

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»  
« 22 » января 20 24 г., протокол № 1

Заведующий кафедрой

\_\_\_\_\_ В.В. Матвеев

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ**  
**по проведению лабораторных занятий**  
**по дисциплине (модулю)**  
**«Электроника»**

**основной профессиональной образовательной программы**  
**высшего образования – программы бакалавриата**

по направлению подготовки  
**12.03.03 Фотоника и оптоинформатика**

с направленностью (профилем)  
**Интеллектуальные фотонные системы**  
Форма обучения: очная

Идентификационный номер образовательной программы: 120303-01-24

Тула 2024 год

**Разработчик методических указаний:**

Алалуев В.В., доц. каф., к.т.н., \_\_\_\_\_



## Содержание

Лабораторная работа №1. Исследование полупроводниковых диодов.....	4
Лабораторная работа №2. Исследование стабилитрона и стабилистра.....	8
Лабораторная работа №3. Исследование параметрического стабилизатора напряжения.....	12
Лабораторная работа №4. Исследование туннельного и обращенного диодов .....	18
Лабораторная работа №5. Исследование биполярного транзистора, .....	25
включенного по схеме с общей базой.....	25
Лабораторная работа №6. Исследование биполярного транзистора, включенного с общим эмиттером .....	33
Лабораторная работа №7. Исследование полевого транзистора.....	37
Лабораторная работа №8. Исследование тиристора .....	42
Лабораторная работа №9. Режим каскада с общим эмиттером по постоянному току .....	46
Лабораторная работа №10. Исследование усилителя напряжения.....	51
звуковой частоты на транзисторе.....	51
Лабораторная работа №11. Исследование эмиттерного повторителя.....	57
Лабораторная работа №12. Исследование двухтактного усилителя мощности .....	60
Лабораторная работа №13. Исследование двухполупериодной схемы выпрямления.....	68
Лабораторная работа №14. Исследование мостовой схемы выпрямления.....	74
Лабораторная работа №15. Исследование компенсационного стабилизатора напряжения ....	77
Лабораторная работа №16. Исследование схем на операционных усилителях .....	82
Список литературы .....	92

## 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 р - n - переход и имеет два вывода от р 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 р-п - 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,б. 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;

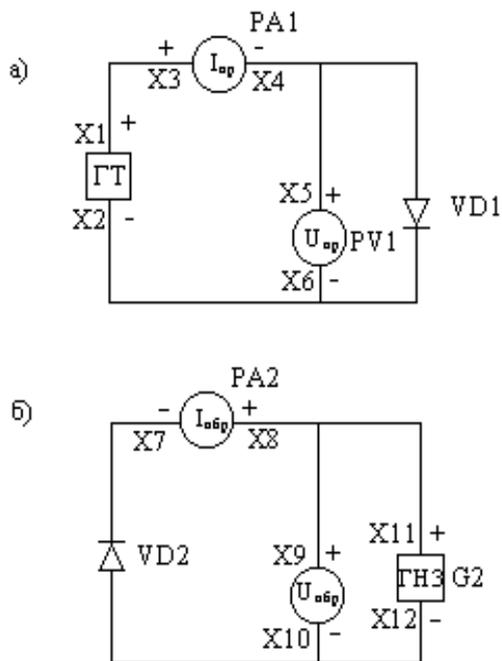


Рис. 1

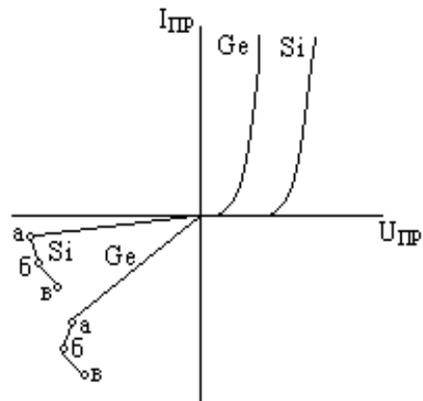


Рис. 2

- 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 амплитуды (до 0,3 В). Кремниевые диоды при подаче на них сигналов такой амплитуды одинаково плохо проводят ток, как в прямом, так и в обратном направлениях. Кремниевые диоды 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°C, тогда как германиевые могут работать только до 70°C.

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

- постоянное прямое напряжение  $U_{пр}$  при определенном для каждого диода постоянном прямом токе или среднее прямое напряжение  $U_{пр.ср}$  в схеме однополупериодного выпрямителя при определенном среднем прямом токе  $I_{пр.ср}$  и максимально допустимом обратном напряжении;

- постоянный обратный ток  $I_{обр}$  при определенном постоянном обратном напряжении, или средний обратный ток  $I_{обр.ср}$  в схеме однополупериодного выпрямителя при максимально допустимом обратном напряжении и определенном среднем прямом токе;

- максимально допустимое постоянное обратное напряжение  $U_{обр.мах}$ ;

- 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 пробой р-n-перехода. Электрический пробой может

быть лавинным или туннельным и не сопровождаться разрушением р-п-перехода (участок аб на рис.2). Тепловой пробой, как правило, приводит к разрушению р-п-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,б, 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;

РА1 ( $I_{ПР}$ ) - АВМ1 на пределе измерений << 10 мА >>;

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

VD1 - исследуемые диоды Д9 и КД103.

2. При выполнении пункта 5 используют:

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

РА2 ( $I_{\text{ОБР}}$ ) – АВО на пределах измерения  $\ll 0,1\text{мА} \gg$  и  $\ll 0,01\text{мА} \gg$ ;

PV2 ( $U_{\text{ОБР}}$ ) – АВМ2 на пределе измерения  $\ll 100\text{В} \gg$ .

### **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;

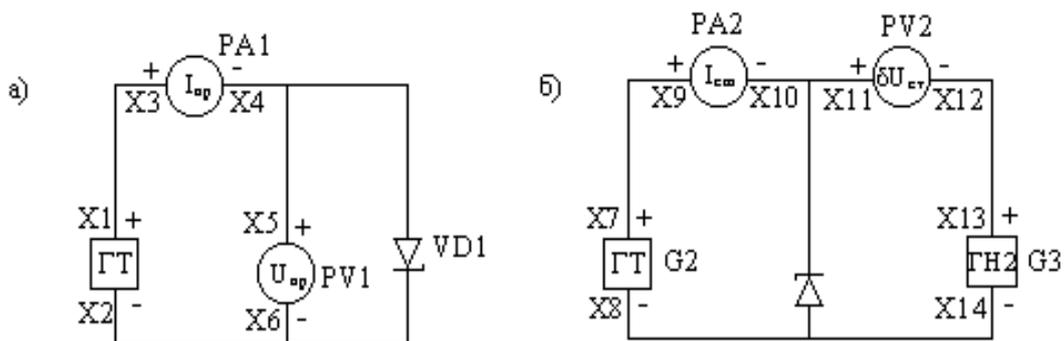


Рис. 3

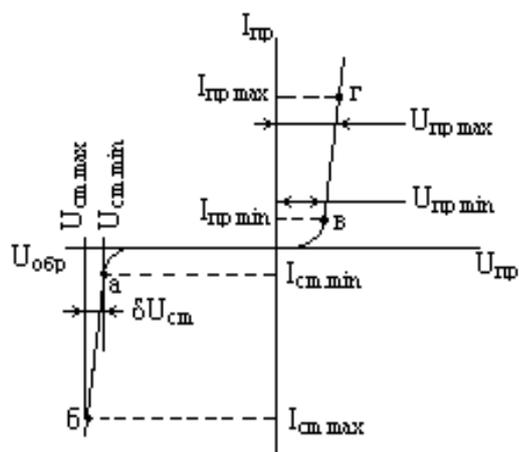


Рис. 4

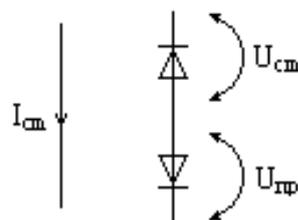


Рис. 5

-температурный коэффициент напряжения стабилизации  $\alpha_{СТ}$ , показывающий на сколько процентов изменяется напряжение стабилизации  $U_{СТ}$  при изменении температуры окружающей среды на 1 К;

-дифференциальное сопротивление  $r_{СТ}$ , определяющее стабилизирующие свойства прибора и показывающее, как напряжение стабилизации зависит от тока;

$$r_{СТ} = \frac{U_{СТ.МАХ} - U_{СТ.МИН}}{I_{СТ.МАХ} - I_{СТ.МИН}} \quad (1)$$

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

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

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

В стабилизаторах напряжения, работающих в широком диапазоне температур, используют прецизионные стабилитроны с внутренней термокомпенсацией, в которых последовательно их р-п-переходу включен в прямом направлении обычный кремниевый р-п-переход с отрицательным температурным коэффициентом прямого напряжения (рис.5).

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

$$r_{СТАБ} = \frac{U_{ПР.МАХ} - U_{ПР.МИН}}{I_{ПР.МАХ} - I_{ПР.МИН}} \quad (2)$$

### 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 напряжения 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 стабилитора по формулам (1) и (2).

### Методические указания

1. При выполнении пункта 5 используют:

G1 (ГТ) – генератор тока стенда;  
РА1 (ИПР) - АВМ1 на пределах измерения  $\ll 10 \text{ мА} \gg$  и  $\ll 5 \text{ мА} \gg$ ;

PV1 (УПР) - АВМ2 на пределах измерения  $\ll 1 \text{ В} \gg$  и  $\ll 0,5 \text{ В} \gg$ ;  
VD1 – стабилитрон Д814А.

2. При выполнении пункта 6 используют:

G2 (ГТ) – генератор тока стенда;

РА2 (ИСТ) - АВМ1 на пределе измерения  $\ll 10 \text{ мА} \gg$ ;

PV2 ( $\delta$ УСТ) - АВМ2 на пределах измерения  $\ll 10 \text{ В} \gg$ ; обратное напряжение измеряют, закоротив гнезда X13 и X14.

3. При выполнении пункта 7 используют:

G2 (ГТ) – генератор тока стенда;

РА2 (ИСТ) - АВМ1 на пределе измерения  $\ll 10 \text{ мА} \gg$ ;

PV2 ( $\delta$ УСТ) - АВО на пределах измерения  $\ll 5 \text{ В} \gg$ ,  $\ll 1 \text{ В} \gg$ ,  $\ll 0,5 \text{ В} \gg$ ,  $\ll 0,1 \text{ В} \gg$ ;

G3 (ГН2) – генератор напряжения стенда;

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

Затем его подключают и, изменяя выходное напряжение ГН2 ручкой  $\ll \text{Точно} \gg$ , добиваются нулевого показания АВО на пределе 0,1В. Увеличивают ток через стабилитрон в соответствии с данными табл.5; при этом прибор PV2 ( $\delta$ УСТ) 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 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:

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

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  $U_{огр}$  и незначительно на стабилитроне и нагрузке, поскольку рабочий участок ВАХ стабилитрона все же имеет некоторый наклон по отношению к оси  $I_{обр}$ . При изменении нагрузки происходит перераспределение токов  $I_{ст}$  и  $I_{н}$  между стабилитроном и нагрузкой, а общий ток  $I_{вх}$  остается неизменным.

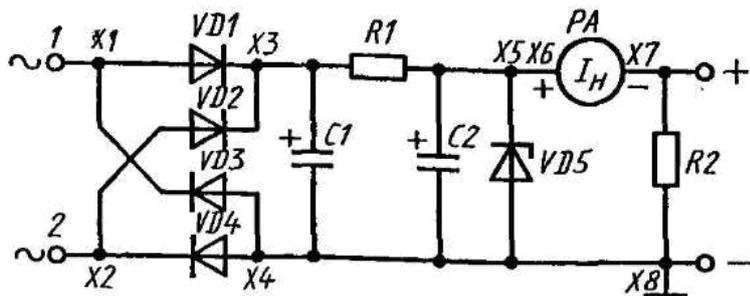


Рис. 49

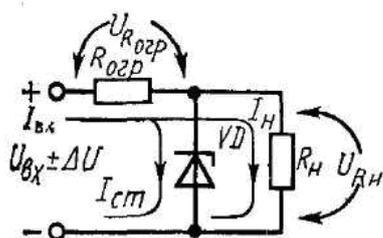


Рис. 50

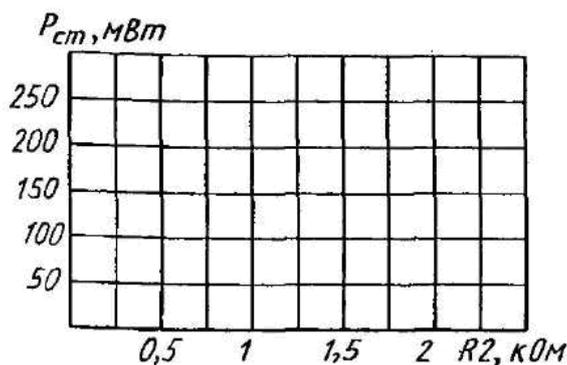


Рис. 51

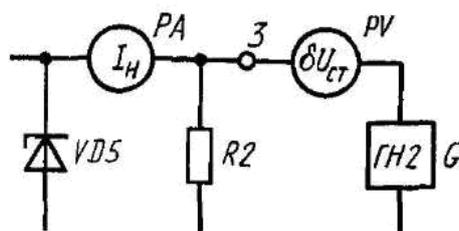


Рис. 52

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  $k_{ст} = 20 - 30$ . Большой  $k_{ст}$  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  $R_{огр}$ :

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

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 стабилизатора рассчитывают по формуле

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

Важным параметром стабилизатора является его выходное сопротивление

$$R_{вых} = \Delta U'_{Rн} / \Delta I_{н}, \quad (18)$$

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):

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

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 токов в различных точках схемы стабилизатора, а также координатные оси (рис. 51) для построения зависимости мощности, выделяющейся на стабилизаторе, от сопротивления нагрузки для двух значений входного напряжения:

$U_1 = 15$  В и  $U_2 = 17,25$  В (масштаб по осям:  $P_{ст}$  — в 1 см 50 мВт;  $R_2$  — в 1 см 0,25 кОм).

Таблица 20

Напряжение сети	$U_1 = 15 \text{ В}$				$U_2 = 17,25 \text{ В}$			
	$0,51$	$1$	$1,6$	$\infty$	$0,51$	$1$	$1,6$	$\infty$
$R_2 (R_H), \text{ кОм}$								
$I_H, \text{ мА}$								
$U_{R_2} (U_{R_H}), \text{ В}$								
$\Delta U_{R_2}, \text{ мВ}$								
$U_{C_1}, \text{ В}$								
$\Delta U_{C_1}, \text{ мВ}$								
$U_{R_1} = U_{C_1} - U_{R_2}, \text{ В}$								
$I_{\text{вх}} = U_{R_1} / R_1, \text{ мА}$								
$I_{\text{ст}} = I_{\text{вх}} - I_H, \text{ мА}$								
$P_{\text{ст}} = I_{\text{ст}} U_{R_2}, \text{ мВт}$								

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  $I_H$  и напряжение  $U_{R_2} (U_{R_H})$  на ней, а также напряжение пульсаций на нагрузке  $\Delta U_{R_2}$ , напряжение на первом конденсаторе фильтра  $U_{C_1}$  и напряжение пульсаций на этом конденсаторе  $\Delta U_{C_1}$ . Результаты измерений занести в табл. 20.

4. Вычислить напряжение  $U_{R_1}$  на ограничивающем резисторе (на рис. 50 — это резистор  $R_{\text{огр}}$ ), входной ток  $I_{\text{вх}}$  стабилизатора, ток  $I_{\text{ст}}$  через стабилитрон и рассеиваемую на нем мощность  $P_{\text{ст}}$ . 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  $R_1$  при коротком замыкании на выходе стабилизатора и максимальном напряжении сети (17,25 В), пользуясь формулой (16), в которой  $R_{\text{огр}} = R_1$ .

7. Рассчитать максимальную мощность, рассеиваемую на стабилитроне при холостом ходе на выходе стабилизатора (при отключенном резисторе нагрузки  $R_2$ ) и максимальном напряжении сети (17,25 В), пользуясь формулой (17).

8. Измерить основные составляющие нестабильности выходного напряжения  $\Delta U_{R_H}^I$  и  $\Delta U_{R_H}^{\text{н}}$  (на рис. 50 резистор  $R_2$  обозначен  $R_H$ ). Вычислить выходное сопротивление и коэффициент стабилизации схемы, используя формулы (18) и (19).

## Методические указания

1. При выполнении работы используют:  $R1 = 510 \text{ Ом}$ ;  $R2 = 510 \text{ Ом}$ ;  $1 \text{ кОм}$ ;  $1,6 \text{ кОм}$ ;  $C1 = C2 = 50 \text{ мкФ}$ ; 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  $I_n$  измеряют АВМ2 на пределах «50 мА», «10 мА», а напряжения — АВМ1 на пределах «25 В» и «10 В». Пульсации напряжений  $\Delta U_{C1}$  и  $\Delta U_{C2}$  на конденсаторах  $C1$  и  $C2$  измеряют осциллографом. Напряжения  $U_{C2}$ ,  $U_{CT}$  и  $U_{RH}$  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  $\delta U_{ct}$  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  $R2 = 510 \text{ Ом}$  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  $U''_{RH}$ .

5. Выходное сопротивление стабилизатора рассчитывают по формуле (8), где  $\Delta I_n$  — приращение тока нагрузки, соответствующее условиям измерения  $U''_{RH}$ , ( $\Delta I_n$  равен току нагрузки при  $R2 = 510 \text{ Ом}$ , так как минимальный ток нагрузки при  $R2 = \infty$  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  $C1$  при напряжении 15 и 17,25 В на входе выпрямителя;

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

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

## **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 №4. 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 *nv* 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 *p-n*-переходе (рис. 16, а) превышает ширину запрещенной зоны ( $E_g$ ), поэтому валентная зона ( $B_3$ ) *p*-области и зона проводимости ( $ЗП$ ) *n*-области перекрываются — интервал *a*.

Одну часть интервала *a* составляют уровни энергии, заполненные электронами, другую — свободные уровни. Разумеется, между занятыми и свободными частями интервала *a* нет столь резкой границы, и распределение электронов по энергиям изменяется плавно, причем коли

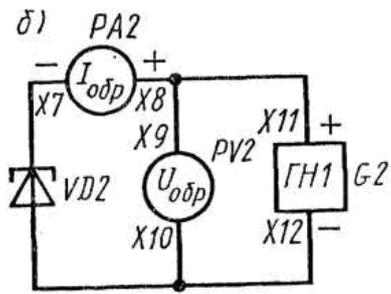
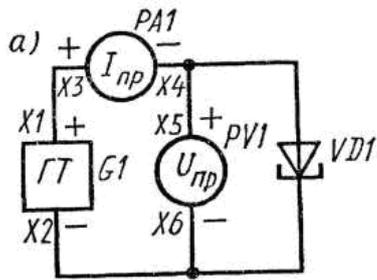


Рис. 14

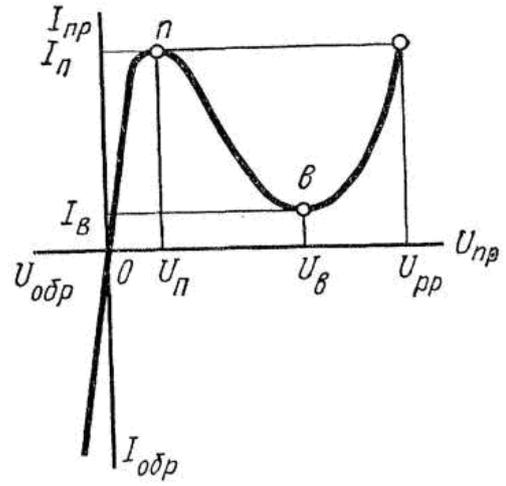


Рис. 15

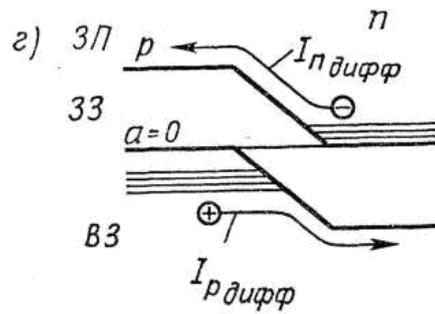
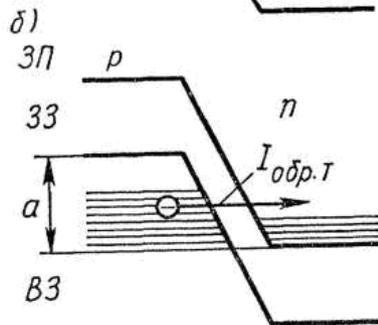
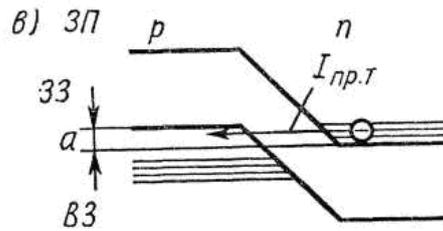
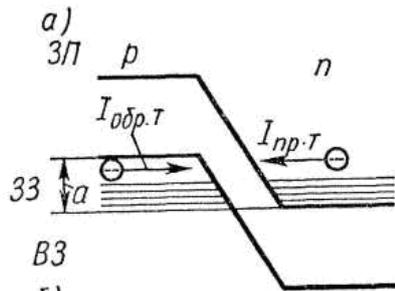


Рис. 16

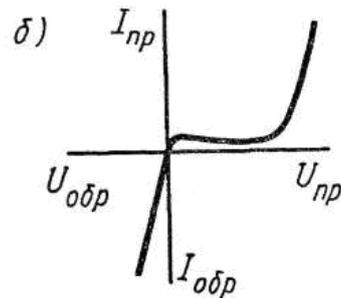
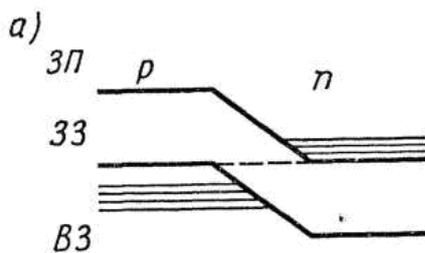


Рис. 17

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  $a$  (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  $n$ , в которой ток  $I_{пр.т}$  достигает максимального значения, называемая пиком характеристики, определяет ток  $I_n$  и напряжение  $U_n$  пика ВАХ туннельного диода.

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

Из зонной диаграммы, соответствующей точке впадины  $v$  (рис. 16, г), следует, что энергетические зоны не перекрываются ( $a = 0$ ), т. е. туннельный ток невозможен. Диффузионная составляющая тока при напряжении  $U_v$  впадины невелика. Существование тока впадины объясняется другим механизмом туннелирования при сквозной 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  $v$ . При прямом напряжении, большем через диод проходит диффузионный ток.  $U_v$ ,

Основными параметрами туннельного диода являются;

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

Обращенные диоды являются разновидностью туннельных и также изготавливаются из вырожденных полупроводников, но с несколько меньшей концентрацией примесей. Зонная диаграмма обращенного диода при отсутствии внешнего напряжения показана на рис. 17, а. Обратное напряжение увеличивает потенциальный барьер. При этом перекрываются  $V3$   $p$ -области и  $3П$   $n$ -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.

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										

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, б, снять обратную ветвь ВАХ и занести результаты измерений в табл. 7.

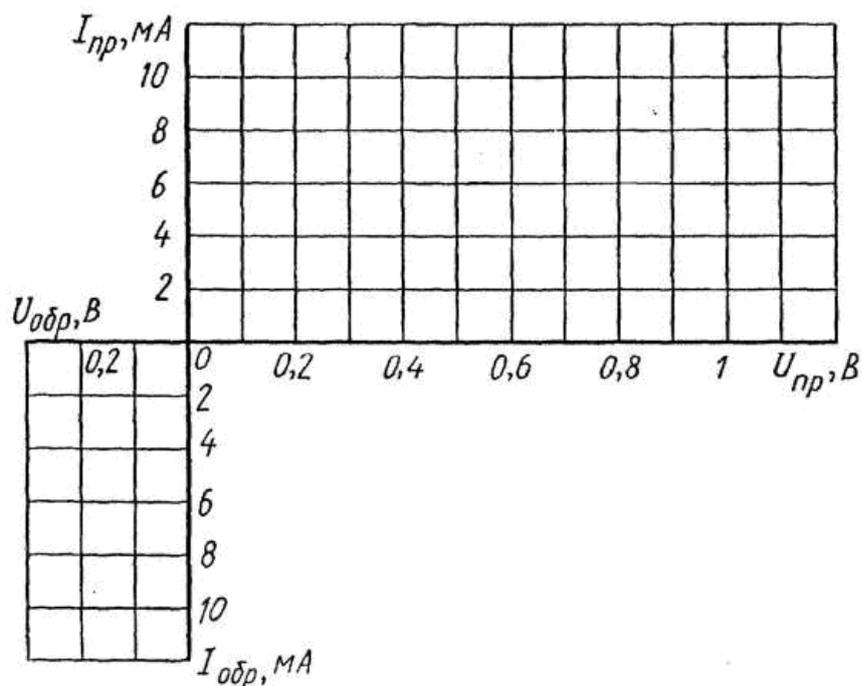


Рис. 18

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»;  
 $PV1$  ( $U_{обр}$ ) —  $ABM2$  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  $U_{pp} - U_n$ , т. е. диод оказывается в режиме, соответствующем диффузионной ветви ВАХ;

осторожно снижают ток  $ГТ$ , следя за показаниями прибора  $PV1$ . При токе  $I_B$  происходит обратный переброс стрелки, т. е. диод оказывается в режиме, соответствующем первой восходящей ветви ВАХ.

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

3. При выполнении п. 5 в качестве  $G^2$  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 изготавливают 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 №5. 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. 25а, 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  $U_{к2}$ , обуславливающих напряженности  $E_{к1}$  и  $E_{к2}$  электрических полей в них. Ширина переходов  $l_{01}$  и  $l_{02}$ , ширина базовой области  $l_b$ . 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  $U_{кв}$ , 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  $I_b$ . Остальная его часть достигает коллектора, где рекомбинирует с электронами, поступающими в него из внешней цепи в виде тока  $i_k$ . Уход дырок из эмиттера восполняется генерацией пар

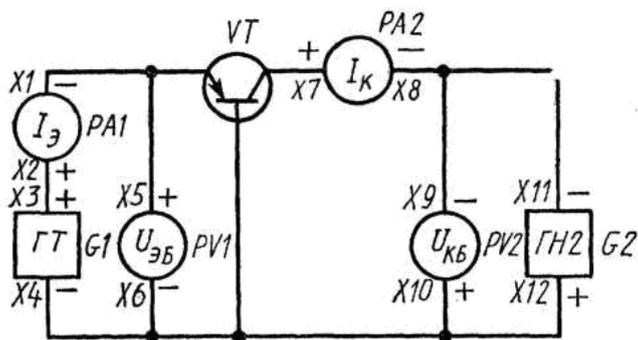


Рис. 24

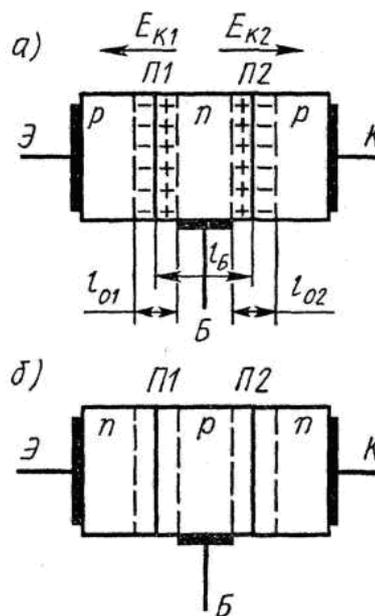


Рис. 25

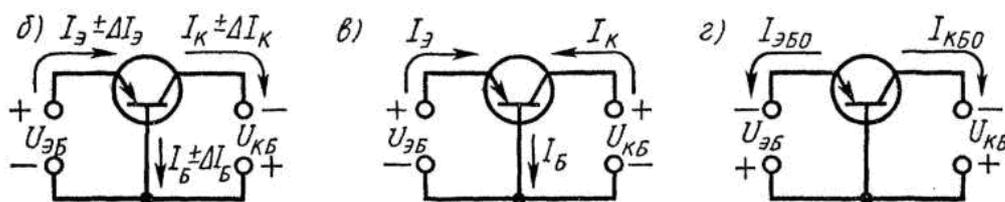
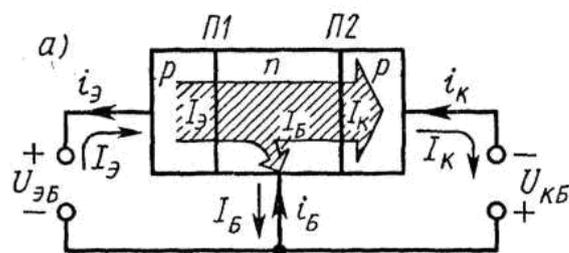


Рис. 26

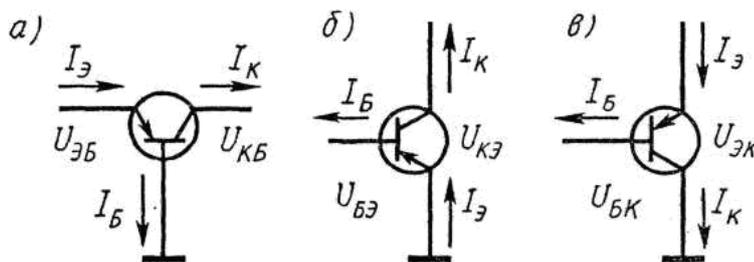


Рис. 27

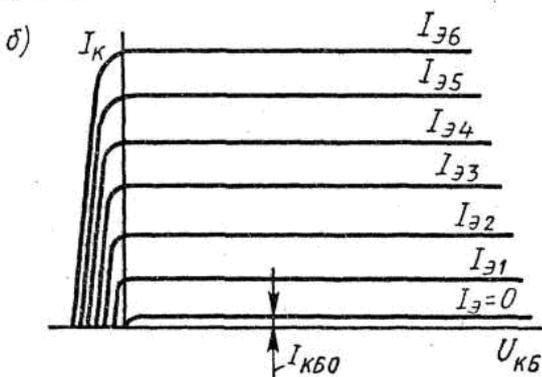
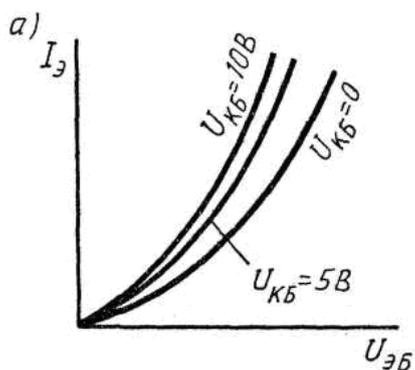


Рис. 28

электрон—дырка в эмиттерной области, и отводом электронов во внешнюю цепь в виде тока  $i_{\text{Э}}$ . Расход электронов базы на рекомбинацию компенсируется их притоком в виде тока  $i_{\text{Б}}$ .

Токи транзистора, работающего в активном режиме, связаны уравнением

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}},$$

которое можно переписать в приращениях:

$$\Delta I_{\text{Э}} = \Delta I_{\text{К}} + \Delta I_{\text{Б}}.$$

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  $U_{\text{вых}}$  на нем окажется значительно больше переменного напряжения  $U_{\text{вх}}$  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  $I_{\text{ЭБ0}}$  и коллекторного  $I_{\text{КБ0}}$  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):

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

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):

$$I_{\text{К}} = f(U_{\text{КБ}}) \text{ при } I_{\text{Э}} = \text{const.}$$

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:

$$\Delta U_{\text{ЭБ}} = h_{11\text{Б}} \Delta I_{\text{Э}} + h_{12\text{Б}} \Delta U_{\text{КБ}};$$

$$\Delta I_{\text{К}} = h_{21\text{Б}} \Delta I_{\text{Э}} + h_{22\text{Б}} \Delta U_{\text{КБ}}.$$

Физический смысл  $h$ -параметров транзистора состоит в следующем:

- $h_{11\text{Б}}$  — входное сопротивление в режиме короткого замыкания на выходе;
- $h_{12\text{Б}}$  — коэффициент внутренней обратной связи в режиме холостого хода на входе;
- $h_{21\text{Б}}$  — коэффициент передачи тока в режиме короткого замыкания на выходе;
- $h_{22\text{Б}}$  — выходная проводимость транзистора в режиме холостого хода на входе.

Рассчитывают  $h$ -параметры для схемы с ОБ по формулам

$$h_{11\text{Б}} = \Delta U_{\text{ЭБ}} / \Delta I_{\text{Э}} \text{ при } U_{\text{КБ}} = \text{const}; \quad (3)$$

$$h_{12\text{Б}} = \Delta U_{\text{ЭБ}} / \Delta U_{\text{КБ}} \text{ при } I_{\text{Э}} = \text{const}; \quad (4)$$

$$h_{21\text{Б}} = \Delta I_{\text{К}} / \Delta I_{\text{Э}} \text{ при } U_{\text{КБ}} = \text{const}; \quad (5)$$

$$h_{22\text{Б}} = \Delta I_{\text{К}} / \Delta U_{\text{КБ}} \text{ при } I_{\text{Э}} = \text{const}. \quad (6)$$

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

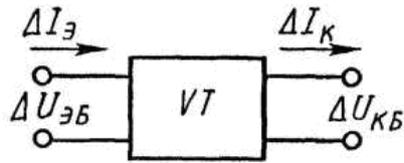


Рис. 29

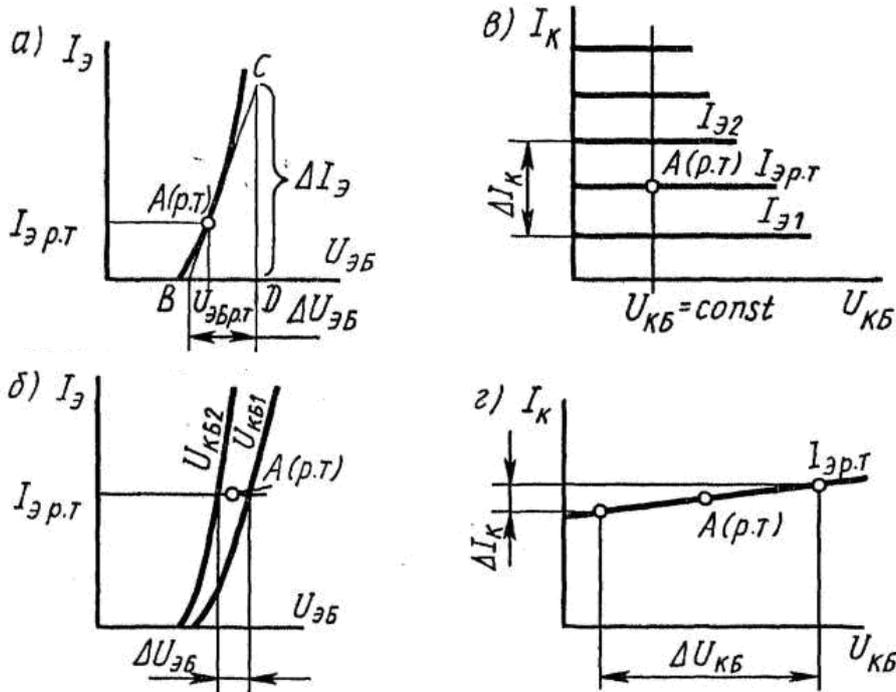


Рис. 30

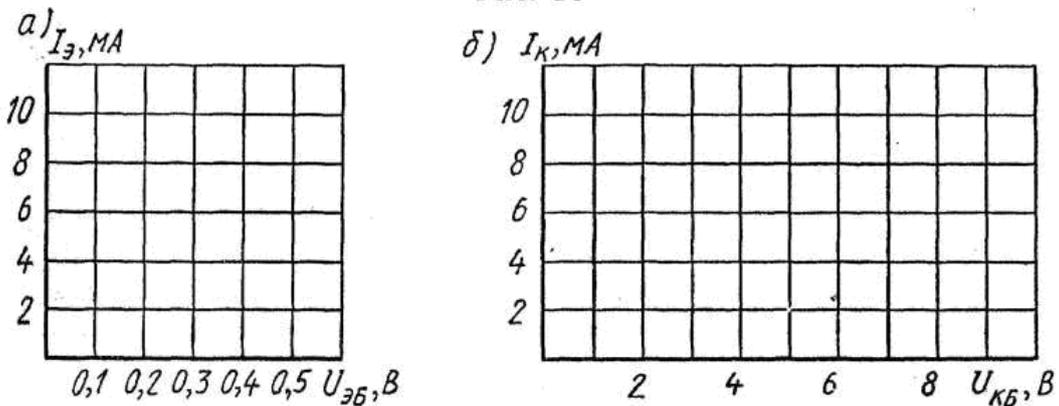


Рис. 31

Для определения  $h_{iB}$  на входной характеристике, соответствующей среднему значению коллекторного напряжения, обозначают рабочую точку  $A$  (р.т) транзистора (рис. 30, а), которая задается средними значениями входного тока  $I_{Эр.т}$  и входного напряжения  $U_{ЭБр.т}$ . Через рабочую точку  $A$  (р. т) проводят касательную и строят треугольник  $B$  $C$  $D$ . Затем, используя формулу (3), находят

$$h_{iB} = BD/CD = \Delta U_{ЭБ} / \Delta I_{Э}$$

Для определения  $h_{i2Б}$  необходимо построить две входные характеристики для двух значений напряжения на выходном электроде (рис. 30, б). Через рабочую точку  $A$  (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  $h_{i2Б}$ , 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:  $I_{\text{Э}}$  и  $I_{\text{К}}$  — в 1 см 2 мА;  $U_{\text{ЭБ}}$  — в 1 см 0,1 В;  $U_{\text{КБ}}$  — 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.

Т а б л и ц а 12

Параметр	$I_{\text{Эр.т}}, \text{ мА}$	$U_{\text{ЭБр.т}}, \text{ В}$	$I_{\text{Кр.т}}, \text{ мА}$	$U_{\text{КБр.т}}, \text{ В}$
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:

$G1$  ( $IT$ ) — генератор тока стенда;

$G2$  — при снятии характеристики при  $U_{\text{КБ}} = 0$  этот источник не подключают, а гнезда  $X11$  и  $X12$  закорачивают. При снятии характеристики при  $U_{\text{КБ}} = 1$  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  $U_{\text{КБ}} = 10$  В используют  $ГН2$  стенда;

$РА1$  ( $I_{\text{Э}}$ ) —  $АВМ2$  на пределах измерения «10 мА», «5 мА» и «1 мА»;

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

$РА2$  ( $I_{\text{К}}$ ) — не используют, а гнезда  $X7$  и  $X8$  закорачивают соединительным проводом;

$PV2$  ( $U_{\text{КБ}}$ ) —  $ИВ$  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;

$PA1 (I_{\alpha})$  —  $ABM2$  на пределе измерения «10 мА»;  $PV1 (U_{\alpha\beta})$  — не подключают;

$PA2 (I_{\kappa})$  —  $ABM1$  на пределах измерения «10 мА», «5 мА» и «1 мА»; ток  $I_{\kappa\beta 0}$  при  $I_{\alpha} = 0$  измеряют АВО на пределах «100 мкА» и «10 мкА» при разомкнутой цепи эмиттера;

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

4. При определении положения рабочей точки принять

$$I_{\alpha p.t} = 5 \text{ мА} \text{ и } U_{\kappa\beta p.t} = 5 \text{ В.}$$

### 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 №6. 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):  $I_B=f(U_{БЭ})$  при  $U_{КЭ}=\text{const}$ .

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

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:

$$\Delta U_{БЭ} = h_{11Э} \Delta I_B + h_{12Э} \Delta U_{КЭ}$$

$$\Delta I_K = h_{21Э} \Delta I_B + h_{22Э} \Delta U_{КЭ}$$

Для схемы с ОЭ  $h$ -параметры рассчитывают по формулам:

$$h_{11Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B} \quad \text{при } U_{КЭ}=\text{const}, \quad (7)$$

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

$$h_{21Э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \quad \text{при } U_{КЭ}=\text{const}, \quad (9)$$

$$h_{22Э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} \quad \text{при } I_B=\text{const}, \quad (10)$$

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:

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

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  $I_B=\text{const}$ , соответствующую холостому ходу на входе транзистора. Затем точки пересечения этой линии с характеристиками проецируют на ось  $U_{БЭ}$ , определяют  $\Delta U_{КЭ} = U_{КЭ2} - U_{КЭ1}$ , находят  $\Delta U_{БЭ}$  и рассчитывают  $h_{12Э}$  по формуле (8).

Для определения  $h_{21Э}$  семейство выходных характеристик вблизи А (р.т.) пересекают линией  $U_{КЭ}=\text{const}$  (рис.13, в), что соответствует короткому замыканию на выходе транзистора. Затем по формуле (9) рассчитывают  $h_{21Э}$ , определив графически  $\Delta I_K$  и  $\Delta I_B$  как разность ( $I_{B2} - I_{B1}$ ).

Для определения  $h_{22Э}$  выбирают из семейства выходную характеристику, снятую при И.Р.Т. Находят приращение тока коллектора  $\Delta I_K$ , вызванное приращением напряжения  $\Delta U_{КЭ}$  на нем при постоянном токе базы (рис.13, г), и по формуле (10) рассчитывают  $h_{22Э}$ .

Рабочая точка транзистора в схеме с ОЭ характеризуется следующими параметрами: И.Р.Т., УБЭ.Р.Т., ИК.Р.Т. и УКЭ.Р.Т.

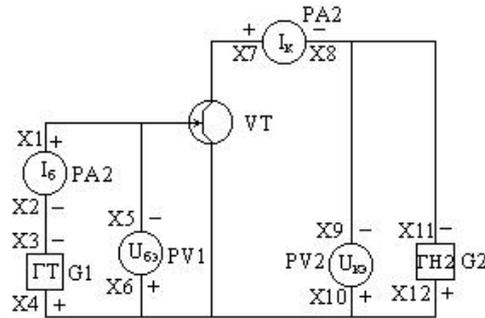


Рис. 10

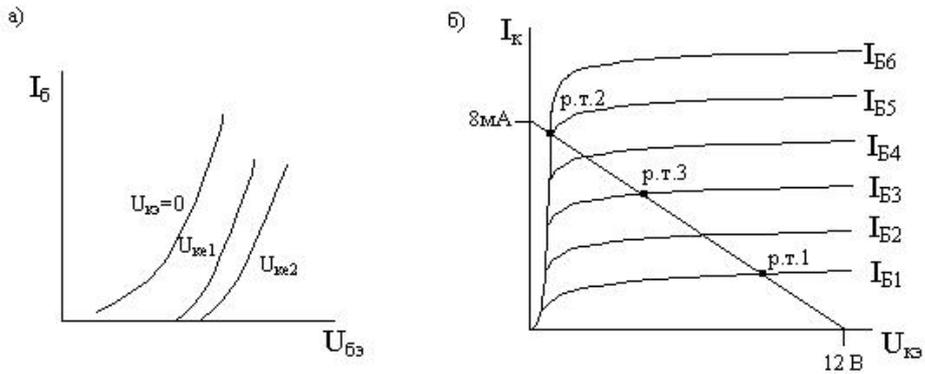


Рис. 11

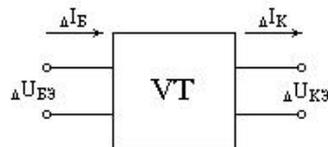


Рис. 12

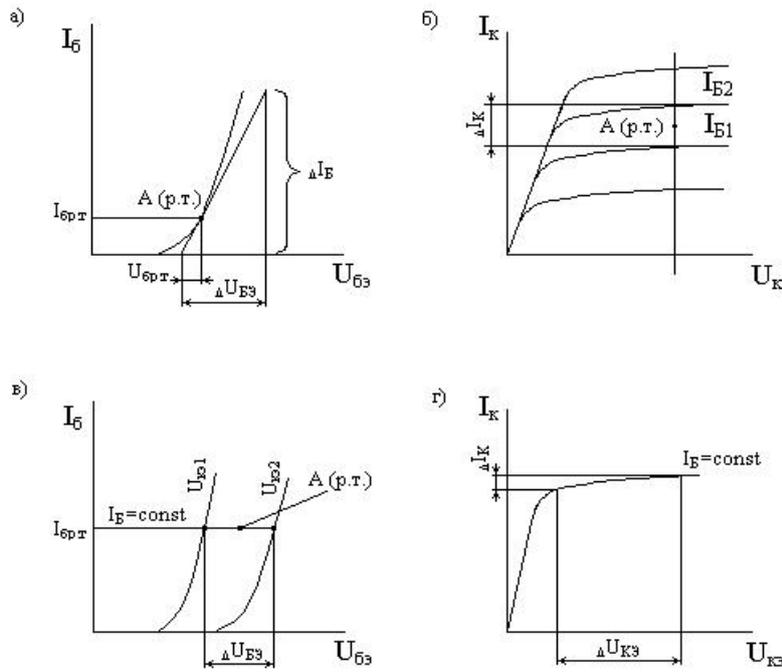


Рис. 13

### Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл.7 8 для получения входных и выходных характеристик транзистора и координатные оси для построения (масштаб по осям:  $I_B$  – в 1 см 0,1мА;  $U_{BЭ}$  – в 1 см 0,1В;  $I_C$  – в 1 см 4мА;  $U_{KЭ}$  – в 1 см 2В).
2. Вычертить табл.9 для записи электрических параметров транзисторов в трех режимах его работы.

Таблица 7

Ток базы $I_B$ , мкА		50	100	200	300	400	500
Напряжение база – эмиттер $U_{BЭ}$ , В, при $U_{KЭ}$ , В	0						
	1						
	5						

Таблица 8

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

Таблица 9

Режим	Параметр			
	$I_B$	$U_{БЭ}$	$I_K$	$U_{КЭ}$
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;
  - РА1 (ИБ) – АВМ2 на пределе измерения << 0,5мА>>;
  - PV1 (УБЭ) – АВО на пределах измерения << 0,5В>>, << 0,1В>>;
  - РА2 (ИК) – не подключают, а гнезда Х7 и Х8 закорачивают;
  - PV1 (УКЭ) – измеритель напряжений между коллектором и эмиттером.

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

При снятии характеристики при  $U_{КЭ}=1В$  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  $U_{КЭ}=5В$ , 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  $U_{КЭ}$  равном 5 и 10В) или ГН1 (при  $U_{КЭ}$  равном 0,1; 0,5 и 1В);

РА1 (ИБ) – АВМ2 на пределах измерения << 10мА>>, << 5мА>>, << 1мА>> и << 0,5мА>>;

PV1 (УБЭ) – не подключают;

РА2 (ИК) – АВМ1 на пределах измерения << 50мА>>, << 10мА>>, << 5мА>>, << 1мА>> и << 0,5мА>>;

PV2 ( $U_{КЭ}$ ) – ИВ стенда, подключаемый к выходу ГН1 или ГН2.

4. При определении электрических параметров транзистора в различных режимах его работы принять  $U_{КЭ}=12В$  и  $R_K=1,5кОм$ . Линия нагрузки при этом пересечет оси ИК и  $U_{КЭ}$  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 №7. Исследование полевого транзистора

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

Пояснения. В отличие от биполярных транзисторов, в которых перенос тока осуществляется электронами и дырками, в полевых транзисторах в переносе тока участвуют только электроны или только дырки; это зависит от того из какого материала выполнен проводящий канал 1 (рис.15).

В работе исследуется транзистор КП101 с каналом р-типа. На боковую поверхность канала нанесены слои полупроводника электронной электропроводности – затвор 2. Между затвором 2 и каналом образуется р-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 р-типа на сток подается отрицательное напряжение, а на затвор – напряжение, при котором переход затвор – канал закрыт и тока не проводит.

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

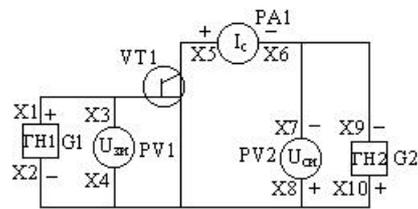


Рис. 14

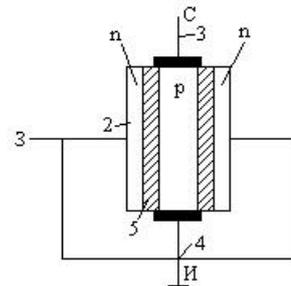


Рис.15

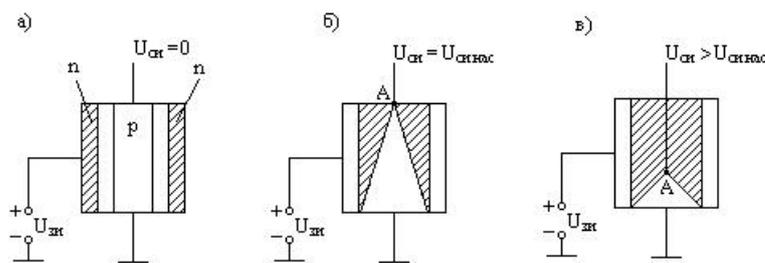


Рис. 16

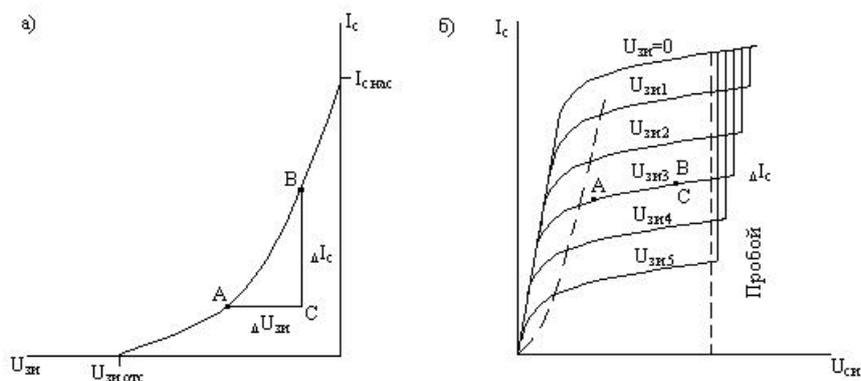


Рис. 17

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  $I_C$  поддерживается за счет впрыскивания основных носителей канала в обедненную область точно так же, как в коллекторном переходе биполярного транзистора. При дальнейшем увеличении напряжения  $U_{СИ}$  происходит пробой и выход транзистора из строя.

Стоко-затворная характеристика полевого транзистора (рис.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 отличие от биполярных определяется напряжением на затворе  $U_{ЗИ}$ , при этом ток затвора близок к нулю, поскольку это обратный ток р-п-перехода. Аналитически стоко-затворная характеристика выражается уравнением:

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

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

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

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.:

$$S = \Delta I_C / \Delta U_{зи} \text{ при } U_{си} = \text{const.} \quad (11)$$

Этим параметром определяются усилительные свойства прибора. Обычно крутизну измеряют или рассчитывают для режима, соответствующего линейному участку стоко-затворной характеристики. Для этого строят треугольник  $ABC$  (рис.17, б), по которому определяют приращение тока  $\Delta I_C$  и напряжения  $\Delta U_{зи}$ , 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  $\Delta I_C$  и напряжения  $\Delta U_{си}$ . Тогда активная выходная проводимость равна:

$$g_{22и} = \Delta I_C / \Delta U_{си} \text{ при } U_{зи} = \text{const.} \quad (12)$$

### 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  $g_{22И}$ , 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 (УЗИ) – измеритель напряжения на затворе по отношению к истоку (АВМ1 на пределе измерения  $\ll 2,5В \gg$ );

PV1 (IC) – измеритель тока стенда (АВМ2 на пределах измерения  $\ll 50мА \gg$ ,  $\ll 10мА \gg$ ,  $\ll 5мА \gg$  и  $\ll 1мА \gg$ );

PV2 (УСИ) – измеритель напряжения на стоке по отношению к истоку (ИВ стенда, переключатель которого устанавливают в положение  $\ll ГН 25 В \gg$ ). 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?

## Лабораторная работа №8. 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 в закрытом они представляют собой большое сопротивление, соизмеримое с сопротивлением кремниевого диода при обратном напряжении. Основное назначение тиристоров – безобрывная коммутация электрических цепей.

Тиристоры имеют структуру  $p-n-p-n$ , то есть три  $p-n$ -перехода;  $\Pi_1$ ,  $\Pi_2$ ,  $\Pi_3$  (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  $U_y$  – на управляющий электрод. При токе  $I_y=0$  тиристор закрыт, если напряжение на его аноде меньше напряжения переключения  $U_{ПРК}$  (рис.9), при котором тиристор переключается в проводящее состояние даже при  $I_y=0$ . Это состояние устойчиво и может длиться неограниченно долго (например, точка Б).

Основное напряжение  $U_A$  распределяется между переходами прибора, причем для переходов  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  оно прямое, а для перехода  $\Pi_2$  обратное. Поэтому большая часть напряжения  $U_A$  приложена к переходу  $\Pi_2$  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  $\Pi_2$ , что сопровождается увеличением прямого напряжения на переходах  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$ , и тиристор переключается в проводящее состояние (точка А). Ток анода открытого тиристора определяется в основном сопротивлением резистора нагрузки  $R_H$  (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  $U_y > 0$  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  $U_{зс.маx}$  – максимальное прямое напряжение, при котором прибор остается закрытым при токе  $I_y=0$ ;
- максимальное постоянное напряжение в открытом состоянии  $U_{ос.маx}$  – прямое напряжение открытого прибора при определенном токе  $I_{пр}$ ;
- максимальный постоянный ток в открытом состоянии  $I_{ос.маx}$ ;
- ток удержания  $I_{уд}$  – наименьший основной ток, необходимый для поддержания прибора в открытом состоянии;

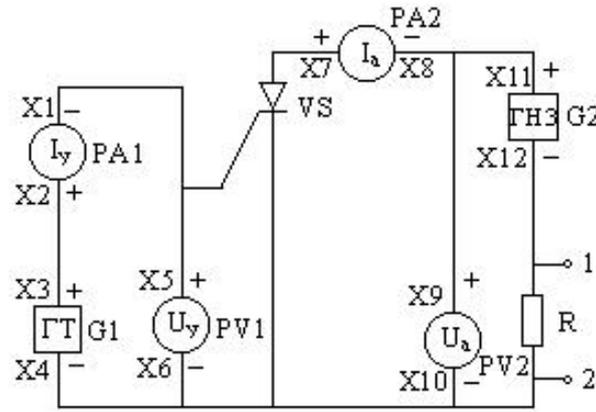


Рис. 6

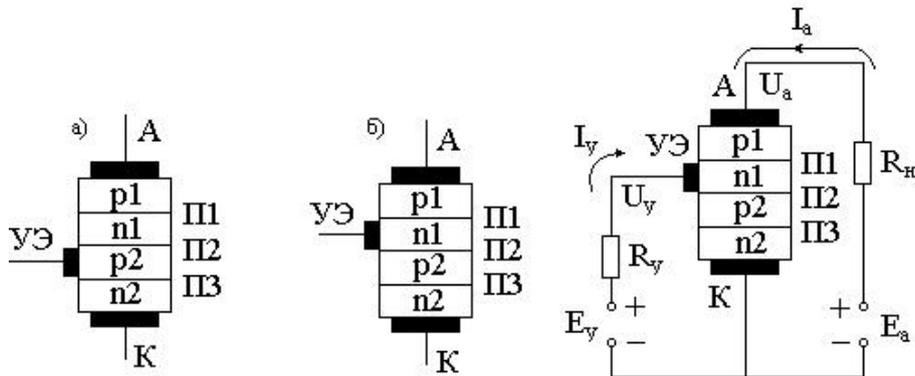


Рис.7

Рис.8

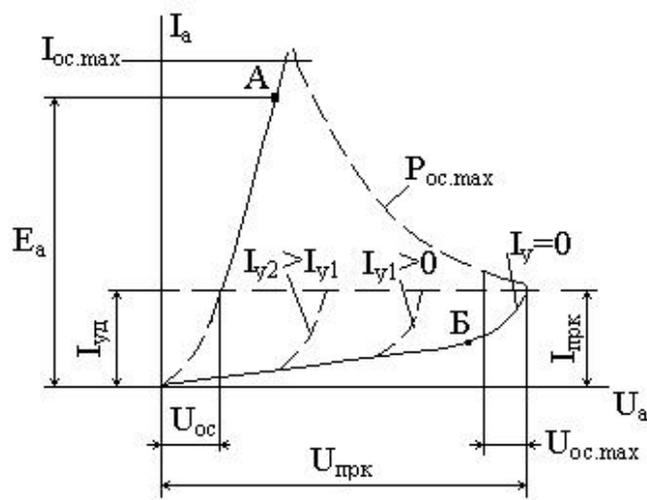


Рис.9

-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 $I_y$ , 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;

РА1 (IY) – ИВ стенда, переключатель которого устанавливают в положение «ГТ 1мА >>;

РА2 (IA) - АВМ1 на пределах измерения «50 мА» и «10 мА»;

PV1(UY) - 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 ( $I_y=0$ ) 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  $I_y$  в таблицу 6;

-измерить анодный ток  $I_A$  и напряжение  $U_{OC}$  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 №9. Режим каскада с общим эмиттером по постоянному току

Цель работы – изучение способов получения режима транзисторных каскадов по постоянному току; экспериментальная проверка расчета элементов различных вариантов схем.

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

Рабочая точка на транзисторе, включенном с ОБ, определяется четырьмя параметрами: токами  $I_{Э.Т}$  и  $I_{К.Т}$  и напряжениями  $U_{БЭ.Т}$  и  $U_{КЭ.Т}$ .

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

Упрощенная схема транзисторного каскада на транзисторе р-п-р-типа показана на рис.18.

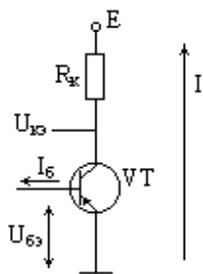


Рис. 18

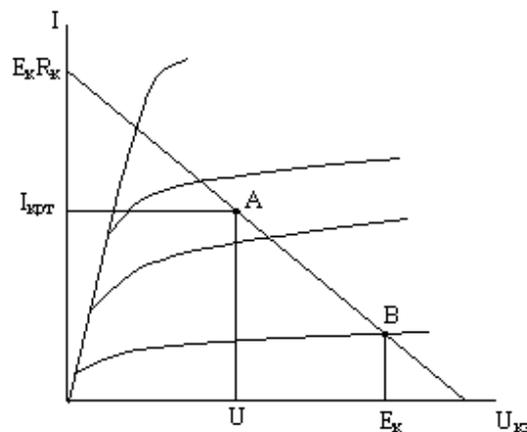
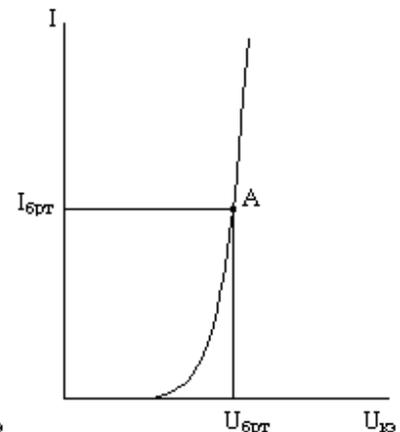


Рис. 19



В схеме на транзисторе р-п-р-типа полярность источника питания будет противоположной. Для коллекторной цепи каскада справедливо соотношение  $U_{КЭ} = E_{К} - I_{К} R_{К}$ , называемое уравнением линии нагрузки. Этому уравнению соответствует линия, пересекающая координатные оси  $I_{К}$  и  $U_{КЭ}$  (рис.19, а) в точках  $E_{К}/R_{К}$ , и называемая линией нагрузки. При неизменном напряжении питания  $E_{К}$  и сопротивлении резистора  $R_{К}$  рабочая точка транзистора в любой момент усилительного процесса находится на этой линии.

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

Для лучшего использования транзистора рабочую точку выбирают посередине рабочего участка – точка А (р.т.). Положение точки А (р.т.) определяется тремя параметрами:  $I_{Б.Р.Т}$ ,  $I_{КЭ.Р.Т}$  и  $U_{КЭ.Р.Т}$ , четвертый параметр  $U_{БЭ.Р.Т}$  получают переносом рабочей точки на входную характеристику (рис.19, б).

Режим транзисторного каскада по постоянному току обеспечивают двумя основными способами: смещением рабочей точки подачей фиксированного тока или

фиксированного напряжения. При смещении фиксированным током (рис. 20, а) сопротивление резистора R1 выбирают из условия:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{БЭР.Т}}{I_{БР.Т}} \approx \frac{E_K}{I_{БР.Т}} \quad (1)$$

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

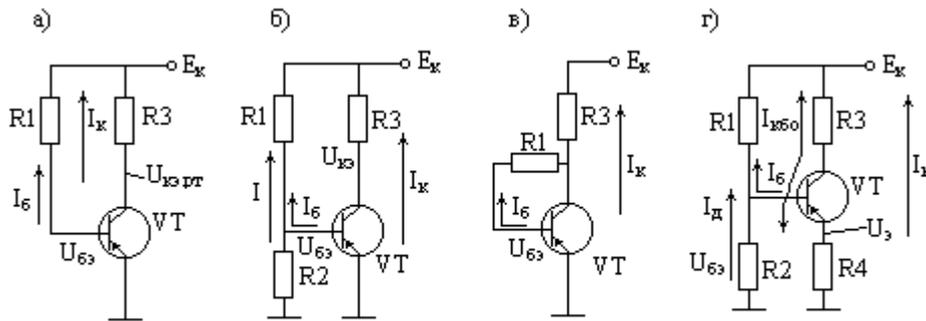


Рис. 20

Этот способ прост, экономичен, но имеет существенные недостатки, ограничивающие его применение. Так, режим каскада по постоянному току изменяется, если при замене транзистор имеет другое значение  $h_{21Э}$  (коэффициент передачи транзистора по току в схеме с общим резистором). Поэтому подбирают транзистор с близким по значению  $h_{21Э}$  или сопротивлением резистора R1, что не всегда возможно. Изменение температуры также нарушает режим по постоянному току, поскольку неуправляемый ток коллектора КБО с ростом температуры увеличивается, что вызывает увеличение всех токов транзистора и приближение рабочей точки каскада к точке В (см. рис19, а).

При смещении фиксированным напряжением (рис.20, б) рабочая точка задается напряжением  $U_{БЭР.Т}$ , обеспечивающим ток  $I_{БР.Т}$ , а следовательно, ток  $I_{КР.Т}$  и напряжение  $U_{КЭР.Т}$ . Обычно ток базового делителя выбирают из условия:

$$I_D = (0,5...2) I_{Б.МАХ} ,$$

А сопротивление резисторов рассчитывают по формулам:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{БЭР.Т}}{I_D + I_{БР.Т}} \quad (2)$$

$$R_2 = \frac{U_{БЭР.Т}}{I_D} \quad (3)$$

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

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

Простейшим способом температурной стабилизации рабочей точки является коллекторная стабилизация (рис.20, в). При росте температуры увеличиваются токи ИБР.Т и ИКР.Т, что вызывает уменьшение напряжения на коллекторе, т.к.:  $U_{КЭ} = E_K - (I_{БР.Т} + I_{КР.Т})R_2$ , а следовательно, и тока базы  $I_{БР.Т} = (U_{КЭ} - U_{БЭР.Т})/R_1$ . При этом увеличение токов базы и коллектора не будет столь значительным, как при смещении фиксированным током.

Лучший результат дает эмиттерная стабилизация рабочей точки (рис.20, г). Сопротивление резисторов R4 и R2 рассчитывают по формулам:

$$R_4 = \frac{(0,1...0,3)E_K}{I_{КР.Т}}; \quad (4)$$

$$R_2 = (5...15)R_{ВХ.ТР}, \quad (5)$$

где  $R_{ВХ.ТР}$  – входное сопротивление транзистора в рабочей точке, которое определяют как:  $R_{ВХ.ТР} = h_{11Э}(h_{11Э} - U_{БЭ}/I_B)$ .

Сопротивление резисторов R1 и R3 определяют по формулам:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{БЭР.Т} - U_{R4}}{I_{Д} + I_{БР.Т}}; \quad (6)$$

$$R_3 = \frac{(0,2...0,5)E_K}{I_{КР.Т}}. \quad (7)$$

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

### Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл.13 для расчетных и экспериментальных полученных значений элементов схем смещения и таблицю14 для записи значений элементов схемы, показанной на рис.20, г, для ряда рабочих точек.

2. Вычертить координатные оси и построить входные и выходные характеристики транзистора КТ361А.

3. Зарисовать исследуемую электрическую схему панели с лабораторного стенда.

4. Собрать схему смещения фиксированным током (см. рис.20, а). Подобрать сопротивление резистора R1 так, чтобы напряжение на коллекторе транзистора составляло  $0,5E_K$  и измерить его. Рассчитать сопротивление резистора R1, пользуясь формулой (1). Результаты измерений и расчетов занести в табл.13.

Схема	Резистор	Сопротивление, кОм	
		расчетное	экспериментальное
Рис.20, а	R		
Рис.20, б	R <sub>1</sub> R <sub>2</sub>		
Рис.20, г	R <sub>1</sub> R <sub>2</sub> R <sub>3</sub> R <sub>4</sub>		

Таблица 14

Напряжение коллектор – эмиттер $U_{КЭ}$ , В	1	2	3	5	8
R <sub>1</sub> (при R <sub>2</sub> = 1 кОм), кОм					
R <sub>2</sub> (при R <sub>1</sub> = 22 кОм), кОм					

5. Собрать схему смещения фиксированным напряжением (см. рис.20, б). Отрегулировать цепь смещения так, чтобы напряжение на коллекторе составляло  $0,5E_K$ . Измерить сопротивления резисторов цепи смещения и рассчитать их по формулам (2) и (3). Результаты измерений и расчетов занести в табл.13.

6. Собрать схему эмиттерной стабилизации (см. рис.20, г). Отрегулировать цепь смещения так, чтобы напряжение на коллекторе транзистора составляло  $0,5E_K$ . Измерить сопротивления резисторов цепи смещения и рассчитать их по формулам (4), (5) и (6). Результаты измерений и расчетов занести в табл.13.

7. Построить в координатных осях входную и выходную характеристики транзистора, проходящие через рабочую точку, и определить в этой точке его параметры.

8. Отрегулировать схему эмиттерной стабилизации (см. рис. 20, г) так, чтобы напряжение на коллекторе принимало ряд значений, приведенных в табл.14. измерить значения сопротивлений резисторов R1 и R2 и занести их в табл.14.

### Методические указания

1. При выполнении работы используют:

-для схемы смещения фиксированным током (см. рис.20,а) R<sub>1</sub> =100кОм (переменный); R<sub>3</sub> =1кОм;

-для схемы смещения фиксированным напряжением (см. рис.20, б) R<sub>1</sub> =22кОм (переменный); R<sub>2</sub> =300 Ом; R<sub>3</sub> =1кОм;

-для схемы эмиттерной стабилизации (см. рис 20, г) R<sub>1</sub> =10кОм (переменный); R<sub>2</sub> =1кОм; R<sub>3</sub> =1кОм; R<sub>4</sub> =300 Ом;

-VT1 – транзистор КТ316А.

2. Установить на выходе источника коллекторного питания (ГН2 стенда) по измерителю выхода ИВ напряжение 10В. Напряжение измеряют АВМ2 на пределах <<

10В >>, << 5В >>, << 1В >> и << 0,5В >>, а сопротивление регулировочных резисторов – АВО на пределах << 100кОм >> и << 10кОм >>.

3. Сопротивление резистора R1 для схемы смещения фиксированным по току определяют в такой последовательности:

-рассчитывают токи коллектора  $I_{КР.Т} = 0,5 E_{к}/R_2$  и базы  $I_{БР.Т} = I_{КР.Т}/h_{21Э}$  (где  $h_{21Э} = 55$  – среднее значение этого параметра транзистора КТ316А);

-зная ток  $I_{БР.Т}$ , определяют по входной характеристике напряжение  $U_{БЭР.Т}$ , а затем по формуле (1) рассчитывают сопротивление резистора R1.

4. Элементы двух других схем рассчитывают по определенному в п.3 току  $I_{БР.Т}$ .

### **Контрольные вопросы**

1. Чем объясняется более высокая стабильность схемы смещения фиксированным напряжением по сравнению со схемой смещения фиксированным током?

2. Каковы принципы действия схем коллекторной и эмиттерной стабилизации?

3. В какой из схем режим каскада по постоянному току мало зависит от параметров транзистора?

4. В каком режиме окажется схема эмиттерной стабилизации при отключении резистора R1 или R2?

5. Зависят ли температурная стабильность схемы от тока базового делителя?

## Лабораторная работа №10. Исследование усилителя напряжения звуковой частоты на транзисторе

Цель работы – изучение принципа действия усилителя звуковой частоты (УЗЧ) на транзисторе, включенном с общим эмиттером; экспериментальная проверка расчета элементов схемы и определение ее основных параметров (рис.21).

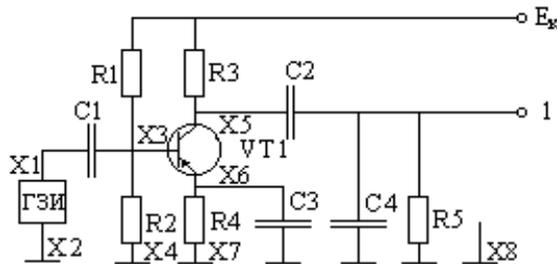


Рис. 21

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

- максимальное усиление по напряжению;
- минимальные частотные и нелинейные искажения;
- высокая экономичность;
- температурная устойчивость.

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

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

На семействе выходных характеристик транзистора (рис. 22,а) строят линию нагрузки БВ (см. пояснения к работе №1), исходя из следующих условий:

$$\frac{E_k}{R_3} \leq 0,8 \cdot I_{K.MAX}; \quad (8)$$

$$E_k \leq 0,8 \cdot U_{KЭ.MAX}. \quad (9)$$

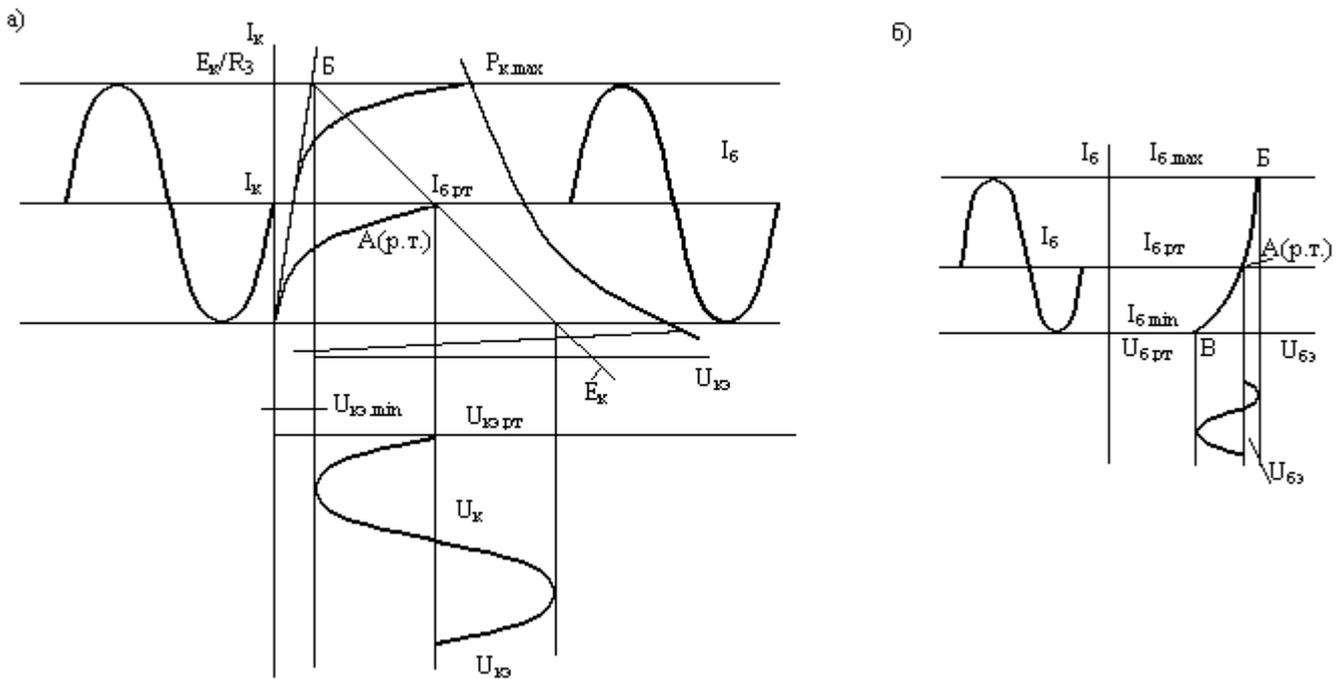


Рис. 22

Выполнение неравенства (8) необходимо потому, что коллекторный ток насыщенного транзистора должен быть меньше максимального допустимого тока  $I_{K.MAX}$ . Коэффициент 0,8 гарантирует выполнение этого неравенства при разбросе сопротивления резистора  $R_Э$  и нестабильности источника питания  $E_K$ . Выполнение неравенства (9) обеспечивает надежную работу транзистора в режиме отсечки при обрыве цепи резистора  $R_1$ , когда напряжение на коллекторе транзистора поднимается почти до  $E_K$ .

Рабочая точка каскада  $A$  (р.т.) выбирается посередине рабочего участка линии нагрузки  $BВ$  и характеризуется тремя параметрами: токами  $I_{Б.Т}$  и  $I_{К.Т}$  и напряжением  $U_{КЭ.Т}$ . Затем ее переносят на входную характеристику транзистора, снятую при  $U_{КЭ} = U_{КЭ.Т}$ , и по найденному значению  $I_{Б.Т}$  определяют напряжение  $U_{БЭ.Т}$  (рис.22, б).

Входной сигнал (его ток  $I_{Б\sim}$ , напряжение  $U_{БЭ\sim}$ ) вызывает появление переменных составляющих тока коллектора  $I_{КЭ\sim}$  и напряжения на коллекторе  $U_{КЭ\sim} = I_{К\sim}R_Э$  (см. рис 21). Эмиттерный резистор  $R_4$  из цепи переменного тока исключен, поскольку шунтируется малым сопротивлением конденсатора  $C_Э$ .

Рассчитаем коэффициент усиления напряжения  $K$  каскада. Напряжение входного сигнала  $U_{ВХ}$  от генератора  $G$  поступает через разделительный конденсатор  $C_1$  на базу транзистора  $VT_1$  и вызывает три тока. Два из них, проходящие через резисторы  $R_1$  и  $R_2$  делителя, бесполезны, а третий,  $I_{БЭ\sim}$ , проходит в цепи базы транзистора и управляет его токами. Входным сопротивлением каскада для генератора  $G$ , обладающего внутренним сопротивлением  $R_1$ , являются параллельно включенные резисторы базового делителя  $R_1 || R_2$  и входное сопротивление  $h_{11Э}$  транзистора, т.е.:

$$R_{ВХ} = R_1 || R_2 || h_{11Э} \quad (10)$$

Обычно сопротивления резисторов R1 и R2 значительно больше входного сопротивления  $h_{11Э}$  транзистора, поэтому формулу (10) можно упростить:

$$R_{BX} = h_{11Э} \quad (11)$$

Цепь генератора входного сигнала G, которым может быть каскад предварительного усиления, аналогичный рассматриваемому, в общем случае представляет собой последовательно включенные внутреннее сопротивление R1 генератора и входное сопротивление R<sub>BX</sub> каскада. Согласно формуле (11):

$$I_{BX} = \frac{U_{BX}}{(R_1 + R_{BX})} \sim I_{B\sim}, \quad (12)$$

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

$$I_{K\sim} = \frac{h_{21Э}}{I_{B\sim}} = \frac{h_{21Э} \cdot U_{BX}}{(R_1 + R_{BX})},$$

а напряжение на коллекторе, представляющее собой выходное напряжение вычисляется по формуле:

$$U_{KЭ\sim} = I_{K\sim} \cdot R_{Э} = \frac{h_{21Э} \cdot U_{BX} \cdot R_{Э}}{(R_1 + h_{11Э})} = U_{ВЫХ}.$$

Тогда коэффициент напряжения равен:

$$K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} = \frac{h_{21Э} \cdot R_{Э}}{(R_1 + h_{11Э})}.$$

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

При повышении частоты сигнала необходимо учитывать влияние входной и выходной емкостей транзистора, шунтирующих входное и выходное сопротивление каскада, что проявляется уменьшением полезного тока, поступающего на его вход и в нагрузку (на рис.21 одна из таких емкостей эквивалентно представлена конденсатором C4).

Для оценки влияния частоты сигнала на коэффициент усиления напряжения используют амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) усилителя (рис.23, а). Полосой пропускания П усилителя называют интервал частот  $\Delta f$ , в пределах которого коэффициент усиления снижается не более чем на 3дБ (до уровня 0,707) по отношению к его значению на средних частотах КО (для УЗЧ) частота  $f_{CP} = 400 - 1000$  Гц).

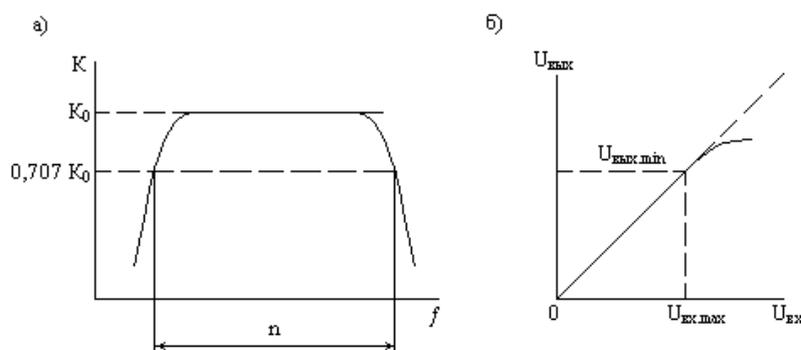


Рис. 23

Важна также амплитудная характеристика (АХ) такого усилителя, выражающая зависимость выходного сигнала  $U_{\text{ВЫХ}}$  от входного  $U_{\text{ВХ}}$  (рис.23, б). Так как участок 0–1 ее линейный, коэффициент усиления до напряжения  $U_{\text{ВХ.МАХ}}$  сохраняет постоянное значение. Начиная с точки 1 рост выходного сигнала отстает от роста входного. Это объясняется тем, что рабочая точка транзистора под действием входного сигнала выходит за пределы рабочего участка БВ линии нагрузки (см. рис.22, а). При этом возрастают нелинейные искажения.

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

На резисторе  $R_2$  делителя должно действовать напряжение:

$$U_{R_2} = U_{\text{БР.Т}} + U_{R_4} \quad (13)$$

откуда сопротивление

$$R_2 = \frac{U_{R_2}}{I_D} \quad (14)$$

тогда:

$$R_1 = E_K - U_{R_2} \cdot (I_{\text{БР.Т}} + I_D) \quad (15)$$

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

### Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл.15 – 17 для записи режимов транзистора по постоянному току и результатов, полученных при снятии его амплитудно-частотной и амплитудной

характеристик, а также координатные оси для их построения (масштаб по осям:  $U_{ВХ}$  – 1 см 40мВ;  $U_{ВЫХ}$  – 1 см 0,5В).

Таблица 15

Параметр транзистора в рабочей точке	Рассчитанный	Измеренный	После коррекции
$I_{БР.Т}$ , мА $U_{БР.Т}$ , В $I_{КР.Т}$ , мА $U_{КЭР.Т}$ , В			

Таблица 16

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

Таблица 17

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

2. Зарисовать электрическую схему исследуемого усилителя (см. рис.21) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л – 01/14.

3. Используя формулы (12), (13) и (14), рассчитать сопротивление резисторов базового делителя и установить их в схему.

4. Измерить параметры режима транзистора по постоянному току и занести результаты измерений, а также расчетные параметры в табл.15. произвести корректировку режима по постоянному току и занести результаты в табл.15.

5. Снять АЧХ и АХ усилителя, заносая результаты измерений соответственно в табл.16 и 17, и построить их в координатных осях.

### Методические указания

1. При выполнении работы используют:  $R_3 = 1\text{кОм}$ ;  $R_4 = 200\text{ Ом}$ ;  $R_5 = 2\text{кОм}$ ;  $C_2 = 50\text{мкФ}$ ; VT1 – транзистор КТ361А; сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  рассчитывают по формулам (13) и (14), а емкость конденсаторов  $C_1$ ,  $C_3$  и  $C_4$  задают в трех вариантах:  $C_1 = 0,1\text{мкФ}$ ;  $C_3 = 10\text{мкФ}$ ;  $C_4 = 0,01\text{мкФ}$ ;  $C_1 = 10\text{мкФ}$ ;  $C_3 = C_4 = 0,1\text{мкФ}$ ;  $C_1 = C_3 = 10\text{мкФ}$ ;  $C_4 = 0,01\text{мкФ}$ ;

2. После расчета сопротивлений резисторов R1 R2 устанавливают в схему резисторы из комплекта съемных элементов стенда. Сопротивления этих резисторов должны быть несколько больше (или меньше) рассчитанных. В качестве базовой цепи используют переменный резистор R1 =22кОм.

3. Для расчета базовой цепи следует принять  $E_K = 10В$ , а напряжение на коллекторе транзистора установить 5В. Измерения выполняют АВМ2 (на пределах <<10В>>, <<5В>>, <<1В>> и <<0,5В>>). Ток базы ИБР.Т определяют по входной характеристике транзистора, а ток коллектора рассчитывают по формуле:

$$I_{кр.т} = \frac{E_K - U_{кр.т} - U_{R4}}{R_3}.$$

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

5. Снимают две АХ на частоте 1000 Гц для схемы варианта 3 (см. табл.16). При снятии второй АХ сопротивление резистора R1 следует увеличить вдвое.

### Контрольные вопросы

1. Что происходит с рабочей точкой при увеличении сопротивления резисторов R1 или R2?
2. Какие схемы элементов влияют на АЧХ усилителя в области нижних (верхних) частот сигнала?

## Лабораторная работа №11. Исследование эмиттерного повторителя

Цель работы – наблюдение работы эмиттерного повторителя и его исследование в режимах передачи синусоидального и импульсного сигналов (рис.24).

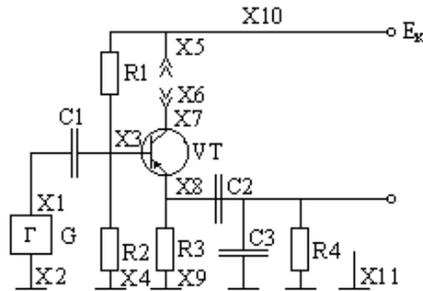


Рис. 24

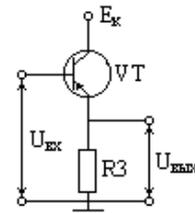


Рис. 25

Пояснения. В эмиттерных повторителях транзисторы включаются с ОК (рис.25). При этом все входное напряжение, снимаемое с резистора  $RЭ$  в цепи эмиттера, действует в управляющей цепи транзистора последовательно входному напряжению и противофазно ему. Следовательно, каскад охвачен отрицательной обратной связью. Коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи  $\beta=1$ , т.е. обратная связь 100%. Отсюда коэффициент усиления эмиттерного повторителя по напряжению равен:

$$K_{\text{эл}} = \frac{K_{\text{оэ}}}{1 + K_{\text{оэ}}}, \quad (16)$$

где  $K_{\text{оэ}}$  – модуль коэффициента усиления по напряжению схемы с общим эмиттером, сопротивление нагрузки которого равно сопротивлению резистора  $RЭ$ .

Из формулы (15) следует, что эмиттерный повторитель не усиливает напряжение, так как  $K_{\text{ЭП}} < 1$  (чем больше  $K_{\text{ОЭ}}$ , тем  $K_{\text{ЭП}}$  ближе к единице), а лишь повторяет входной сигнал по амплитуде с некоторым ослаблением. При этом на выходе эмиттерного повторителя повторяется также фаза входного сигнала.

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

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

$$R_{\text{вх.эл}} = h_{21Э} RЭ < r_k. \quad (17)$$

Верхний предел входного сопротивления эмиттерного повторителя  $R_{\text{вх.эл}}$  ограничен сопротивлением  $r_k$  смещенного в обратном направлении коллекторного перехода, которое для современных транзисторов составляет единицы мегаом.

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

$$R_{\text{вых.ЭП}} = \frac{25}{I_{\text{э}}}. \quad (18)$$

Если ток  $I_{\text{э}}$  выражен в миллиамперах, то сопротивление  $R_{\text{ВЫХ.ЭП}}$  получают в омах. Формула (17) справедлива при токе  $I_{\text{э}} \leq 3 \dots 5$  мА.

Большое входное и малое выходное сопротивление эмиттерных повторителей позволяют использовать их в качестве каскадов, согласующих высокоомный выход одной схемы с низкоомным входом другой или с низкоомной нагрузкой. Кроме того, их применяют для передачи сигналов без изменения формы, амплитуды и фазы, но при значительном усилении тока и мощности.

### Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл.18, 19 и 20 для записи режимов транзистора эмиттерного повторителя по постоянному току и снятию его амплитудно-частотной и амплитудной характеристик, а также координатные оси для их построения и изображения осциллограмм (масштаб по осям:  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$  – в 1 см 0,2В).

2. Зарисовать электрическую схему эмиттерного повторителя (см. рис.24) и собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной панели 87Л – 0.1/15.

Таблица 18

Вид сигнала		Синусоидальный сигнал	Положительный импульс	Отрицательный импульс
Параметр в рабочей точке	$U_{\text{Б}}, \text{В}$			
	$U_{\text{Э}}, \text{В}$			
	$I_{\text{э}}, \text{мА}$			
	$U_{\text{БЭ}}, \text{В}$			

Таблица 19

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

Таблица 20

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

3. Измерить параметры режимов транзистора в рабочей точке при передаче трех различных сигналов и занести результаты в табл.18.

4. Снять АЧХ и АХ эмиттерного повторителя в режиме передачи синусоидального сигнала, занести результаты измерений соответственно в табл.19 и 20 и построить характеристики в координатных осях.

5. Снять осциллограммы импульсных напряжений на выходе и входе эмиттерного повторителя в режимах передачи положительного и отрицательного импульсов и изобразить их в координатных осях.

### Методические указания

1. При выполнении работы используют:  $R_1=20\text{кОм}$ ;  $R_2=10\text{кОм}$  и  $2,4\text{кОм}$ ;  $R_3=510\text{Ом}$ ;  $R_4=1\text{кОм}$ ;  $C_1=C_2=10\text{мкФ}$ ;  $C_3=0,033\text{мкФ}$ ;  $VT_1$  – транзистор КТ361А; источник коллекторного питания ЕК – генератор ГН2 стенда, на выходе которого устанавливают по ИВ напряжение 10В.

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

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

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

5. При измерениях используют:

АВМ1 – на пределах  $\ll 10\text{В} \gg$ ,  $\ll 5\text{В} \gg$ ,  $\ll 2,5\text{В} \gg$ , и  $\ll 1\text{В} \gg$ ;

АВМ2 – на пределах  $\ll 10\text{В} \gg$ ,  $\ll 5\text{В} \gg$ ,  $\ll 1\text{В} \gg$ , и  $\ll 0,5\text{В} \gg$ ;

АВО – на пределе  $\ll 1\text{В} \gg$ ;

АВМ1 – на пределах  $\ll 50\text{мА} \gg$ ,  $\ll 10\text{мА} \gg$  и  $\ll 1\text{мА} \gg$ .

Это измерение выполняют с помощью блока-переходника П2, в гнезда Х3 и Х5 которого устанавливают резистор RЭ, а к гнездам Х2 и Х4 подключают АВМ1;

МВ – на пределе  $\ll 1\text{В} \gg$ .

### Контрольные вопросы

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

## Лабораторная работа №12. Исследование двухтактного усилителя мощности

Цель работы — изучение принципа действия двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности; снятие и анализ его амплитудно-частотной и амплитудной характеристик и наблюдение работы в режимах АВ и В (рис. 74).

**Пояснения.** Усилители мощности бывают одноктактными и двухтактными.

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

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

При работе двухтактного усилителя в режиме В (рис. 75, а) входной сигнал  $U_{вх}$  в первый полупериод, воздействуя на один из транзисторов, вызывает синусоидальный ток базы  $I_{б1\sim}$ . Коллекторный ток этого транзистора будет также синусоидальным, но только в течение первого полупериода. Во второй полупериод входной сигнал  $U_{вх}$  аналогично воздействует на второй транзистор. Схему усилителя выполняют так, чтобы через нагрузку проходил ток, форма которого близка к синусоидальной, повторяющей форму суммарного базового тока  $I_{б\sim}$ .

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

Управление транзисторами двухтактного усилителя мощности в режиме АВ показано на рис. 75, б. Дополнительное напряжение  $U_{бэ р.т}$ , подаваемое на эмиттерный переход, смещает входные характеристики относительно друг друга. При этом суммарный базовый ток схемы близок к синусоидальному.  $I_{б\sim}$

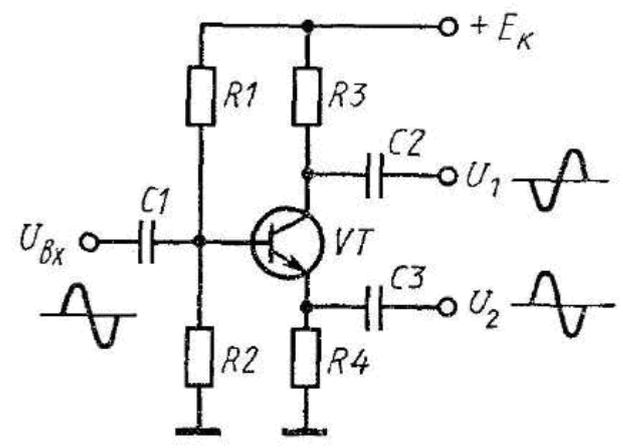
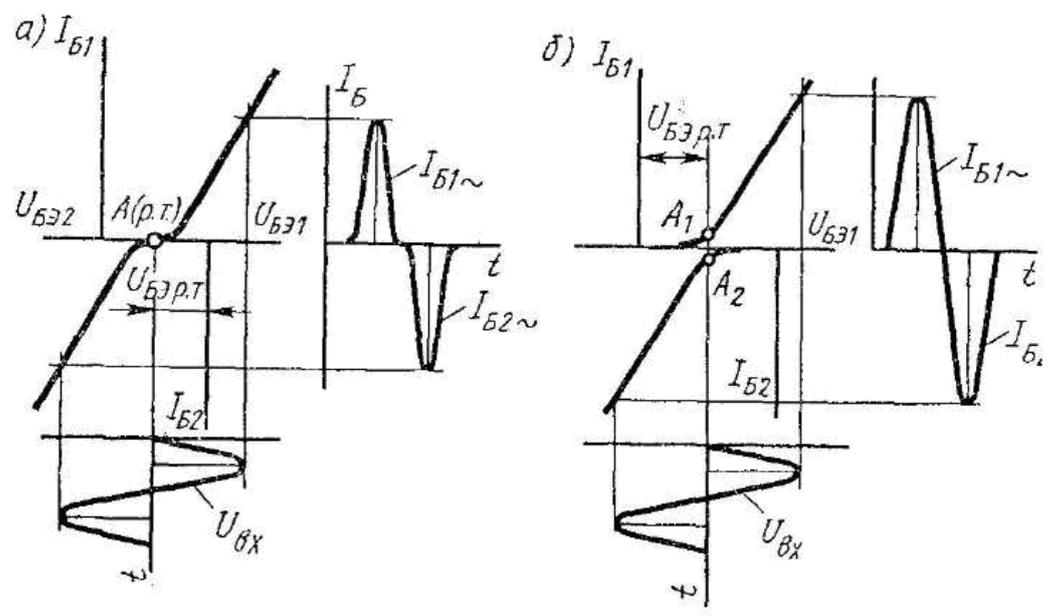
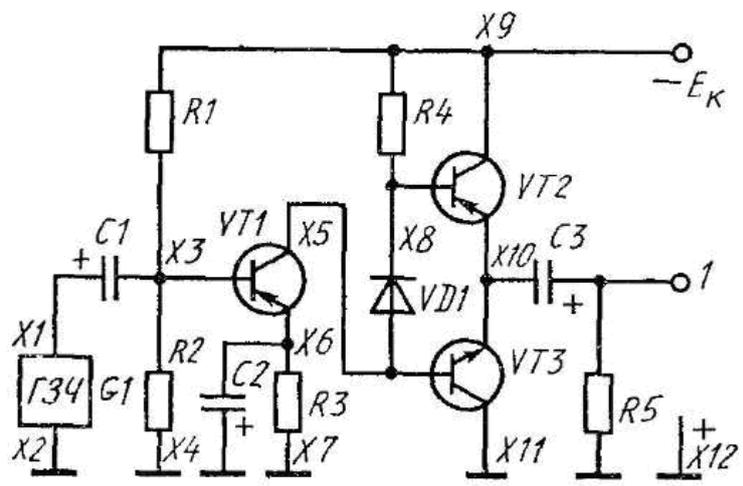


Рис. 1.

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

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

При включении транзисторов с ОЭ в  $h_{21э}$  раз снижается мощность сигнала управления, но несколько возрастают нелинейные искажения. Замена транзистора в такой схеме вызывает изменение режима каскада по постоянному току, поэтому требуется либо подбор пары транзисторов с одинаковыми параметрами, либо дополнительные меры по восстановлению симметрии схемы, что обязательно сопровождается снижением КПД и ростом коэффициента нелинейных искажений.

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

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

Для управления транзисторами разных типов электропроводности (см. рис. 74) требуется один сигнал. Так, если в первый полупериод входной сигнал увеличивает ток базы транзистора  $VT2$ , одновременно уменьшается ток базы транзистора  $VT1$ . Во второй полупериод — наоборот. Таким образом, входные цепи транзисторов по отношению к источнику сигнала включены параллельно, выходные по отношению к источнику питания  $E_k$  — последовательно, а по переменному току — параллельно на общую нагрузку  $R_5$ .

Для управления транзисторами одного типа электропроводности требуется фазоинверсный каскад (рис. 76), на выходе которого действуют два одинаковых и противофазных напряжения  $U_1$  и  $U_2$ . Эти напряжения и управляют транзисторами, которые поочередно открываются и закрываются.

Рассмотрим работу каскада усиления мощности в режиме В (см. рис. 74). В схеме используется кремниевый диод  $VD1$ . При положительном полупериоде переменной составляющей коллекторного напряжения транзистора  $VT1$  предварительного усилителя транзистор  $VT2$  закрывается, а

транзистор  $VT3$  усиливает сигнал, используя как источник питания заряженный примерно до  $0,5E_k$  конденсатор  $C3$ . В течение этого полупериода ток проходит по цепи: правый электрод конденсатора  $C3$ , заряженный положительно, резистор нагрузки  $R5$ , корпус, промежуток коллектор — эмиттер транзистора  $VT3$ , левый электрод конденсатора  $C3$ . Емкость конденсатора  $C3$  должна быть настолько большой, чтобы за время самого длительного полупериода (самая низкая усиливаемая частота) он разряжался незначительно.

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

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

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

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

### Порядок выполнения работы

1. Вычертить табл. 32 и 33 для снятия амплитудно- частотной и амплитудной характеристик усилителя и координатные оси для их построения (масштаб по осям:  $U_{вх}$  — в 1 см 20 мВ,  $U_{вых}$  — в 1 см 200 мВ).

2. Вычертить табл. 34 для записи токов, потребляемых усилителем при разных режимах работы.

3. Вычертить табл. 35 для записи параметров режимов транзисторов по постоянному току.

4. Зарисовать электрическую схему исследуемого усилителя (см. рис. 74), собрать ее, пользуясь графическими обозначениями на сменной

панели<sup>87Л-01/16</sup>, и отрегулировать режимы работы усилителя по постоянному току.

5. Снять амплитудно-частотную и амплитудную характеристики усилителя, занося результаты измерений в табл. 32 и 33, и построить их в соответствующих координатных осях.

Таблица 32

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

Таблица 33

Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ , В	20	40	60	80	100	120
Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ , В						

Таблица 34

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

Таблица 35

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

6. Измерить токи, потребляемые усилителем при различных режимах работы, занося результаты измерений в табл. 34. Одновременно измерять параметры режимов по постоянному току, занося результаты измерений в табл. 35.

## Методические указания

1. При выполнении работы используют:  $R1 = 51 \text{ кОм}$ ;  $R2 = 3,3 \text{ кОм}$  и  $10 \text{ кОм}$  (переменный);  $R3 = 200 \text{ Ом}$ ;  $R4 = 4,3 \text{ кОм}$ ;  $R5 = 100 \text{ Ом}$ ;  $C1 = 5 \text{ мкФ}$ ;  $C2 = 5$  и  $50 \text{ мкФ}$ ;  $C3 = 0,1$  и  $50 \text{ мкФ}$ ;  $VT1$  и  $VT2$  — транзисторы КТ361А;  $VD1$  — диод КД103А (2 шт.);  $VT3$  — транзистор КТ315А; переключку.

2. Устанавливают по ИВ стенда напряжение 12 В на выходе ГН2, подключая его с соблюдением полярности к гнездам « $-E_k$ » и  $X12$ , а затем измеряют  $ABM1$  (на пределе «10 В») в гнезде  $X10$  напряжение, которое должно составлять  $0,5 E_k$ . Если это не так, устанавливают вместо резистора  $R2$  сопротивлением  $3,3 \text{ кОм}$  переменный резистор сопротивлением  $10 \text{ кОм}$  и добиваются, чтобы напряжение в гнезде  $X10$  составляло 6 В.

3. Подключают к выходу усилителя милливольтметр МВ стенда (зажим  $MB$  « $\sim$ » соединяют с гнездом 1 исследуемой схемы, а зажим « $\perp$ » — с гнездом  $X11$ ) и устанавливают его переключатель на предел «1 В».

4. Устанавливают на выходе ГЗЧ частоту сигнала 1000 Гц, для чего его переключатель «Диапазон» переводят в положение «1 кГц». Для измерения частоты выходного сигнала ГЗЧ с помощью частотомера ЧМ тумблер-«ЧМ-ГЗЧ» устанавливают в положение «ГЗЧ», переключатель ИВ — в положение «ЧМ», а переключатель ЧМ — в положение «5 кГц». Подключают ГЗЧ к исследуемой схеме (зажим ГЗЧ «1 : 10» соединяют с гнездом  $X1$ , а зажим « $\perp$ » — с гнездом  $X2$ ). Устанавливают на входе усилителя такой сигнал, при котором напряжение на его выходе будет равно 5 В действующего значения. При снятии АЧХ необходимо следить за стабильностью амплитуды входного напряжения и при изменении корректировать ее регулятором ГЗЧ «Амплитуда». Выходное напряжение ГЗЧ измеряют ИВ стенда, для чего его переключатель следует перевести в положение «ГЗЧ».

При снятии амплитудной характеристики вход осциллографа подключают к гнезду  $X1$ , а вывод « $\perp$ » — к гнезду  $X7$ . Наблюдая форму напряжения на выходе усилителя, отмечают, при каком входном напряжении искажения формы выходного напряжения становятся заметными на глаз. Именно с этого значения входного сигнала амплитудная характеристика отклонится от прямой линии.

Потребляемый ток измеряют  $ABM1$ , для чего зажим « $-$ » ГН2 соединяют с зажимом « $-$ »  $ABM1$ , а зажим « $+$ »  $ABM1$  — с гнездом « $-E_k$ ».

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

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

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

### **Контрольные вопросы**

1. Почему одноктактные усилители мощности используют редко?  
Чем объясняется экономичность двухтактных усилителей мощности, работающих в режиме В?
2. Какие параметры выходного сигнала зависят от емкости конденсатора СЗ?
3. Почему при уменьшении емкости конденсатора  $c_2$  увеличиваются частотные искажения в области нижних частот?  
Как влияет режим работы усилителя на нелинейные искажения?

## Лабораторная работа №13. 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  $U_1$  сети поступает на первичную обмотку трансформатора  $T$ , с вторичной обмотки которого напряжение  $U_2$  подается на выпрямитель  $B$ . Выпрямленное пульсирующее напряжение сглаживается фильтром  $\Phi$ , превращаясь в постоянное напряжение  $U_{RH}$  для питания устройства, эквивалентно представленного резистором нагрузки  $R_H$ .

Схема двухполупериодного выпрямителя с нулевым выводом трансформатора (вывод 2) с активной нагрузкой  $R_H$  показана на рис. 44, а. Вторичная обмотка трансформатора выполнена так, чтобы в точках 1 и 3 были одинаковые, но противофазные относительно точки 2 напряжения  $U_2^1$  и  $U_2^3$  (рис. 44, б).

Рассмотрим работу схемы в полупериод, когда в точке 1 относительно точки 2 действует положительное напряжение, а в точке 3 — отрицательное. Напряжение  $U_2^1$  вызывает ток  $I_{VD1}$  (рис. 44, в), который проходит по цепи (рис. 44, а): вывод 1, диод  $VD1$ , резистор  $R_H$ , вывод 2. Таким образом, ток в нагрузку отдает

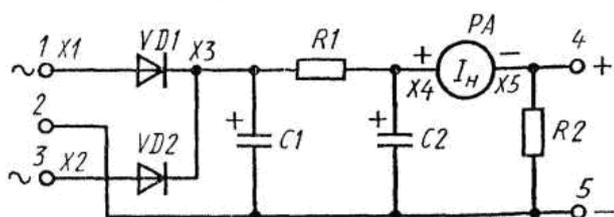


Рис. 42

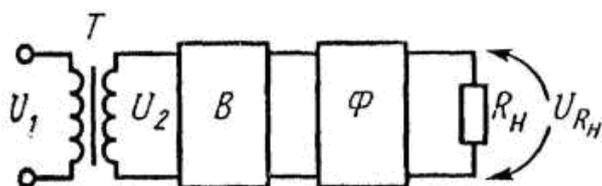


Рис. 43

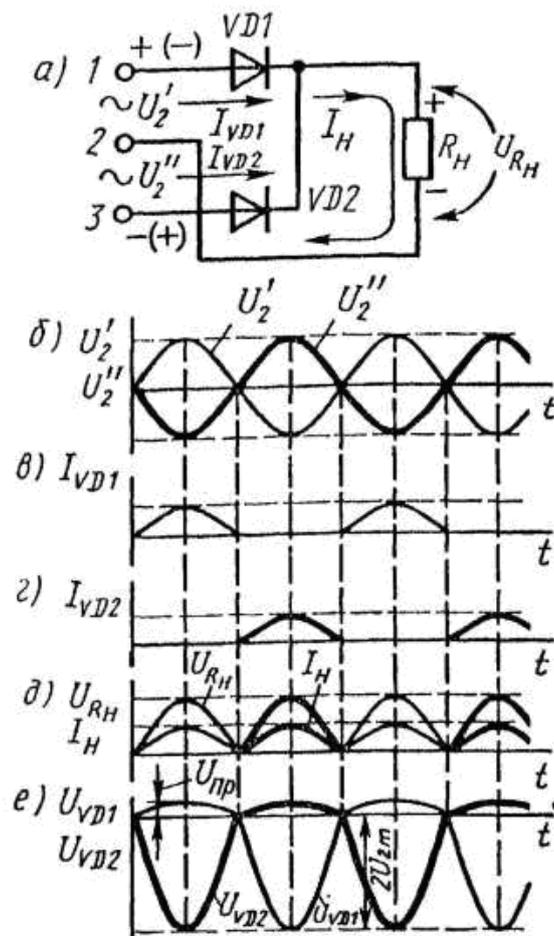


Рис. 44

верхняя половина вторичной обмотки трансформатора. Этот ток создает на резисторе нагрузки  $R_H$  падение напряжения  $U_{RH}$  (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  $VD1$  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, з) по цепи (рис. 44, а): вывод 3, диод  $VD2$ , резистор  $R_H$ , вывод 2. При этом на нагрузке появляется синусоидальный импульс напряжения той же полярности, что и в первый полупериод. В течение этого полупериода диод  $VD1$  закрыт.

Таким образом, диоды поочередно каждый в течение своего полупериода проводят ток в общую нагрузку. Частота пульсаций 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 силовых низковольтных выпрямителях. Это

объясняется тем, что в цепи тока нагрузки в любой момент выпрямительного процесса находится только один диод.

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

$$k_{п} = U_{1m} / U_{R_{наг}} \cdot U_{R_{н. ср}} \quad (13)$$

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:

$$k_{сгл} = k_{п.вх} / k_{п.вых} \quad (14)$$

Простейшим сглаживающим фильтром является емкостный, состоящий из конденсатора, подключенного параллельно нагрузке  $R_{н}$ . Заряжаясь во время, когда напряжение на входе фильтра близко к максимальному, конденсатор отдает запасенную энергию в нагрузку при уменьшении входного напряжения. В схеме, которая была показана на рис. 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	$R1, \text{кОм}$	$\infty$		1,6		1		0,51	
	$C1 = C2, \text{мкФ}$	20	50	20	50	20	50	20	50
$U_{C1}, \text{В}$									
$\Delta U_{C1}, \text{мВ}$									
$\Delta U_{C2}, \text{мВ}$									
$I, \text{мА}$									
$U_{R1} (U_{R2}), \text{В}$									
$\text{КПД} = (P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}) \cdot 100\%$									

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

3. Измерить электрические параметры схемы выпрямителя для приведенных в табл. 19 значений  $R1$  и  $C1 = C2$ , рассчитать КПД и занести результаты вычислений и измерений в табл. 19.

4. Вычислить коэффициенты пульсаций и сглаживания для максимальной нагрузки ( $R_L = 510 \text{ Ом}$ ) 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  $R1 = 200 \text{ Ом}$ ; конденсаторы  $C1 = C2$  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».

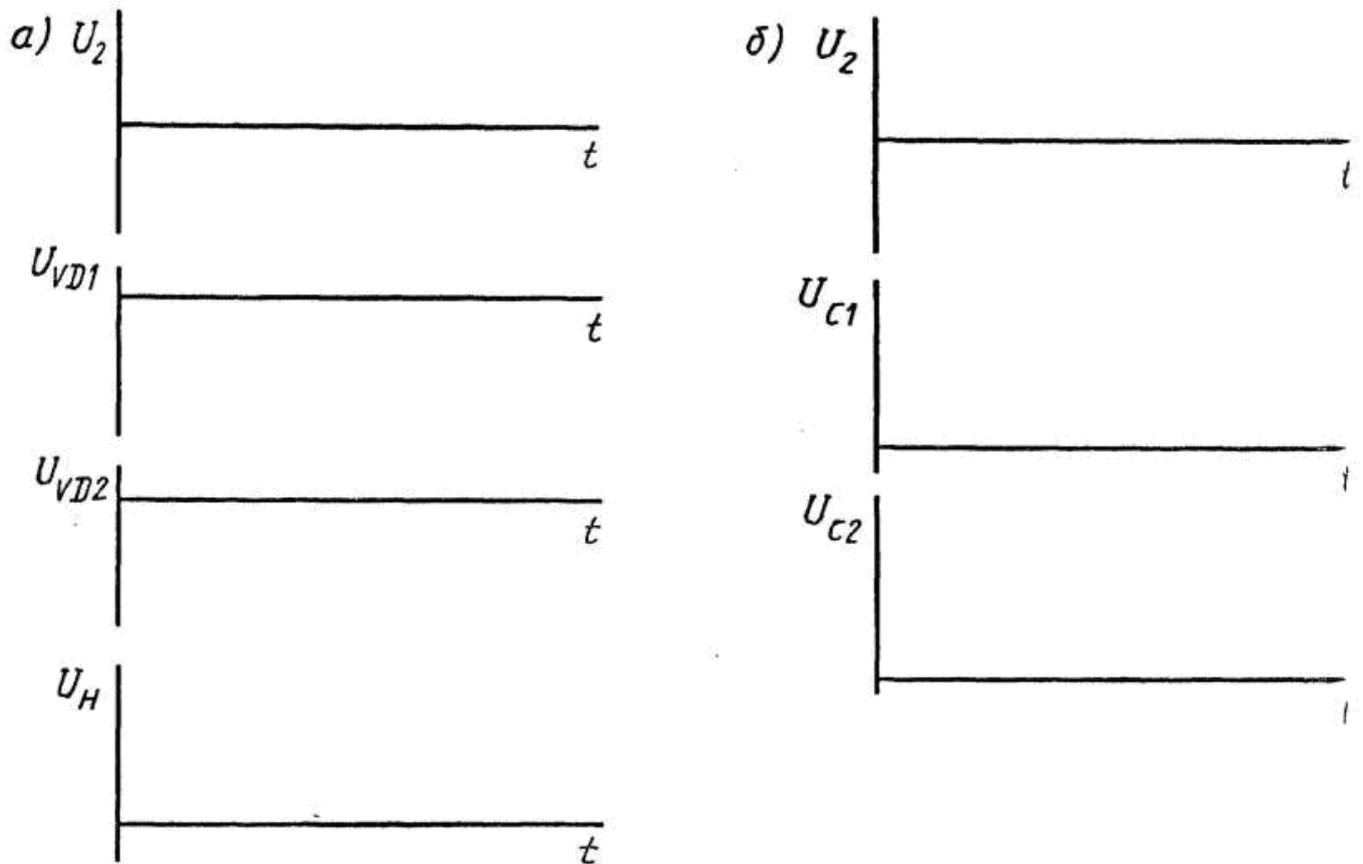


Рис. 45

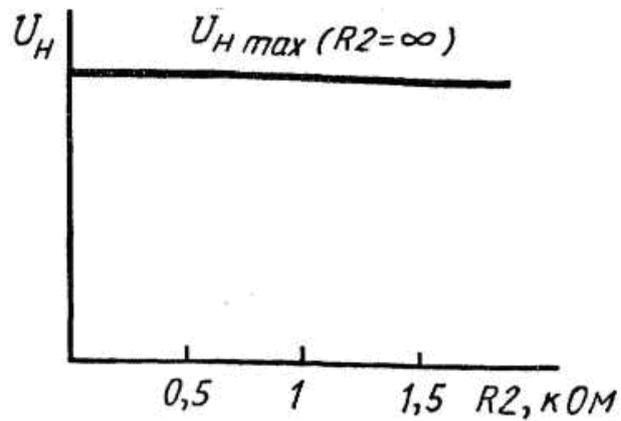


Рис. 46

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  $P_{\text{вых}} = U_{R2}I$  к мощности на входе сглаживающего фильтра  $P_{\text{вх}} = U_{C1}I$ , 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 силовых выпрямителях?

## Лабораторная работа №14. Исследование мостовой схемы выпрямления

Цель работы — исследование однофазной мостовой схемы выпрямления со сглаживающим  $C$ -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.

Пусть в первый полупериод (рис. 48, а—в) напряжения  $U_2$  на выводе 1 вторичной обмотки трансформатора действует положительное по отношению к выводу 2 напряжение и ток  $I_{14}$  проходит по цепи: вывод диод  $VD1$ , резистор  $R_H$  диод  $VD4$ , вывод 2. При этом на нагрузке образуется падение напряжения  $U_{RH}$ , полярность которого указана на рис. 48, а. Форма напряжения  $U_{RH}$  это следующие один за другим синусоидальные импульсы (рис. 48, д). Диоды  $VD2$  и  $VD3$  в течение этого полупериода тока не проводят,

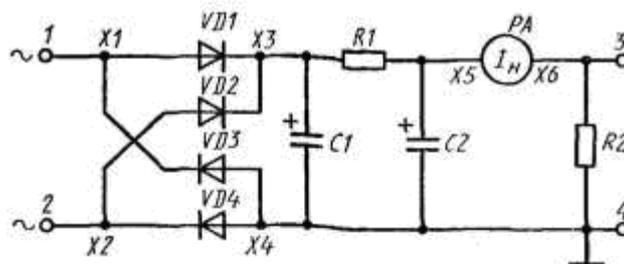


Рис. 47

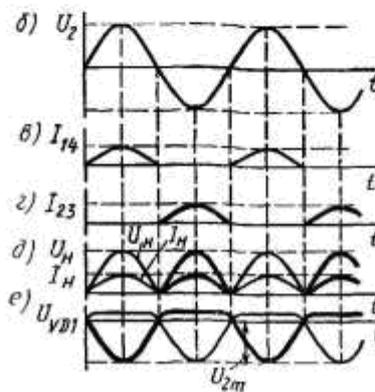
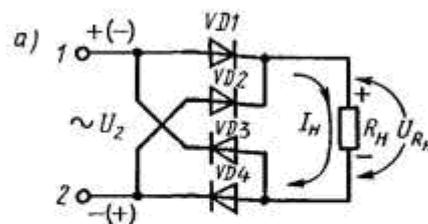


Рис. 48

так как закрыты поступающим на них через открытые диоды  $VD1$  и  $VD4$  напряжением  $U_{2m}$  (рис. 48, *e*). 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, *a* они даны в скобках), ток  $I_{23}$  (рис. 48, *z*) будет проходить по цепи (рис. 48, *a*): вывод 2, диод  $VD2$ , резистор  $R_n$  диод  $VD3$ , вывод 1.

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

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

### **Порядок выполнения работы**

1. Вычертить таблицу, аналогичную табл. 19 в работе № 8, а также координатные оси (см. рис. 45, *a*, *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 №15. 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

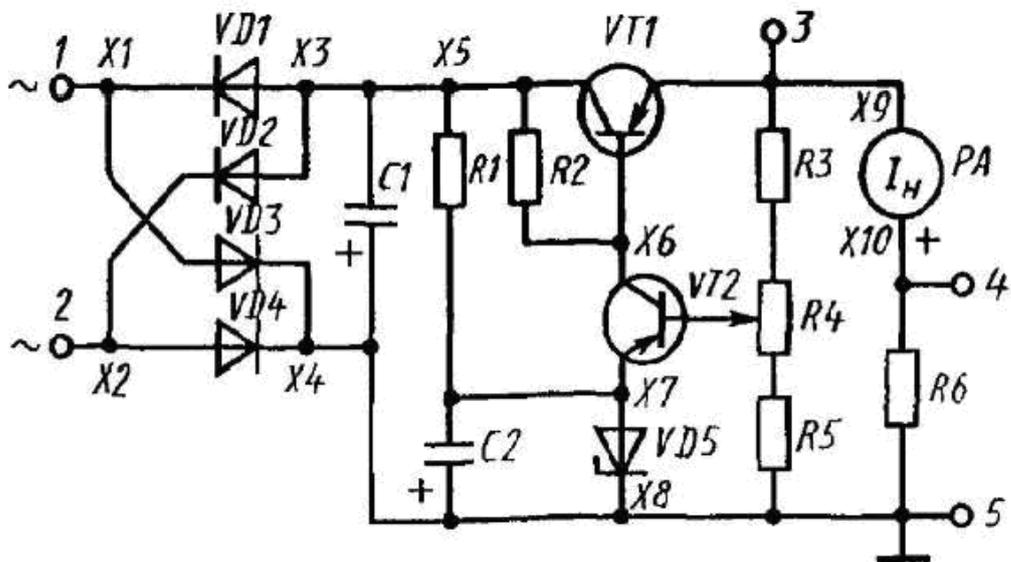


Рис. 53

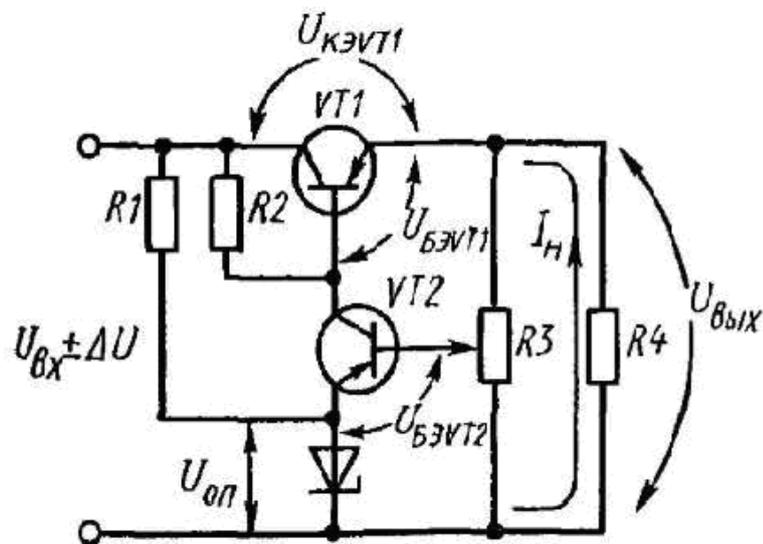


Рис. 54

даже тысяч единиц. Наиболее распространен компенсационный стабилизатор напряжения, регулируемый 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  $R4$ , т. е.

$$U_{вх} = U_{кэVT1} + U_{вых}. \quad (20)$$

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 ( $\alpha$  — коэффициент деления делителя, выполненного на потенциометре  $R3$ ). Сигнал рассогласования складывается из этих двух напряжений:

$$U_{бэVT1} = U_{кVT2} - U_{вых}. \quad (22)$$

$$U_p = U_{бэVT2} = \alpha U_{вых} - U_{оп}, \quad (21)$$

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  $U_{\text{вых}}$  стабилизатора. Это происходит потому, что в схеме автоматически поддерживается соотношение между напряжениями в эмиттерной цепи транзистора  $VT2$  в соответствии с формулой (21). Из этой формулы следует, что  $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{оп}}/\alpha$ . Если движок потенциометра  $R3$  сместить к верхнему по схеме выводу ( $\alpha = 1$ ), то выходное напряжение стабилизатора приблизится к опорному.

При уменьшении  $\alpha$  (смещение движка потенциометра  $R3$  к нижнему выводу) выходное напряжение увеличивается и соответственно уменьшается напряжение  $U_{\text{кэ}VT1}$ , пока транзистор  $VT1$  не перейдет в насыщение. Тогда  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{кэ}VT1\text{нас}} \approx U_{\text{вх}}$ . В этом режиме транзистор  $VT1$  перестает управляться, а стабилизатор — стабилизировать напряжение. Обычно напряжение на промежутке коллектор — эмиттер транзистора  $VT1$  составляет не менее 3—5 В при максимальном напряжении на выходе схемы. Такое же минимальное напряжение  $U_{\text{кэ}VT1}$  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	$U_1 = 15 \text{ В}$				$U_2 = 17,25 \text{ В}$			
	0,51	1	1,6	$\infty$	0,51	1	1,6	$\infty$
$R6(R_H), \text{ кОм}$								
$U_{C1}, \text{ В}$								
$\Delta U_{C1}, \text{ мВ}$								
$U_{KVT2}, \text{ В}$								
$U_{KЭVT1}, \text{ В}$								
$\Delta U_{KЭVT1}, \text{ мВ}$								
$U_{R6}(U_{\text{вх}}), \text{ В}$								
$I_H, \text{ мА}$								
$U_{БЭVT2}, \text{ В}$								
$P_{KVT1} = I_H U_{KЭVT1}, \text{ мВт}$								

### Методические указания

1. При выполнении работы используют:  $R1 = 1,6 \text{ кОм}$ ;  $R2 = 7,5 \text{ кОм}$ ;  $R3 = 200 \text{ Ом}$ ;  $R4 = 2,2 \text{ кОм}$  (переменный);  $R5 = 1 \text{ кОм}$ ;  $R6 = 510 \text{ Ом}$ ,  $1 \text{ кОм}$ ;  $1,6 \text{ кОм}$ ;  $C1 = 50 \text{ мкФ}$ ;  $C2 = 20 \text{ мкФ}$ ;  $VD1 - VD4$  — диоды Д220 (КД103А);  $VT1$  и  $VT2$  — транзисторы КТ361А;  $VD5$  — стабилитрон Д814А.

2. На гнезда 1 и 2 исследуемой схемы подают переменное напряжение с зажимов « $\sim 15 \text{ В}$ » и «Общ.» источника питания ИП стенда.

3. Ток нагрузки  $I_H$  измеряют АВМ2 (на пределах измерения «50 мА» и «10 мА»), напряжение — АВМ1 (на пределах «25 В» и «10 В»), пульсации напряжения — милливольтметром МВ (действующее значение) и осциллографом (измеряют амплитудное значение и наблюдают форму пульсаций, их частоту).

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  $R6 = 510 \text{ Ом}$ , 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  $I_n$  (при  $R_6 = 510 \text{ Ом}$ ) и отключают резистор  $R_6$ . При этом выходное напряжение стабилизатора увеличивается на  $\delta U'_{R_6}$ , что и является его нестабильностью, вызванной изменением тока нагрузки. Выходное сопротивление стабилизатора рассчитывают по формуле  $R_{\text{вых}} = \delta U'_{R_6} / \Delta I_n$ , где  $\Delta I_n$  — изменение тока нагрузки, вызвавшее изменение выходного напряжения на  $\delta U'_{R_6}$ , в данном случае  $\Delta I_n = I_n$  при  $R_6 = 510 \text{ Ом}$ , так как ток нагрузки при отключенном резисторе  $R_6$  равен нулю.

5. Вновь устанавливают Ом, измеряют напряжение на конденсаторе  $C_1$  (постоянную составляющую) и компенсируют выходное напряжение стабилизатора. Переводят тумблер  $МП$  в положение «15 В» и снова измеряют напряжение на конденсаторе  $C_1$ , а также  $\delta U''_{R_6}$ . Коэффициент стабилизации рассчитывают по формуле

$$k_{\text{ст}} = \frac{2(U'_{C_1} - U''_{C_1})}{U'_{C_1} + U''_{C_1}} : \frac{\delta U'_{R_6}}{U'_{R_6} - 0,5\delta U''_{R_6}},$$

где  $U'_{C_1}$  и  $U''_{C_1}$  — напряжения на конденсаторе  $C_1$  при напряжениях на входе стабилизатора 17,25 и 15 В;

$(U'_{C_1} + U''_{C_1})/2$  и  $U'_{R_6} - 0,5\delta U''_{R_6}$  — средние напряжения на входе и выходе стабилизатора;  $\delta U''_{R_6}$  — 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  $R_2$  на коэффициент стабилизации?
4. Почему компенсационный стабилизатор сглаживает пульсации?
5. В каком режиме мощность, рассеиваемая транзистором, минимальна?

## Лабораторная работа №16. Исследование схем на операционных усилителях

Цель работы: изучение принципов работы, основных схем включения и основных параметров операционных усилителей (ОУ).

**Пояснения.** Операционным усилителем называется устройство, предназначенное для выполнения математических операций с аналоговыми сигналами, имеющее исключительно высокий коэффициент усиления, очень большое входное и малое выходное сопротивление и выполненное в микроэлектронном исполнении.

Термин "операционный усилитель" впервые использован в вычислительной технике, где он отождествляется с понятием "решающий усилитель". С этими терминами неизменно связывались математические операции: суммирования, дифференцирования, интегрирования, которые усилитель мог выполнять за счет введения отрицательной обратной связи (ООС) определенного вида. В настоящее время смысл этого термина существенно расширился и несколько изменился. Под операционным усилителем принято понимать универсальный электронный усилитель, который может выполнять самые различные функции и позволяет без нарушения его работоспособности вводить обратную связь (ОС) различного типа.

В настоящее время ОУ выполняются, как правило, в виде монолитных интегральных микросхем и по своим габаритным размерам и стоимости практически не отличаются от отдельно взятого транзистора.

Благодаря практически идеальным характеристикам ОУ реализация различных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на отдельных транзисторах. Поэтому ОУ вытесняют отдельные транзисторы как элементы схем во многих областях электроники.

Характерной особенностью ОУ является то, что он дает возможность получить близкое к нулю выходное напряжение при отсутствии входного сигнала. При этом потенциалы обоих входов будут близки к потенциалу выхода усилителя. Эти свойства ОУ позволяют подключать нагрузку и источники входных напряжений, не заботясь о разделении переменной и постоянной составляющих.

Операционный усилитель включает в свой состав один или несколько дифференциальных каскадов усилителей постоянного тока (УПТ), генератор стабильного тока для питания этих каскадов и выходные эмиттерные повторители для увеличения входного и уменьшения выходного сопротивления.

Условное графическое изображение ОУ К553УД2 приведено на рис. 1.

Вход А – инвертирующий вход.

Вход В – неинвертирующий вход.

Выводы С – для подключения двуполярного ИП.

Выводы D – выводы для подключения цепей коррекции.

ОУ подразделяются по следующим признакам:

- 1) ОУ общего применения
- 2) Мощные ОУ
- 3) ОУ с управляемыми параметрами
- 4) Быстродействующие ОУ

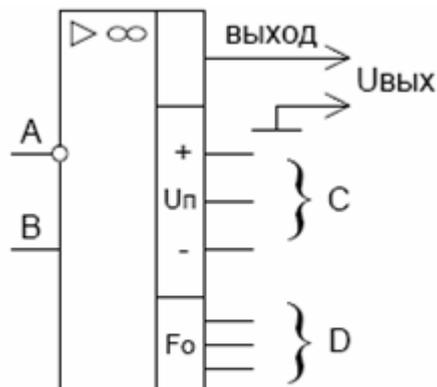


Рис. 1

Основные параметры ОУ делятся на статические и динамические.

К статическим параметрам относятся:

- 1) Напряжение ИП
- 2) Коэффициент усиления
- 3) Входное сопротивление
- 4) Потребляемый от ИП ток или потребляемая мощность
- 5) Коэффициент ослабления синфазного сигнала [дБ]

Динамические параметры:

- 1) Скорость нарастания выходного напряжения. Она показывает быстродействие ОУ [ В/мкс ] (рис. 2).

$$K_{п} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta t \text{ [ В/мкс ]}$$

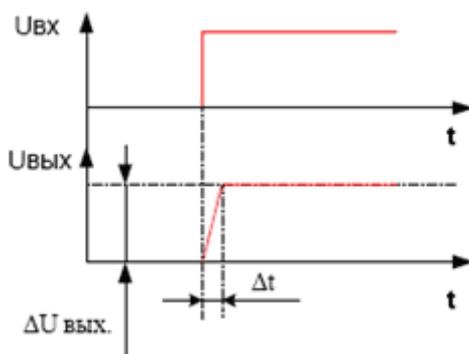


Рис. 2

- 7) Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ).

ОУ имеют коэффициент усиления порядка сотен - тысяч, поэтому при введении глубокой отрицательной обратной связи можно получить параметры схемы, которые зависят только от выбора элементов ООС.

Так как ОУ имеет очень большой коэффициент усиления и достаточно сложную схему, то при работе на определённых частотах возможно появление нежелательных фазовых сдвигов, приводящих к образованию положительных ОС и, как следствие, к самовозбуждению усилителя.

Для устранения этих возможностей применяются цепи коррекции, представляющие различные RC-цепочки. Цепи коррекции могут быть как внешними, то есть при помощи навесных элементов, так и внутренними, то есть внутри корпуса микросхемы. Причём цепи коррекции разрабатываются на этапе проектирования ОУ и являются индивидуальными для каждого конкретного типа ОУ.

При рассмотрении типовых схем с ОУ обычно пользуются идеальной моделью ОУ. При этом считают, что его коэффициенты усиления по напряжению  $K_U \approx \infty$ , входное сопротивление  $R_{вх} \approx \infty$ , а выходное сопротивление  $R_{вых} \approx 0$ . Кроме того, к основным признакам идеального ОУ следует отнести: бесконечно широкую полосу частот, начиная с частоты  $f_0 = 0$ ; постоянство амплитуды усиливаемого сигнала во всем диапазоне частот, отсутствие статических, шумовых и дрейфовых ошибок во времени и в диапазоне рабочих температур. Перечисленных свойств ОУ полностью достичь нельзя, однако, высокие технические характеристики реальных конструкций ОУ по перечисленным ранее показателям подтверждают возможность использования идеальной модели ОУ при анализе электронных схем.

### Схемы включения ОУ

Поскольку на входе ОУ стоит дифференциальный каскад усиления, имеющий инвертирующий и неинвертирующий входы, то различают два основных вида включения – инвертирующее и не инвертирующее. Кроме этого ОУ за счёт высокого коэффициента усиления должен быть охвачен глубокой ООС для обеспечения устойчивости его работы.

1) Инвертирующая схема включения ОУ изображена на рисунке 4.

$$K = \frac{R_{оос}}{R_1}; \quad (1)$$

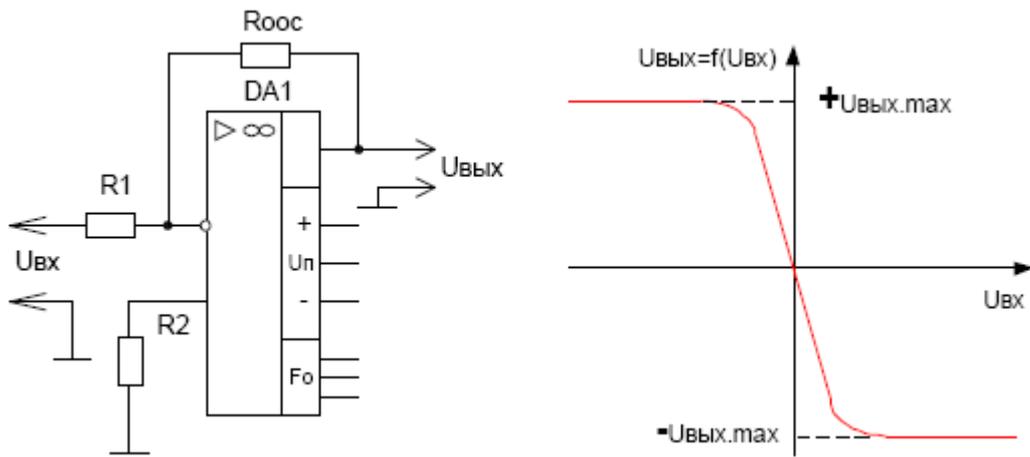


Рис.4

2) Неинвертирующая схема включения ОУ изображена на рисунке 5.

$$K = \frac{R_{ооc}}{R_1} + 1; \quad (2)$$

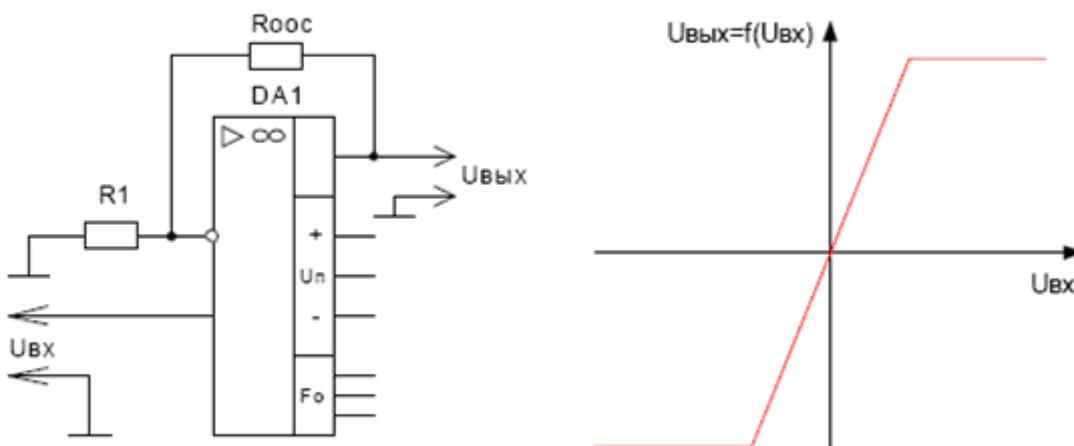


Рис 5.

Так как ОУ предназначены для проведения математических операций с аналоговыми сигналами, то различают суммирующее, интегрирующее и дифференцирующее включение ОУ.

3) Схема суммирующего включения ОУ изображена на рисунке 6.

$$U_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}} = K_1 U_{\hat{A}\hat{O}1} + K_2 U_{\hat{A}\hat{O}2} + K_3 U_{\hat{A}\hat{O}3}; \quad (3)$$

$$K_n = \frac{R_{oc}}{R_n}; \quad (3.1)$$

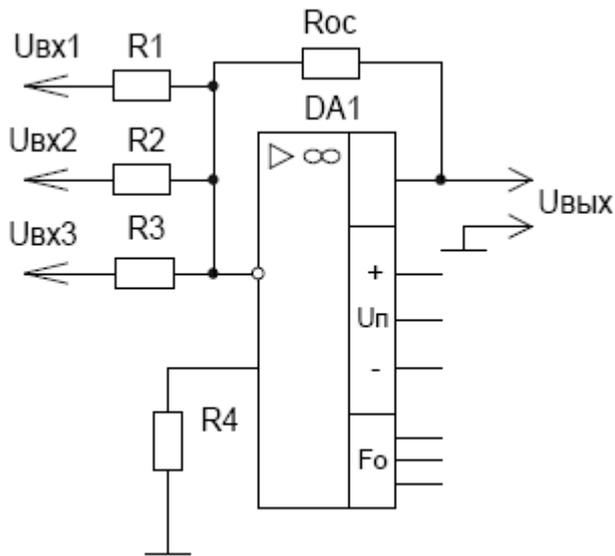


Рис. 6

4) Схема интегрирующего включения ОУ изображена на рисунке 7.

$$U_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}} = K \int_0^t U_{\hat{A}\hat{O}}(t) dt; \quad (4)$$

$$K = \frac{X_{Coc}}{R_1} = \frac{1}{j\omega C_{oc} R_1}; \quad (4.1)$$

$$T = C_{oc} R_1; \quad p = j\omega; \quad W(p) = \frac{1}{Tp};$$

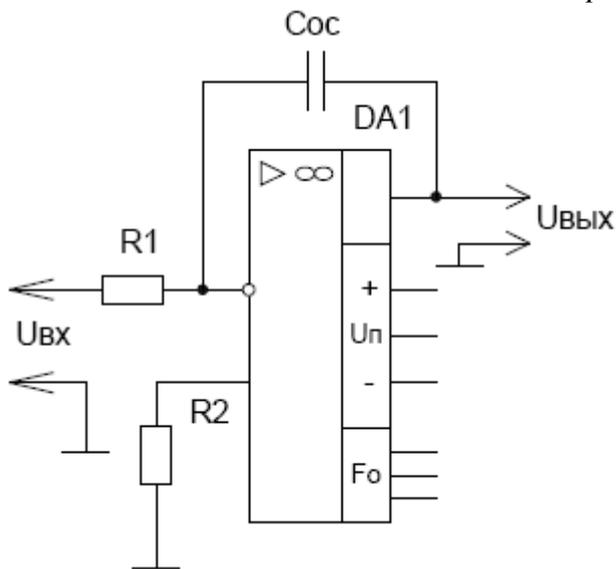


Рис. 7

6) Схема вычитающего включения ОУ изображена на рисунке 9.

$$U_{\hat{A}\hat{O}\hat{O}} = U_{\hat{A}\hat{O}2} * \frac{R_3}{R_3 + R_2} * \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1} - U_{\hat{A}\hat{O}1} * \frac{R_{oc}}{R_1}; \quad (6)$$

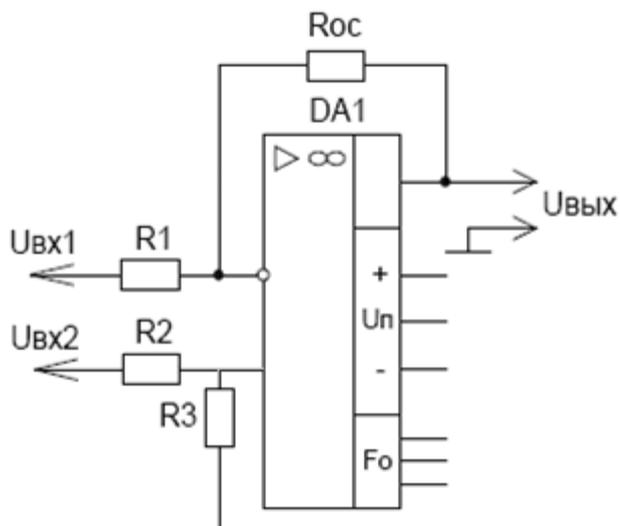


Рис. 9

### Порядок выполнения работы

Перед началом выполнения лабораторных работ обязательно ознакомьтесь с методическими указаниями.

#### 1. Инвертирующая схема включения.

1.1. Используя карточку № 1, собрать с помощью джамперов (перемычек) схему, показанную на рис. 4. Выбрать в качестве первого сопротивления входной цепи -  $R_1$ , а в качестве первого сопротивления ОС -  $R_{oc1}$ .

1.2. Подключить собранную схему к генератору с помощью четырехжильного шнура (зеленые на вход, белый - земля).

1.3. Подключить собранную схему к осциллографу с помощью шнура с «крокодилами».

1.4. Подключить собранную схему при помощи «крокодилов» к источнику питания 24 В (скрученный провод, выходящий из корпуса стенда; белый(-), зеленый(+)).

1.5. Последовательно меняя входные сопротивления ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ) и сопротивления ОС ( $R_{oc1}$ ,  $R_{oc2}$ ) при помощи осциллографа измерить амплитуду выходного напряжения и записать в табл. 1.

1.7. Вычислить коэффициент усиления ( $K_{расч}$ ) по формуле (1), записав в таблицу.

1.8. Вычислить экспериментальный коэффициент усиления ( $K_{эксп}$ ) по формуле

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}};$$

1.9. Сравнить экспериментальные данные с расчетными.

Таблица 1.

$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$R$ входной цепи, Ом	$R$ ОС, Ом	$K_{\text{расч}}$	$K_{\text{эксп}}$

### Методические указания

Обозначения элементов, приведенные на схемах и на карточках, могут не совпадать. Схемы на рисунках являются принципиальными.

В качестве входного сигнала использовать гармонический сигнал, амплитудой  $U_{\hat{a}\hat{o}}=1$  В и частотой  $\nu=100$  Гц.

Номиналы элементов схемы:  $R1=33$  кОм,  $R2=22$  кОм,  $R3=12$  кОм,  $R4=13$  кОм,  $R_{oc1}=100$  кОм,  $R_{oc2}=62$  кОм.

#### 2. Неинвертирующая схема

2.1. Используя карточку № 2, собрать с помощью джамперов (перемычек) схему, показанную на рис. 5. Выбрать в качестве первого сопротивления входной цепи – использовать  $R1$ , а в качестве первого сопротивления ОС -  $R_{oc1}$ .

2.2. Подключить собранную схему к генератору с помощью четырехжильного шнура (зеленые на вход, белый - земля).

2.3. Подключить собранную схему к осциллографу с помощью шнура с «крокодилами».

2.4. Подключить собранную схему при помощи «крокодилов» к источнику питания 24 В. Провода питания выходят из корпуса стенда.

2.5. Последовательно меняя входные сопротивления ( $R1, R2, R3$ ) и сопротивления ОС ( $R_{oc1}, R_{oc2}$ ) при помощи осциллографа измерить амплитуду выходного напряжения и записать в табл. 2.

2.7. Вычислить коэффициент усиления ( $K_{\text{расч}}$ ) по формуле (2), записав в таблицу.

2.8. Вычислить экспериментальный коэффициент усиления ( $K_{\text{эксп}}$ ) по формуле

$$K = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{U_{\hat{a}\hat{o}}};$$

2.9. Сравнить экспериментальные данные с расчетными.

Таблица 2.

$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$R$ входной цепи, Ом	$R$ ОС, Ом	$K_{\text{расч}}$	$K_{\text{эксп}}$


### Методические указания

Обозначения элементов, приведенные на схемах и на карточках, могут не совпадать. Схемы на рисунках являются принципиальными.

В качестве входного сигнала использовать гармонический сигнал, амплитудой  $U_{\text{вх}} = 1$  В и частотой  $\nu = 100$  Гц.

Номиналы элементов схемы:  $R_1 = 33$  кОм,  $R_2 = 22$  кОм,  $R_3 = 12$  кОм,  $R_{\text{ос1}} = 100$  кОм,  $R_{\text{ос2}} = 62$  кОм.

#### 3. Суммирующая схема.

3.1. Используя карточку № 3, собрать с помощью джамперов (перемычек) схему, показанную на рис. 6. Выбрать в качестве первого сопротивления входной цепи -  $R_1$ , а в качестве второго сопротивления ОС -  $R_{\text{ос1}}$ .

3.2. Подключить собранную схему к генератору с помощью четырехжильного шнура (зеленые на вход, белый - земля).

3.3. Подключить собранную схему к осциллографу с помощью шнура с «крокодилами».

3.4. Подключить собранную схему при помощи «крокодилов» к источнику питания 24 В (скрученный провод, выходящий из корпуса стенда; белый(-), зеленый(+)).

3.5. Меняя сопротивления ОС ( $R_{\text{ос1}}$ ,  $R_{\text{ос2}}$ ) при помощи осциллографа измерить амплитуду выходного напряжения и записать в табл. 3.

3.6. Рассчитать выходное напряжение ( $U_{\text{вых расч}}$ , В) по формуле (3). Коэффициенты рассчитать по формуле (3.1) и заполнить табл. 3.

3.7. Сравнить экспериментальные данные с расчетными.

Таблица 3

$R_{\text{ОС}}, \text{ Ом}$	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$	$U_{\text{ВЫХ расч}}, \text{ В}$

### Методические указания

Обозначения элементов, приведенные на схемах и на карточках, могут не совпадать. Схемы на рисунках являются принципиальными.

В качестве входного сигнала использовать гармонический сигнал, амплитудой  $U_{вв}=1$  В и частотой  $\nu=100$  Гц.

Номиналы элементов схемы:  $R_1=33$  кОм,  $R_2=22$  кОм,  $R_3=12$  кОм,  $R_4=13$  кОм,  $R_{ос1}=100$  кОм,  $R_{ос2}=62$  кОм.

#### 4. Вычитающая схема.

4.1. Используя карточку № 4, собрать с помощью джамперов (перемычек) схему, показанную на рис. 9. Выбрать в качестве первого сопротивления инвертирующего входа -  $R_1$ , а в качестве первого сопротивления ОС -  $R_{ос1}$ .

4.2. Подключить собранную схему к генератору с помощью четырехжильного шнура (зеленые на вход, белый - земля).

4.3. Подключить собранную схему к осциллографу с помощью шнура с «крокодилами».

4.4. Подключить собранную схему при помощи «крокодилов» к источнику питания 24 В. Провода питания выходят из корпуса стенда.

4.5. Последовательно меняя входные сопротивления ( $R_1, R_2, R_3$ ) и сопротивления ОС ( $R_{ос1}, R_{ос2}$ ) при помощи осциллографа измерить амплитуду выходного напряжения и записать в табл. 4.

4.6. Рассчитать выходное напряжение ( $U_{вых\ расч}, В$ ) по формуле (6) и заполнить табл. 4.

4.7. Сравнить экспериментальные данные с расчетными.

Таблица 4

$R$ входной цепи, Ом	$R$ ОС, Ом	$U_{вых}, В$	$U_{вых\ расч}, В$

### Методические указания

Обозначения элементов, приведенные на схемах и на карточках, могут не совпадать. Схемы на рисунках являются принципиальными.

В качестве входного сигнала использовать гармонический сигнал, амплитудой  $U_{вв}=1$  В и частотой  $\nu=100$  Гц.

Номиналы элементов схемы:  $R_1=33$  кОм,  $R_2=22$  кОм,  $R_3=12$  кОм,  $R_4=2,7$  кОм,  $R_5=13$  кОм,  $R_{ос1}=100$  кОм,  $R_{ос2}=62$  кОм.

#### 5. Интегрирующая схема.

5.1. Используя карточку № 5, собрать с помощью джамперов (перемычек) схему, показанную на рис. 7. В качестве входного сопротивления выбрать любой из  $R_1, R_2, R_3$ .

5.2. Подключить собранную схему к генератору с помощью четырехжильного шнура (зеленые на вход, белый - земля).

5.3. Подключить собранную схему к осциллографу с помощью шнура с «крокодилами».

5.4. Подключить собранную схему при помощи «крокодилов» к источнику питания 24 В. Провода питания выходят из корпуса стенда.

5.5. При помощи осциллографа снять зависимость коэффициента усиления ( $K$ ) от частоты для двух любых входных сопротивлений и занести в табл. 5. Работу с осциллографом проводить в режиме измерения переменного тока.

Таблица 5.

Вар. 1	$f, \text{Гц}$	5	10	20	40	80	160	320
	$K_1$							
Вар. 2	$K_2$							

5.6. Построить ЛАЧХ для схемы по данным табл. 5.

5.7. Подать на вход импульсный сигнал, амплитудой 1 В и периодом 0,2 с и зарисовать форму выходного сигнала. Объяснить форму сигнала.

### Методические указания

Обозначения элементов, приведенные на схемах и на карточках, могут не совпадать. Схемы на рисунках являются принципиальными.

В качестве входного сигнала использовать гармонический сигнал, амплитудой  $U_{\text{ам}}=1$  В.

Номиналы элементов схемы:  $R_1=33$  кОм,  $R_2=22$  кОм,  $R_3=12$  кОм,  $R_4=13$  кОм,  $C_{\text{ос}}=0,47$  мкФ.

### Контрольные вопросы

- 1) Что называют ОУ.
- 2) Каковы основные преимущества и недостатки ОУ.
- 3) Основные характеристики ОУ.
- 4) Основные схемы включения ОУ.
- 5) Выведете передаточную функцию интегрирующей, дифференцирующей схемы и апериодического звена (фильтр низких частот).
- 6) Структура ОУ.
- 7) Принцип работы дифференциального каскада.
- 8) Как зависит коэффициент усиления от частоты входного сигнала в основных схемах включения ОУ.

## Список литературы

### Основная литература

1. Щука, А. А. Электроника : учеб. пособие для вузов / А. А. Щука ; под ред. А. С. Сигова .— СПб. : БХВ-Петербург, 2005 .— 800 с. 17 экз.

### 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.
3. Токхейм Р. Основы цифровой электроники / Р. Токхейм; пер. с англ. В.А. Курочкина, В.М. Матвеева; под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

