

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

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра информационных радиотехнологий

**В. Т. Крушев**

**АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

В двух частях

Часть 1

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики и  
радиоэлектроники в качестве пособия для специальности  
1-36 04 02 «Промышленная электроника»*

Минск БГУИР 2015

УДК 621.38(076.5)  
ББК 32.85я73  
К84

**Р е ц е н з е н т ы:**

кафедра телекоммуникационных систем учреждения образования  
«Высший государственный колледж связи» (протокол №8 от 22.04.2014);

заведующий лабораторией микроэлектроники, механики и сенсорики  
государственного научного учреждения «Институт физики им. Б. И. Степанова  
Национальной академии наук Беларуси», доктор технических наук, профессор  
Н. И. Мухуров;

доцент кафедры защиты информации учреждения образования  
«Белорусский государственный университет информатики и  
радиоэлектроники», кандидат технических наук, доцент Н. И. Шатило

**Крушев, В. Т.**

К84 Аналоговая схемотехника. Лабораторный практикум. В 2 ч. Ч. 1 :  
пособие / В. Т. Крушев. – Минск : БГУИР, 2015. – 68 с. : ил.  
ISBN 978-985-543-124-5 (ч. 1).

Приведены описания лабораторных работ по учебной дисциплине  
«Схемотехника аналоговых устройств», каждая из которых содержит краткие  
теоретические сведения по изучаемому разделу курса, описание лабораторной  
установки и программного обеспечения, задание на проведение предварительных  
расчетов и выполнение экспериментов, а также перечень контрольных вопросов.

**УДК 621.38(076.5)**  
**ББК 32.85я73**

**ISBN 978-985-543-124-5 (ч. 1)**  
**ISBN 978-985-543-123-8**

© Крушев В. Т., 2015  
© УО «Белорусский государственный  
университет информатики  
и радиоэлектроники», 2015

## Введение

Аналоговые устройства обработки сигналов продолжают занимать важное место в промышленной электронике. Это объясняется тем, что большинство типов первичных преобразователей физических величин (датчики температуры, влажности, давления и пр.) являются источниками аналоговых сигналов, а многие исполнительные устройства в объектах управления (электродвигатели, электромагниты и т. п.) управляются непрерывно изменяющимся электрическим током. Сложные современные системы управления, основой которых являются цифровые вычислительные комплексы, сопрягаются с датчиками и объектами управления с помощью аналоговых и аналого-цифровых устройств. Все это стимулирует непрерывное развитие аналоговой схемотехники в сочетании с совершенствованием интегральных технологий изготовления электронных компонентов.

Основной функцией аналоговых электронных устройств (АЭУ) является усиление мощности электрических сигналов. На основе усилителей реализуются также различные операции преобразования сигналов: суммирование (микширование), сравнение (компарирование), перемножение, интегрирование, дифференцирование, фильтрация по частотным или временным параметрам и т. д.

Усилители и устройства аналоговой обработки сигналов на их основе характеризуются рядом показателей, к которым относятся:

- коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности – как отношение выходного параметра к одноименному входному;
- зависимости коэффициентов усиления от частоты гармонических сигналов и параметры быстродействия при обработке импульсных сигналов;
- входные и выходные комплексные сопротивления (импедансы), определяющие условия сопряжения с источником сигнала (датчиком) и следующим блоком;
- показатели качества обработки сигнала – линейные и нелинейные искажения, а также способность выделять полезный информационный сигнал на фоне внешних и внутренних помех;
- диапазон уровней сигналов на входе и выходе, в котором обеспечивается заданное качество их обработки.

Целью настоящего лабораторного практикума является экспериментальное исследование основных видов аналоговых функциональных узлов промышленной электроники.

## Лабораторная работа №1

### МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

*Цель работы* – изучить и освоить практически методику измерения основных показателей аналоговых электронных устройств.

#### 1.1. Краткие теоретические сведения

При разработке, техническом обслуживании и ремонте аналоговых электронных устройств (АЭУ) наиболее часто определяются следующие показатели:

- статический режим схемы по постоянному току;
- амплитудная характеристика и динамический диапазон;
- входное и выходное сопротивления;
- амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики;
- переходная характеристика;
- параметры искажения сигнала при обработке.

##### 1.1.1. Измерение параметров статического режима

Параметры статического режима характеризуются постоянными напряжениями в контрольных точках схемы и токами в цепях при отсутствии сигнала на входе устройства.

**Напряжения** в контрольных точках измеряют относительно общей шины вольтметром постоянного тока (тестером) или с помощью осциллографа в режиме открытого входа (с пропуском постоянной составляющей), регистрируя смещение луча по вертикали при калиброванной чувствительности вольт/деление. Результаты измерений помещают в таблицу или указывают на схеме у контрольной точки с указанием полярности напряжения (+ или –).

**Токи** в цепях схемы чаще всего определяют косвенным методом, вычисляя их по падению напряжения на участке цепи с известным

сопротивлением. Величину тока указывают в амперах или кратных величинах: миллиамперах (мА), микроамперах (мкА) и т. д. Результаты также сводят в таблицу или указывают на схеме, отмечая значком (×) участок цепи, по которому протекает ток.

Точность измерений и вычислений параметров статического режима обычно ограничивается двумя-тремя значащими цифрами.

Пример указания параметров статического режима на схеме показан на рис 1.1.

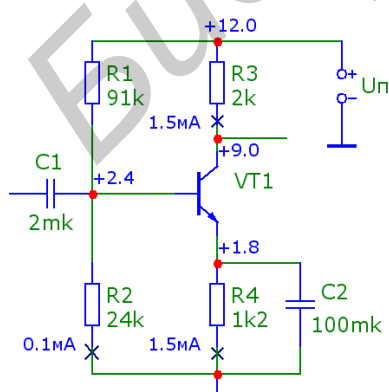


Рис. 1.1

### 1.1.2. Измерение амплитудной характеристики и динамического диапазона

**Амплитудная характеристика (АХ)** определяет зависимость амплитуды первой (основной) гармоники напряжения на выходе устройства от амплитуды синусоидального сигнала на входе.

У идеального усилителя АХ линейна (рис. 1.2) и проходит через начало координат (штриховая линия), а угол наклона характеристики к оси абсцисс определяется коэффициентом усиления  $K$  :

$$U_{\text{ВЫХ}} = K \cdot U_{\text{ВХ}} . \quad (1.1)$$

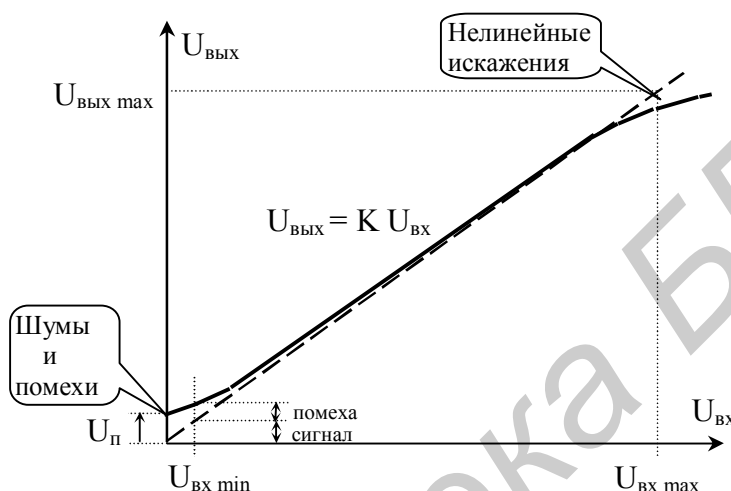


Рис. 1.2

Отклонение АХ реального устройства (сплошная линия) от идеального на начальном участке обусловлено влиянием помех (собственные шумы усилителя, наводки, фон и др.), приводящих к тому, что при  $U_{\text{ВХ}} = 0$  на выходе усилителя присутствует некоторое напряжение помех  $U_{\text{П}} \neq 0$ .

Верхний изгиб АХ реального устройства связан с нелинейностью вольт-амперных характеристик усилительных элементов, приводящей к нелинейным искажениям сигнала на выходе схемы. При этом расширяется спектр сигнала за счет появления высших гармоник, а доля первой (основной) гармоники уменьшается.

Амплитудная характеристика позволяет определить такой важный параметр усилителя, как динамический диапазон ( $D$ ).

**Динамический диапазон** – это отношение максимального уровня сигнала  $U_{\text{max}}$  к минимальному  $U_{\text{min}}$ , при котором обеспечивается заданное качество обработки сигнала. Для определения динамического диапазона могут быть использованы отношения входных или выходных напряжений.

Динамический диапазон выражается в децибелах:

$$D = 20 \lg(U_{\text{max}} / U_{\text{min}}) . \quad (1.2)$$

**Минимальный уровень** сигнала  $U_{\min}$  ограничивается соотношением сигнала и помехи (с/п) на выходе устройства, определяемым техническим заданием (ТЗ). Отношение сигнал/помеха чаще всего задается в децибелах.

**Максимальный уровень**  $U_{\max}$  ограничен допустимыми нелинейными искажениями сигнала на выходе схемы, нормируемыми требованиями ТЗ. Норму искажений устанавливает коэффициент нелинейных искажений  $k_{НИ}$ , показывающий долю (%) высших гармоник в спектре сигнала.

Измерения АХ проводят на фиксированной частоте синусоидального гармонического сигнала в средней части частотного диапазона устройства. Структурная схема измерения амплитудной характеристики приведена на рис. 1.3.

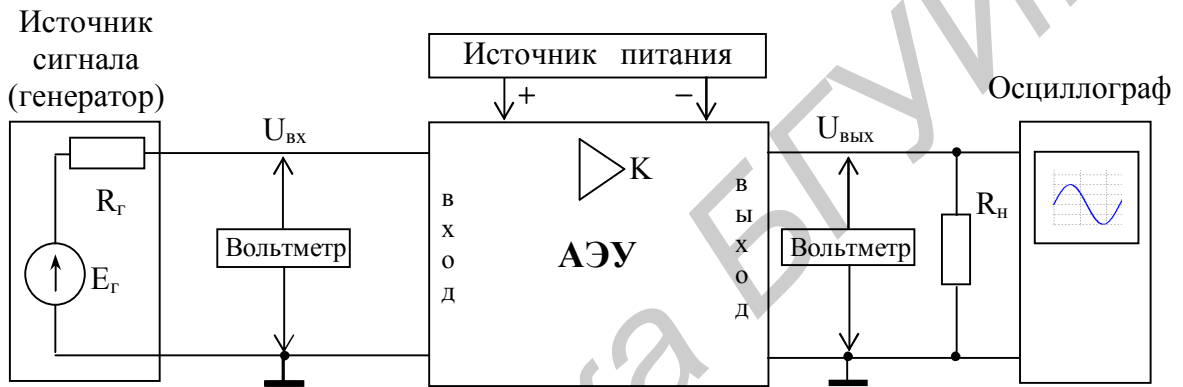


Рис. 1.3

К выходу АЭУ подключают эквивалент нагрузки. Сопротивление  $R_n$  должно соответствовать допустимым значениям по условиям эксплуатации устройства.

Уровни сигнала на входе и выходе измеряют вольтметрами переменного тока, а осциллографом контролируют форму выходного сигнала. Вместо осциллографа может использоваться анализатор спектра или измеритель нелинейных искажений.

Измерения начинают от верхней границы динамического диапазона  $U_{ВХ \max}$ , последовательно уменьшая затем уровень входного сигнала, вплоть до  $U_{ВХ} = 0$ . Напряжение помех  $U_{П}$  на выходе устройства при  $U_{ВХ} = 0$  измеряют, выключив генератор, не отсоединяя его (!) от измерительной схемы. Номинальный коэффициент усиления устройства  $K_0$  определяют в середине динамического диапазона, что примерно соответствует уровню  $U_{ВХ} = 0,5 \cdot U_{ВХ \max}$ .

Нижнюю границу динамического диапазона вычисляют по результатам измерений:

$$U_{ВХ \min} = \frac{U_{П}}{K_0} \cdot 10^{\frac{(c/n)}{20}}, \quad (1.3)$$

где  $(c/n)$  – заданное соотношение (сигнал/помеха) по техническим условиям, дБ.

### 1.1.3. Измерение входного и выходного сопротивлений устройства

Структурная схема измерения приведена на рис. 1.4.

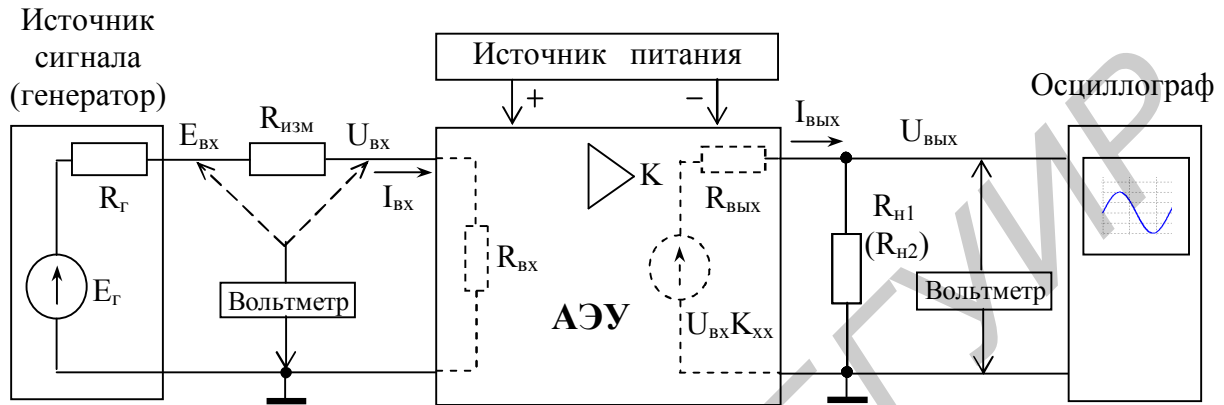


Рис. 1.4

Измерения проводят на фиксированной частоте синусоидального сигнала в области средних частот. Уровень сигнала при измерении должен соответствовать линейному участку АХ усилителя:  $U_{ВХ} = (0,3...0,5) \cdot U_{ВХ \max}$ .

Для измерения **входного сопротивления** сигнал на вход усилителя подают через измерительный резистор известного номинала  $R_{ИЗМ}$ . Величину  $R_{ВХ}$  определяют косвенным путем, измеряя вольтметром (или осциллографом) напряжение  $E_{ВХ}$  до резистора и напряжение  $U_{ВХ}$  непосредственно на входе усилителя:

$$R_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = \frac{U_{ВХ} \cdot R_{ИЗМ}}{(E_{ВХ} - U_{ВХ})} \quad (1.4)$$

При большом  $R_{ВХ}$ , соизмеримым с входным сопротивлением используемого вольтметра, данная методика может давать значительную погрешность. В этом случае  $R_{ВХ}$  можно определить, измеряя напряжение на выходе усилителя при двух различных сопротивлениях измерительного резистора  $R_{ИЗМ}$  и при этом поддерживая неизменным напряжение  $E_{ВХ}$ .

На практике одно из значений  $R_{ИЗМ}$  берется равным нулю (резистор закорачивается). Тогда

$$R_{ВХ} = \frac{R_{ИЗМ} \cdot U_{ВЫХR}}{(U_{ВЫХ0} - U_{ВЫХR})} \quad (1.5)$$

где  $U_{ВЫХR}$  – выходное напряжение при подаче сигнала через резистор  $R_{ИЗМ}$  ;  
 $U_{ВЫХ0}$  – выходное напряжение при замкнутом резисторе ( $R_{ИЗМ} = 0$ ).

**Выходное сопротивление** усилителя также определяют косвенным путем, последовательно измеряя напряжение на выходе усилителя при двух различных сопротивлениях нагрузочных резисторов  $R_{H1}$  и  $R_{H2}$  :

$$R_{ВЫХ} = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВЫХ}}, \quad (1.6)$$

где  $\Delta U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2}$  ,  $\Delta I_{ВЫХ} = I_{ВЫХ1} - I_{ВЫХ2}$  ,  $I_{ВЫХ1} = \frac{U_{ВЫХ1}}{R_{H1}}$  ,  
 $I_{ВЫХ2} = \frac{U_{ВЫХ2}}{R_{H2}}$  .

#### 1.1.4. Измерение амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик

Коэффициент усиления в общем случае является комплексной величиной, что обусловлено влиянием реактивных параметров элементов схемы (конденсаторы, катушки индуктивности и трансформаторы) и паразитных параметров монтажа (межэлектродные емкости компонентов, емкости и индуктивности проводников и т. д.):

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = K(\omega) \cdot e^{j\phi(\omega)}. \quad (1.7)$$

**Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)** – это зависимость модуля коэффициента усиления от частоты гармонического сигнала, подаваемого на вход усилителя  $K(\omega)$ .

Нижняя и верхняя границы частотного диапазона определяются **предельными (граничными)** частотами  $f_H$  и  $f_B$ , на которых усиление снижается до установленного допуском уровня. Наиболее часто используется допуск по уровню, соответствующему снижению усиления в  $\sqrt{2}$  раз, т. е. до уровня 0,707 от **номинального** коэффициента усиления в области средних частот (СЧ)  $K_0$ .

АЧХ элементарного усилителя в области низких частот (НЧ) и высоких частот (ВЧ) описывается выражениями (1.8) и (1.9) соответственно:



$$K_{НЧ} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (f_{H\sqrt{2}}/f)^2}}, \quad (1.8)$$

$$K_{ВЧ} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (f/f_{B\sqrt{2}})^2}}. \quad (1.9)$$

**Фазочастотная характеристика (ФЧХ)** – зависимость сдвига фазы (в градусах или радианах) выходного напряжения по отношению ко входному от частоты сигнала  $\varphi(\omega)$ .

Фазовый сдвиг на краях частотного диапазона описывается выражениями

$$\varphi_{НЧ} = \arctg(f / f_{H\sqrt{2}}), \quad (1.10)$$

$$\varphi_{ВЧ} = -\arctg(f_{B\sqrt{2}} / f). \quad (1.11)$$

Спад усиления и фазовый сдвиг в области НЧ определяются наличием разделительных и блокировочных конденсаторов, а также трансформаторов в цепях передачи сигнала. В области ВЧ на ход АЧХ и ФЧХ влияют инерционные свойства усилительных элементов, паразитные емкости монтажа и комплексный характер сопротивления реальной нагрузки.

Для компактного изображения графика АЧХ и ФЧХ используют логарифмический масштаб для оси частот, при котором десятикратному изменению частоты (декаде) соответствуют равные геометрические отрезки.

Типовые АЧХ и ФЧХ апериодического (нерезонансного) усилителя имеют вид, показанный на рис. 1.5, 1.6 соответственно.

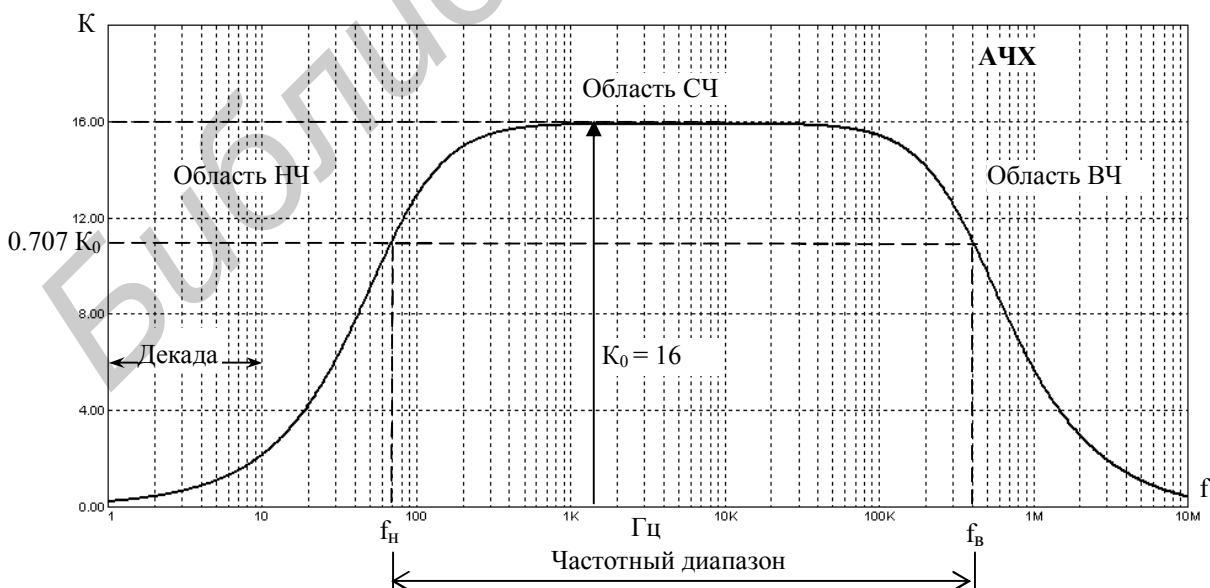


Рис. 1.5

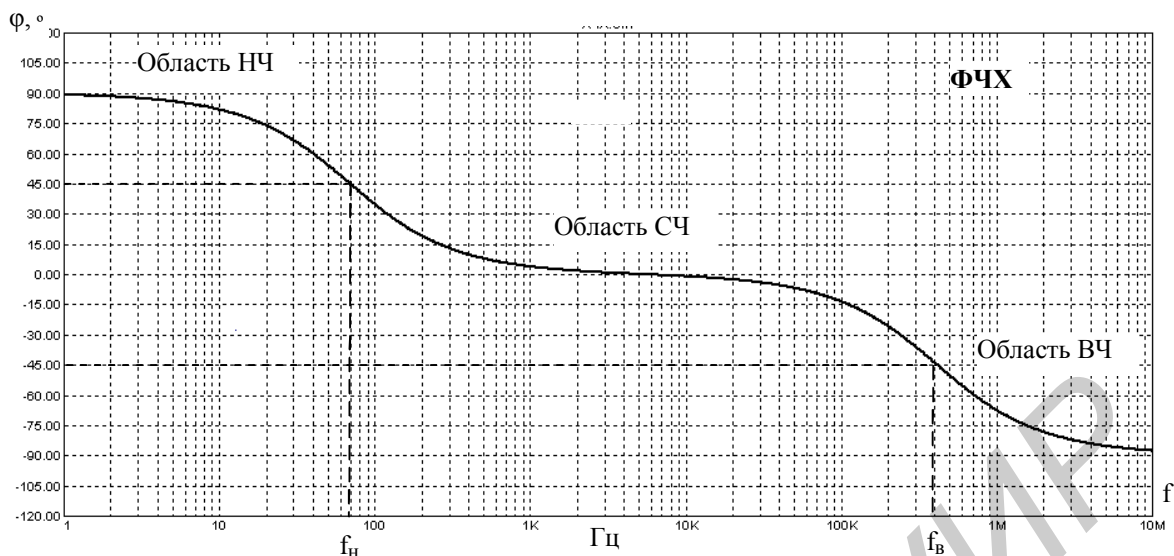


Рис. 1.6

На практике часто используют логарифмическую форму АЧХ (ЛАЧХ, или **диаграмму Бодэ**), где по оси ординат откладывают коэффициент усиления в децибелах:

$$K(\omega)_{[\text{дБ}]} = 20 \lg K(\omega) . \quad (1.12)$$

В этом случае существенно упрощается анализ сложных многокаскадных схем, т. к. результирующая ЛАЧХ получается алгебраическим суммированием частных ЛАЧХ отдельных каскадов и звеньев.

Типовая ЛАЧХ усилителя показана на рис. 1.7.

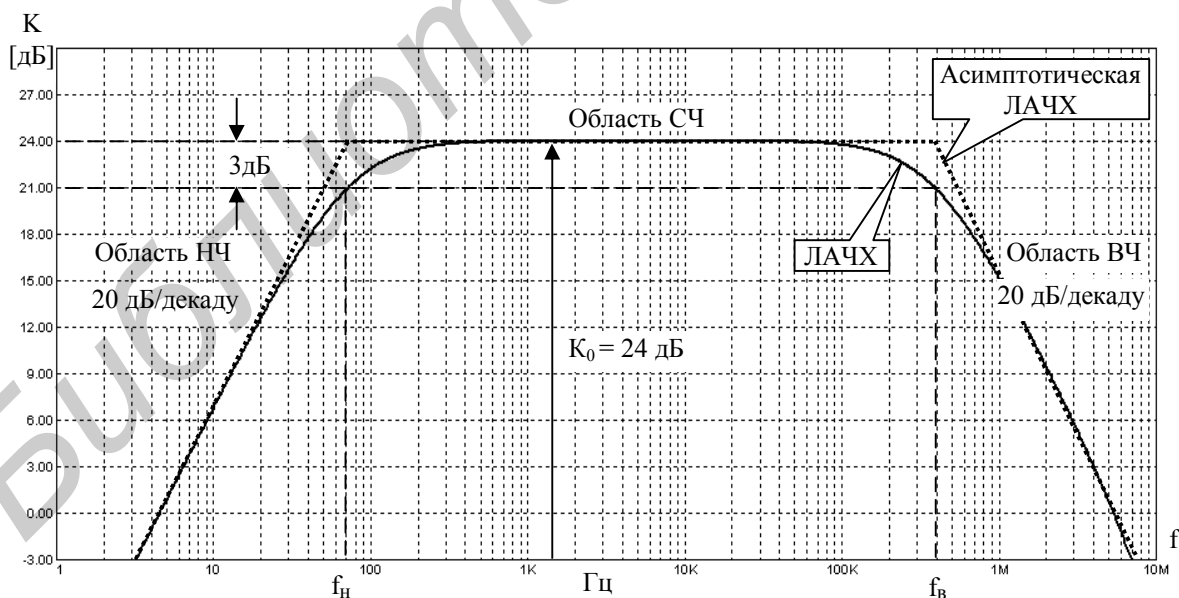


Рис. 1.7

Частотному диапазону по уровню  $\sqrt{2}$  здесь соответствует уровень  $-3 \text{ дБ}$  от номинального. В областях ОНЧ и ОВЧ наклон ЛАЧХ элементарного звена (каскада) составляет 20 дБ/декаду (соответственно 6 дБ/октаву), т. е.

десятикратному изменению частоты сигнала (декаде) соответствует изменение коэффициента усиления в 10 раз, а при удвоении частоты (на октаву) усиление меняется в 2 раза.

Дальнейшим упрощением ЛАЧХ является асимптотическая форма ее представления в виде кусочно-линейной аппроксимации (показана пунктиром на рис. 1.7). Как видно, погрешность такого представления не превышает 3 дБ на границах частотного диапазона.

Структурная схема измерения АЧХ и ФЧХ в целом та же, что и при измерении АХ. Для оценки фазового сдвига применяют двухканальный осциллограф, на один из входов которого подают входной сигнал, а на второй – выходной. Для точных измерений ФЧХ используют фазометр.

Измерения проводят при фиксированном уровне входного сигнала, соответствующем линейному участку АХ, где влиянием шумов и помех, а также нелинейными искажениями, можно пренебречь. Для этого величину входного сигнала  $U_{ВХ}$  выбирают в пределах  $(0,3...0,5) U_{ВХ \max}$ .

### 1.1.5. Измерение параметров переходной характеристики

**Переходная характеристика (ПХ)** – это зависимость от времени мгновенного значения напряжения на выходе усилителя при подаче на его вход сигнала в виде единичного скачка напряжения.

ПХ используется для оценки искажений при обработке импульсных сигналов. Параметры ПХ однозначно связаны с параметрами АЧХ и ФЧХ. Переходные искажения, как и частотные, обусловлены влиянием реактивных элементов в схеме усилителя, в т. ч. паразитных.

Практически параметры ПХ измеряют, подавая на вход усилителя последовательность прямоугольных импульсов и контролируя осциллографом форму сигнала на выходе (рис. 1.8).

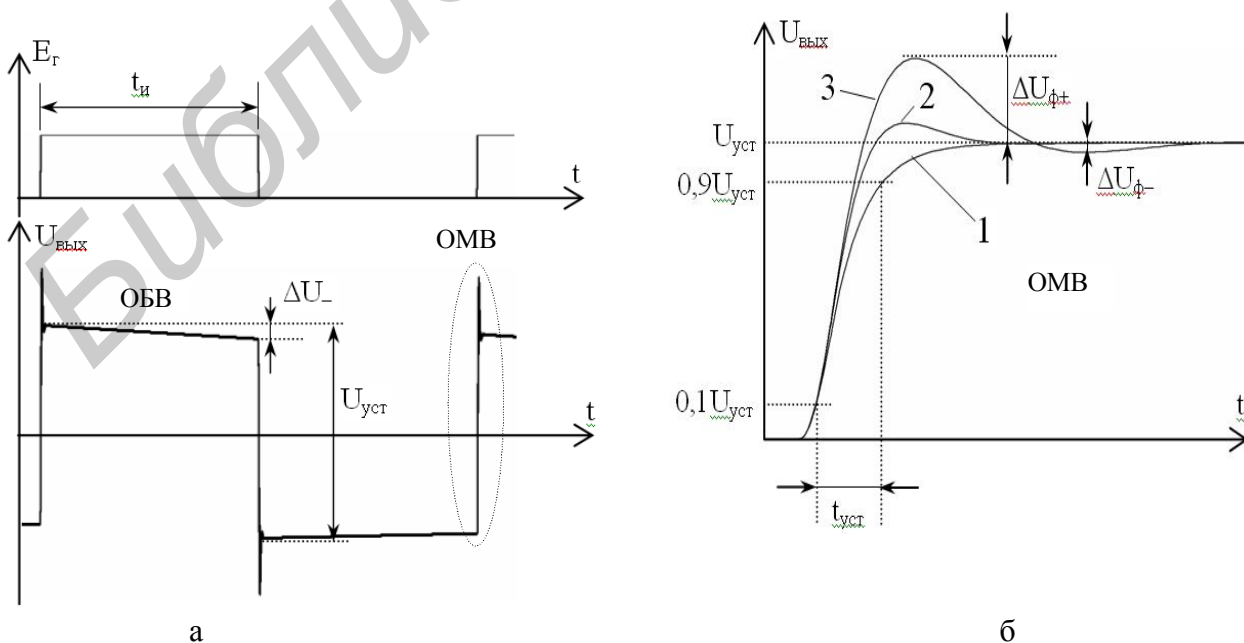


Рис. 1.8

Искажение плоской вершины импульса (область больших времен (ОБВ)) называют **сколом вершины**, который оценивают относительной величиной спада выходного напряжения  $\Delta U$  в момент окончания импульса (рис. 1.8, а). Величина скола вершины импульса измеряется в процентах от установившегося значения амплитуды импульса  $U_{уст}$ :

$$\Delta_{\%} = \frac{\Delta U}{U_{уст}} \cdot 100 \% . \quad (1.13)$$

Величина скола вершины импульса  $\Delta_{\%}$  зависит от длительности импульса  $t_u$  и связана с нижней предельной частотой  $f_{n\sqrt{2}}$ :

$$\Delta_{\%} = 2\pi \cdot f_{n\sqrt{2}} \cdot t_u \cdot 100 \% . \quad (1.14)$$

При  $f_n = 0$ , что соответствует усилителю постоянного тока (УПТ), скол вершины ПХ отсутствует. Если АЧХ усилителя имеет относительный подъем усиления в области НЧ, то на ПХ это отражается изменением знака  $\Delta U$ , т. е. происходит постепенное увеличение выходного напряжения относительно значения  $U_{уст}$  вместо спада.

Параметры ПХ в области малых времен (ОМВ) характеризуют искажения фронта импульсного сигнала. При подаче прямоугольного импульса на вход усилителя передний и задний фронты импульса выходного напряжения оказываются растянутыми во времени (рис. 1.8, б). Подобные искажения фронта импульса характеризуются **временем установления**  $t_{уст}$ , равном временному интервалу между изменением выходного напряжения от 0,1 до 0,9 от установившегося значения  $U_{уст}$ . Как видно из рис. 1.8, б, время установления фронта кривых 2 и 3 меньше, чем у кривой 1.

**Время установления** связано с верхней предельной частотой  $f_{B\sqrt{2}}$  по уровню  $-3$  дБ соотношением

$$t_{уст} = \frac{0,35}{f_{B\sqrt{2}}} . \quad (1.15)$$

В целом время установления характеризует быстродействие устройства. Как следует из (1.13), при расширении частотного диапазона в область высоких частот быстродействие устройства повышается.

**Выброс фронта**, возникающий при колебательном характере установления выходного напряжения (кривые 2 и 3), характеризуется отношением напряжения выброса  $\Delta U_{\phi}$  к установившемуся значению выходного напряжения:

$$\delta_{\phi} = \frac{\Delta U_{\phi}}{U_{уст}} \cdot 100 \% . \quad (1.16)$$

Выброс фронта на ПХ характерен для усилителей, имеющих относительный подъем усиления в области высоких частот. При монотонном характере АЧХ усилителя выброс фронта на ПХ отсутствует.

Однозначная связь параметров и формы ПХ с параметрами и формой АЧХ устройства дает возможность оценить частотные свойства схемы по отклику на зондирующий сигнал в виде прямоугольного импульса и, наоборот, определить требования к АЧХ усилителя, исходя из допустимых техническими условиями искажений импульсного сигнала. Например, если при подаче импульсного сигнала относительный скол вершины  $\Delta_{\%} = 10\%$  (при  $t_u = 1$  мс) и время установления  $t_{уст} = 1$  мкс, то, используя (1.14) и (1.15), можно определить, что частотный диапазон устройства составляет 16 Гц – 350 кГц по уровню –3 дБ.

### 1.2. Описание лабораторного макета

Исследуемый двухкаскадный усилитель (рис. 1.9) выполнен на транзисторах V1...V5 и представляет собой усилитель постоянного тока (УПТ) с непосредственной связью между каскадами.

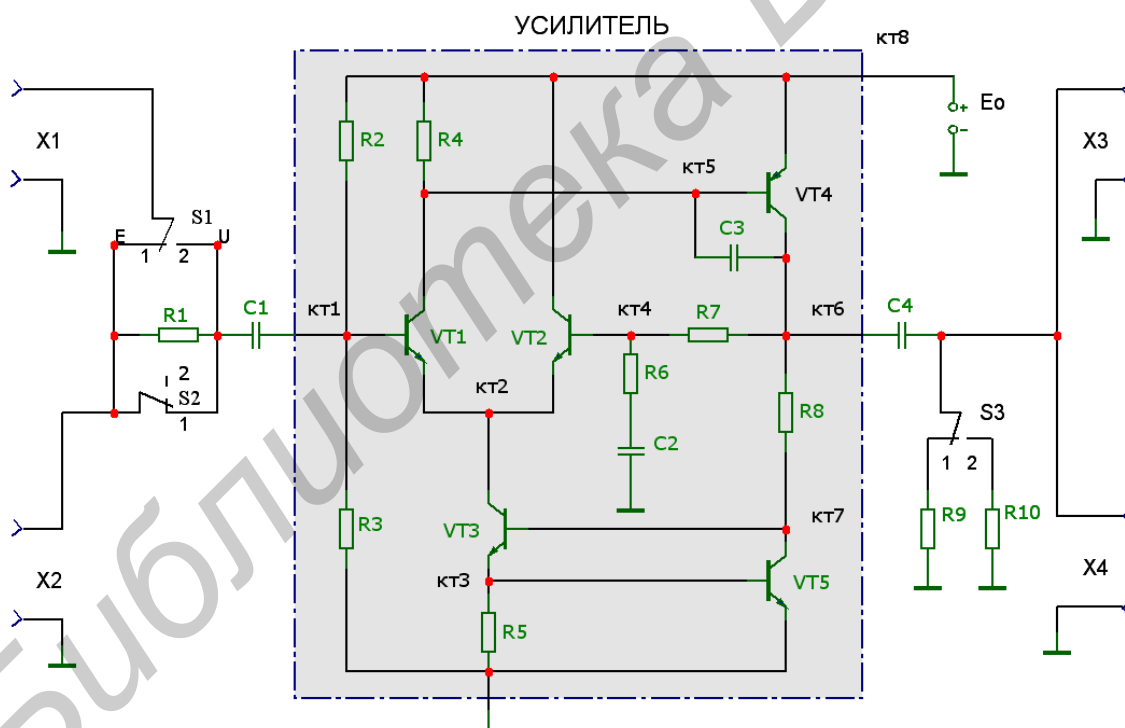


Рис. 1.9

Первый каскад, дифференциальный, выполнен на транзисторах VT1 и VT2. Транзистор VT3 функционирует как источник стабильного тока, задающий режим работы дифференциального каскада. Второй каскад, выполненный на транзисторе VT4, собран по схеме с общим эмиттером. Транзистор VT5 совместно с резистором R8 образует динамическую нагрузку усилительного каскада. Конденсатор C3, включенный между коллектором и

базой транзистора VT4, образует местную частотно-зависимую отрицательную обратную связь, обеспечивающую устойчивость всего усилителя (отсутствие самовозбуждения). Выход усилителя связан с одним из входов дифференциального каскада (база VT2) цепью общей отрицательной обратной связи (элементы R7, R6 и C2). Эта связь практически определяет номинальный коэффициент усиления схемы:

$$K_0 \approx 1 + (R7 / R6) . \quad (1.17)$$

Разделительные конденсаторы C1 и C4 служат для связи усилителя с источником сигнала и внешней нагрузкой и развязывают эти цепи по постоянному току. Резистор R1, измерительный, используется при измерении входного сопротивления усилителя. Резисторы R9 и R10 моделируют внешнюю нагрузку и позволяют измерить его выходное сопротивление.

Клеммы X1 служат для подключения вольтметра при измерении уровня входного сигнала. Сигнал от генератора подается на клеммы X2. Измерительные приборы подключаются к выходу усилителя через параллельные пары клемм X3 и X4.

Транзисторы VT1...VT3 и VT5 – интегральные, в составе микросхемы К159НТ1В. Транзистор VT4 КТ3102В – дискретный, структуры *p-n-p*.

Номиналы компонентов лабораторного макета зависят от номера рабочего места (табл. 1.1).

Таблица 1.1

Номиналы компонентов

Компонент	Рабочее место					
	1	2	3	4	5	6
E <sub>0</sub> , В	15	12	10	15	12	10
R1, кОм	3	3	3	3	3	3
R2, кОм	33	24	16	33	24	16
R3, кОм	47	33	24	47	33	24
R4, Ом	820	680	470	620	560	390
R5, Ом	390	330	240	300	270	200
R6, кОм	1,6	2	1,5	2	1	1,1
R7, кОм	24	18	12	18	15	10
R8, кОм	2	1,5	1,2	1,5	1,2	1
R9, кОм	3	3	3	3	3	3
R10, кОм	10	10	10	10	10	10
C1, мкФ	1	1	1	1	1	1
C2, мкФ	47	47	47	47	47	47
C3, пФ	1000	510	1000	510	1000	510
C4, мкФ	1	1	1	1	1	1

Номер рабочего места бригады студентов определяется преподавателем перед началом лабораторных работ и остается постоянным на протяжении всего цикла.

### 1.3. Подготовка к работе

1.3.1. Изучить по рекомендованной литературе основные показатели аналоговых электронных устройств и их параметры.

1.3.2. Провести анализ статического режима схемы исследуемого усилителя по постоянному току при заданных параметрах компонентов схемы (см. табл. 1.1). Расчетным путем определить коллекторные токи транзисторов и напряжения в контрольных точках схемы. Определить мощности, рассеиваемые транзисторами схемы:

$$P_K = I_K \cdot U_{KЭ}. \quad (1.18)$$

При расчетах принять постоянное напряжение база – эмиттер транзисторов  $U_{БЭ} = (0,6...0,7)В$ , а базовыми токами транзисторов пренебречь, т. е. считать ток коллектора  $I_K$  равным току эмиттера  $I_Э$ . Результаты расчетов свести в таблицу (табл. 1.2):

Таблица 1.2

Параметры статического режима

Транзистор	Параметр режима				
	$U_K, В$	$U_B, В$	$U_Э, В$	$I_K, мА$	$P_K, мВт$
VT1					
VT2					
VT3					
VT4					
VT5					

1.3.3. Определить номинальный коэффициент усиления схемы  $K_0$  и  $K_0$  [дБ].

1.3.4. Полагая выходное сопротивление усилителя  $R_{ВЫХ}$  пренебрежимо малым, рассчитать нижнюю граничную частоту, определяемую выходной цепью усилителя при сопротивлении внешней нагрузки  $R_{H1} = R9$  и  $R_{H2} = R10$ :

$$f_{н\sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi R_{9(10)} C4}. \quad (1.19)$$

1.3.5. Рассчитать относительный спад вершины прямоугольного импульса  $\Delta\%$  при длительности  $t_u = 1$  мс и условиях п. 1.3.4.

1.3.6. Выполнить моделирование схемы в симуляторе Micro-CAP.

1.3.6.1. Загрузить с сайта кафедры исходную схему лабораторного макета рабочего места №1 Lab1\_sin\_v1.cir (рис. 1.10).

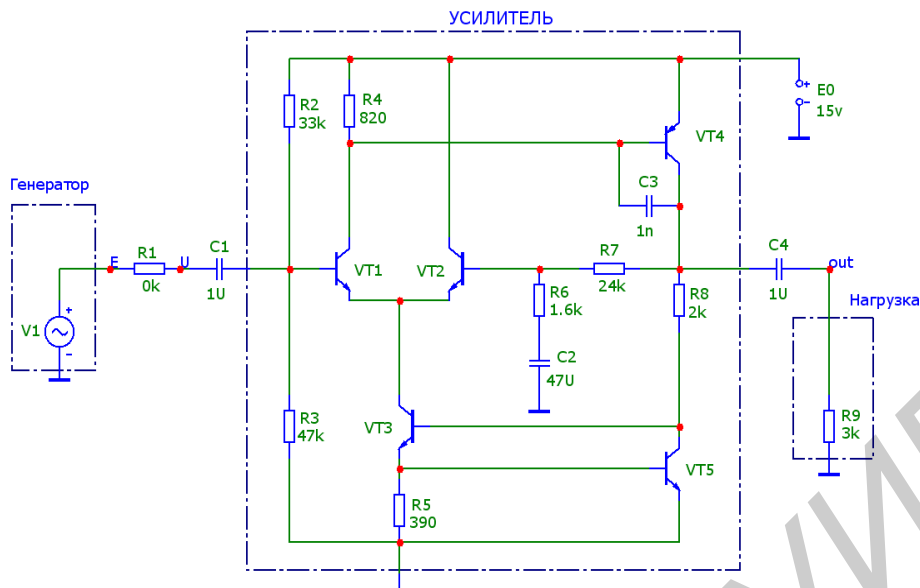



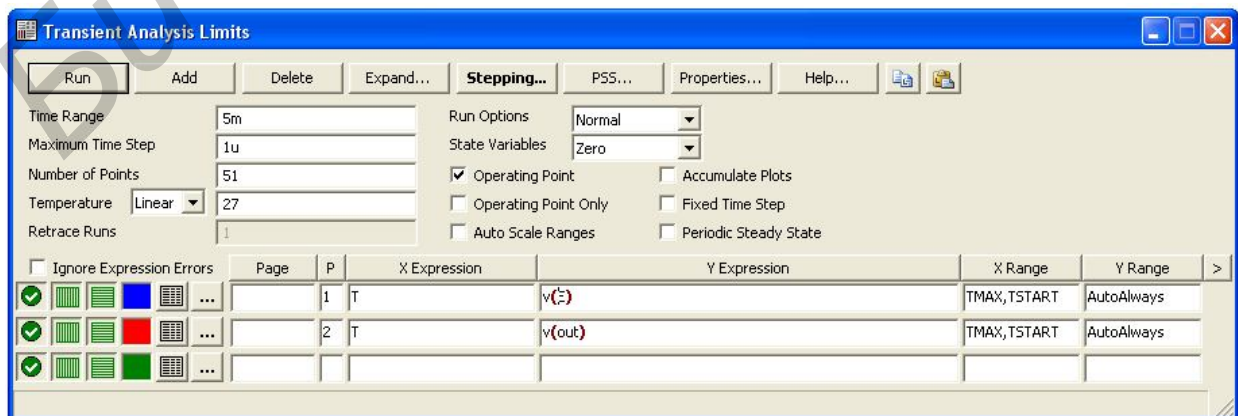


Рис. 1.10

1.3.6.2. Запустить на компьютере симулятор Micro-CAP, открыть файл Lab1\_sin\_v1.cir. Изменить параметры компонентов в соответствии с номером рабочего места. По умолчанию все транзисторы структуры  $n-p-n$  – типа Generic\_N, транзистор структуры  $p-n-p$  – типа Generic\_P. Принять во внимание: номиналы резисторов указываются в омах, а в килоомах с дробной частью – через точку, например 1.2k. Емкости конденсаторов указываются в фарадах F (!), а значению в миллифарадах соответствует латинское обозначение m (или M), в микрофарадах – u (или U), в нанофарадах – n (или N), в пикофарадах – p (или P).

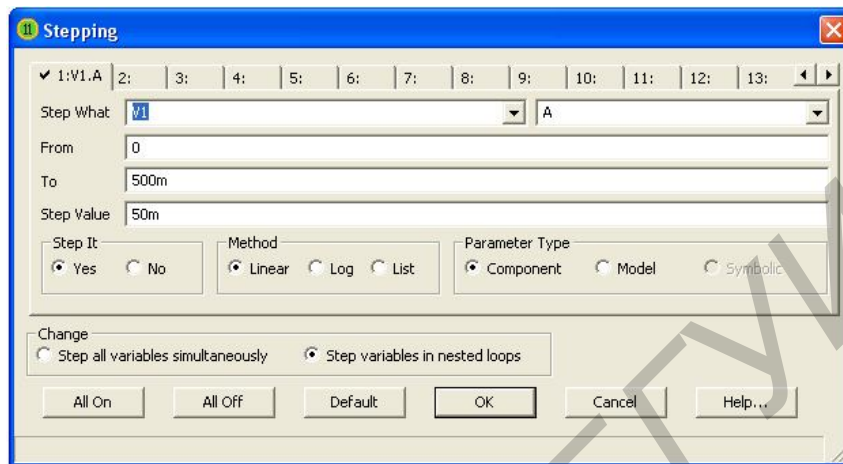
1.3.6.3. Запустить анализ схемы по постоянному току опцией *Analysis-Dynamic DC*, зафиксировать напряжения в узлах схемы (кнопка  на панели), токи (кнопка ) и мощности (кнопка ). Данные свести в таблицу, аналогичную табл. 1.2. Сравнить данные моделирования с расчетными.


1.3.6.4. Определить верхнюю границу динамического диапазона исследуемой схемы, запустив опцию *Analysis-Transient* с вариацией амплитуды синусоидального сигнала частотой 1 кГц генератора на входе:



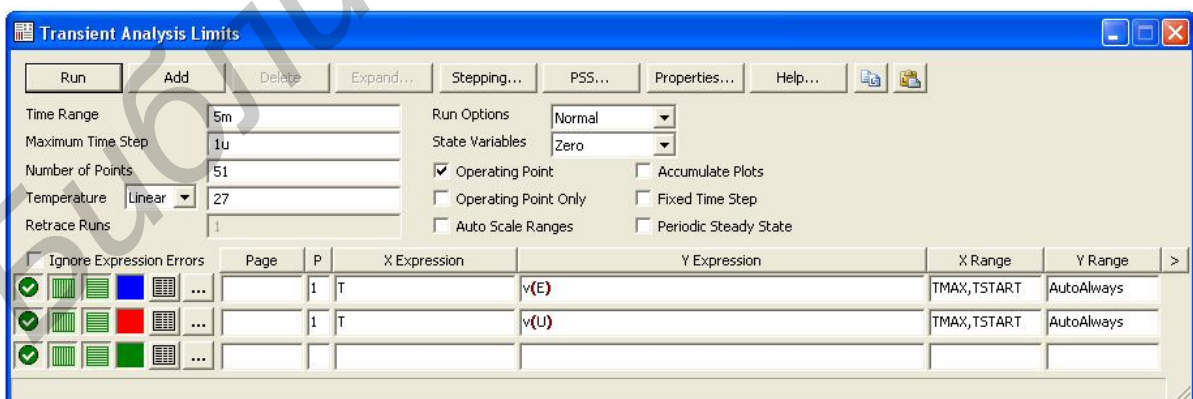


Диапазон времени анализа *Time Range* принимается равным нескольким периодам синусоиды (рекомендуется 5–10 периодов, что соответствует 5–10 мс для частоты 1 кГц). Вариация параметра (пошаговое изменение) задается опцией *Stepping*. Для определения  $U_{BX \max}$  установить вариацию амплитуды  $V_1$  от 0 до 500 мВ с шагом 50 мВ:



Кнопкой  запустить анализ. Значение  $U_{BX \max}$  фиксировать по началу видимых искажений формы синусоиды (ограничение) на выходе  $v(\text{out})$ . Уточнить значение  $U_{BX \max}$  можно, уменьшив шаг вариации в окрестностях начала ограничения сигнала и запустив повторно анализ.

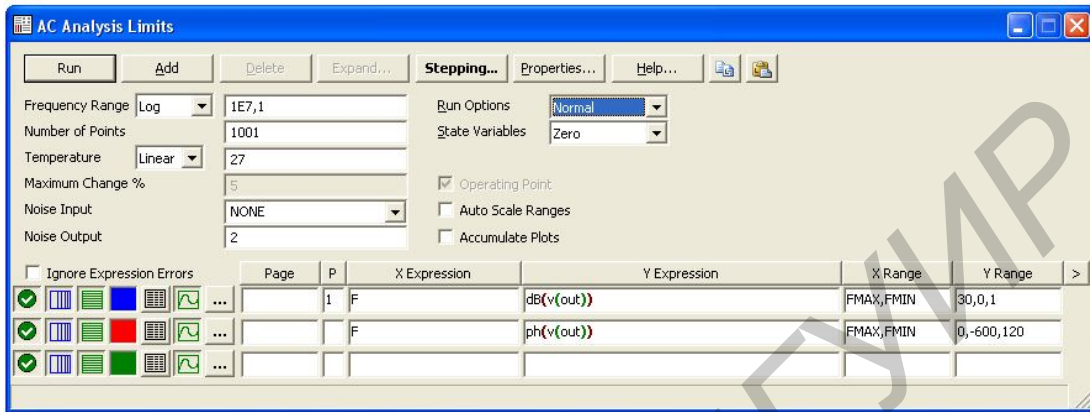
1.3.6.5. Измерить виртуально входное и выходное сопротивление схемы. Для измерения  $R_{BX}$  изменить номинал резистора R1 на значение 3к, установить амплитуду синусоиды не более  $(0,3 - 0,5)U_{BX \max}$  и опцией *Analysis-Transient* измерить сигнал в точках  $E$  и  $U$ , выключив опцию *Stepping* (измерение по первому методу согласно формуле (1.4)):



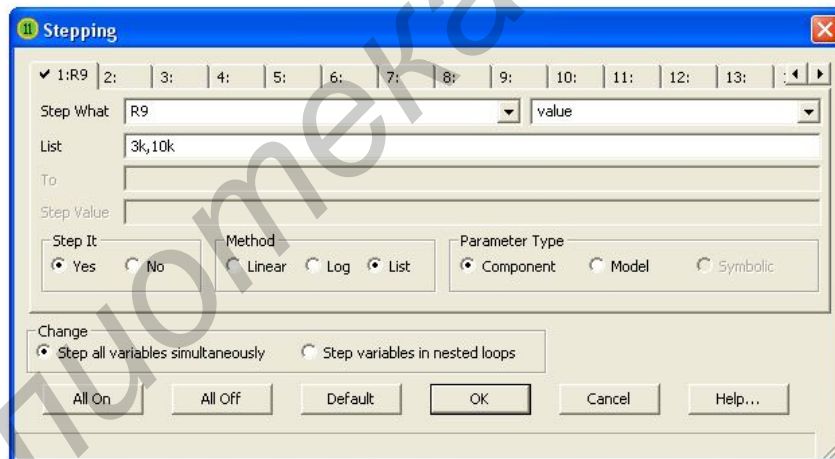
Для измерения по второму методу (формула (1.5)) включить *Stepping-List* для двух значений R1 – 0 и 3к – и опцией *Analysis-Transient* контролировать сигнал на выходе  $v(\text{out})$ .


Измерение  $R_{BВЛX}$  провести аналогично, используя выражение (1.6) и варьируя сопротивление R9 от 3к до 10к.

1.3.6.6. Запустить частотный анализ опцией *Analysis-AC*, установить параметры анализа (частотный диапазон *Frequency Range: FMAX* –10 МГц (1E7), *FMIN* –1 Гц (1) и др.)

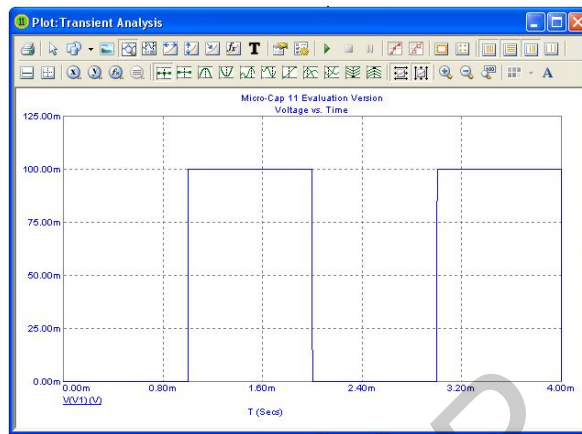
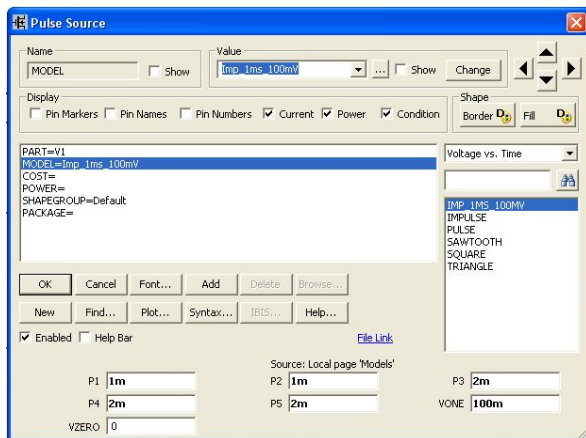


Опцией *Stepping-List* установить вариацию сопротивления R9 для двух значений – 3к и 10к:

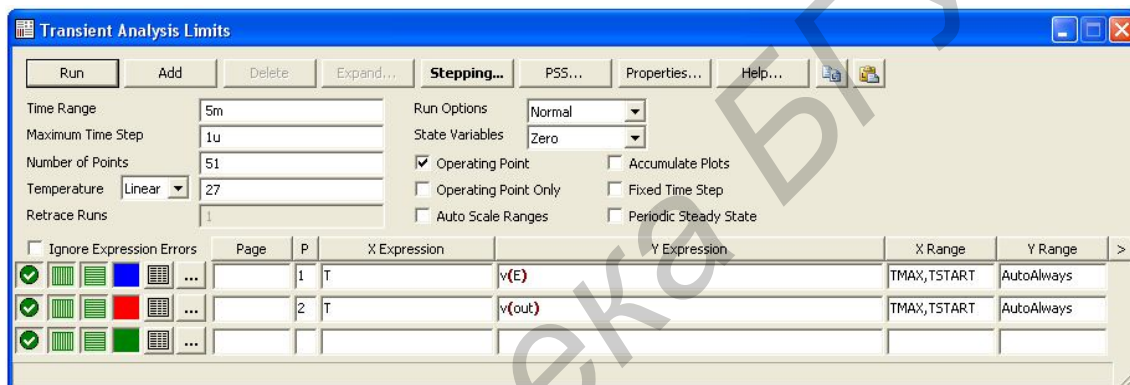



Кнопкой  начать анализ. На представленных ЛАЧХ отметить номинальный коэффициент передачи  $K_0$  [дБ] и предельные частоты по уровню – 3 дБ. Сравнить полученные данные с расчетными.


1.3.6.7. Модифицировать схему, заменив источник синусоидального сигнала на генератор прямоугольных импульсов опцией *Component-Analog Primitives-Waveform Sources-Pulse Sours*. Запрограммировать параметры импульсного сигнала формы «меандр» (длительность 1 мс, период повторения 2 мс, амплитуда 100 мВ):



1.3.6.8. Запустить анализ ПХ опцией *Analysis-Transient* для двух значений (*Stepping-List*) сопротивления нагрузки R9:



Измерить относительный скол вершины импульса, используя инструмент измерения по вертикали  (*Vertical Tag Mode*). Сравнить полученные данные с расчетными.

1.3.6.9. Выделить курсором на осциллограмме фрагмент переднего фронта импульса и измерить время установления  $t_{ycm}$ , используя инструмент измерения по горизонтали  (*Horizontal Tag Mode*). Сравнить полученные данные с расчетными.

#### 1.4. Выполнение работы

1.4.1. Включить стенд и ручкой «Е+» на передней панели лабораторного стенда установить номинальное напряжение питания усилителя, соответствующее номеру макета. Напряжение контролировать в точке 8.

1.4.2. Измерить постоянные напряжения в контрольных точках 1...7 и сравнить их с расчетными значениями и результатами моделирования. При расхождении, превышающем  $\pm 30\%$ , обратиться к преподавателю для выяснения причин неисправности макета и его замены.

1.4.3. Используя результаты измерений, вычислить фактические токи транзисторов и мощность, рассеиваемую каждым транзистором. Результаты измерений пп. 1.4.2 и 1.4.3 свести в таблицу, аналогичную табл. 1.2.

1.4.4. Подключить измерительные приборы и снять АХ усилителя на частоте  $f = 1$  кГц для двух значений сопротивления нагрузки R9 и R10. Величину  $U_{BX \max}$  фиксировать по началу появления видимых искажений формы выходного сигнала (ограничение синусоиды), что ориентировочно соответствует  $k_{НИ} \approx (7 - 10) \%$ .

Последовательно снижая уровень сигнала на входе, зафиксировать уровень  $U_{ВЫХ}$  при  $U_{BX} = 0,5 \cdot U_{BX \max}$ ,  $U_{BX} = 0,3 \cdot U_{BX \max}$  и  $U_{BX} = 0,1 \cdot U_{BX \max}$ . Определить номинальный коэффициент усиления  $K_0$ . Выключив питание генератора ( $U_{BX} = 0$ ), измерить напряжение помех  $U_{П}$  на выходе усилителя. Определить динамический диапазон усилителя при соотношении сигнал/помеха на входе, равном единице (0 дБ), что соответствует  $U_{BX \min} = U_{П} / K_0$ .

1.4.5. Измерить входное и выходное сопротивление усилителя. Измерение  $R_{BX}$  выполнить двумя методиками.

1.4.6. Измерить ЛАЧХ усилителя при  $R_H = R_9$ . Для этого на частоте 1 кГц (область СЧ) установить уровень  $U_{ВЫХ}$ , соответствующий линейному участку АХ. Данный уровень принять за номинальный (100 %). Уменьшая частоту в области НЧ, зафиксировать частоты, на которых  $U_{ВЫХ}$  составляет 90, 70 и 10 % от номинального (т. е.  $f_{0,9}$ ,  $f_{0,7}$  и  $f_{0,1}$ ). Повторить данную процедуру в области ВЧ. Результаты измерений свести в таблицу (табл. 1.3).

Таблица 1.3

Измерение АЧХ

Параметр	Обл. СЧ $U_{BX} =$	Область НЧ			Область ВЧ		
		$f_{0,9}$	$f_{0,7}$	$f_{0,1}$	$f_{0,9}$	$f_{0,7}$	$f_{0,1}$
$f$	1 кГц						
$U_{ВЫХ}$							
$K$							
$K, \text{дБ}$							

1.4.7. Построить ЛАЧХ и асимптотическую ЛАЧХ по результатам измерений. Сравнить параметры ЛАЧХ с данными предварительного расчета и компьютерного моделирования.

1.4.8. Переключить генератор сигналов в режим генерирования прямоугольных импульсов. Установить частоту генератора, соответствующую длительности импульса  $t_u = 1$  мс. Амплитуду импульсов установить в пределах линейного режима усиления сигнала.

1.4.9. Измерить осциллографом относительный скос вершины импульса при установленной длительности импульсного сигнала. Сравнить полученные результаты с расчетными и результатами компьютерного моделирования.

1.4.10. Увеличить частоту генератора в 10 раз (для устойчивой синхронизации осциллографа) и измерить параметры ПХ, характеризующие искажения фронта для обоих значений сопротивления нагрузки. Сравнить полученные данные с расчетными в соответствии с (1.18) по результатам измерения АЧХ.

### *1.5. Контрольные вопросы*

1. Покажите пути протекания постоянных токов в схеме макета, объясните методику ориентировочного расчета и измерения режимов по постоянному току.

2. Дайте определение и поясните методику измерения амплитудной характеристики.

3. Дайте определение и поясните методику измерения динамического диапазона.

4. Дайте определение и поясните методику измерения амплитудно-частотной характеристики.

5. Дайте определение и поясните методику измерения переходной характеристики.

6. Укажите параметры переходной характеристики в области малых времен и их связь с параметрами АЧХ.

7. Укажите параметры переходной характеристики в области больших времен и их связь с параметрами АЧХ.

8. Поясните методику измерения входного сопротивления усилителя.

9. Поясните методику измерения выходного сопротивления усилителя.

## Лабораторная работа №2

### ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

*Цель работы* – изучить и исследовать экспериментально резистивный усилительный каскад на биполярном транзисторе с цепями коррекции частотной и переходной характеристики.

#### 2.1. Краткие теоретические сведения

Биполярные транзисторы (БТ) являются основным типом активных элементов в схемотехнике аналоговых усилительных устройств (АУУ). Это обусловлено их высокой крутизной преобразования, хорошо отработанной технологией изготовления, а также широкой номенклатурой типов для различных условий применения.

Используются три основные схемы включения БТ в усилительных схемах: с общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ). Термин «общий» означает, что данный электрод транзистора является общим как для входной, так и для выходной сигнальных цепей усилителя.

Наибольшее распространение имеет схема ОЭ, где усиление возможно как по напряжению, так и по току, что обеспечивает максимальное усиление мощности сигнала.

Обобщенная схема каскада ОЭ показана на рис. 2.1.

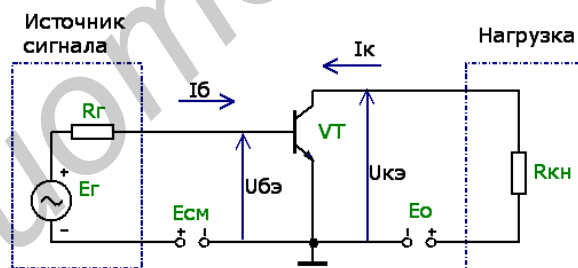


Рис. 2.1

Сигнал в схеме ОЭ подается на базу транзистора, а снимается с коллектора. Источники  $E_{см}$  и  $E_0$  обеспечивают питание цепей каскада по постоянному току, задавая исходный статический режим транзистора.

Усилительные свойства каскада определяются как свойствами используемого транзистора, так и положением рабочей точки (точки покоя) на вольт-амперных характеристиках прибора. Важно обеспечить стабильность статического режима в реальных условиях эксплуатации при воздействии температуры, радиации и других факторов, а также учесть технологический разброс параметров транзисторов при производстве.

В схемотехнике одиночных каскадов на биполярных транзисторах широкое распространение получила схема стабилизации статического режима с

помощью отрицательной обратной связи (ООС), вводимой в эмиттерную цепь транзистора (рис. 2.2).

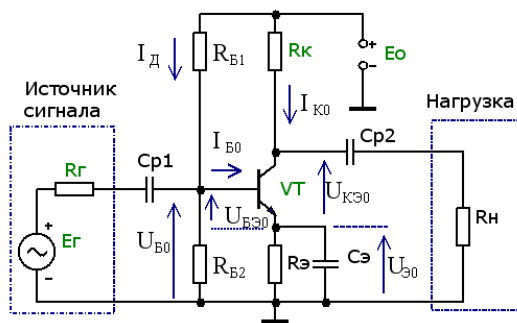


Рис. 2.2

В этой схеме напряжение на базе транзистора  $U_{Б0}$  фиксируется делителем напряжения на резисторах  $R_{Б1}$  и  $R_{Б2}$  и практически не зависит от параметров транзистора при условии, что ток делителя  $I_D$  существенно больше тока базы  $I_{Б0}$ . Напряжение на эмиттере  $U_{Э0}$  является напряжением обратной связи. Это напряжение прямо пропорционально току эмиттера:  $U_{Э0} = I_{Э0} \cdot R_{Э}$ . В этом случае управляющее напряжение на эмиттерном переходе  $U_{БЭ0}$  также будет зависеть от тока  $I_{Э0}$ :

$$U_{БЭ0} = U_{Б0} - U_{Э0} = U_{Б0} - I_{Э0} \cdot R_{Э}. \quad (2.1)$$

Таким образом, всякое изменение тока  $I_{Э0}$  приводит к изменению управляющего напряжения  $U_{БЭ0}$  с обратным знаком, что и является эффектом отрицательной обратной связи. Поскольку напряжение  $U_{БЭ0}$  изменяется в незначительных пределах  $\pm \Delta U_{БЭ}$  в окрестностях значения (0,6...0,7) В, то резистор обратной связи  $R_{Э}$  практически задает ток эмиттера:

$$I_{Э0} = (U_{Б0} - U_{БЭ0} \pm \Delta U_{БЭ}) / R_{Э}. \quad (2.2)$$

На рис. 2.3 показаны графики работы каскада на основе типовых ВАХ биполярного транзистора.

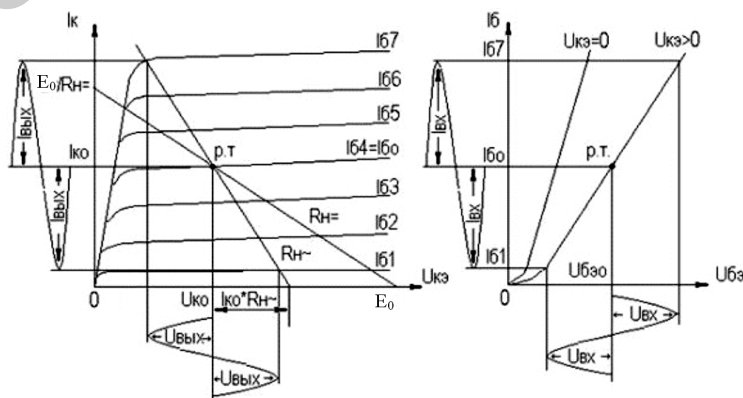


Рис. 2.3

Как видно из графиков, под воздействием сигнала  $U_{BX}$ , подаваемого на базу транзистора, изменяется входной ток  $I_{BX}$ , т. е. ток базы. Соответственно изменяется выходной ток  $I_{BЫX}$  (ток коллектора), что приводит и к изменению выходного напряжения  $U_{BЫX}$  на коллекторе транзистора:  $U_{BЫX} = I_{BЫX} \cdot R_H$ . При этом фаза выходного напряжения противоположна фазе входного, т. е. схема ОЭ инвертирует фазу сигнала.

Разделительные конденсаторы  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$  разделяют цепи усилительного каскада по постоянному току от источника сигнала  $E_G$  и внешней нагрузки  $R_H$  (последующих блоков аппаратуры). Конденсатор  $C_Э$  – блокировочный, служит для устранения (блокирования) ООС по переменному току, поскольку обратная связь уменьшает усиление сигнала. Емкости конденсаторов выбираются такими, чтобы их реактивными сопротивлениями в рабочем диапазоне частот каскада можно было пренебречь в цепях прохождения сигнала.

С учетом этого сигнальная схема каскада принимает вид, показанный на рис. 2.4. Здесь  $R_H = R_{B1} || R_{B2}$  – эквивалентное сопротивление элементов базовой цепи транзистора (делителя напряжения) по переменному току. Сопротивление коллекторной нагрузки транзистора по переменному току образовывается параллельным соединением резистора  $R_K$ , служащим для подачи напряжения на коллектор и сопротивления внешней нагрузки  $R_H$ .

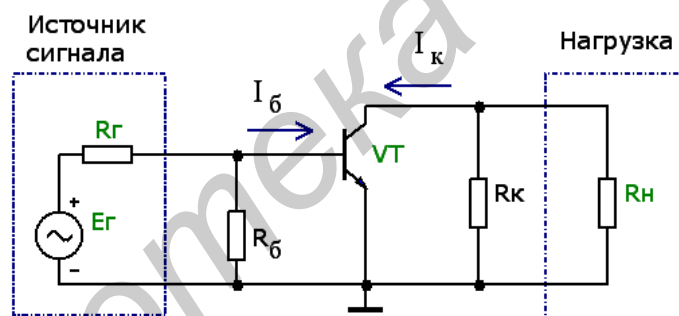


Рис. 2.4

Для анализа и расчета параметров усилительного каскада в частотной области с учетом параметров транзистора используют эквивалентную схему замещения (физическую модель) электронного компонента. Часто используемая гибридная П-образная схема замещения биполярного транзистора (модель Джиаколетто) показана на рис. 2.5.

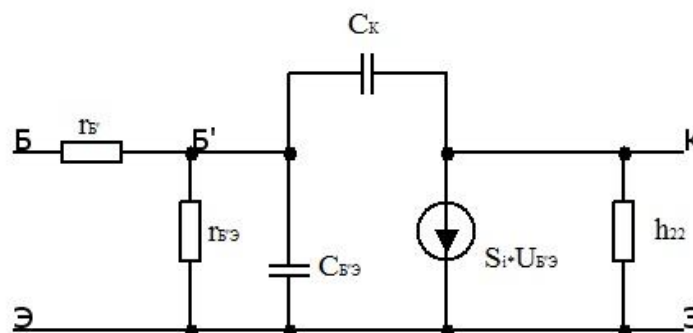


Рис. 2.5



Здесь:

$r_B$  – объемное сопротивление базы транзистора;

$r_{B'Э}$  – нелинейное сопротивление эмиттерного перехода, пересчитанное в контур базового тока;

$h_{22}$  – проводимость выходной цепи транзистора;

$S_i$  – внутренняя крутизна транзистора;

$U_{B'Э}$  – напряжение сигнала на эмиттерном переходе;

$C_{B'Э}$  и  $C_K$  – паразитные емкости эмиттерного и коллекторного переходов транзистора.

В области средних частот емкости переходов транзистора паразитные емкости монтажа реальной схемы, а также разделительные и блокировочные конденсаторы не оказывают существенного влияния на усилительные свойства каскада и исключаются из рассмотрения. Коэффициент усиления определяется крутизной транзистора в рабочей точке и пропорционален сопротивлению нагрузки в коллекторной цепи.

В высокочастотной области паразитные емкости шунтируют управляющий (эмиттерный) переход транзистора и коллекторную нагрузку, что приводит к снижению усиления с увеличением частоты сигнала.

Нижнюю границу частотного диапазона определяют разделительные и блокировочные конденсаторы, сопротивление которых возрастает с уменьшением частоты.

Для расширения (коррекции) частотного диапазона каскада в схему вводят корректирующие цепи. В области ВЧ коррекцию осуществляют с помощью частотно-зависимой ООС, вводимой в эмиттерную цепь транзистора (эмиттерная ВЧ-коррекция), либо за счет резонансных явлений в коллекторной цепи при включении туда катушки индуктивности (индуктивная ВЧ-коррекция).

В схеме на рис. 2.6 элементами эмиттерной ВЧ-коррекции являются резистор обратной связи  $R_{OC}$ , корректирующий конденсатор  $C_{кор}$  небольшой емкости. В результате действия ООС на низких и средних частотах усиление снижается, а в области ВЧ обратная связь блокируется конденсатором  $C_{кор}$ , что приводит к относительному подъему усиления.

Принцип действия индуктивной ВЧ-коррекции поясняет сигнальная схема каскада на рис. 2.7. Катушка  $L_{кор}$ , включенная в коллекторную цепь, образует с выходной паразитной емкостью каскада  $C_{ВЫХ}$  и емкостью внешней нагрузки параллельный колебательный контур. Вблизи резонансной частоты контура его сопротивление возрастает и, соответственно, растет усиление каскада. Для оптимальной коррекции индуктивность  $L_{кор}$  выбирают такой, чтобы резонансная частота контура была несколько больше верхней граничной частоты каскада без коррекции. Данный вид коррекции эффективен лишь в случае высокоомной внешней нагрузки каскада  $R_H$ , которая включена параллельно контуру и влияет на его добротность.

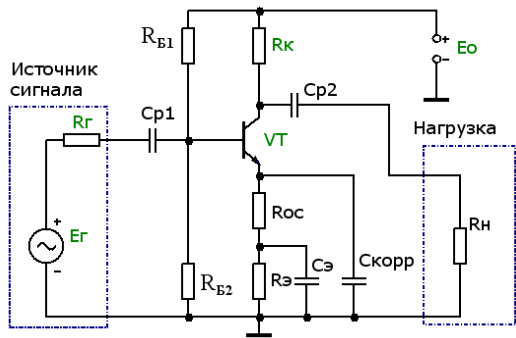


Рис. 2.6

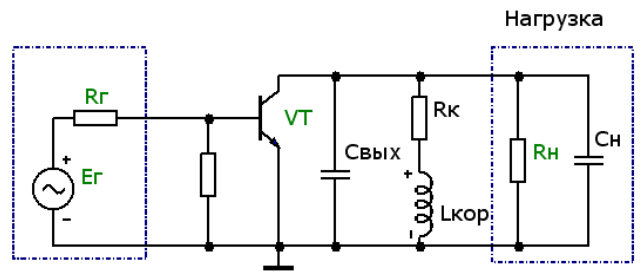


Рис. 2.7

Расширение АЧХ каскада в область НЧ можно получить включением в коллекторную цепь фильтра из элементов  $R_\phi$  и  $C_\phi$ , как показано на рис. 2.8. При этом в области НЧ сопротивление коллекторной нагрузки транзистора возрастает, что компенсирует в определенных пределах снижение коэффициента передачи сигнала из-за разделительного конденсатора  $C_p$  в выходной цепи. Сигнальная схема каскада показана на рис. 2.9.

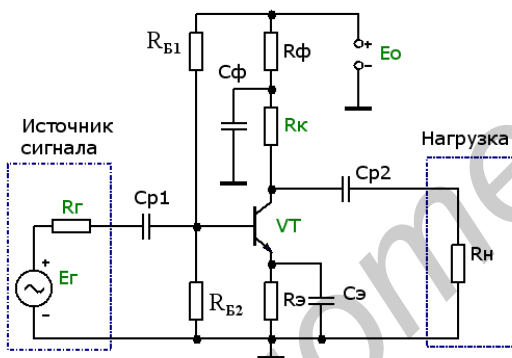


Рис. 2.8

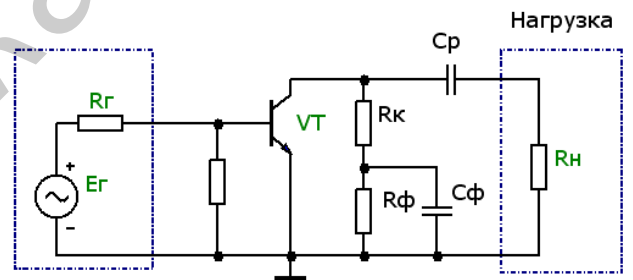


Рис. 2.9

Введение цепей коррекции обеспечивает улучшение свойств усилительного каскада при обработке импульсных сигналов. Так, применение ВЧ-коррекции позволяет повысить быстродействие схемы, т. е. уменьшить время установления фронтов импульсного сигнала. Использование НЧ-коррекции приводит к уменьшению искажений вершины импульса при обработке.

## 2.2. Описание лабораторного макета

Принципиальная схема макета приведена на рис. 2.10.

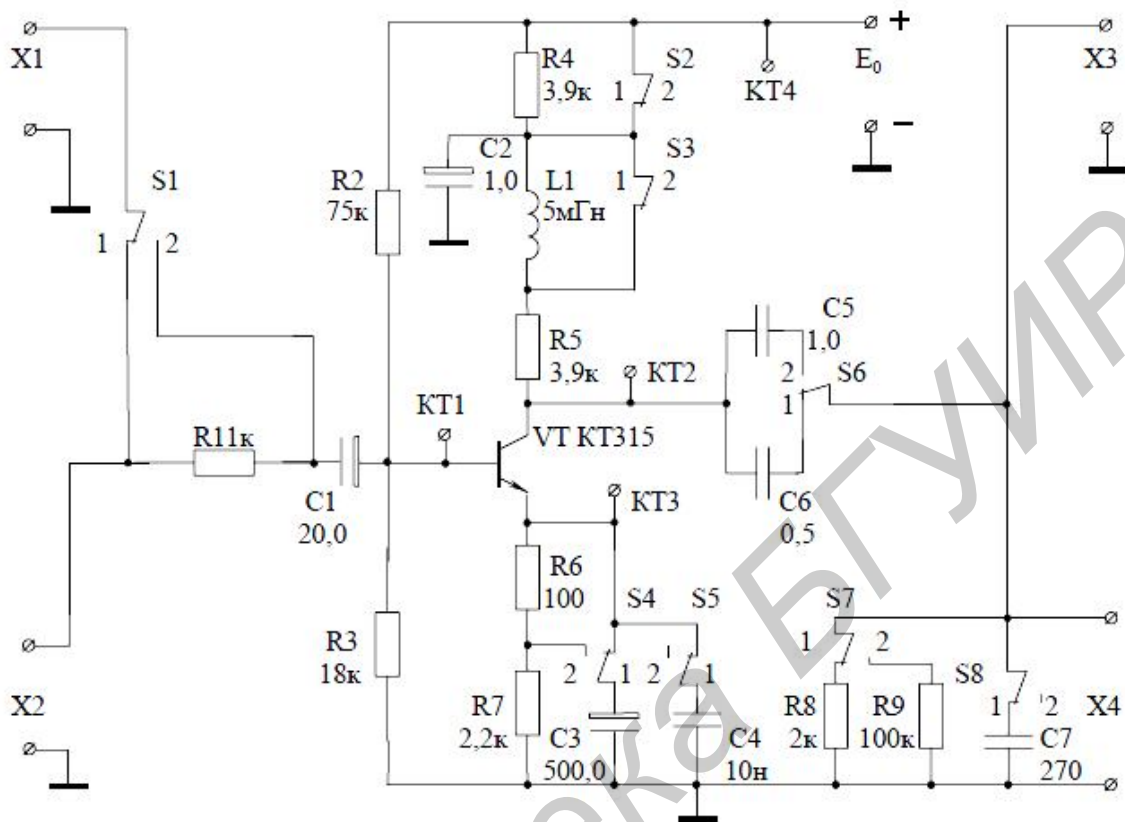


Рис. 2.10

Каскад выполнен на транзисторе типа VT1 по схеме с общим эмиттером. Для стабилизации режима транзистора применена последовательная ООС по постоянному току (эмиттерная стабилизация). Потенциал базы задается делителем R2, R3. Сопротивление  $R_3 = R_6 + R_7$  совместно с R2 и R3 задает величину эмиттерного тока.

Элементы R8, R9 и C7 моделируют внешнюю нагрузку каскада, а резистор R1 – внутреннее сопротивление источника сигнала. Конденсаторы C1 и C6 (C5) – разделительные, служат для разделения по постоянному току цепей питания транзистора, источника сигнала и внешней нагрузки.

Конденсатор C3, блокировочный, служит для устранения ООС по переменному току. В зависимости от положения переключателя S4 либо полностью устраняется ООС в рабочем диапазоне частот (положение «1»), либо вводится ООС Z-типа за счет резистора R6 (положение «2»). Подключением конденсатора C4 малой емкости (переключатель S5 в положении «1») эта ООС превращается в частотно-зависимую ОС и осуществляет коррекцию частотной характеристики в области высоких частот (эмиттерная ВЧ-коррекция).

Включение дросселя L1 в коллекторную цепь транзистора позволяет корректировать усиление на высоких частотах при работе каскада на высокоимпедансную емкостную нагрузку. Сопротивление параллельного резонансного контура, образованного индуктивностью L1 и емкостью коллекторной цепи транзистора, растет на частоте резонанса, благодаря чему увеличивается сопротивление нагрузки каскада и соответственно растет коэффициент усиления. Меняя индуктивность L1, можно добиваться заметного расширения частотной характеристики или ее подъема на частотах, где это необходимо. Эффективность коррекции частотной характеристики существенно зависит от добротности образованного резонансного контура.

Цепочка R4, C2 используется для коррекции усиления в области НЧ рабочего диапазона за счет увеличения сопротивления коллекторной нагрузки на низких частотах.

### 2.3. Подготовка к работе

2.3.1. Изучить по рекомендованной литературе принцип работы, основные параметры и характеристики резисторного каскада на биполярном транзисторе (методы задания рабочей точки, амплитудная характеристика, нелинейные искажения, коэффициенты усиления, частотная и переходная характеристики, методы коррекции АЧХ в рабочем диапазоне частот).

2.3.2. Изучить схему лабораторного макета, определив назначение всех элементов.

2.3.3. Провести анализ схемы макета по постоянному току при напряжении питания  $E_0 = +15\text{В}$ . Вычислить напряжение в контрольных точках КТ1...КТ3, определить величины  $I_{K0}$ ,  $U_{K0}$ ,  $P_K$ . Данные свести в таблицу. При расчетах принять  $U_{БЭ} = 0,6 \dots 0,7\text{В}$ , а постоянным током базы пренебречь.

2.3.4. Используя справочные данные транзистора КТ315Г ( $h_{21\text{min}} = 50$ ;  $h_{21\text{max}} = 350$ ;  $|h_{21}| = 2,5$  на  $f_{изм} = 100\text{МГц}$ ;  $C_K = 7\text{пФ}$ ;  $\tau_K = 500\text{пс}$ ), определить следующие его параметры:

а) средний коэффициент усиления по току

$$h_{21} = \sqrt{h_{21\text{min}} \cdot h_{21\text{max}}} ; \quad (2.1)$$

б) входное сопротивление транзистора в заданном рабочем режиме

$$h_{11} = r_B + r_{Б'Э} , \quad (2.2)$$

где  $r_B = \tau_K / C_K$ ;  $r_{Б'Э} = r_{Э}(1 + h_{21})$ ;  $r_{Э} = \varphi_T / I_{Э0}$ ;  $\varphi_T = 25\text{мВ}$ ;

в) крутизну транзистора

$$y_{21} = h_{21} / h_{11} ; \quad (2.3)$$

г) предельную частоту усиления по току

$$f_{h21} = |h_{21}| \cdot f_{изм}. \quad (2.4)$$

2.3.5. Вычислить сигнальные параметры каскада в исходном состоянии всех переключателей:

а) коэффициент усиления напряжения

$$K_0 = y_{21} R_{KH}, \quad (2.5)$$

где  $R_{KH} = R_5 || R_8 = (R_5 \cdot R_8) / (R_5 + R_8)$  ;

б) входное сопротивление

$$R_{BX} = h_{11} || R_2 || R_3 ; \quad (2.6)$$

в) сквозной коэффициент передачи

$$K_E = K_0 R_{BX} / (R_1 + R_{BX}) ; \quad (2.7)$$

г) входную динамическую емкость

$$C_0 = C_{Б'Э} + C_K (1 + S_i R_{KH}) , \quad (2.8)$$

где  $S_i = h_{21} / r_{Б'Э} \approx 1 / r_{Э}$ , а  $C_{Б'Э} = 1 / 2\pi f_{h21} r_{Б'Э}$  ;

д) верхнюю граничную частоту

$$f_B = 1 / 2\pi (\tau_{B1} + \tau_{B2}) , \quad (2.9)$$

где  $\tau_{B1} = R_{ЭKB} C_0$  – постоянная времени входной цепи;

$\tau_{B2} = R_{KH} C_H$  – постоянная времени выходной цепи;

$R_{ЭKB} = (R_1 + r_{Б'}) / r_{Б'Э}$  – эквивалентное активное сопротивление входной цепи;

$C_H = C_7 + C_{ПР}$  – емкость нагрузки;

$C_{ПР} \approx 100$  пФ – входная емкость приборов, подключаемых к выходу каскада;

е) нижнюю граничную частоту  $f_H$ , учитывая только выходную цепь:

$$f_H = 1 / 2 \pi (R_5 + R_8) C_5. \quad (2.10)$$

## 2.4. Выполнение работы

2.4.1. Включить стенд, установить напряжение питания макета  $E_0 = +15$  В. Напряжение контролировать осциллографом в контрольной точке КТ4.

2.4.2. Измерить постоянные напряжения в контрольных точках КТ1...КТ3, вычислить величины  $I_{0Э}$ ,  $U_{кЭ}$ ,  $P_K$ . Сравнить полученные данные с расчетными.

2.4.3. Подключить измерительные приборы и на частоте 1 кГц при  $R_H = R_8$  снять амплитудную характеристику каскада без ООС и с ООС.

2.4.4. Используя резистор  $R_1$ , измерить входное сопротивление каскада без ООС и с ООС. Коммутируя резисторы  $R_8$  и  $R_9$ , измерить выходное сопротивление каскада при тех же условиях.

2.4.5. Измерить АЧХ каскада без ООС при  $R_H = R_8$ . Оценить влияние величины разделительной емкости ( $C_5$  или  $C_6$ ) и емкости нагрузки ( $C_H = C_7 + C_{ПР}$  или  $C_H = C_{ПР}$ ) на полосу усиления.

2.4.6. Измерить АЧХ каскада с ООС. Оценить изменение АЧХ при введении эмиттерной ВЧ-коррекции.

2.4.7. Снять АЧХ каскада с индуктивной ВЧ-коррекцией при условии  $R_H = R_9$ .

2.4.8. Снять АЧХ каскада с введенной цепью НЧ-коррекции при условии  $C_P = C_6$ ,  $R_H = R_9$ .

2.4.9. Используя генератор прямоугольных импульсов, измерить параметры переходной характеристики каскада (время установления  $t_y$ , выброс фронта  $\delta_{\phi\%}$ , скос вершины  $\Delta_{\%}$ ) для условий пп. 2.4.5–2.4.8. Скос вершины оценивать при длительности импульса  $t_{И} = 1$  мс.

## 2.5. Контрольные вопросы

1. Укажите причины нестабильности режима биполярных транзисторов в усилительных каскадах.

2. Объясните принцип эмиттерной стабилизации режима работы транзистора.

3. Как усилительные свойства каскада зависят от режима работы транзистора и величины нагрузки по переменному току?

4. Покажите зависимость входного и выходного сопротивлений каскада от параметров транзистора и его режима по постоянному току.

5. Объясните, чем определяются свойства транзисторного резисторного каскада в области высоких частот.

6. Объясните, как формируется АЧХ каскада в области НЧ.

7. Поясните принцип эмиттерной ВЧ-коррекции.

8. Поясните принцип индуктивной ВЧ-коррекции.

9. Поясните принцип коррекции АЧХ в области НЧ.

10. Покажите, как изменяется переходная характеристика каскада при введении ВЧ- и НЧ-корректирующих цепей.

## Лабораторная работа №3

### ПОВТОРИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ НА БИПОЛЯРНЫХ И ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

*Цель работы* – исследовать влияние различных схемных элементов на параметры эмиттерного и истокового повторителей. Закрепить навыки экспериментального исследования усилительных каскадов.

#### 3.1. Краткие теоретические сведения

Эмиттерный и истоковый повторители широко используются в усилительных устройствах в качестве согласующих и выходных каскадов. Типовая схема эмиттерного повторителя приведена на рис. 3.1. Упрощенно эта схема изображается в виде, показанном на рис. 3.2.

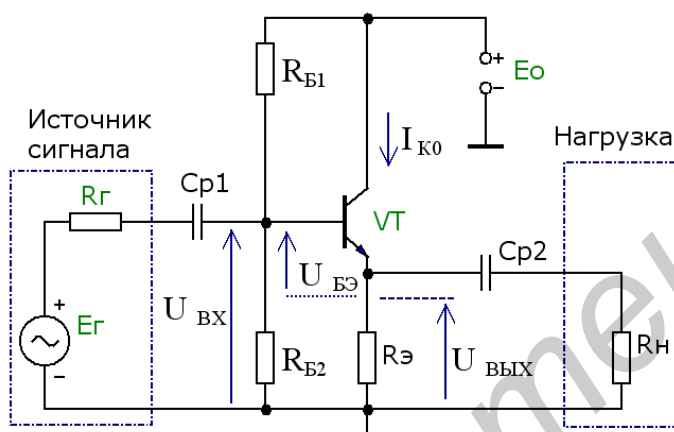


Рис. 3.1

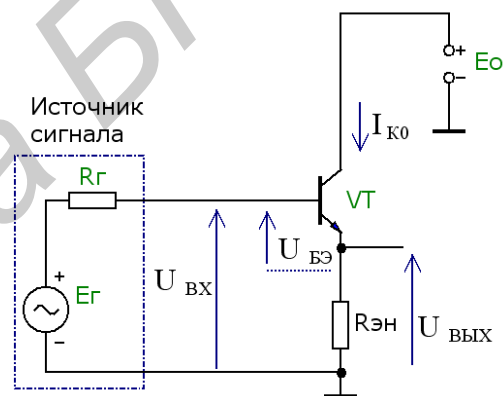


Рис. 3.2

Здесь  $R_{ЭН} = R_{Э} \parallel R_{Н}$ , где  $R_{Н}$  – входное сопротивление следующей цепи или каскада. Такой же вид имеет реальная схема эмиттерного повторителя в случае непосредственной связи с источником сигнала и нагрузкой.

В эмиттерном повторителе транзистор включен по схеме с общим коллектором. Входное напряжение приложено к участку база – коллектор ( $U_{ВХ} = U_{БК}$ ), выходное – снимается с участка эмиттер – коллектор ( $U_{ВХ} = U_{КЭ}$ ). Поскольку ( $U_{ВХ} = U_{БЭ} / U_{ВЫХ}$ ), то коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя всегда меньше единицы, т. е. повторитель не усиливает по напряжению:

$$K_0 = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{U_{КЭ}}{U_{БЭ} + U_{КЭ}} \quad (3.1)$$

Поскольку  $U_{KЭ} = I_{Э}R_{ЭН} = (I_{Б} + I_{К})R_{ЭН}$ ,  $U_{БЭ} = I_{Б}h_{11Э}$  и  $I_{К} / I_{Б} = h_{21Э}$ , то

$$K_0 = \frac{(1 + h_{21Э})R_{ЭН}}{h_{11Э} + (1 + h_{21Э})R_{ЭН}}. \quad (3.2)$$

В то же время эмиттерный повторитель является усилителем тока с максимальным коэффициентом усиления, так как входным током является базовый, а выходным – эмиттерный:

$$K_i = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{ВХ}} = \frac{I_{Э}}{I_{Б}} = \frac{I_{Б} + I_{К}}{I_{Б}} = 1 + h_{21Э}. \quad (3.3)$$

Если задаться полярностью напряжения источника сигнала и посмотреть все пути протекания переменных токов, то нетрудно убедиться в том, что эмиттерный повторитель не изменяет полярности усиливаемого сигнала, т. е. является неинвертирующей схемой.

Входное сопротивление схемы с общим коллектором в области низких и средних частот велико при условии, что нагрузка представляет собой заметную величину по сравнению с  $h_{11Э}$  транзистора:

$$R_{ВХ} = h_{11Э} + (1 + h_{21Э})R_{ЭН}. \quad (3.4)$$

Цепи питания базы по постоянному току снижают входное сопротивление каскада. В схеме на рис. 3.1  $R_{ВХ} = R_{ВХ.Т} \square R_{Б}$ , где  $R_{Б} = R_{Б1} \parallel R_{Б2}$ . Для уменьшения шунтирующего действия базового делителя используют схему, показанную на рис. 3.3.

При коэффициенте передачи эмиттерного повторителя, близком к единице, напряжение на его выходе практически не отличается от входного ни по амплитуде, ни по фазе. Включение конденсатора  $C_{СВ}$  между точкой выхода схемы и средней точкой делителя в цепи базы соединяет эти точки по переменной составляющей и приводит к тому, что мгновенные значения напряжения сигнала на верхнем и нижнем выводах сопротивления  $R_{Д}$  оказываются практически одинаковыми, а падение напряжения сигнала на нем стремится к нулю. Отсутствие падения напряжения на сопротивлении  $R_{Д}$  свидетельствует о том, что ток сигнала по нему не протекает, и базовый делитель перестает шунтировать вход каскада. Входное сопротивление каскада приближается к значению входного сопротивления транзистора  $R_{ВХ} = R_{ВХ.Т}$ . Практически уменьшение напряжения сигнала на сопротивлении  $R_{Д}$  эквивалентно его увеличению до значения



$$R_{БД} = \frac{R_{Д}}{1 - K} \quad (3.5)$$

Выходное сопротивление каскада мало и зависит от сопротивления источника сигнала (генератора):

$$R_{ВЫХ} = \frac{h_{11Э} + R_{Г}}{1 + h_{21Э}} \quad (3.6)$$

Все перечисленные параметры физически объясняются тем, что каскад с общим коллектором может рассматриваться как каскад с общим эмиттером, охваченный 100%-й отрицательной обратной связью по напряжению последовательной по входу (последовательная ООС по напряжению). Эта связь определяет также широкополосность каскада и малые нелинейные искажения сигнала. По сравнению со схемой с общим эмиттером здесь значительно ослаблено влияние емкости перехода база – эмиттер, т. к. она находится под напряжением, равным разности его входного и выходного напряжений, а при  $K \approx 1$  эта разность стремится к нулю.

Уменьшение входного сопротивления повторителя на высоких частотах (рис. 3.4, а) определяется в основном влиянием емкости коллекторного перехода, к которой приложено входное напряжение (через объемное сопротивление базы  $r_{Б}$  транзистора). Выходное сопротивление каскадов на высоких частотах возрастает (рис. 3.4, б) и в некотором диапазоне частот носит индуктивный характер.

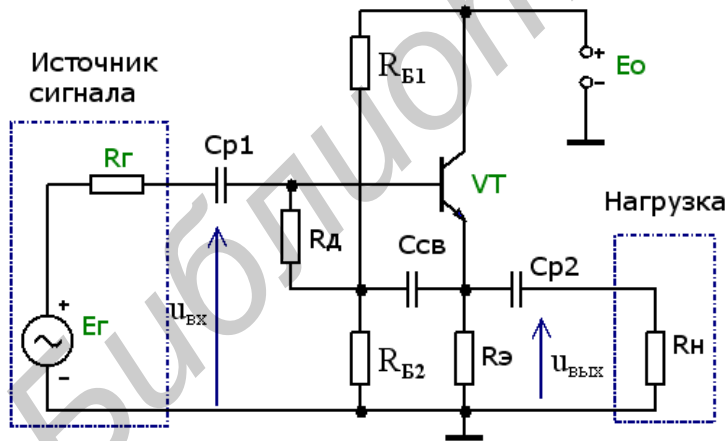


Рис. 3.3

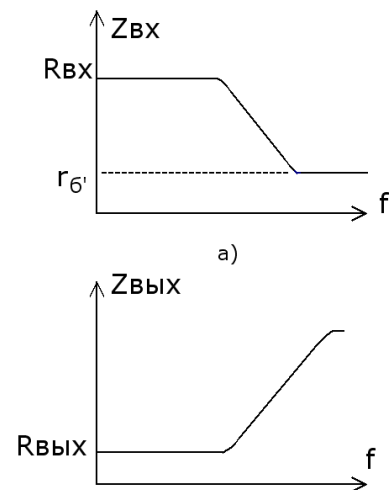


Рис. 3.4

Истоковый повторитель (рис. 3.5) представляет собой каскад с общим стоком, и основные свойства его аналогичны свойствам эмиттерного повторителя.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_0 = \frac{U_{СИ}}{U_{ЗИ} + U_{СИ}} = \frac{SR_H}{1 + SR_H}, \quad (3.7)$$

где  $S$  – крутизна транзистора в рабочей точке;

$R_H$  – сопротивление нагрузки каскада, состоящее из параллельного соединения сопротивлений  $R_{II}$  и  $R_H$ .

Входное сопротивление истокового повторителя практически определяется резистором в цепи затвора, т. е.  $R_{ВХ} = R_3$ . На высоких частотах входной импеданс определяется входной динамической емкостью, которая значительно меньше входной емкости схемы с общим истоком и в основном определяется емкостью затвор – сток (рис. 3.6):

$$C_0 = C_{зс} + C_{зи}(1 - K) + C_{М1}, \quad (3.8)$$

где  $C_{М1}$  – емкость монтажа входной цепи.

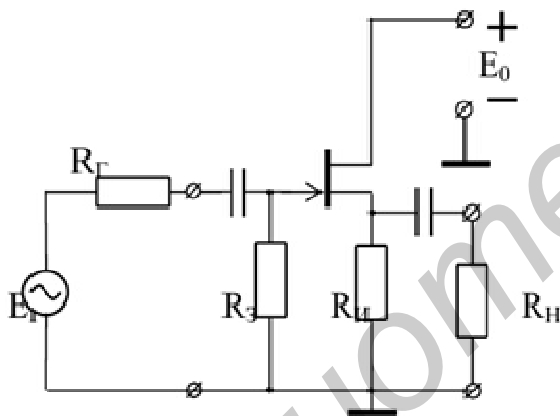


Рис. 3.5

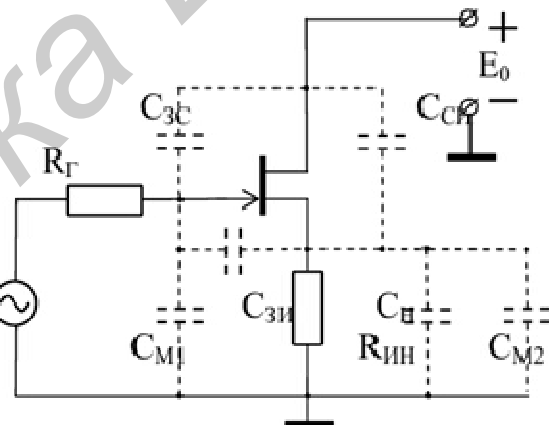


Рис. 3.6

Выходное сопротивление истокового повторителя в области низких и средних частот достаточно мало и при использовании транзистора с большой крутизной определяется выражением

$$R_{ВЫХ} = \frac{1}{S}. \quad (3.9)$$

Как видно из (3.9), выходное сопротивление каскада здесь не зависит от сопротивления источника сигнала, в отличие от эмиттерного повторителя.

Верхняя граница частотного диапазона определяется по входной цепи при  $R_Г \neq 0$  емкостью  $C_0$  и паразитной монтажной  $C_{М1}$ , а по выходной –

емкостью нагрузки  $C_H$ , монтажа  $C_{M2}$  и емкостью  $C_{СИ}$  :

$$f_{B1} = \frac{1}{2\pi C_{BX} R_{\Gamma}} \quad , \quad (3.10)$$

$$f_{B2} = \frac{1}{2\pi C_{0СЛ} R_{ВЫХ}} = \frac{S}{2\pi C_{0СЛ}} \quad , \quad (3.11)$$

где  $C_{BX} = C_0 + C_{M1}$ ,  $C_{0СЛ} = C_{СИ} + C_H + C_{M2}$  .

### 3.2. Описание лабораторного макета

Схема лабораторного макета (рис. 3.7) содержит эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе VT1 и истоковый повторитель на полевом транзисторе VT2.

Резисторы R1 и R2 моделируют внутреннее сопротивление источника сигнала. Переключатель S2 используется при измерении входного сопротивления повторителей. Резисторы R11 и R12 моделируют сопротивление нагрузки и позволяют оценить величину  $R_{ВЫХ}$  обоих повторителей. Подключение конденсатора С8 моделирует изменение емкости нагрузки.

### 3.3. Подготовка к работе

3.3.1. Изучить схему лабораторного макета по рис. 3.7. Используя сведения о номиналах элементов рассматриваемой схемы и справочные данные транзистора КТ315В, рассчитать основные параметры эмиттерного повторителя при токе коллектора  $I_K = 1$  мА .

Данные транзистора:  $h_{21Э\min} = 50$ ;  $h_{21Э\max} = 350$ ;  $C_K = 7$  пФ; постоянная времени цепи ОС  $\tau = C_K \cdot r_B = 500$  пс;  $|h_{21}| = 2,5$  на частоте  $f_{изм} = 100$  МГц. При расчете принять во внимание следующие соотношения:

$$h_{21Э} = \sqrt{h_{21Э\max} \cdot h_{21Э\min}}; \quad h_{11Э} = r_B + r_{B'Э};$$

$$r_{B'Э} = \frac{\varphi_t \cdot h_{21Э}}{I_{K0}}; \quad S = \frac{h_{21Э}}{r_{B'Э}}; \quad C_{B'Э} = \frac{1}{2\pi f_{21Э} r_{B'Э}} \quad ,$$

где  $\varphi_t = 28$  мВ при  $T = 300$  К;  $f_{h21} / h_{21Э}$ ;  $f_{зр} = |h_{21Э}| \cdot f_{изм} \cdot \sqrt{2}$ .

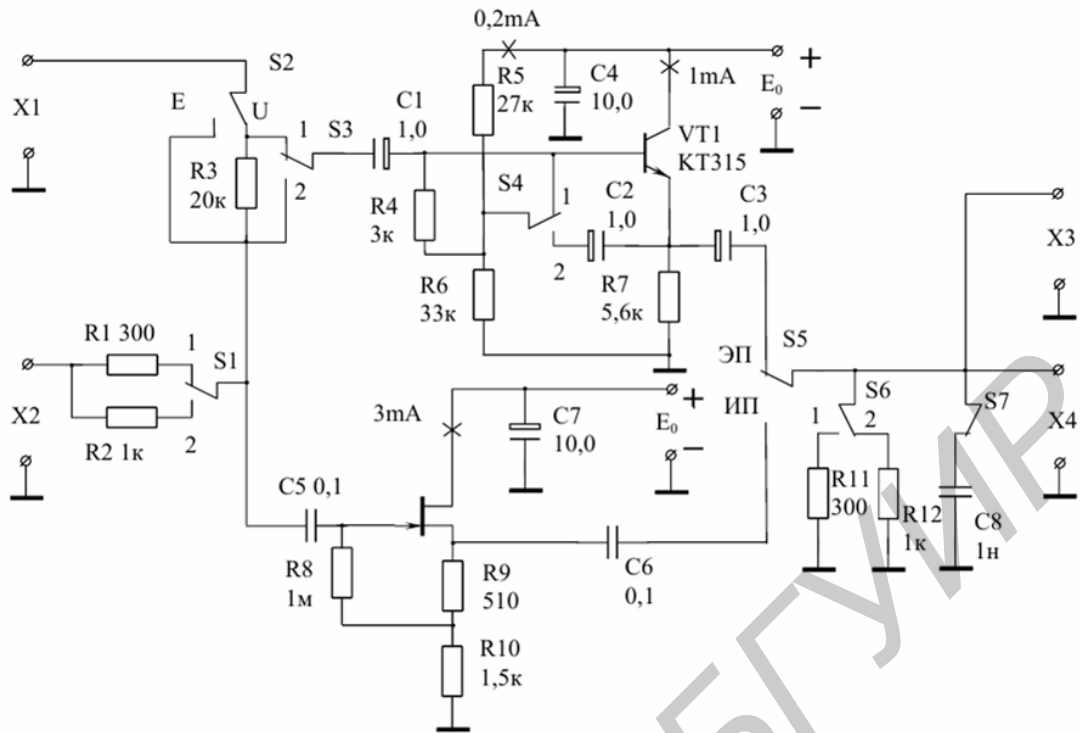


Рис. 3.7

3.3.2. Используя эквивалентную схему транзистора (схему Джиакалетто), составить полную эквивалентную схему эмиттерного повторителя и рассчитать его параметры:

- 1) коэффициент усиления по напряжению  $K$  для двух значений внешней нагрузки ( $R_{11}$  и  $R_{12}$ );
- 2) входное сопротивление  $R_{BX}$  с учетом влияния базового делителя  $R_5$  и  $R_6$ ;
- 3) выходное сопротивление  $R_{ВЫХ}$  для двух значений сопротивления источника сигнала ( $R_1$  и  $R_2$ );
- 4) верхнюю предельную частоту сквозного коэффициента передачи для  $R_{Г} = R_1$ ,  $R_{Н} = R_{11}$ :

$$f_B = \frac{R + h_{11Э} + (1 + S \cdot r_{Б'Э})R_H}{2\pi [C_{Б'Э} \cdot r_{Б'Э}(R_{Г} + r_{Б'} + R_H) + C_K(R_{Г} + r_{Б'})(1 + h_{21})R_H]} = \frac{S}{2\pi C_{0СЛ}} ;$$

- 5) нижнюю предельную частоту выходной цепи эмиттерного повторителя для  $R_{Г} = R_1$ ,  $R_{Н} = R_{11}$ :

$$f_H = \frac{1}{2\pi C_{p2}(R_{ВЫХ} + R_H)}$$

б) переходные искажения эмиттерного повторителя (время установления  $t_y$ , скол вершины импульса). При определении скола вершины импульса принять  $t_u = 1$  мс.

3.3.3. Нарисовать полную эквивалентную схему истокового повторителя. Рассчитать параметры истокового повторителя. Данные транзистора КП302А:  $S = 5$  мА/В;  $C_{3И} = 20$  пФ;  $C_{СИ} = 7$  пФ;  $C_{3С} = 8$  пФ:

1) коэффициент передачи по напряжению для двух значений сопротивления внешней нагрузки, учитывая, что в схеме на рис. 3.7  $R_{И} = R_9 + R_{10}$ ;

2) выходное сопротивление схемы  $R_{ВЫХ}$ ;

3) входную динамическую емкость  $C_{ВХ.ДИН}$ ;

4) верхнюю предельную частоту входной цепи  $f_{В1}$  при  $R_{Г} = R_2$  и  $C_{М1} = 20$  пФ;

5) нижнюю граничную частоту выходной цепи  $f_{Н2}$  при  $R_{Н} = R_{12}$ ;

б) переходные искажения истокового повторителя  $t_y$  и  $\Delta$ . При расчете  $\Delta$  принять  $t_u = 1$  мс.

#### 3.4. Порядок выполнения работы

3.4.1. Включить стенд. Ручкой Е+ установить напряжение питания макета +12 В. Контроль осуществляется по прибору в левой части стенда, вся шкала – 20 В.

3.4.2. Снять амплитудную характеристику эмиттерного повторителя на частоте 1 кГц при  $R_{Г} = R_1$  и  $R_{Н} = R_{11}$ . Определить коэффициент усиления по напряжению и сквозной коэффициент передачи.

3.4.3. Используя переключатель S2, определить входное сопротивление повторителя для двух значений внешней нагрузки R11 и R12.

3.4.4. Измерить входное сопротивление повторителя со схемой нейтрализации шунтирующего действия базового делителя.

3.4.5. Измерить выходное сопротивление повторителя. Оценить зависимость  $R_{ВЫХ}$  от сопротивления источника сигнала.

3.4.6. Снять сквозную АЧХ повторителя при  $R_{Г} = R_1$  для значений нагрузки: R11, R12, R12 и С8.

3.4.7. Переключателем S5 подключить внешнюю нагрузку к выходу истокового повторителя и произвести измерения по пп. 3.4.2, 3.4.3 и пп. 3.4.5, 3.4.6 при  $R_{Г} = R_2$ . Сравнить полученные данные с соответствующими параметрами эмиттерного повторителя.

3.4.8. Используя генератор прямоугольных импульсов, произвести измерения параметров переходной характеристики ( $t_y$ ,  $\delta_{\Phi}$  и  $\Delta$ ) по условиям п. 3.4.6 для обоих повторителей. Для эмиттерного повторителя использовать  $R_{Г} = R_1$ , а для истокового –  $R_{Г} = R_2$ . При измерении  $\Delta$  принять  $t_u = 1$  мс.

### 3.5. Контрольные вопросы

1. Нарисуйте полную и частные эквивалентные схемы эмиттерного повторителя для низкочастотной и высокочастотной областей.
2. Дайте сравнительную оценку параметров эмиттерного повторителя по отношению к параметрам схемы с общим эмиттером.
3. Поясните принцип нейтрализации шунтирующего действия делителя в базовой цепи повторителя.
4. Нарисуйте полную и частные эквивалентные схемы истокового повторителя для низкочастотной и высокочастотной областей.
5. Сравните параметры истокового повторителя с параметрами схемы с общим истоком.
6. Покажите, как в истоковом повторителе лабораторного макета задается режим транзистора по постоянному току и чем определяется входное сопротивление каскада.

## Лабораторная работа №4

### ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ КАСКАД

Цель работы – изучить основные свойства и параметры дифференциального каскада на биполярных транзисторах.

#### 4.1. Краткие теоретические сведения

Дифференциальные каскады (ДК) имеют очень хорошую стабильность режима, их можно соединять последовательно без переходных конденсаторов. Интегральные ДК обладают малыми ошибками усиления постоянной составляющей сигнала, малыми искажениями при воспроизведении высокочастотных и импульсных сигналов. Этот тип каскада является основным схемотехническим элементом для линейных усилительных микросхем с повышенной интеграцией (операционные усилители, компараторы, стабилизаторы).

Основная схема ДК на биполярных транзисторах приведена на рис. 4.1. Исходный режим транзисторов задается током  $I_0$  в эмиттерной цепи. Величина тока устанавливается резистором  $R_Э$  либо генератором стабильного тока (ГСТ) на транзисторах (рис. 4.2).

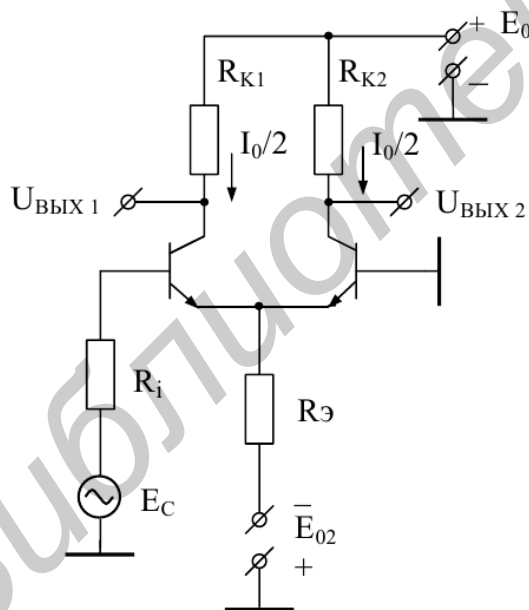


Рис. 4.1

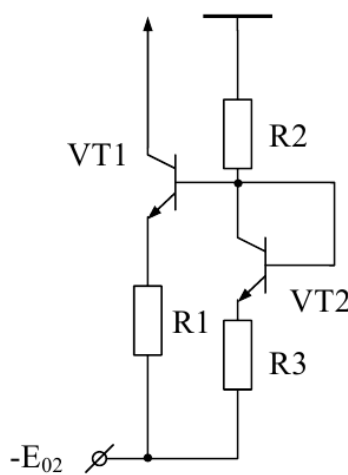


Рис. 4.2

Отличительная особенность ДК заключается в том, что он обеспечивает усиление разности сигналов, приложенных к его входам, и ослабляет синфазные для обоих входов составляющие сигналов.

К основным параметрам, характеризующим ДК в режиме малого сигнала, относятся дифференциальный  $K_D$  и синфазный  $K_C$  коэффициенты передачи,

коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{ООС}$ , дифференциальное  $K_{ВХ.Д}$  и синфазное  $K_{ВХ.С}$  входные сопротивления, выходное сопротивление  $R_{ВЫХ}$ .

Дифференциальный коэффициент передачи  $K_D$  можно подсчитать, используя эквивалентную схему входной цепи (рис. 4.3).

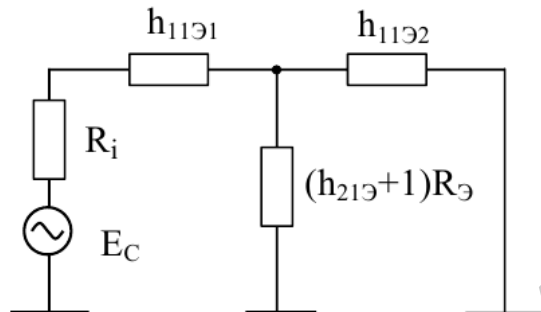


Рис. 4.3

Для упрощения расчетов примем параметры транзисторов дифференциальной пары идентичными и предположим, что внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_i \ll h_{11Э}$ , а напряжение сигнала  $E_C$  близко к нулю (здесь  $h_{11Э}$  – входное сопротивление транзистора с общим эмиттером).

По входной цепи усилителя от источника сигнала течет ток

$$I_{CD} = \frac{E_C}{R_i + h_{11Э} + h_{11Э} \parallel R_Э(1 + h_{21Э})} \approx \frac{E_C}{2h_{21Э}}, \quad (4.1)$$

где  $R_Э$  – сопротивление в цепи эмиттеров;

$h_{21Э} = I_K / I_B$  – коэффициент усиления коллекторного тока в схеме с ОЭ;

$h_{11Э} \parallel R_Э(h_{21Э} + 1)$  – параллельное соединение сопротивлений  $h_{11Э}$  и  $R_Э(h_{21Э} + 1)$ .

Приращения выходного сигнала на коллекторных сопротивлениях равны

$$\Delta U_R = \Delta I_K R_K = \Delta I_{CD} h_{21Э} R_K. \quad (4.2)$$

Выходной дифференциальный сигнал между коллекторами транзисторов будет в два раза больше, чем  $\Delta U_R$ :

$$\Delta U_{ВЫХ} = 2\Delta U_R = \frac{E_C}{2h_{11Э}} h_{21Э} R_K, \quad (4.3)$$

а дифференциальный коэффициент передачи



$$K_D = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{E_C} = \frac{h_{21Э}}{h_{11Э}} R_K = y_{21} R_K, \quad (4.4)$$

где  $y_{21} = h_{21Э} / h_{11Э}$  – крутизна транзистора.

Из формулы (4.4) следует, что дифференциальный коэффициент передачи ДК равен коэффициенту усиления одиночного каскада с ОЭ. Это происходит потому, что в режиме, близком к балансу, на каждый транзистор поступает напряжение сигнала  $E_C / 2$ , а приращения сигналов на коллекторах транзисторов суммируются.

Крутизна биполярного транзистора связана с током эмиттера соотношением

$$y_{21} \approx I_Э / \varphi_t = I_0 / 2\varphi_t, \quad (4.5)$$

где  $\varphi_t = kT / q$  – температурный потенциал ( $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура;  $q = 1,6 \cdot 10^{19}$  Кл – заряд электрона);

$I_0$  – суммарный ток в эмиттерах транзисторов.

Из этого соотношения следует, что дифференциальный коэффициент передачи

$$K_D = \frac{I_0}{2\varphi_t} R_K \quad (4.6)$$

прямо пропорционален сопротивлению нагрузки  $R_K$ , величине тока  $I_0$  и обратно пропорционален температуре, а также не зависит от коэффициента усиления по току  $h_{21Э}$  (последнее справедливо при  $h_{21Э} \gg 1$ ).

Входное дифференциальное сопротивление ДК, существующее между его входами (см. рис. 4.3), равно

$$R_{ВХ.Д} \approx 2h_{11Э} \approx \frac{2\varphi_t}{I_B} = \frac{2\varphi_t(1+h_{21Э})}{I_Э} = \frac{4\varphi_t(1+h_{21Э})}{I_0}. \quad (4.7)$$

Синфазный коэффициент передачи можно определить из эквивалентной схемы входной цепи (рис. 4.4).

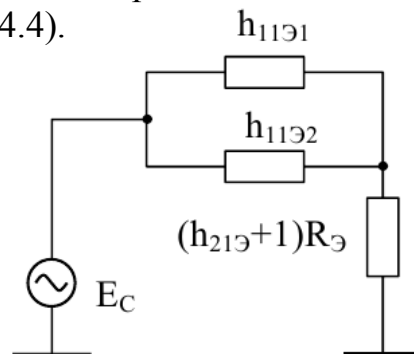


Рис. 4.4

Ток синфазного сигнала, протекающий по входным цепям транзисторов, равен

$$I_{0C} = \frac{E_{CC}}{h_{11Э} / [2 + R_Э(1 + h_{21Э})]} \approx \frac{E_{CC}}{R_Э(1 + h_{21Э})}, \quad (4.8)$$

где  $E_{CC}$  – напряжение источника сигнала.

По каждому из входов ДК протекает ток вдвое меньший, вызывающий изменение токов транзисторов на величину

$$\Delta I_K = \frac{I_{CC} h_{21Э}}{2}, \quad (4.9)$$

а коллекторного напряжения на величину

$$\Delta U_{ВЫХ.С} = \Delta I_K R_K = \frac{h_{21Э} E_{CC}}{2R_Э(1 + h_{21Э})} R_K \approx E_{CC} \frac{R_K}{2R_Э}. \quad (4.10)$$

Синфазный коэффициент передачи ДК  $K_C$  равен

$$K_C = \frac{\Delta U_{ВЫХ.С}}{E_{CC}} = \frac{R_K}{2R_Э}. \quad (4.11)$$

Таким образом, абсолютное значение синфазного коэффициента передачи тем меньше, чем больше выбрано соотношение  $R_Э$  и  $R_K$ . Для увеличения этого соотношения вместо резистора  $R_Э$  в цепь эмиттеров транзисторной пары включают генератор стабильного тока на транзисторах (см. рис. 4.2).

Эквивалентное выходное сопротивление по переменному току такого генератора  $R_{ЭКВ} = 1/h_{22Э}$  и составляет десятки-сотни килоом.

Если выходной сигнал ДК снимается только с одного выхода, то синфазную ошибку (помеху), которая накладывается на входной дифференциальный сигнал, можно пересчитать во входную цепь через полный дифференциальный коэффициент передачи  $K_D$ . Выходные синфазные ошибки передачи, приведенные ко входу, позволяют определить минимальный уровень полезного сигнала между входами, который может быть обнаружен на фоне выходных синфазных ошибок (помех).

Таким образом, напряжение  $E_{CC}$ , присутствующее на входах, вызывает между этими входами эквивалентное дифференциальное напряжение ошибок (помех)

$$\Delta U_{С.ЭКВ} = \frac{\Delta U_{ВЫХ.С}}{K_D} = \frac{E_{CC} K_C}{K_D} = E_{CC} \frac{K_C}{K_D}. \quad (4.12)$$

Качество ДК характеризуется отношением  $K_C / K_D$ , которое с учетом выражений (4.4), (4.5), (4.11) можно найти через параметры каскада следующим образом:

$$\frac{K_C}{K_D} = \frac{R_K / 2R_{\mathcal{E}}}{y_{21}R_K} = \frac{1}{2y_{21}R_{\mathcal{E}}} = \frac{\varphi_t}{I_{\mathcal{E}}R_{\mathcal{E}}}, \quad (4.13)$$

где  $R_{\mathcal{E}}$  – либо сопротивление в цепи эмиттеров, либо выходное сопротивление генератора тока.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала может быть представлен в логарифмической форме

$$K_{OCC} = 20 \lg(K_C / K_D) \text{ (дБ)}, \quad (4.14)$$

Современные ДК имеют  $K_{OCC} -60 \dots -100$  дБ.

Если выходным сигналом является сигнал между выходами 1 и 2 (симметричный выход), то коэффициент ослабления синфазного сигнала (помехи) зависит не только от соотношения  $K_C / K_D$ , но и от степени симметрии плеч дифференциального каскада:

$$K_{OCC.сим} = 20 \lg \left\{ \frac{K_C}{K_D} \left[ \frac{\Delta h_{21\mathcal{E}}}{(1 + h_{21\mathcal{E}})h_{21\mathcal{E}}} + \frac{\Delta R_K}{R_K} + \frac{R_I}{R_B + R_I} \left( \frac{\Delta R_B}{R_B} + \frac{\Delta R_I}{R_I} \right) \right] \right\}, \quad (4.15)$$

где  $h_{21\mathcal{E}} = (h_{21\mathcal{E}1} + h_{21\mathcal{E}2}) / 2$  – среднее значение коэффициентов усиления транзисторов по току;

$R_K = (R_{K1} + R_{K2}) / 2$  – среднее значение коллекторных сопротивлений;

$R_B = (R_{B1} + R_{B2}) / 2$  – среднее значение сопротивлений в цепи базы;

$R_I = (R_{I1} + R_{I2}) / 2$  – среднее значение сопротивлений источников сигналов;

$\Delta h_{21\mathcal{E}} = (h_{21\mathcal{E}1} - h_{21\mathcal{E}2}) / 2$ ;  $\Delta R_I = (R_{I1} - R_{I2}) / 2$ ;

$\Delta R_K = (R_{K1} - R_{K2}) / 2$ ;  $\Delta R_B = (R_{B1} - R_{B2}) / 2$  – отклонения параметров элементов каждого плеча каскада от среднего значения.

Из анализа выражения (4.15) можно сделать следующие выводы: во-первых, при полной симметрии схемы, т. е. при равных нулю отклонениях от среднего значения параметров элементов, коэффициент подавления синфазной составляющей равен бесконечности; во-вторых, поскольку значения отклонения могут иметь различные знаки, аналогичный результат можно получить, управляя отклонениями элементов от среднего значения таким образом, чтобы модуль в выражении (4.15) был равен нулю.

Последний вывод является очень важным, т. к. показывает возможность подавления синфазной составляющей при реально существующих отклонениях

параметров элементов ДК. На практике наиболее часто используется симметрирование схем путем регулирования отклонения  $R_K$  – сопротивлений в цепях коллекторов, например в интегральных операционных усилителях.

Синфазное входное сопротивление, в соответствии с эквивалентной схемой на рис. 4.4, можно определить по формуле

$$R_{BX.C} = \frac{h_{11Э}}{2} + R_Э(1 + h_{21Э}) \approx R_Э(1 + h_{21Э}). \quad (4.16)$$

В связи с большим значением синфазного входного сопротивления измерение его имеет некоторые особенности. Для исключения влияния входного сопротивления вольтметра на результаты измерения он подключается к одному из выходов ДК. Затем измеряются два значения выходного напряжения:  $U_{1C}$  – при подаче входного сигнала непосредственно на входы ДК и  $U_{2C}$  – при подаче этого же сигнала на входы ДК через последовательно включенное сопротивление  $R$ .

Результат измерений вычисляется по формуле

$$R_{BX.C} = \frac{R}{U_{1C}/U_{2C} - 1}. \quad (4.17)$$

Выходное сопротивление ДК, действующее между его выходами, определяется последовательным включением выходных сопротивлений каждого из выходов по отношению к общей точке ДК

$$R_{ВЫХ} = \frac{1}{h_{22Э1} + 1/R_{K1}} + \frac{1}{h_{22Э2} + 1/R_{K2}} = \frac{1}{h_{22Э} + 1/R_K} \approx 2R_K, \quad (4.18)$$

где  $h_{22Э1}$ ,  $h_{22Э2}$  – выходные проводимости транзисторов дифференциальной пары.

Обобщенные эквивалентные схемы входной и выходной цепи ДК представлены на рис. 4.5, 4.6.

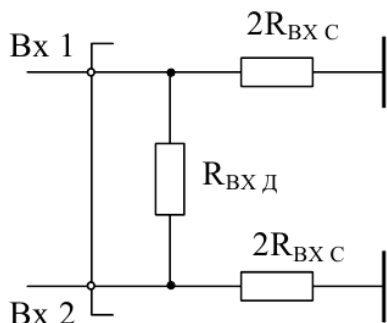


Рис. 4.5

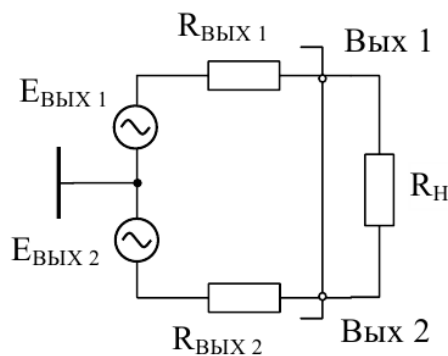


Рис. 4.6

## 4.2. Описание лабораторного макета

Лабораторный макет (рис. 4.7) состоит из дифференциального каскада, выполненного на интегральной паре транзисторов К159НТ1 (DA1.1 и DA1.2).

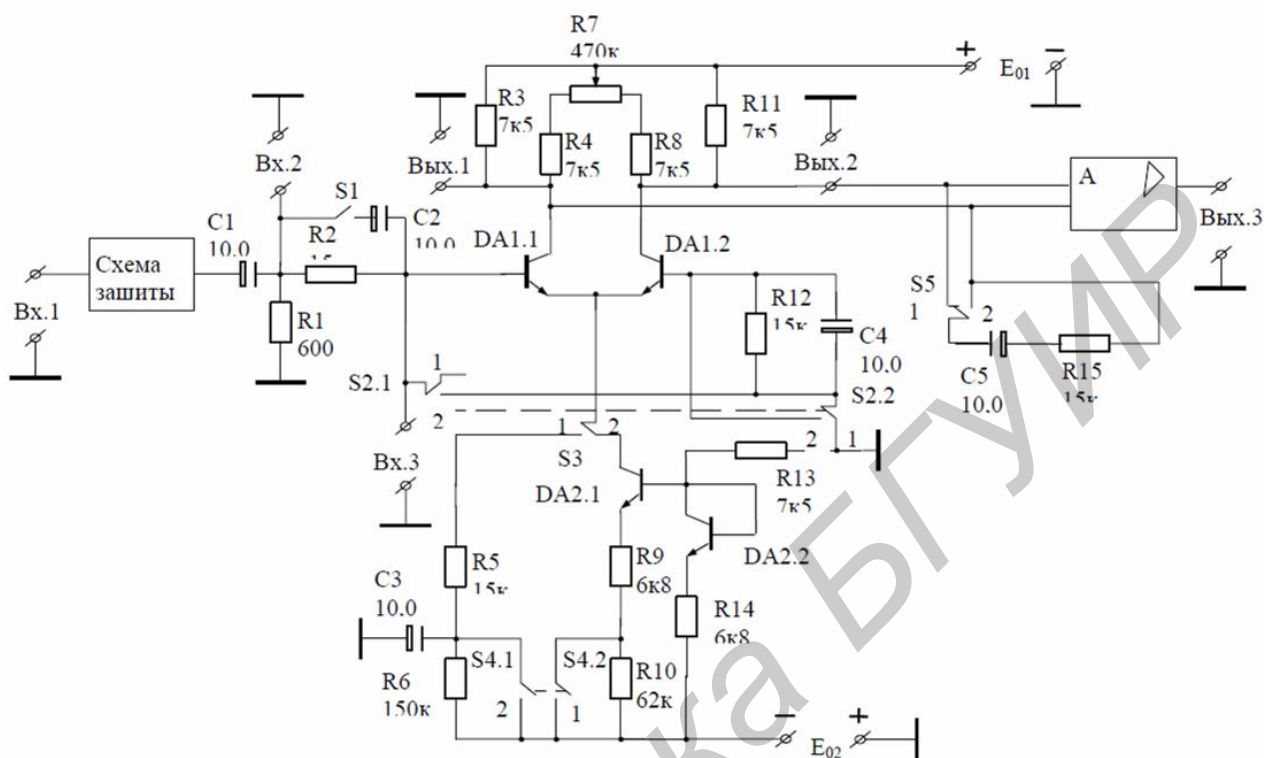


Рис. 4.7

В цепь эмиттеров пары с помощью переключателя S3 можно включать либо резистор, либо генератор тока, выполненный на интегральных транзисторах К159НТ1 (DA1.1 и DA1.2). Дискретная регулировка тока эмиттеров транзисторов DA1.1 и DA1.2 осуществляется посредством переключателя S4. Резистор R2 и переключатель S1 используются при измерениях входных сопротивлений каскада. Переключатель S2 обеспечивает дифференциальное или синфазное включение входов ДК. Резисторы R4, R7, R8 предназначены для балансировки (симметрии) ДК. Переключатель S5 подключает нагрузку (резистор R15) ко входам ДК, измерительный усилитель А предназначен для измерения коэффициента ослабления синфазного сигнала при симметричном входе ДК.

## 4.3. Подготовка к работе

- 4.3.1. Изучить соответствующие разделы рекомендованной литературы.
- 4.3.2. Изучить схему исследуемого каскада.
- 4.3.3. Рассчитать по формулам (4.6), (4.7), (4.11), (4.14), (4.16) дифференциальный  $K_D$  и синфазный  $K_C$  коэффициенты усиления, также

коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{оос}$  для двух значений тока эмиттеров  $I_0=0,1$  мА и  $I_0=1$  мА при включении в цепь эмиттеров резисторов R5 и R6.

При расчетах принять значение параметра  $h_{21Э}$  равным среднему геометрическому значению  $h_{21Э}$ . Для транзисторов микросхем КР159НТ1А имеем  $h_{21Э\min} = 20$  и  $h_{21Э\max} = 80$ .

4.3.4. Повторить расчеты п. 4.3.3 для случая использования генератора стабильного тока, при этом выходное сопротивление генератора  $R_Э$  принять равным  $1/h_{22Э}$ , где  $h_{22Э} = (15 - 10)$  см.

#### 4.4. Порядок выполнения работы

4.4.1. Снять амплитудную характеристику (АХ) для дифференциального сигнала. Сигнал генератора подается на клемму «Вх.1», милливольтметры контролируют напряжение на клемме «Вх.2» и на одном из выходов («Вых.1» или «Вых.2»). Измерения произвести при включении в цепь эмиттеров резистора R5 при значениях тока  $I_0= 0,1$  мА и  $I_0= 1$  мА (положения переключателя S4 «1» и «2» соответственно). Одновременно контролировать форму сигналов на другом выходе ДК с помощью осциллографа. Движок переменного резистора R7 должен находиться приблизительно в среднем положении.

4.4.2. Измерить дифференциальный коэффициент передачи ДК в середине линейных участков АХ при двух значениях тока  $I_0$ , а также дифференциальное  $R_{ВХ.Д}$  и синфазное  $R_{ВХ.С}$  входные сопротивления. Нагрузка R15 при этом должна быть отключена. При измерении можно использовать измерительный усилитель А, коэффициент передачи которого для дифференциального каскада  $K=1$ .

4.4.3. Снять АХ ДК для синфазного сигнала при условиях п. 4.4.1.

4.4.4. Измерить синфазный коэффициент передачи  $K_C$  при двух значениях тока  $I_0= 0,1$  мА и  $I_0=1$  мА в середине линейных участков АХ.

4.4.5. Рассчитать коэффициенты ослабления синфазного сигнала.

4.4.6. Измерить дифференциальное и синфазное входные сопротивления ДК при условиях п. 4.4.2 и п. 4.4.4.

4.4.7. Подключить к эмиттерам транзисторов DA 1 вместо резистора R5 генератор тока DA 2. Повторить измерения пп. 4.4.1–4.4.6.

4.4.8. Исследовать влияние симметрии схемы на коэффициент подавления синфазного сигнала при симметричном выходе. Подключить милливольтметры к клеммам «Вх.3» и «Вых.3», подать на входы ДК синфазный сигнал в соответствии с п. 4.4.4. Регулируя положение движка резистора R7, наблюдать изменение коэффициента передачи синфазного сигнала. Измерить значения  $K_C$

и  $K_{ООС}$  при двух крайних положениях движка, а также минимальное значение  $K_C$  и соответствующую ему величину  $K_{ООС}$ .

4.4.9. Измерить выходное сопротивление ДК ( $R_{15} = 15 \text{ кОм}$ ).

4.4.10. Сравнить результаты экспериментальных исследований и теоретических расчетов.

#### 4.5. Контрольные вопросы

1. Почему коэффициент передачи ДК при несимметричном выходе в два раза меньше, чем у каскада с общим эмиттером?

2. Почему дифференциальное входное сопротивление ДК в два раза меньше, чем синфазное?

3. Каким образом можно осуществить симметрирование ДК?

4. Запишите выражения для дифференциального коэффициента передачи ДК с симметричным и несимметричным выходами.

5. Запишите выражения для синфазного коэффициента передачи ДК с симметричным и несимметричным выходами.

6. Изобразите принципиальную электрическую схему ДК с генератором тока в цепи эмиттеров при однополярном питании, несимметричном источнике сигнала и несимметричной нагрузке.

## Лабораторная работа №5

### БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

*Цель работы* – изучить основные характеристики бестрансформаторных усилителей мощности на примере схемы с оконечным каскадом на квазикомплементарной паре транзисторов.

#### 5.1. Краткие теоретические сведения

Бестрансформаторные схемы усилителей мощности получили наибольшее распространение в современной усилительной технике. Они широкополосны, обеспечивают малые нелинейные искажения сигнала, дают существенный выигрыш в габаритах, массе и более просты в исполнении по сравнению с трансформаторными схемами.

Принципы построения бестрансформаторных усилителей соответствуют требованиям интегральной технологии и широко используются в микросхемах.

Бестрансформаторный усилитель мощности содержит оконечный и предоконечный каскады, а также часто и входной усилительный каскад, охваченные общей отрицательной обратной связью как по постоянному, так и по переменному току.

Оконечный каскад выполняется обычно по двухтактной схеме, обеспечивающей работу транзистора в режиме В либо близком к нему АВ с высоким КПД. Наиболее широко применяется каскад с параллельным возбуждением однофазным напряжением на комплементарной паре транзисторов *n-p-n*- и *p-n-p*-типов, включенных по схеме с общим коллектором. Вариант с двухполярным питанием (рис. 5.1) позволяет подключить нагрузку непосредственно к выходу каскада.

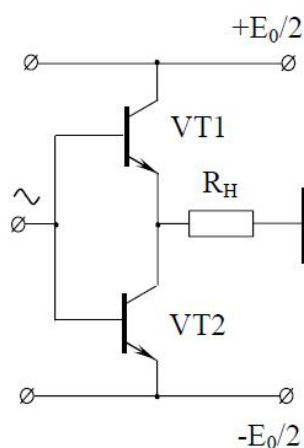


Рис. 5.1



При однополярном питании нагрузка подключается через разделительную емкость  $C_p$ . Эта емкость одновременно является накопительной, обеспечивая за счет своего заряда работу транзистора VT2 в ту половину периода сигнала, когда транзистор VT1 закрыт.

Максимальная мощность, которую двухтактный каскад способен отдать в нагрузку при заданном напряжении питания  $E_0$  и сопротивлении нагрузки  $R_H$ , равна

$$P_{H \max} = \frac{(E_0 - 2U_{ocm})^2}{8R_H}, \quad (5.1)$$

где  $U_{ocm} = (1-2)$  В – остаточное напряжение на открытом транзисторе выходного каскада.

Для возбуждения оконечного каскада используется резистивный каскад на транзисторе в режиме А, включенном по схеме с общим эмиттером (рис. 5.2).

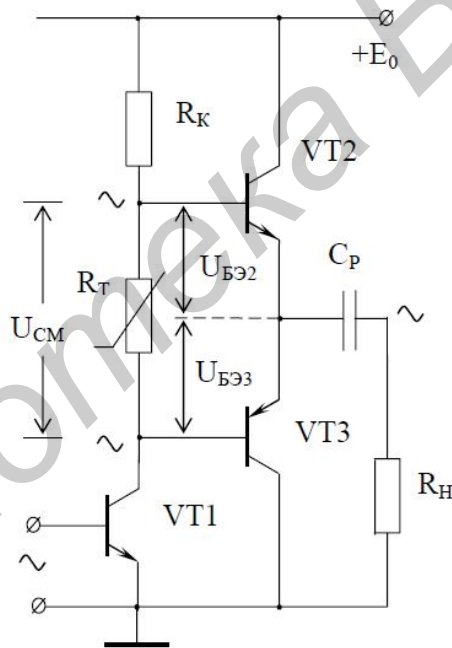


Рис. 5.2

Для уменьшения нелинейных искажений сигнала на базы транзисторов оконечного каскада подается напряжение смещения  $U_{CM}$ , которое задает положение рабочей точки, соответствующее реальному режиму В либо режиму АВ. Напряжение смещения образуется на резисторе  $R_T$  при прохождении по нему постоянной составляющей коллекторного тока VT1:

$$U_{CM} = U_{БЭ2} + U_{БЭ3} \approx I_{K1} R_T.$$

Для обеспечения стабильности положения рабочей точки при изменении температурного режима транзисторов окончного каскада в качестве  $R_T$  применяют терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления, причем размещают его на радиаторах этих транзисторов. Лучшие результаты дает использование полупроводниковых приборов в качестве элемента термостабилизации (рис. 5.3).

В основе лежит температурная зависимость прямой ветви вольт-амперной характеристики  $p-n$ -перехода, которая характеризуется отрицательным температурным коэффициентом (около  $-2,2$  мВ/°С для кремниевых приборов) и позволяет в идеальном случае осуществить полную компенсацию температурного дрейфа тока покоя окончных транзисторов. Кроме того, малое динамическое сопротивление открытого  $p-n$ -перехода обеспечивает одинаковые условия возбуждения транзисторов VT2 и VT3.

Нужную величину  $U_{CM}$  получают, используя последовательное включение диодов (рис. 5.3, а) либо применяя схему с транзистором (рис. 5.3, б), в которой

$$U_{CM} = U_{БЭт} \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right), \quad (5.2)$$

где  $U_{БЭт} = (0,6-0,7)$  В – падение напряжения на переходе база – эмиттер транзистора VTt.

Работа транзистора предоконечного каскада в режиме А с большой амплитудой сигнала (оконечный каскад не усиливает по напряжению) связана с большими затратами мощности и ухудшением линейности. Для исключения бесполезных потерь мощности на резисторе связи  $R_K$  используют решение, показанное на рис. 5.4. Подключение  $R_K$  к выходу усилителя (точка Б) соответствует положительной обратной связи, охватывающей окончный каскад. Так как мгновенные значения напряжения сигнала в точках А и Б совпадают по фазе и близки по амплитуде, то переменная составляющая тока коллектора предоконечного каскада практически не протекает по резистору  $R_K$ . Это эквивалентно увеличению его сопротивления до значения

$$R_{K'} = \frac{R_K}{1 - K_{OK}}, \quad (5.3)$$

где  $K_{OK} < 1$  – коэффициент усиления окончного каскада по напряжению.

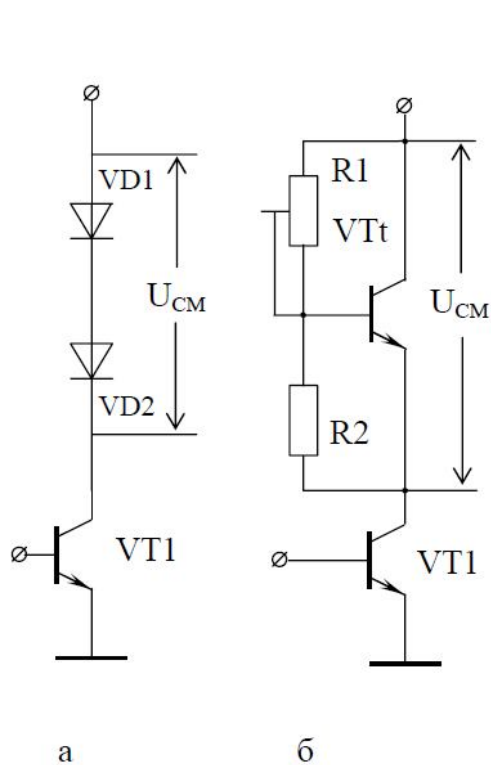


Рис. 5.3

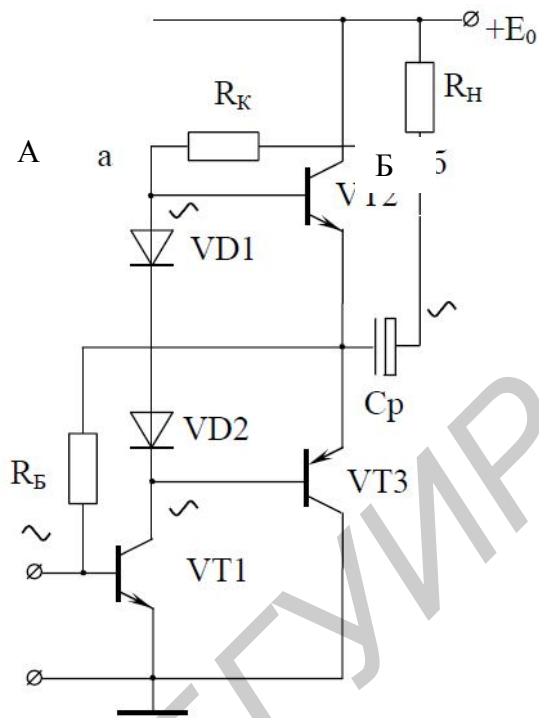


Рис. 5.4

В результате нагрузкой каскада по сигналу являются непосредственно базовые цепи выходных транзисторов. Общая стабилизация режима усиления осуществляется гальванической ООС  $Y$ -типа, подаваемой на базу  $VT1$  через резистор  $R_B$ . Недостатком связи данного типа является существенное уменьшение входного сопротивления усилителя.

В усилителях большой мощности, а также при интегральном исполнении усилителя возникают трудности в подборе комплементарной пары мощных транзисторов оконечного каскада. В этих случаях используют составные транзисторы, образующие так называемую «квазикомплементарную пару» (рис. 5.6). Здесь ведущие маломощные транзисторы  $VT3$  и  $VT4$  – разной структуры, а ведомые мощные  $VT5$  и  $VT6$  – одинаковой структуры. В целом  $VT3$  и  $VT5$  образуют составной транзистор структуры  $n-p-n$ , а  $VT4$  и  $VT6$  – структуры  $p-n-p$ .

Резисторы  $R_{B5}$ ,  $R_{B6}$  и  $R_{Э5}$ ,  $R_{Э6}$  улучшают частотные свойства составных транзисторов, снижают асимметрию плеч оконечного каскада при разбросе параметров транзисторов, а также повышают температурную стабильность режима. Эффективность их действия возрастает с уменьшением  $R_{B5}$ ,  $R_{B6}$  и увеличением  $R_{Э5}$ ,  $R_{Э6}$ , однако при этом ухудшается КПД каскада. Наиболее существенно на КПД влияют резисторы местной ООС  $R_{Э5}$  и  $R_{Э6}$ , которые по сигналу включены последовательно с нагрузкой. В схемах с низковольтным питанием (переносная аппаратура) эти резисторы, как правило, не ставятся.

В схеме на рис. 5.5 предоконечный каскад выполнен на транзисторе  $VT2$ .

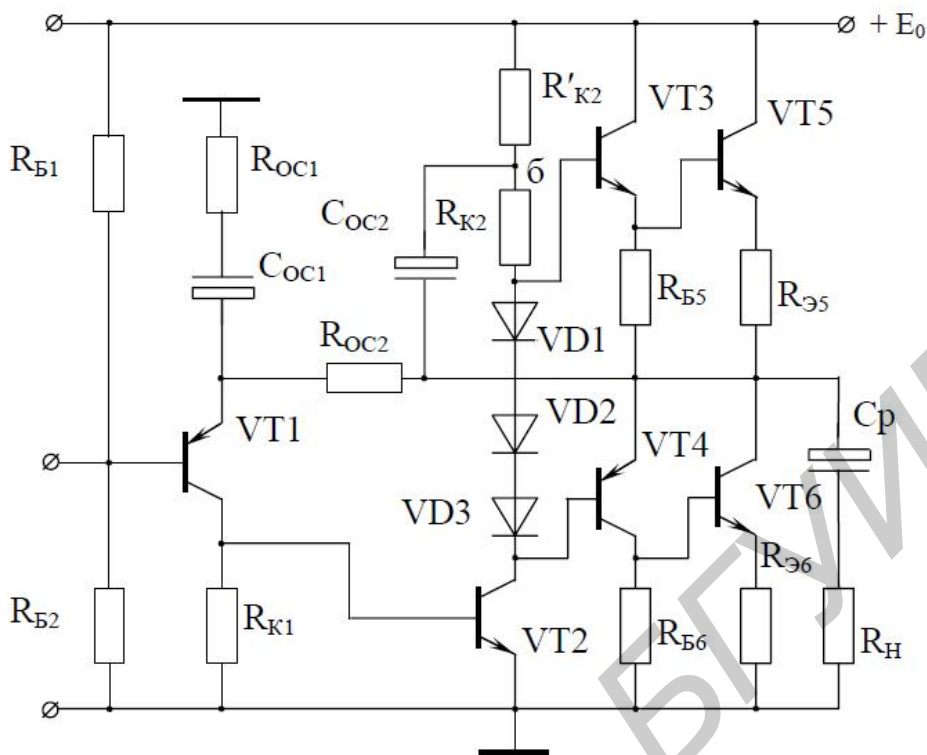


Рис. 5.5

Для снижения потерь на резисторе связи  $R_{K2}$  он разделен на две части ( $R_H \square R_{K2} \square R_{K2}'$ ), а в точку Б через конденсатор  $C_{OC2}$  подано напряжение положительной ОС с выхода усилителя. Принцип действия схемы аналогичен рассмотренному выше, однако здесь исключено прохождение постоянной составляющей тока коллектора VT2 через нагрузку. В цепь общей ООС Н-типа (по напряжению), последовательной по входу, включен входной каскад на транзисторе VT1. Обратная связь по постоянному току здесь 100%-я, что обеспечивает высокую стабильность режима схемы. В первом приближении можно считать, что глубина ООС по переменному току, определяющая коэффициент усиления и входное сопротивление усилителя, задается соотношением резисторов  $R_{OC1}$  и  $R_{OC2}$ .

В интегральных усилителях мощности широко используется структура, показанная на рис. 5.6.

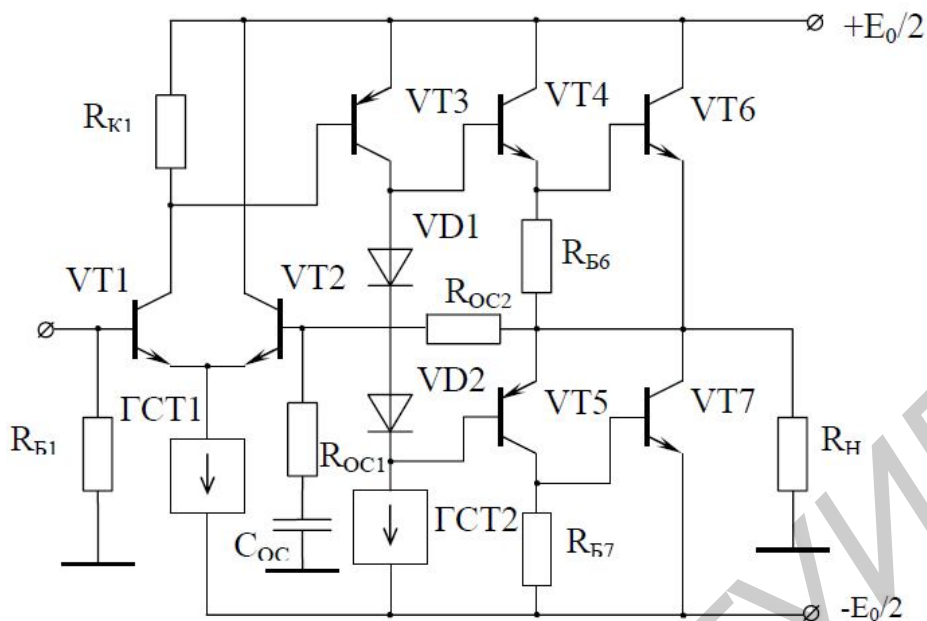


Рис. 5.6

Особенностью схемы является использование дифференциального входного каскада (VT1 и VT2) и высокоомной нагрузки в предоконечном каскаде. Такой нагрузкой служит генератор стабильного тока ГСТ2, выполняемый на биполярном транзисторе по одной из распространенных схем. Высокое динамическое сопротивление ГСТ практически исключает ответвление на него переменной составляющей тока коллектора предоконечного каскада. Применение дифференциального каскада и 100%-й гальванической ООС, подаваемой на базу VT2 через резистор  $R_{OC2}$ , обеспечивает высокую стабильность режима схемы. Глубина ООС по переменному току определяет коэффициент усиления

$$K = \frac{1}{\beta} = \frac{R_{OC1} + R_{OC2}}{R_{OC1}} = 1 + \frac{R_{OC2}}{R_{OC1}}, \quad (5.4)$$

где  $\beta$  – коэффициент передачи цепи ООС.

Основные принципы построения данной схемы широко применяются и в усилителях на дискретных элементах.

## 5.2. Описание лабораторного макета

Макет содержит бестрансформаторный усилитель мощности с окончательным каскадом на квазикомплементарной паре (VT3, VT5 и VT4, VT6), предоконечным каскадом на VT1 и входным дифференциальным каскадом на интегральных транзисторах DA1.1 и DA1.2 микросхемы K159HT1A (рис. 5.7).

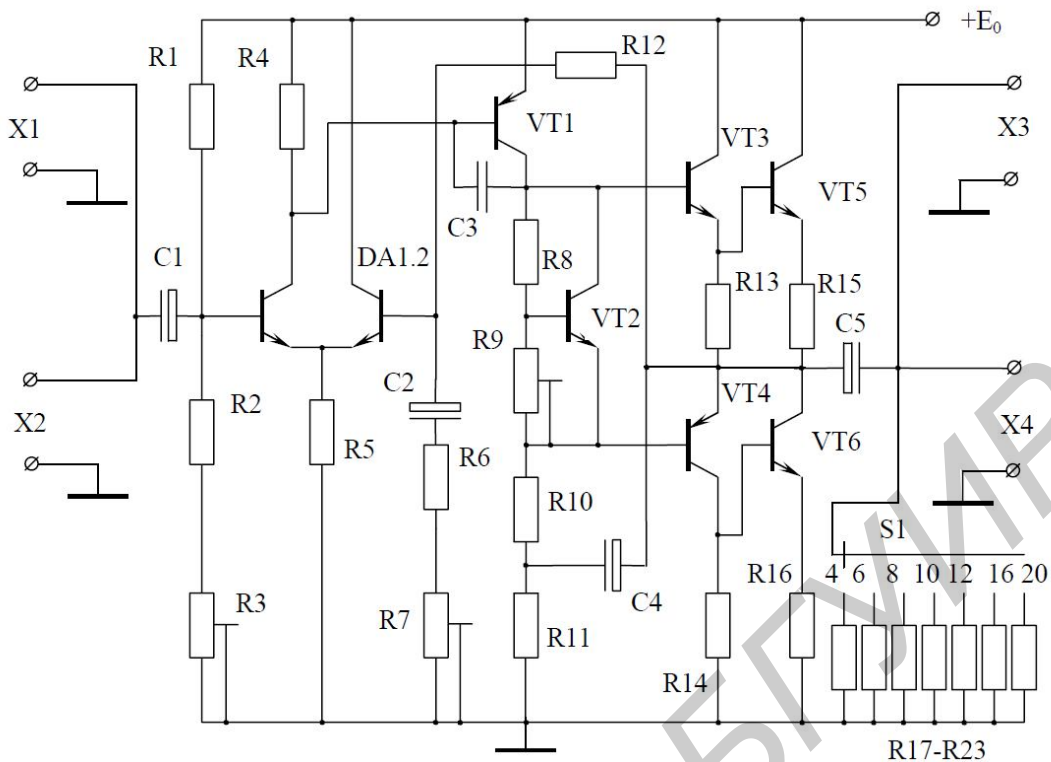


Рис. 5.7

Режим работы окончного каскада задается источником смещения на транзисторе VT2. Отрицательная обратная связь охватывает все каскады усилителя и подается через резистор R12 на базу транзистора DA1.2 дифференциального каскада. Глубина ООС по переменному току регулируется изменением сопротивления R7. Местная частотно-зависимая ООС через конденсатор C3 в предоконечном каскаде повышает устойчивость усилителя. Подстроечный резистор R3 служит для балансировки схемы по постоянному току. Нагрузка усилителя (резисторы R17...R23) изменяется переключателем S1 в пределах от 4 до 20 Ом.

Для контроля схемы по питанию используется измерительный прибор, расположенный в левой части лабораторного стенда.

В режиме измерения напряжения (положения « $E_0$ » и « $E_0/2$ » переключателя) контролируется напряжение источника питания и баланс усилителя по постоянному току, т. е. напряжение в средней точке окончного каскада. Вся шкала прибора при этом соответствует 20 В. В режиме измерения потребляемого усилителем тока (положение «1» переключателя) предел измерения равен 1 А.

Номиналы элементов схемы рис. 5.7 приведены ниже:

R1 = 47 к	R6 = 510 Ом	R11 = 390 Ом	R16 = 0,5 Ом	R21 = 12 Ом
R2 = 43 к	R7 = 2,2 к	R12 = 24 к	R17 = 4 Ом	R22 = 16 Ом
R3 = 6,8 к	R8 = 1 к	R13 = 200 Ом	R18 = 6 Ом	R23 = 20 Ом
R4 = 750 Ом	R9 = 1 к	R14 = 200 Ом	R19 = 8 Ом	
R5 = 2,7 к	R10 = 1,5 к	R15 = 0,5 Ом	R20 = 10 Ом	
C1 = 10 мкФ	C2 = 22 мкФ	C3 = 1 нФ	C4 = 41 мкФ	C5 = 1000 мкФ
DA1-K159HT1A	VT1,2-KT361	VT3-KT503	VT4-KT502	VT5,6-KT817A

### 5.3. Подготовка к работе

5.3.1. Изучить по рекомендуемой литературе работу бестрансформаторного усилителя мощности.

5.3.2. Изучить принципиальную схему макета на рис. 5.7.

5.3.3. Выполнить энергетический расчет оконечного каскада по следующим исходным данным:

- 1) мощность, выделяемая в нагрузке,  $P_H = 0,5 \dots 5$  Вт;
- 2) сопротивление нагрузки – из ряда 2, 4, 8, 16, 20 Ом (конкретные величины  $P_H$  и  $R_H$  задаются преподавателем);
- 3) остаточное напряжение на транзисторе выходного каскада (КТ817А)  
 $U_{ост} = 1,5 \dots 2$  В;
- 4) максимальная температура окружающей среды  $t_{C \max}^{\circ} = 35$  °С;
- 5) максимально допустимая температура р-п-перехода транзистора  
 $t_{П \max}^{\circ} = 150$  °С;
- 6) тепловое сопротивление участка переход – корпус транзистора  
 $R_{Т.ПК} = 5$  °С/Вт.

Рассчитать:

- 1) напряжение питания усилителя  $E_0 \geq 2(\sqrt{2P_H R_H} + U_{ост})$ ;
- 2) амплитуду выходного напряжения  $U_{Km} = (E_0 / 2) - U_{ост}$ ;
- 3) амплитуду выходного тока  $I_{Km} = 2P_H / U_{Km}$ ;
- 4) средний ток за период  $I_0 = I_{Km} / \pi$ ;
- 5) мощность, потребляемую от источника питания  $P_0 = I_0 E_0$ ;
- 6) мощность, рассеиваемую на коллекторе каждого транзистора выходного каскада

$$P_K = \frac{P_0 - P_H}{2};$$

- 7) коэффициент полезного действия  $\eta = P_H / P_0$ ;
- 8) максимальную мощность, рассеиваемую на коллекторе

$$P_{K \max} = \frac{E_0}{4\pi^2 R_H};$$

- 9) тепловое сопротивление радиатора и его эффективную площадь:

$$R_{TKC} = \frac{t^{\circ}_{II \max} - t^{\circ}_{C \max}}{P_K} - R_{ТПК},$$

$$S = \frac{1400}{R_{TKC}} \text{ (см}^2\text{)},$$

где  $R_{TKC}$  и  $R_{ТПК}$  ( $^{\circ}\text{C/Вт}$ ) – тепловые сопротивления участков корпус – среда (радиатора) и переход – корпус соответственно.

#### 5.4. Порядок выполнения работы

5.4.1. Собрать схему измерения основных параметров усилителя: ко входу подключить генератор сигналов и милливольтметр, к выходу – осциллограф и второй милливольтметр.

5.4.2. Включить стенд и ручкой «Рег.  $E_0 / 2$ » установить рассчитанное напряжение питания. Проконтролировать баланс схемы усилителя мощности по постоянному току.

5.4.3. Установить сопротивление нагрузки, равное расчетному либо ближайшее к нему. На частоте  $f = 1$  кГц снять амплитудную характеристику усилителя  $U_{ВЫХ} = \varphi(U_{ВХ})$  при минимальной глубине ООС. Одновременно фиксировать значение потребляемого усилителем тока  $I_0$ . По результатам измерений вычислить и графически построить зависимости  $P_K, I_0, P_0, P_H$  и  $\eta$  от уровня входного сигнала. Сравнить расчетные и измеренные величины.

5.4.4. Установить наибольшее сопротивление нагрузки  $R_H = 20$  Ом и определить  $U_{ВХ \max}$ , соответствующее появлению видимых искажений сигнала на выходе усилителя. Поддерживая  $U_{ВХ} = U_{ВХ \max}$  и последовательно уменьшая нагрузку, определить зависимости  $P_K, I_0, P_0, P_H$  и  $\eta$  от величины  $R_H$ .

5.4.5. Снять АЧХ усилителя при  $R_H = R_{H.PACЧ}$ , а также при наибольшем и наименьшем сопротивлениях нагрузки. Измерение проводят при  $U_{ВХ}$ ,



соответствующем  $P_H = 0,1P_{H \max}$  для данного сопротивления нагрузки (см. формулу (5.1)).

5.4.6. Подключив к выходу усилителя измеритель нелинейных искажений, на частоте  $f = 1$  кГц снять зависимость коэффициента нелинейных искажений от выходной мощности при  $R_H = R_{H.PACЧ}$ .

5.4.7. Увеличить глубину ООС в 2...4 раза (значение  $F$  зафиксировать) и повторить измерения по п. 5.4.6. Сравнить данные с предыдущими при одинаковых выходных мощностях.

### 5.5. Контрольные вопросы

1. Чем объясняются высокие качества (стабильность, широкополосность, малые нелинейные искажения, малое выходное сопротивление, большое входное сопротивление) усилителей, представленных на рис. 5.5–5.7?
2. Как задается режим работы окончного каскада?
3. К чему приводит разделение нагрузки или включение ГСТ в коллекторной цепи предоконечного каскада?
4. Как обеспечивается устойчивость многокаскадного усилителя, охваченного отрицательной обратной связью?
5. Как зависит выходная мощность от сопротивления нагрузки?
6. Как зависят выходная, потребляемая, рассеиваемая мощности и КПД от амплитуды напряжения входного сигнала?

## Лабораторная работа №6

### МНОГОКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ЦЕПЯМИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

*Цель работы* – исследовать влияние различных видов отрицательной обратной связи на основные параметры усилителя.

#### 6.1. Краткие теоретические сведения

Широкое применение в усилителях различных цепей обратной связи обусловлено тем, что она служит очень удобным инструментом, позволяющим изменять в широких пределах все параметры усилителя. Осуществляется обратная связь (рис. 6.1) с помощью цепи, связывающей выход усилителя с его входом и позволяющей передать с выхода на вход часть энергии усиленного сигнала. Как видно из рис. 6.1, четырехполюсник усилителя и четырехполюсник обратной связи образуют замкнутую цепь, называемую петлей обратной связи.

Влияние обратной связи на параметры усилителя определяется видом обратной связи, ее знаком и наличием (или отсутствием) в цепи обратной связи частотно-зависимых (в полосе пропускания усилителя без ОС) элементов.

Как видно из рис. 6.1, петля обратной связи образована двумя четырехполюсниками: собственно усилителя и обратной связи. В зависимости от способа соединения входных и выходных зажимов этих четырехполюсников различают следующие виды обратной связи: по напряжению или по току (способ съема ОС) и последовательную или параллельную (способ ввода ОС). При параллельной ОС по входу входная пара зажимов усилителя, выходная пара зажимов цепи обратной связи и зажимы источника сигнала включаются параллельно (рис. 6.2, а). Последовательная ОС по входу характеризуется последовательным включением этих пар зажимов (рис. 6.2, б).

Обратная связь по напряжению образуется при параллельном соединении выходной пары зажимов усилителя, входной пары зажимов четырехполюсника, обратной связи и нагрузки (рис. 6.3, а). При обратной связи по току все эти три пары зажимов включены последовательно (рис. 6.3, б).

В реальном усилителе обратная связь может быть смешанной, т. е. на входе и на выходе могут присутствовать одновременно оба вида ОС.

Для оценки эффективности ОС вводятся такие понятия, как коэффициент петлевого усиления  $K_{\Pi}$  и глубина обратной связи  $F$ . Коэффициент петлевого усиления определяется как коэффициент передачи по разомкнутой петле обратной связи. Для нахождения  $K_{\Pi}$  петлю обратной связи разрывают в любом удобном месте, а источник сигнала заменяют его внутренним сопротивлением (рис. 6.4), на конце петли ОС включают сопротивление, эквивалентное существовавшему в этом месте до разрыва петли.

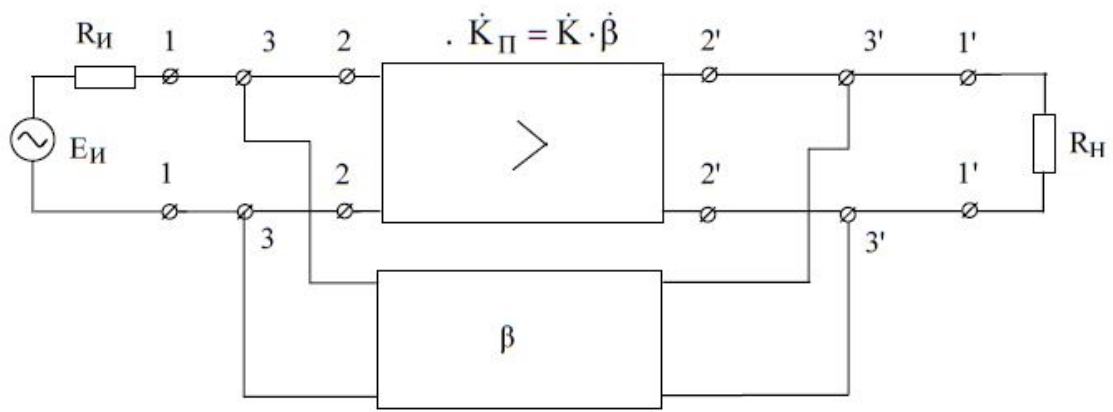


Рис. 6.1

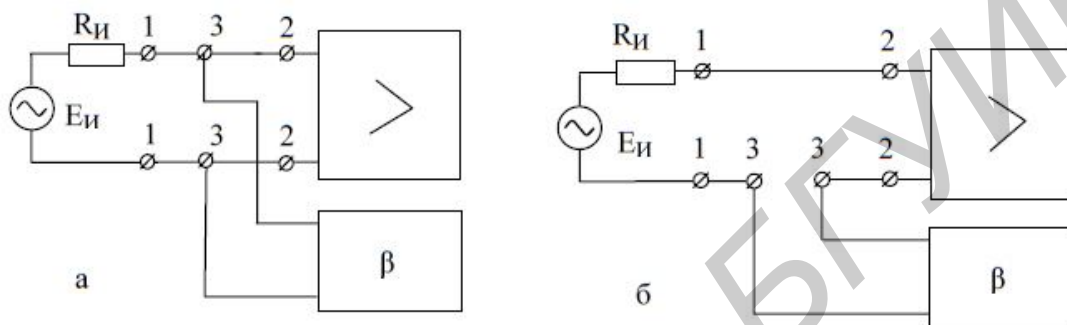


Рис. 6.2

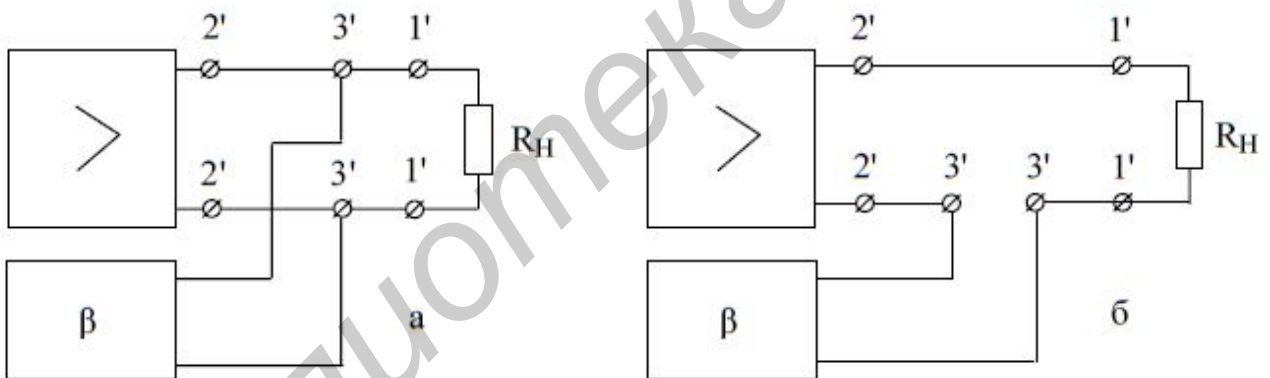


Рис. 6.3

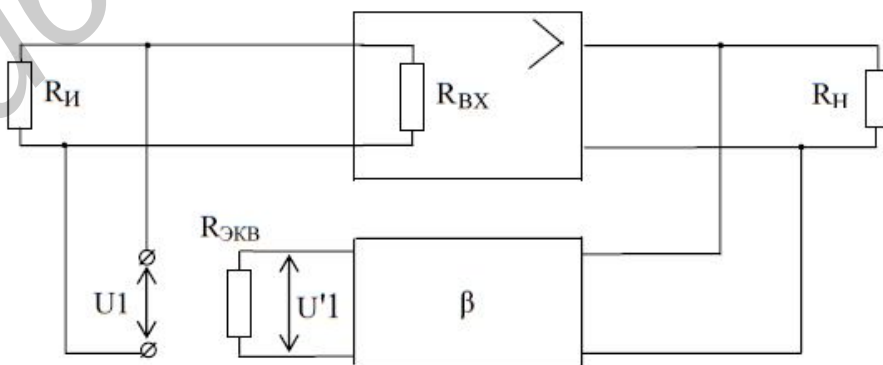


Рис. 6.4

На рис. 6.4 это сопротивление определяется параллельным соединением входного сопротивления усилителя без обратной связи и сопротивления источника сигнала:

$$R_{ЭКВ} = \frac{R_{ВХ} \cdot R_{И}}{R_{ВХ} + R_{И}}. \quad (6.1)$$

Коэффициент петлевого усиления определяется как отношение напряжения на выходе разорванной петли обратной связи к напряжению на ее входе:

$$\dot{K}_{П} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}. \quad (6.2)$$

Коэффициент петлевого усиления в ряде случаев удобно представить в виде произведения двух множителей, один из которых является коэффициентом усиления усилителя без ОС, а второй – коэффициентом передачи цепи обратной связи.

В общем случае  $K_{П}$  является комплексной величиной и характеризуется модулем и фазой:

$$\dot{K}_{П} = \dot{K}_{П} \cdot e^{j\varphi_F}, \quad (6.3)$$

где  $\varphi_F$  является сдвигом по фазе между напряжением  $U_1$  и  $U'_1$ .

Величина, равная  $1 - K_{П}$ , называется глубиной обратной связи и обозначается буквой  $F$ :

$$\dot{F} = 1 - K_{П}. \quad (6.4)$$

Глубина обратной связи  $F$  показывает, во сколько раз изменяется сквозной коэффициент усиления при введении в усилитель ОС, следовательно:

$$\dot{K}_F = \frac{\dot{K}}{F} = \frac{\dot{K}}{1 - K_{П}}. \quad (6.5)$$

Различают положительную и отрицательную ОС. При положительной обратной связи напряжения  $U_1$  и  $U'_1$  имеют одинаковые фазы, в результате чего

$$\varphi_F = 0^\circ, \quad \dot{K}_{П} = K_{П}, \quad F = 1 - K_{П}. \quad (6.6)$$

При отрицательной ОС напряжения  $\dot{U}_1$  и  $\dot{U}'_1$  имеют одинаковые фазы, в результате чего

$$\varphi_F = 180^\circ, \quad \dot{K}_П = -K_П, \quad F = 1 + K_П. \quad (6.7)$$

Полярность обратной связи всегда определяется для области рабочего диапазона частот усилителя.

Согласно (6.5), отрицательная ОС (ООС) уменьшает коэффициент усиления усилителя. Однако ООС получила наибольшее распространение в усилительной технике, т. к. она позволяет уменьшить частотные, переходные и нелинейные искажения и повышает стабильность всех параметров усилителя.

Влияние обратной связи на входные и выходные сопротивления усилителя зависит от вида ОС. Отрицательная ОС, параллельная по входу, уменьшает входное сопротивление усилителя, а последовательная – увеличивает.

Отрицательная ОС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя, а ООС по току – увеличивает.

Обратная связь называется частотно-независимой, если в цепи ОС отсутствуют частотно-зависимые (для рабочего диапазона частот усилителя) элементы. Если в цепи  $\beta$  имеются частотно-зависимые элементы, то такая связь называется частотно-зависимой.

Частотно-зависимая обратная связь вносит в усилитель частотные искажения, обратные имеющимся в цепи  $\beta$ .

Частотно-зависимый фазовый сдвиг, существующий в самом усилителе или в цепи обратной связи, может привести к снижению устойчивости усилителя и появлению самовозбуждения. Многокаскадные усилители, охваченные ООС, весьма склонны к самовозбуждению, т. к. с ростом числа каскадов растет и частотно-зависимый фазовый сдвиг. Поэтому в реальных усилителях охватывают петлей ОС не более трех каскадов.

## 6.2. Описание лабораторного макета

Принципиальная схема исследуемого усилителя (рис. 6.5) состоит из эмиттерного повторителя на транзисторе VT1 и трехкаскадного усилителя на транзисторах VT2...VT4.

Усилитель может быть охвачен различными видами ОС через соответствующие цепи, подключаемые с помощью переключателей S1...S8. Переключатель S2 используется при измерении входного сопротивления усилителя, а S7 – при измерении его выходного сопротивления.

Генератор сигналов подключается к клеммам X1 и X2, а уровень входного сигнала контролируется милливольтметром на клеммах X3, X4. К выходу усилителя измерительные приборы подключаются через клеммы X6, X7 и X8, X9.

Номиналы элементов схемы рис. 6.5 приведены ниже:

R1 = 1 кОм  
R2 = 220 кОм  
R3 = 4,7 кОм  
R4 = 10 кОм  
R5 = 5 кОм  
R6 = 10 кОм  
R7 = 2 кОм  
R8 = 25 кОм  
R9 = 24 кОм  
C1 = 1 мкФ  
C2 = 11,2 нФ  
C3 = 1,0 мкФ  
C4 = 5800 пФ  
C5 = 5600 пФ

R10 = (360+120) кОм  
R11 = 4,1 кОм  
R12 = 76 Ом  
R13 = 39 Ом  
R14 = (42+10) кОм  
R15 = (1+0,2) кОм  
R16 = 1,6 кОм  
R17 = 21 кОм  
R18 = 3,2 кОм  
C6 = 10 мкФ  
C7 = 120 нФ  
C8 = 470 мкФ  
C9 = 1 мкФ  
C10 = 100 мкФ

R19 = 3 кОм  
R20 = 510 Ом  
R21 = 2,5 кОм  
R22 = 21 кОм  
R23 = 3,2 кОм  
R24 = 2 кОм  
R25 = 330 Ом  
R26 = 2 кОм  
R27 = 82 кОм  
C11 = 10 мкФ  
C12 = 10 мкФ  
C13 = 1 мкФ  
C14 = 1 мкФ

### 6.3. Подготовка к работе

6.3.1. Изучить вопросы, связанные с обратной связью, по рекомендованной литературе.

6.3.2. Изучить принципиальную схему (см. рис. 6.5). Найти все обратные связи, существующие в этом усилителе, и охарактеризовать их.

6.3.3. Рассчитать глубину параллельной ООС по напряжению, которая охватывает каскады на транзисторах VT2, VT3 и VT4.

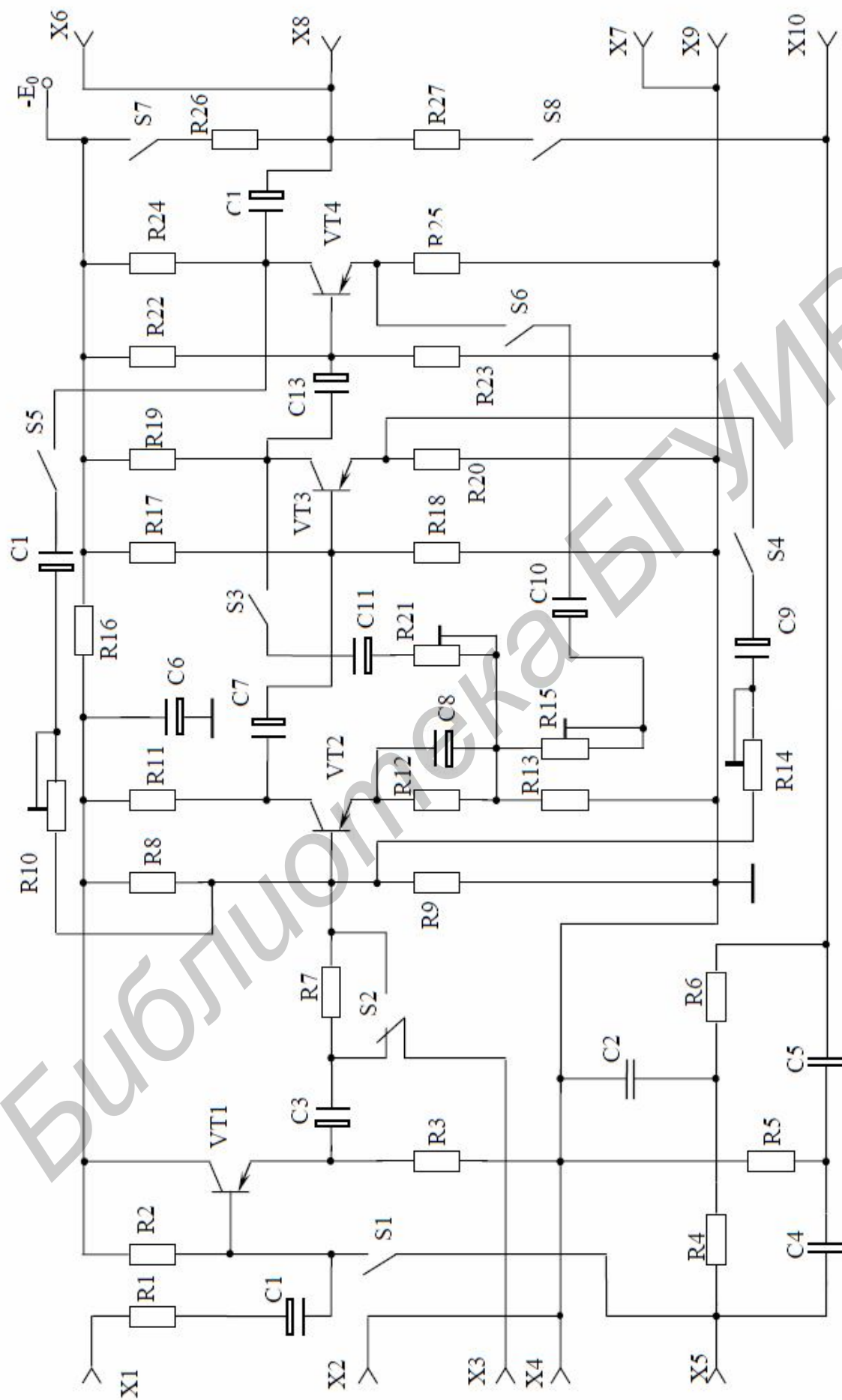


Рис. 6.5

Дано:

- а) коэффициент усиления усилителя на VT2...VT4 без ОС –  $K = 346$ ;
- б) коллекторный ток покоя транзистора VT  $I_{0K} = 1 \text{ mA}$ ;
- в) параметры транзистора VT2:

$$r_B = 150 \text{ Ом}, \quad h_{21} = 60, \quad r_{B\cdot\mathcal{E}} = \frac{\varphi_T}{I_{0B}} = \frac{\varphi_T \cdot h_{21}}{I_{0K}}, \quad \varphi_T = 26 \text{ мВ}.$$

Порядок расчета:

- а) найти параллельную обратную связь по напряжению, охватывающую каскады на транзисторах VT2...VT4. Выделить в ней схему усилителя без обратной связи и цепь ОС. Разорвать петлю ОС на входе усилителя (согласно рис. 6.4) и определить, из каких элементов состоит сопротивление  $R_{\mathcal{E}KB}$  ( $R_{\text{ВЫХ}}$  каскада на транзисторе VT1 считать равным 0);
- б) входное сопротивление транзистора VT2 определить с учетом местной обратной связи за счет сопротивления R13;
- в) определить входное сопротивление усилительного каскада на транзисторе VT2 (с учетом делителя в цепи базы);
- г) определить  $R_{\mathcal{E}KB}$ ;
- д) определить коэффициент передачи  $\beta$  цепи ОС (сопротивление R10 взять равным 400 кОм);
- е) определить коэффициент петлевого усиления и глубину ОС.

#### 6.4. Порядок выполнения работы

6.4.1. Включить питание тумблером « $E_{OC}$ » на передней панели стойки и ручкой «Рег.  $E_{OC}$ » установить напряжение 12 В (напряжение контролируется по левому прибору на стойке, шкала соответствует 20 В).

6.4.2. Выключить все общие обратные связи.

6.4.3. Снять амплитудную характеристику усилителя на транзисторах VT2...VT4. При этом входное напряжение и ЭДС измерять на зажимах X3, X4, а сопротивление R7 рассматривать как сопротивление источника сигнала. Генератор сигналов подключить к зажимам X1, X2.

6.4.4. Снять частотную характеристику усилителя.

6.4.5. Определить сквозной коэффициент усиления  $K_E$  для усилителя на транзисторах VT2...VT4.

6.4.6. Используя сопротивление R7, измерить  $R_{BX}$  усилителя.

6.4.7. Используя сопротивление R26, измерить выходное сопротивление усилителя.

6.4.8. Ввести в усилитель параллельную ООС по напряжению и установить глубину ОС, равную двум ( $F = 2$ ).



6.4.9. Провести измерения по пп. 6.4.3–6.4.7 для усилителя с данной обратной связью.

6.4.10. Выключить параллельную ОС по напряжению и включить последовательную ОС по току, провести измерения для этой ОС по пп. 6.4.3–6.4.7.

6.4.11. Исследовать влияние на входное сопротивление усилителя параллельной ОС по току и последовательной ОС по напряжению.

6.4.12. Исследовать влияние ОС по напряжению на выходное сопротивление усилителя (нагрузка изменяется путем подключения сопротивления  $R_{26}$ ).

6.4.13. Снять частотную характеристику цепи, содержащей двойной Т-образный мост (частота настройки моста находится в пределах от 500 до 5000 Гц).

6.4.14. С помощью моста охватить усилитель частотно-зависимой обратной связью и снять его частотную характеристику.

6.4.15. Изменяя напряжение питания на 20 %, измерить нестабильность коэффициента усиления усилителя без обратной связи.

6.4.16. Включить ОС по напряжению, параллельную по входу, и повторить измерение нестабильности коэффициента усиления усилителя при изменении напряжения питания. Сравнить результаты измерений по пп. 6.4.15–6.4.16. Глубину обратной связи выбрать равной двум ( $F = 2$ ).

### *6.5. Контрольные вопросы*

1. Что такое обратная связь и для чего она применяется?
2. Что такое петля ОС, петлевое усиление, глубина ОС?
3. Какие виды обратной связи используются в усилительной технике?
4. Как обратная связь влияет на параметры усилителя?
5. Найдите все обратные связи, существующие в схеме рис. 6.5.
6. Как изменяются параметры усилителя (см. рис. 6.5) под воздействием каждой из имеющихся обратных связей?
7. Выделите  $\beta$ -цепь для каждой петли обратной связи в схеме рис. 6.5.
8. Как определить коэффициент  $\beta$  для каждой выделенной петли ОС?

## Литература

1. Попов, Э. Г. Основы аналоговой техники: учеб. пособие / Э. Г. Попов. – Минск : БГУИР, 2006.

2. Громыко, А. И. Схемотехника аналоговых электронных устройств [Электронный ресурс]: электрон. учеб. пособие / А. И. Громыко, А. Г. Григорьев, В. Д. Скачко. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – 1 электрон. опт. диск (DVD).

3. Ткаченко, Ф. А. Электронные приборы и устройства : учебник для вузов / Ф. А. Ткаченко. – Минск : Новое знание, 2011.

4. Нефедов, В. И. Основы радиоэлектроники : учебник для вузов / В. И. Нефедов. – М. : Высш. шк., 2000.

Библиотека БГУИР

## Содержание

Введение.....	3
<b>Лабораторная работа №1.</b> Методика измерения основных параметров и характеристик аналоговых электронных устройств.....	4
<b>Лабораторная работа №2.</b> Широкополосный усилительный каскад на биполярном транзисторе .....	22
<b>Лабораторная работа №3.</b> Повторители напряжения на биполярных и полевых транзисторах .....	31
<b>Лабораторная работа №4.</b> Дифференциальный каскад .....	39
<b>Лабораторная работа №5.</b> Бестрансформаторный усилитель мощности .....	48
<b>Лабораторная работа №6.</b> Многокаскадный усилитель с цепями обратной связи .....	58
Литература .....	66

*Учебное издание*

**Крушев Владимир Тимофеевич**

**АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА.  
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

В двух частях

Часть 1

ПОСОБИЕ

Редактор *М. А. Зайцева*

Корректор *Е. И. Герман*

Компьютерная правка, оригинал-макет *М. В. Гуртатовская*

Подписано в печать 18.06.2015. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 4,07. Уч.-изд. л. 4,3. Тираж 200 экз. Заказ 396.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,  
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,  
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.

ЛП №02330/264 от 14.04.2014.  
220013, Минск, П. Бровки, 6