		0,01 мкФ		0,1 мкФ	
Сопротивление резистора *R2*, кОм	82	51	51	33	33	20
Частота импульсов управления, кГц						

Таблица 56

Гнездо	*X1*	*X9*	*X10*	«$-E_К$»
Напряжение, В				

2. Зарисовать электрическую схему генератора пилообразного напряжения со следящей связью (см. рис. 111) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л-01/26.
3. Измерить частоту следования импульсов управления для параметров схемы, приведенных в табл. 55, и занести результаты измерений в таблицу.
4. Наблюдать изарисовать осциллограммы напряжений в гнездах $X1$, $X9$ $X10$ ив точке, общей для резистора $R2$, диода $VD1$ и конденсатора $C2$.
5. Наблюдать неоптимальное соотношение между параметрами зарядной цепи и частотой следования импульсов управления. Зарисовать осциллограммы напряжений.

6. Измерить постоянные составляющие напряжений в гнездах схемы, указанных в табл. 56, и занести результаты в эту таблицу. Указать на осциллограммах уровни постоянных составляющих.
7. Наблюдать работу генератора без конденсатора *C2*, зарисовать временные диаграммы и сравнить их с временными диаграммами, снятыми в полной схеме генератора.

Методические указания

1. При выполнении работы используют: *R*1 = 7,5 кОм; *R*2 = 20, 33, 51, 82 кОм; *R3*=2,4кОм; С1 =0,1 мкФ, |С2= 50 мкФ, *C3*= 1000 пФ, 0,01 и 0,1 мкФ; *VD1* — диод КД103А; *VT1* и *VT2* — транзисторы КТ361А; переходник *П3* две перемычки.
2. Устанавливают на выходе *ГН2* напряжение 10 В, которое измеряют *ИВ* стенда, переведя его переключатель в положение «ГН2 25 В». Зажим *ГН2* «—» подключают к гнезду «—*Eк*», а зажим «+» — к гнезду *X12*.
3. Переводят переключатель *ГПИ* «Диапазон» в положение «100 кГц», а регуляторы «Длительность» и «Амплитуда» поворачивают по часовой стрелке до упора, что соответствует максимальным длительности иамплитуде выходных импульсов *ГПИ*. Зажим *ГПИ* «⊔» подключают к гнезду / исследуемой схемы, а зажим «⊥» — к гнезду *X2*.
4. Подключают вход осциллографа к гнезду *2*, а вывод «⊥» — к гнезду *X11*.
5. Изменяют регулятором *ГЗЧ* «Частота» частоту выходных импульсов *ГПИ* так, чтобы на выходе схемы появилось пилообразное напряжение неискаженной формы, амплитуда которого равна напряжению *Eк*. Для измерения частоты следования импульсов управления тумблер «ЧМ-ГЗЧ» переключают в положение «ГЗЧ», переключатель *ИВ* — в положение «ЧМ», переключатель *ЧМ* — сначала в положение «100 кГц», а затем в положение, соответствующее измеряемой частоте.
6. Для наблюдения осциллограммы в точке соединения резистора *R2*, диода *VD1* и конденсатора *C2* включают конденсатор *C2* через переходник *П3* и подключают осциллограф к соответствующему гнезду переходника.
7. Для измерения постоянных составляющих напряжений в схеме используют *АВМ2* на пределах измерения «10 В», «5 В», «1 В» и «0,5 В». Эти измерения выполняют при любом из режимов, заданных табл. 55.

Контрольные вопросы

1. Каким током должен заряжаться конденсатор, чтобы напряжение увеличилось строго линейно?
2. Какую роль в исследуемой схеме выполняет транзистор *VT2*?
3. Каково значение конденсатора С2?
4. Как определяют время, в течение которого конденсатор полностью заряжается через резистор?
5. Где применяют линейно изменяющееся напряжение?

Лабораторная работа № 7

Исследование мультивибратора

Цель работы — изучение принципа действия мультивибратора, работающего в автоколебательном режиме; наблюдение его работы в режимах синхронизации и деления частоты (рис. 114).

Пояснения. Мультивибратор представляет собой импульсный автогенератор и предназначен для генерации периодической импульсной последовательности. Форма выходных импульсов мультивибратора близка к прямоугольной, а скважность находится в пределах от 2 до 20. Для таких генераторов характерно чередование интервалов времени, когда напряжение на выводах транзисторов изменяется медленно или не изменяется вовсе, с моментами лавинообразного и быстрого его изменения — перепадами, которые на экране осциллографа наблюдаются как разрывы.

Рассмотрим работу мультивибратора в автоколебательном режиме (рис. 115, а—г). Электрическое состояние схемы, соответствующее моменту *а*, через определенный промежуток времени повторяется, что свидетельствует об автоколебательном характере процессов в мультивибраторе.

В момент *а* транзистор $VT1$ открыт (см. рис. 114), насыщен и напряжение $U_{КVT1}$ на его коллекторе мало.

При этом конденсатор $C2$ разряжен почти до нуля, а конденсатор $C4$ заряжен почти до напряжения $E_К$ источника, причем его электрод, подключенный к базе транзистора $VT1$, заряжен положительно. Транзистор $VT2$ закрыт, напряжение на его коллекторе близко к напряжению источника $E_К$. Напряжение на базе $VT2$ приближается к нулю.

Сразу же вслед за моментом a напряжение на базе транзистора $VT2$ становится отрицательным, так как завершается разряд конденсатора $C2$ через насыщенный транзистор $VT1$, источник питания $E_К$ и резистор $R2$.

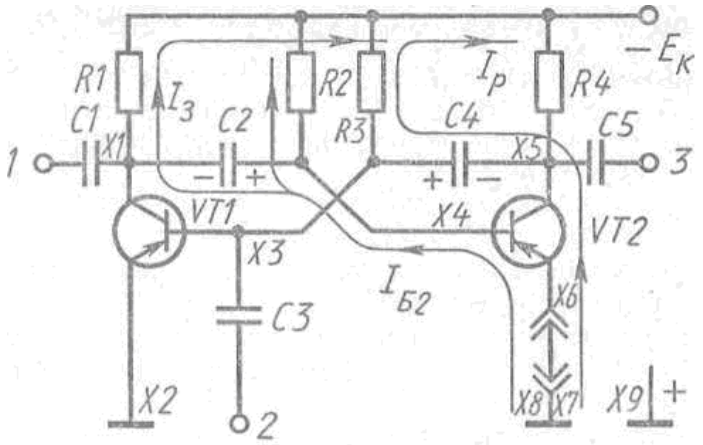


Рис. 114

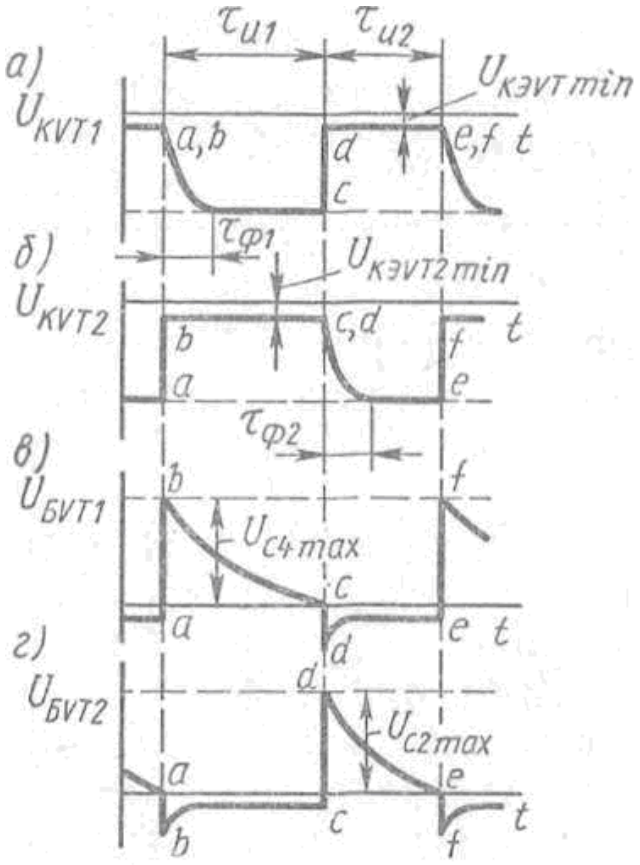


Рис. 115

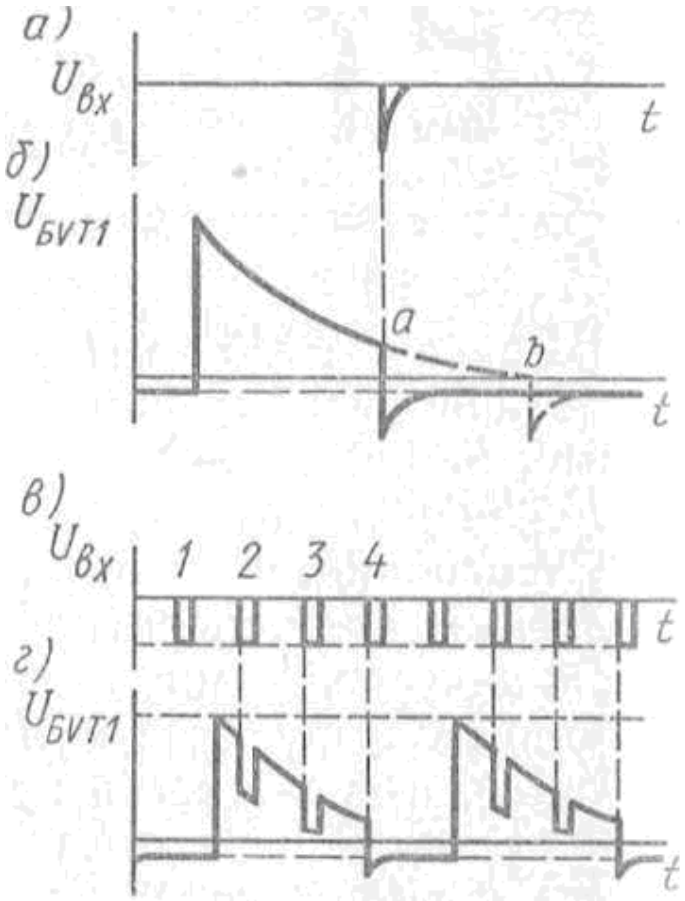


Рис. 116

Появляется ток базы транзистора $VT2$, он начинает открываться. Напряжение на его коллекторе уменьшается из-за падения напряжения на резисторе $R4$, вследствие чего начинает закрываться транзистор $VT1$, так как напряжение на его базе также уменьшается. При этом напряжение на коллекторе транзистора $VT1$ увеличивается, что приводит к увеличению напряжения на базе транзистора $VT2$ и увеличению его базового тока $I_{Б2}$, проходящего по цепи: $+E_К$ (корпус), эмиттер— база транзистора $VT2$, параллельно включенные резисторы $R1$ и $R2$. В результате транзистор $VT2$ переходит в насыщение и напряжение на его коллекторе уменьшается до $U_{КЭVT2min}$. К базе транзистора $VT1$ через насыщенный транзистор $VT2$ подключается заряженный почти до напряжения источника $E_К$ конденсатор $C4$, и транзистор $VT1$ закрывается.

Процесс переключения мультивибратора в новое временно устойчивое состояние происходит лавинообразно и завершается в момент b (см. рис. 115, а — г).

В интервале времени *bc* в схеме происходят следующие процессы:

напряжение на коллекторе транзистора $VT1$ сначала увеличивается по экспоненте, так как ток заряда $I_з$ — конденсатора $C2$ создает падение напряжения на резисторе $R1$, уменьшающееся, по мере заряда, а затем по окончании заряда

коллекторное напряжение транзистора $VT1$ становится близкимк напряжению источника $E_К$;

напряжение $U_{КЭVT2min}$ на коллекторе транзистора $VT2$ мало;

напряжение на базе транзистора $VT1$ положительное и уменьшается по экспоненте в соответствии с разрядом конденсатора $C4$ током $I_р$ по цепи: $+C4$, $R3$, $-E_К$, $+E_К$ (корпус), насыщенный $VT2$, $-C4$;

напряжение на базе транзистора $VT2$ сначала увеличивается (точка b на рис. 115, г), а затем уменьшается по экспоненте до уровня, определяемого током, проходящим через резистор $R2$. Выброс и экспоненциальный спад напряжения объясняются тем, что ток заряда конденсатора $C2$ через переход эмиттер — база транзистора $VT2$ сразу же вслед за моментом *а* близок к току коллектора транзистора $VT1$ в режиме насыщения, а затем по мере заряда конденсатора $C2$ этот ток уменьшается по экспоненте, при этом одновременно уменьшается напряжение на эмиттерном переходе транзистора $VT2$;

по окончании заряда конденсатора $C2$ ток базы транзистора $VT2$ определяется сопротивлением резистора $R2$; этот ток должен быть достаточным для удержания транзистора $VT2$ в насыщении.

В момент *с* (см. рис. 115, в) конденсатор $C4$ разряжается до нуля и начинается процесс опрокидывания схемы в первое временно устойчивое состояние. При этом появляются токи базы и коллектора транзистора $VT1$, уменьшается напряжение на его коллекторе, он открывается и переходит в насыщение, а конденсатор $C4$ заряжается через эмиттерный переход транзистора $VT1$. Временно устойчивое состояние длится до момента e (см. рис. 115, *г*), пока конденсатор $C2$ не разрядится до нуля. Таким образом, электрическое состояние мультивибратора в момент *е* такое же, как в момент *а*, т. е. в схеме происходит автоколебательный процесс. Длительности импульсов мультивибратора

$$\tau_и \approx 0{,}7RC;\ T \approx 1{,}4RC;\ f = 1/(1{,}4RC).$$

$$\tau_{ф1} = 2{,}3R1C2;\ \tau_{ф2} = 2{,}3R4C4.$$

$$\tau_{и1} \approx 0{,}7R3C4;\ \tau_{и2} \approx 0{,}7R2C2,$$

а частота и период их следования

$$f = 1/[0{,}7(R3C4 + R2C2)]; \tag{52}$$

$$T = 0{,}7(R3C4 + R2C2). \tag{53}$$

Если номинальные значения времязадающих элементов схемы попарно одинаковы, т. е. $R2 = R3 = R$ и $C2 = = C4 = C$, мультивибратор становится симметричным и генерирует импульсы со скважностью 2. Временные пара-

метры выходного сигнала симметричного мультивибратора определяют по формулам

Длительность фронтов отрицательных перепадов на коллекторах транзисторов определяют по формулам

Мультивибратор хорошо синхронизируется импульсами внешнего генератора, частота которых несколько выше частоты свободных колебаний (рис. 116, а, б). В автоколебательном режиме транзистор открывается в момент b. Синхроимпульс открывает транзистор несколько раньше — в момент а. При этом схема принудительно переходит во второе временно устойчивое состояние, при котором транзистор $VT1$ открыт и насыщен, а транзистор $VT2$ закрыт. Продолжительность этого состояния определяется постоянной цепи разряда конденсатора $C2$ через резистор $R2$. Затем схема возвращается в первое временно устойчивое состояние. При очередном импульсе синхронизации процесс повторяется. Таким образом, стабильность частоты колебаний мультивибратора определяется стабильностью частоты синхроимпульсов.

Мультивибратор способен работать в режимеделения частоты (рис. 116,е, г). На базу транзистора $VT1$ подается импульсная последовательность $U_{вх}$, частота которой в несколько раз выше частоты свободных колебаний. Амплитуду импульсов подбирают так, чтобы принудительное опрокидывание схемы происходило под действием второго, третьего, четвертого импульса и т. д. Соответственно частота выходного сигнала будет ниже частоты входной импульсной последовательности $U_{вх}$ в два, три, четыре раза и т. д.

Мультивибратор работает устойчиво при коэффициенте деления менее 10.

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл. 57 и 58 для записи результатов измерений, расчетов и режимов по постоянному току.

2. Зарисовать электрическую схему исследуемого мультивибратора (см. рис. 114) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л-01/27.

3. Измерить временные параметры выходного сигнала мультивибратора для приведенных в табл. 57 номиналов элементов схемы и занести результаты измерений в эту таблицу. Рассчитать эти же параметры схемы, пользуясь формулами (52) и (53), занести результаты расчетов в табл. 57 и сравнить их с измеренными.

4. Измерить постоянные составляющие напряжений на выводах транзисторов мультивибратора в автоколебательном режиме и занести результаты в табл. 58.

5. Наблюдать и зарисовать осциллограммы напряжений в гнездах $X1$, $X3$, $X4$, $X5$ и 3, а также отметить горизонтальными линиями уровни постоянных составляющих напряжений.

Таблица 57

Емкость конденсаторов $C2 = C4$		1000 пФ		0,01 мкФ		0,1 мкФ	
Сопротивление резисторов $R2 = R3$, кОм		51	33	51	33	51	33
Период следования импульсов T, мс	измеренный						
	расчетный						
Частота следования импульсов f, кГц	измеренная						
	расчетная						

Таблица 58

Гнездо	$X1$	$X2$	$X4$	$X5$	«$-E_К$»
Напряжение, В					

6. Наблюдать работу мультивибратора в режимах синхронизации и деления частоты. Зарисовать осциллограммы напряжений, действующих на базах транзисторов, в едином масштабе времени. Убедиться, что изменение времязадающих элементов цепей в определенных пределах не нарушает синхронизацию.

Методические указания

1. При выполнении работы используют: $R1 = R4 =$ 2 кОм; $R2$=33, 51 и 100 кОм (переменный); $R3$=51 и 33 кОм; $C1 = C2 =$ 0,022 мкФ; $C2 = C4$= 1000 пФ, 0,01 и 0,1 мкФ; $C5$ =0,033 мкФ; $VT1$ и $VT2$ —транзисторы КТ361А, перемычку.

2. Устанавливают на выходе *ГН2* по *ИВ* стенда напряжение 10 В, для измерения которого переключатель *ИВ* переводят в положение «ГН2 25 В». Зажим *ГН2 «—»* подключают к гнезду «$-E_К$», а зажим «+» — к гнезду $X9$.

3. Для измерения временных параметров колебаний мультивибратора вход осциллографа подключают к гнезду 3, а вывод «⊥» — к гнезду $X9$.

4. Для измерения постоянных составляющих напряжений в схеме используют *АВМ2* на пределах «10 В», «5 В», «1 В» и «0,5 В».

5. Для наблюдения осциллограмм используют открытый вход осциллографа.

6. Для синхронизации мультивибратора используют *ГПИ* стенда и съемные элементы $R2 = R3 = 51$ кОм, $C2 = C4 = 0{,}01$ мкФ. Частоту синхроимпульсов

устанавливают 2 кГц. Для ее измерения используют *ЧМ* стенда, переключив тумблер «ЧМ-ГЗЧ» в положение «ЧМ», а переключатель *ЧМ* — в положение «10 кГц». Переключатели *ГЗЧ* и *ГПИ* «Диапазон» устанавливают в положение «10 кГц». Частоту синхроимпульсов подбирают регулятором *ГЗЧ* «Частота». Регуляторы *ГПИ* «Длительность» и «Амплитуда» поворачивают по часовой стрелке до упора, что соответствует максимальной длительности синхроимпульсов для этого диапазона и максимальной амплитуде.Зажим *ГПИ* «⊓» подключают к гнезду *2*,
а зажим «⊥» — к гнезду *X2*.

7. Для наблюдения эффективности синхронизации устанавливают резистор $R2 = 100$ кОм (переменный). Сняв импульс синхронизации, регулируют сопротивление переменного резистора $R2$ до получения импульсной последовательности со скважностью *2*. Затем вводят синхронизацию и убеждаются, что при небольшом повороте движка резистора $R2$ синхронизация сохраняется. Уменьшая до нуля амплитуду синхроимпульсов, убеждаются, что мультивибратор возвращается в автоколебательный режим.

8. Для наблюдения режима деления частоты увеличивают частоту синхроимпульсов и сравнивают полученную осциллограмму с временной диаграммой, показанной на рис. 116, г. Наблюдают деление частоты на 2, 3, 4 и т. д.

Контрольные вопросы

1. Каково назначение мультивибратора?
2. Какие элементы схемы мультивибратора определяют временные параметры его выходного сигнала?
3. Как регулируют частоту и скважность импульсной последовательности на выходе мультивибратора?
4. Какова максимальная скважность выходного сигнала мультивибратора?

Лабораторная работа № 8

Исследование ждущего мультивибратора с эмиттерной связью

Цель работы — изучение принципа действия ждущего мультивибратора; экспериментальное подтверждение расчетных соотношений для определения его параметров, влияющих на длительность выходных импульсов (рис. 124).

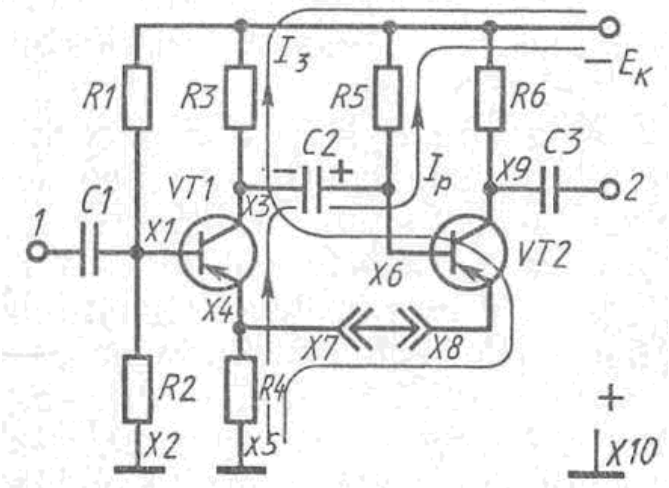


Рис. 124

Пояснения. В импульсной технике широкое распространение получили схемы, предназначенные для формирования импульсов прямоугольной формы и определенной длительности из импульсов произвольной формы и длительности. Примером таких схем является ждущий мультивибратор с эмиттерной связью. В исходном устойчивом состоянии схемы транзистор $VT1$ закрыт, так как $|U_{R2}| < |U_{R4}|$, а транзистор $VT2$ открыт и насыщен, так как $|U_{БVT2}| > |U_{R4}|$. Напряжение на коллекторе транзистора $VT1$ близко к напряжению источника $E_К$, а напряжение на базе $VT2$ — к напряжению U_{R4} и невелико. Поэтому конденсатор $C2$ заряжен до напряжения, близкого к напряжению источника $E_К$.

Пусть в момент а (рис. 125, $a - e$) на вход схемы поступит отрицательный импульс $U_{вх}$, амплитуда которого достаточна, чтобы открылся транзистор $VT1$. На коллекторе транзистора $VT1$ (см. рис. 124) появится положительный перепад напряжения и соответствующий ему импульс поступит через конденсатор $C2$ на базу транзистора $VT2$ и закроет его. При этом эмиттерный ток транзистора $VT2$ уменьшится до нуля, что приведет к уменьшению напряжения на общем эмиттерном резисторе $R4$, так как эмиттерный ток открытого и насыщенного транзистора $VT1$ меньше (сопротивление резистора $R3$ должно быть больше сопротивления резистора $R6$). Схема перейдет во временно устойчивое состояние, которое сохранится и после окончания входного импульса, так как транзистор $VT2$ удерживается в закрытом состоянии напряжением на

конденсаторе $C2$ (положительно заряженный электрод конденсатора $C2$ присоединен к базе транзистора $VT2$ через насыщенный транзистор $VT1$).

Конденсатор $C2$ перезаряжается током $I_р$ по цепи: $R5 - E_К + E_К$ (корпус), $R4$, эмиттер—коллектор транзистора $VT1$, — $C2$. При этом напряжение на базе транзистора $VT2$ уменьшается, он открывается (момент b на рис.125, б) и появляется его эмиттерный ток, вследствие чего увеличивается напряжение на эмиттерном резисторе $R4$. Транзистор $VT1$ под действием этого напряжения начинает закрываться, напряжение на его коллекторе увеличивается и

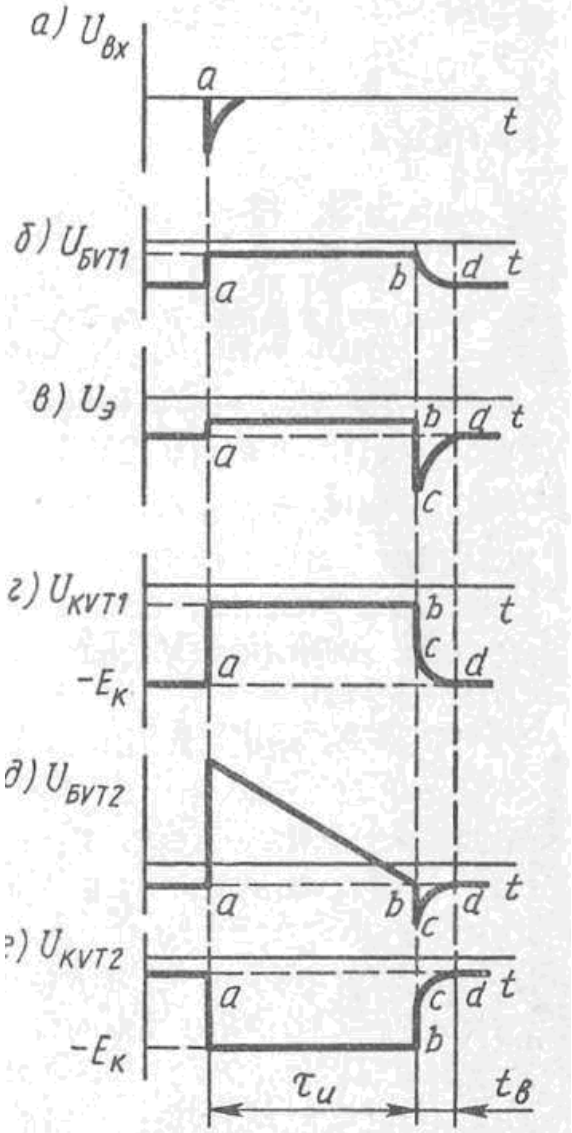


Рис. 125

конденсатор $C2$ заряжается током $I_з$ по цепи: $+E_К$ (корпус), $R4$, эмиттер — база транзистора $VT2$ $C2$, $R3$, $-E_К$. В результате транзистор $VT2$ переходит в насыщение, а транзистор $VT1$ закрывается падением напряжения на резисторе $R4$, т. е. схема возвращается в устойчивое состояние. Этот процесс происходит лавинообразно (момент с на рис. 125, в — е).

Схема будет готова для генерации очередного импульса после того, как завершится заряд конденсатора $C2$. Временем его заряда определяется время восстановления

$t_в$(интервал cd). При поступлении очередного импульса $U_{вх}$ в пределах интервала времени cd схема или вообще не срабатывает, или выходной импульс имеет меньшие амплитуду и длительность.
Длительность импульса, генерируемого ждущим мультивибратором,

$$\tau_и \approx 0{,}7R5C2, \tag{54}$$

а время восстановления

$$t_в = (4 \div 5)C2(R3 + R4). \tag{55}$$

Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл. 64 и 65 для записи результатов измерений и расчетов, а также режимов по постоянному току.

1. Зарисовать электрическую схему ждущего мульти вибратора (см. рис.

Таблица 64

Емкость конденсатора $C2$, мкФ		0,01	0,022	0,033
Измеренная длительность импульса $\tau_и$, мс, при	$R5 = 15$ кОм			
	$R5 = 33$ кОм			
Рассчитанная длительность импульса $\tau_и$, мс, при	$R5 = 15$ кОм			
	$R5 = 33$ кОм			
Время восстановления $t_в$, мс				

Таблица 65

Гнездо	$X1$	$X3$	$X4$	$X6$	$X9$	«$-E_К$»
Напряжение, В						

126) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л-01/31.

2. Измерить и рассчитать по формулам (54) и (55) параметры выходного сигнала в соответствии с данными табл. 64, занося в нее результаты расчетов и измерений.

4. Снять и зарисовать осциллограммы напряжений, действующих в гнездах $X1$, $X3$, $X4$, $X6$, $X9$ и 2.
5. Наблюдать плавное изменение длительности выходного импульса при включении переменного резистора *R5* и уменьшении напряжения питания.
6. Измерить постоянные напряжения в схеме, находящейся в устойчивом состоянии, и занести результаты измерений в табл. 65.

Методические указания

1. При выполнении работы используют: $R1$ = 51 кОм; $R2$ = 8,2 кОм, $R3$ =2 кОм, $R4$ =120 Ом, $R5$ = 15 и 100 кОм (переменный), $R6$ = 1,6 кОм; $C1$ = 510 пф, $C2$ = 0,01, 0,022, 0,033 мкФ, $C3$ = 0,022 мкФ; $VT1$ и $VT2$ — транзисторы КТ361А; перемычку.
2. Устанавливают на выходе *ГШ* по *ИВ* стенда напряжение 10 В. Зажим *ГН2* «—» подключают к гнезду «$-E_к$», а зажим «+» к гнезду $X10$.
3. Устанавливают на выходе *ГЗЧ* сигнал частотой 1 кГц, измеряя частоту *ЧМ* стенда, для чего тумблер «ЧМ-ГЗЧ» переводят в положение «ГЗЧ», переключатель *ЧМ* — в положение «5 кГц», а переключатель *ИВ* — в положение «ЧМ». Переключатель *ГПИ* «Диапазон» устанавливают в положение «100 кГц», регулятор «Длительность» поворачивают против часовой стрелки до упора, что соответствует минимальной длительности выходных импульсов *ГПИ,* а регулятор «Амплитуда» — до упора по часовой стрелке, что соответствует максимальной амплитуде импульсов. Зажим *ГПИ* «⊓» подключают к гнезду 1 исследуемой схемы, а зажим «⊥» к гнезду $X2$.
3. Подключают открытый вход осциллографа поочередно к гнездам $X1$, $X3$, $X4$, $X6$, $X9$ и 2, а вывод «⊥» соединяют с гнездом $X5$.
4. Для измерения постоянных напряжений в схеме используют *АВМ2* на пределах «10 В», «5 В», «1 В» и «0,5 В». Если необходимо одновременно включить осциллограф и *АВМ2,* зажим $ABM2$ «+» соединяют с зажимом «⊥» милливольтметра МВ стенда,который внутренним монтажом, соединен с зажимом «⊥» *ГПИ,* а через него с гнездами $X2$ $X5$, $X10$. Зажим $ABM2$ «—» соединяют с гнездами, в которых измеряют напряжения.
5. Осциллограммы снимают при $R5$ = 15 кОм, $C2$ = = 0,033 мкФ и частоте входных импульсов 1 кГц.
6. Для плавной регулировки длительности выходных импульсов включают $R5$ = 100 кОм (переменный) и $C2$ = 0,033 мкФ.
7. Питающее напряжение уменьшают регуляторами $ГН2$ «Грубо» и «Точно», контролируя его по *ИВ* стенда,

переключатель которого переводят в положение «ГН2 25 В».

Контрольные вопросы

1. Для чего используют ждущие мультивибраторы?
2. Каковы отличия ждущего мультивибратора от симметричного?
3. Чем определяется амплитуда входных импульсов?
4. От чего зависит длительность выходных импульсов?
5. Чем ограничивается максимальная частота входных импульсов?

Список литературы

Основная литература

1. Максина Е.Л. Электроника [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Максина Е.Л.— Электрон. текстовые данные.— Саратов: Научная книга, 2012.— 159 с.— Режим доступа: http://www.iprbookshop.ru/6270.— ЭБС «IPRbooks», по паролю.

Дополнительная литература

1. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: учебник в 2 ч. Ч.1. Электронные устройства информационной автоматики / В.А. Скаржепа, А.Н. Луценко; под общ. ред. А.А. Краснопрошеной. – Киев: Выща школа. 1989. – 430 с. – 50 экз.
2. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с. – 82 экз.

Приложение. *Образец титульного листа отчета по лабораторной работе*

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Тульский государственный университет»

Институт высокоточных систем им. В.П. Грязева
Кафедра «Приборы управления»

Отчет
по лабораторной работе №
«*Название лабораторной работы*»

по дисциплине

«Физические основы электроники»

Выполнил: студент гр. *XXXXXX*
Фамилия И.О.
Проверил: *уч. степень*, *Фамилия И.О.*

Тула 20*XX* г.