

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования  
«Гомельский государственный технический  
университет имени П. О. Сухого»

Кафедра «Промышленная электроника»

**Ю. А. Козусев**

# **СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ**

**Учебно-методическое пособие**

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

Электронный аналог печатного издания

Гомель 2015

УДК 621.382(075.8)  
ББК 32.859я73  
К59

Рецензенты: зам. директора по науч. работе – зам. гл. конструктора  
ОАО ГКБ «Луч» д-р техн. наук *В. П. Кудин*;  
гл. инженер ОАО «Гомельтранснефть Дружба»  
канд. техн. наук *А. Н. Козик*

**Козусев, Ю. А.**

К59 Схемотехника аналоговых устройств : учеб.-метод. пособие / Ю. А. Козусев ; М-во образования Респ. Беларусь, Гомел. гос. техн. ун-т им. П. О. Сухого. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2015. – 183 с. – Систем. требования: PC не ниже Intel Celeron 300 МГц ; 32 Mb RAM ; свободное место на HDD 16 Mb ; Windows 98 и выше ; Adobe Acrobat Reader. – Режим доступа: <https://elib.gstu.by>. – Загл. с титул. экрана.

ISBN 978-985-535-235-9.

Целью выполнения лабораторных работ является закрепление теоретических сведений, полученных при изучении дисциплины «Схемотехника аналоговых устройств», а также приобретение практических навыков экспериментального определения параметров и характеристик устройств аналоговой электроники.

Для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника» дневной и заочной форм обучения.

УДК 621.382(075.8)  
ББК 32.859я73

ISBN 978-985-535-235-9

© Козусев Ю. А., 2015  
© Учреждение образования «Гомельский  
государственный технический университет  
имени П. О. Сухого», 2015

## ВВЕДЕНИЕ

Усилителем называется устройство, предназначенное для увеличения мощности источника сигнала за счет энергии источника питания. Источник сигнала управляет передачей энергии источника питания в нагрузку. Энергия источника питания преобразуется в энергию нагрузки с помощью активных, управляемых элементов: электровакуумных приборов, полупроводниковых биполярных и полевых транзисторов. Усилитель является активной цепью, т. е. электронной цепью, содержащей активный элемент и имеющей коэффициент передачи мощности больше единицы.

Часто бывает удобно рассматривать не мощность сигналов на входе или выходе усилителя, а величины напряжений или токов. Поэтому усилители условно делят на усилители тока, усилители напряжения или мощности. Принадлежность усилителя к тому или иному классу определяется его назначением и выбором соответствующих параметров схемы и усилительных элементов.

По характеру изменения усиливаемого сигнала во времени различают усилители медленно меняющихся сигналов, которые часто называют усилителями постоянного тока, и усилители переменного тока. К ним относятся усилители низкой частоты, усилители высокой частоты, широкополосные усилители, избирательные усилители.

Функциональная схема усилителя приведена на рис. 1.

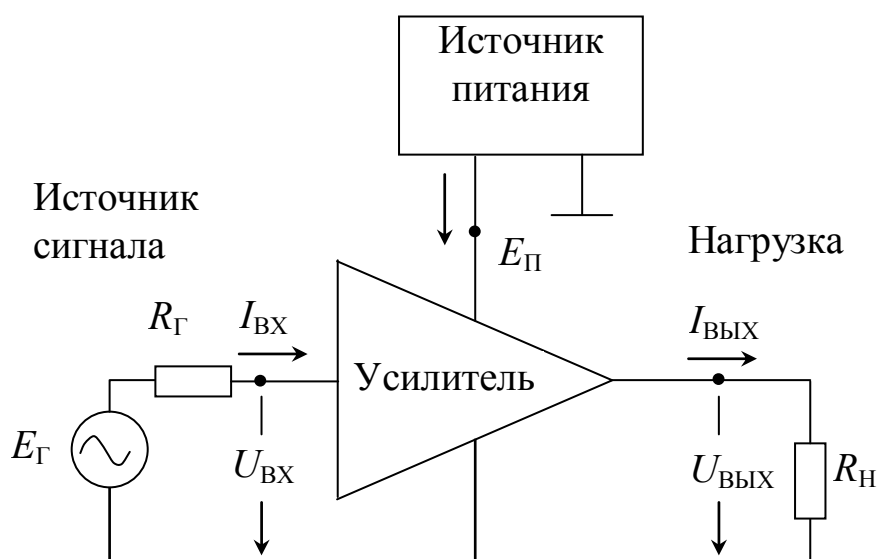


Рис. 1. Функциональная схема усилителя

Источник питания, как правило, является источником постоянного стабилизированного напряжения  $E_{\Pi}$ . Источник сигнала – генератор – подключается к входу, а нагрузка к выходу усилителя.

В многокаскадных усилителях источником сигнала служит предыдущий каскад, а нагрузкой – последующий.

Основные характеристики: амплитудная (АХ), амплитудно-частотная (АЧХ), амплитудно-фазовая (АФХ) и переходная (ПХ).

Основные параметры усилителей:

– коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}};$$

– коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}};$$

– коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = K_U \cdot K_i;$$

– входное сопротивление

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}};$$

– выходное сопротивление

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ XX}}}{I_{\text{ВЫХ КЗ}}}.$$

Для мощных усилителей также важными параметрами являются потребляемая от источника питания мощность  $P_{\Pi}$  и КПД

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\Pi}}.$$

Если входное и выходное значения сигнала являются неоднородными, вместо коэффициента усиления применяется коэффициент преобразования (передачи). Например:

– крутизна, коэффициент преобразования входного напряжения в выходной ток

$$S = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}};$$

– сопротивление прямой передачи

$$Z_{\text{ПЕР}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}.$$

Коэффициенты усиления часто оценивают в логарифмических единицах – децибелах

$$K_U, \text{ дБ} = 20 \lg \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}};$$

$$K_I, \text{ дБ} = 20 \lg \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}};$$

$$K_P, \text{ дБ} = 20 \lg \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}.$$

В логарифмических единицах обычно задают коэффициент усиления многокаскадного усилителя, который равен сумме коэффициентов усиления его отдельных каскадов, выраженных в децибелах.

## ОБОБЩЕННЫЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Эквивалентные схемы усилителей определяются типом используемых активных элементов, схемами их включения и режимами работы. Для анализа основных параметров применяют обобщенные эквивалентные схемы, отражающие лишь основные свойства усилителей.

Обобщенные схемы усилителей содержат зависимый (управляемый) источник тока или напряжения:

ИНУН – источник напряжения, управляемый напряжением;

ИТУТ – источник тока, управляемый током;

ИТУН – источник тока, управляемый напряжением;

ИНУТ – источник напряжения, управляемый током.

На рис. 2–4 показаны управляемые источники и простейшие примеры их реализации.

Так как источник напряжения с известным ненулевым внутренним сопротивлением может быть преобразован в эквивалентный источник тока и наоборот, то формально обобщенные схемы эквивалентны и в качестве модели реального усилителя может служить любая из обобщенных схем. При анализе усилителей вид схемы выбирают исходя из функционального назначения усилителя, типа используемых активных элементов и их схем замещения.

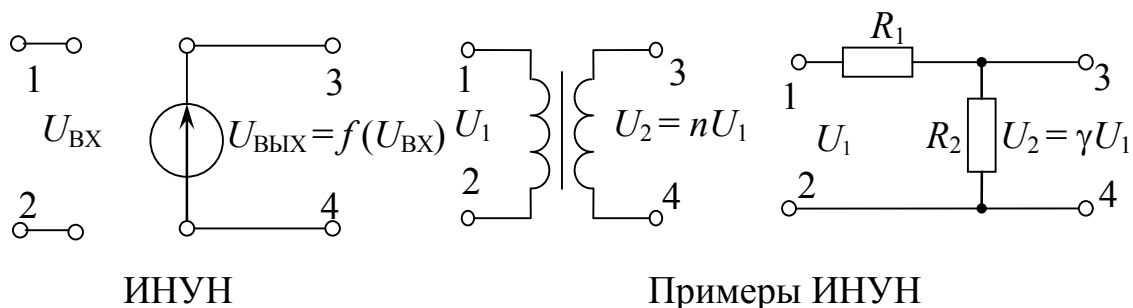


Рис. 2. ИНУН

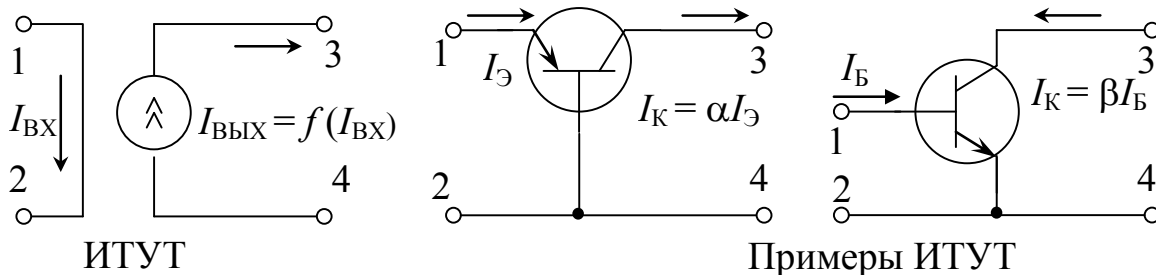


Рис. 3. ИТУТ

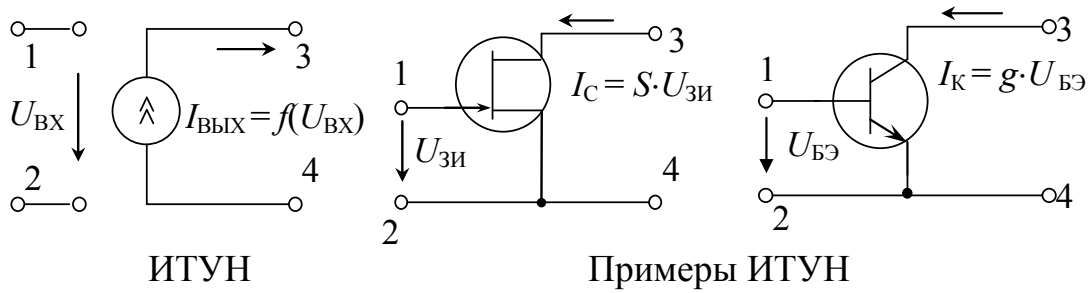


Рис. 4. ИТУН

Для анализа усилителей напряжения удобна модель на основе ИНУН, а для усилителей тока – на основе ИТУТ. Усилители на биполярных транзисторах в схемах включения с общей базой и общим эмиттером удобно представлять моделью на основе ИТУТ, так как Т-образная физическая модель и схема замещения транзистора как линейного четырехполюсника в системе  $h$ -параметров содержит управляемый ток источник тока. Усилители на электровакуумных приборах и полевых транзисторах, а также высокочастотные усилители моделируются с помощью ИТУН. Эмиттерные, истоковые и катодные повторители, операционные усилители (ОУ) моделируются на основе ИНУН.

Наличие конечных значений входного и выходного сопротивлений усилителя приводит к тому, что при работе с реальными источниками сигнала с внутренним сопротивлением  $R_{\Gamma}$  и на конечную нагрузку  $R_{\text{Н}}$  коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности зависят от соотношений сопротивлений  $R_{\Gamma}$  и  $R_{\text{ВХ}}$ ,  $R_{\text{ВЫХ}}$  и  $R_{\text{Н}}$ .

### 1. Обобщенная схема усилителя с источником напряжения, управляемым напряжением (ИНУН)

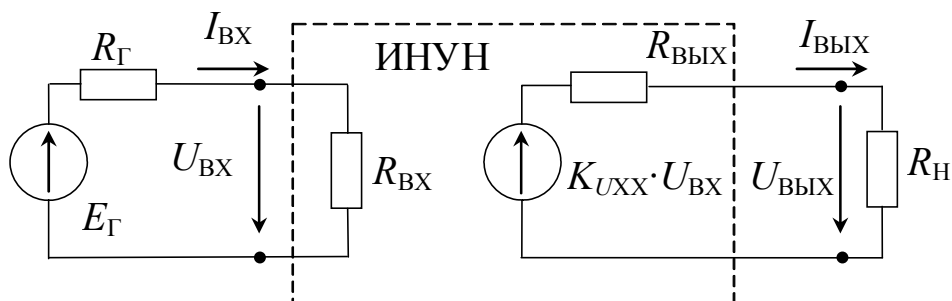


Рис. 5. ИНУН

Зависимый источник напряжения управляется входным напряжением усилителя  $U_{ВХ}$ . Непосредственное измерение внутренней ЭДС управляемого источника возможно лишь в режиме холостого хода на выходе. Поэтому безразмерный коэффициент пропорциональности снабжен соответствующими индексами

$$K_{UXX} = \frac{U_{ВЫХХХ}}{U_{ВХ}}.$$

$K_{UXX}$  – коэффициент передачи усилителя по напряжению в режиме холостого хода.

При подключении нагрузки выходное напряжение меньше, чем напряжение зависимого источника за счет падения части напряжения на внутреннем сопротивлении.

$$U_{ВЫХ} = U_{ВЫХХХ} \frac{R_H}{R_{ВЫХ} + R_H} = K_{UXX} \cdot U_{ВХ} \cdot \gamma_{UВЫХ}.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{U_{ВЫХХХ} \cdot \gamma_{UВЫХ}}{U_{ВХ}} = K_{UXX} \frac{R_H}{R_{ВЫХ} + R_H} = K_{UXX} \cdot \gamma_{UВЫХ},$$

где

$$\gamma_{UВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХХХ}} = \frac{R_H}{R_{ВЫХ} + R_H}$$

– коэффициент согласования (распределения, ослабления) по напряжению на выходе усилителя.

С помощью коэффициента  $\gamma_{UВЫХ}$  учитывается влияние сопротивления  $R_{ВЫХ}$  на свойства усилителя.

Коэффициент согласования принимает значения  $0 \leq \gamma_{UВЫХ} \leq 1$ :

– при  $R_H \ll R_{ВЫХ}$  в режиме КЗ  $U_{ВЫХ} \rightarrow 0$ ,  $\gamma_{UВЫХ} \rightarrow 0$ ;

– при  $R_H \gg R_{ВЫХ}$  в режиме ХХ  $U_{ВЫХ} \rightarrow U_{ВЫХХХ}$ ,  $\gamma_{UВЫХ} \rightarrow 1$  и  $K_U \rightarrow K_{UXX}$ ;

– при  $R_H = R_{ВЫХ}$  в согласованном режиме,  $\gamma_{UВЫХ} = \frac{1}{2}$ .

Аналогично свойства усилителя зависят от условий согласования источника сигнала  $R_G$  и входного сопротивления  $R_{ВХ}$ .



$$U_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{ВХ}} = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma}} R_{\text{ВХ}} = E_{\Gamma} \cdot \gamma_{\text{УВХ}}.$$

Коэффициент согласования на входе

$$\gamma_{\text{УВХ}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{E_{\Gamma}}.$$

Предельные значения коэффициента на входе

$$0 \leq \gamma_{\text{УВХ}} \leq 1:$$

- при  $R_{\Gamma} \ll R_{\text{ВХ}}$  (ХХ источника)  $U_{\text{ВХ}} \approx E_{\Gamma}$ ,  $\gamma_{\text{УВХ}} \rightarrow 1$ ,  $K_e \rightarrow K_U$ ;
- при  $R_{\Gamma} \gg R_{\text{ВХ}}$  (КЗ источника)  $U_{\text{ВХ}} \rightarrow 0$ ,  $\gamma_{\text{УВХ}} \rightarrow 0$ ;
- при  $R_{\Gamma} = R_{\text{ВХ}}$  в согласованном режиме,  $\gamma_{\text{УВХ}} = \frac{1}{2}$ .

Сквозной коэффициент усиления по напряжению

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}/\gamma_{\text{УВХ}}} = \gamma_{\text{УВХ}} \cdot K_U = \gamma_{\text{УВХ}} \cdot K_{\text{УХХ}} \cdot \gamma_{\text{УВЫХ}}.$$

Для увеличения общего (сквозного) усиления  $K_e$  необходимо увеличивать  $\gamma_{\text{УВХ}}$  ( $R_{\Gamma} \ll R_{\text{ВХ}}$ ) и  $\gamma_{\text{УВЫХ}}$  ( $R_{\text{Н}} \gg R_{\text{ВЫХ}}$ ). Усилитель напряжения должен иметь большое входное и малое выходное сопротивления.

Функциональная схема усилителя представлена на рис. 6.

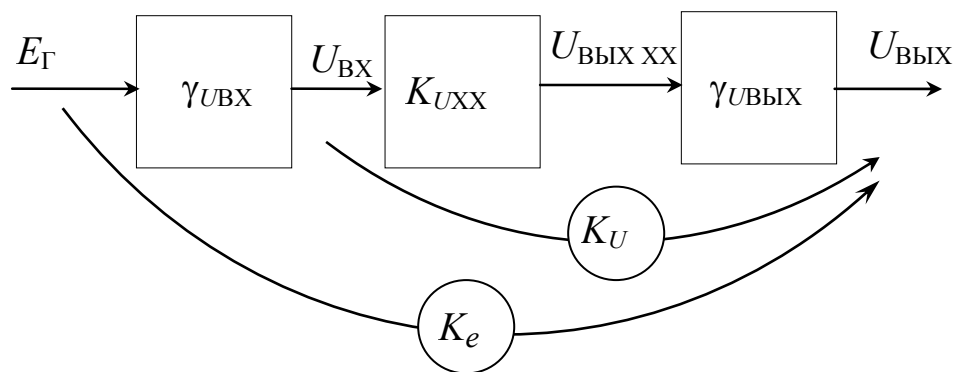


Рис. 6. Усилитель ИНУН

## 2. Обобщенная схема усилителя с источником тока, управляемым током (ИТУТ)

В этой модели усилителя источник сигнала и зависимый источник являются источниками тока (рис. 7).

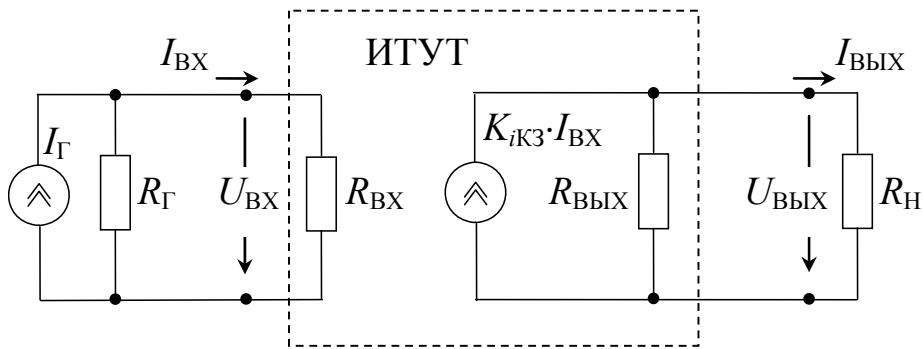


Рис. 7. Обобщенная схема усилителя с ИТУТ

Коэффициент усиления по току в режиме короткого замыкания на выходе

$$K_{икз} = \frac{I_{ВЫХКЗ}}{I_{ВХ}}$$

Выходной ток

$$I_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{R_Н} = K_{икз} I_{ВХ} \frac{R_{ВЫХ} \cdot R_Н}{R_{ВЫХ} + R_Н} \cdot \frac{1}{R_Н} = K_{икз} I_{ВХ} \frac{R_{ВЫХ}}{R_{ВЫХ} + R_Н}$$

Коэффициент усиления по току:

$$K_i = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{ВХ}} = K_{икз} \frac{R_{ВЫХ}}{R_{ВЫХ} + R_Н} = K_{икз} \cdot \gamma_{iВЫХ};$$

$$\gamma_{iВЫХ} = \frac{R_{ВЫХ}}{R_{ВЫХ} + R_Н}, \quad 0 \leq \gamma_{iВЫХ} \leq 1,$$

где  $\gamma_{iВЫХ}$  – коэффициент распределения (согласования, ослабления) по току на выходе усилителя.

В режиме короткого замыкания при  $R_Н \ll R_{ВЫХ}$   $\gamma_{iВЫХ} \rightarrow 1$  и  $K_i \rightarrow K_{икз}$ . В режиме холостого хода при  $R_Н \gg R_{ВЫХ}$   $\gamma_{iВЫХ} \rightarrow 0$ .

Входной ток усилителя:

$$I_{ВХ} = I_Г \frac{R_Г}{R_Г + R_{ВХ}} = I_Г \cdot \gamma_{iВХ};$$

$$\gamma_{iВХ} = \frac{R_Г}{R_Г + R_{ВХ}}, \quad 0 \leq \gamma_{iВХ} \leq 1,$$

где  $\gamma_{iВХ}$  – коэффициент распределения по току на входе усилителя.

$$I_{\Gamma} = \frac{I_{\text{ВХ}}}{\gamma_{i\text{ВХ}}}.$$

Сквозной коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\Gamma}} = \gamma_{i\text{ВХ}} \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \gamma_{i\text{ВХ}} \cdot K_i = \gamma_{i\text{ВХ}} \cdot K_{i\text{КЗ}} \cdot \gamma_{i\text{ВЫХ}}.$$

Функциональная схема усилителя тока изображена на рис. 8.

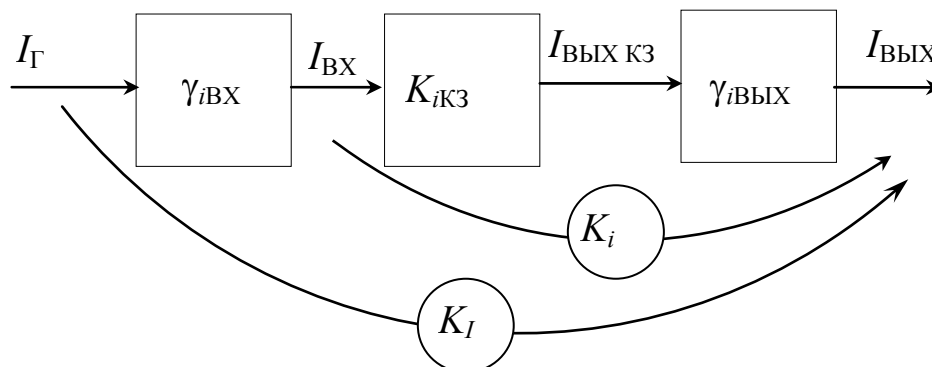


Рис. 8. Усилитель ИТУТ

Для увеличения  $K_I$  необходимо увеличить  $\gamma_{i\text{ВХ}}$  ( $R_{\Gamma} \gg R_{\text{ВХ}}$ ) и  $\gamma_{i\text{ВЫХ}}$  ( $R_{\text{ВЫХ}} \gg R_{\text{Н}}$ ). Усилитель тока должен иметь малое входное и большое выходное сопротивления.

К входному и выходному сопротивлениям в усилителях напряжения и тока предъявляются противоположные требования.

Коэффициенты согласования удовлетворяют условию

$$\gamma_U + \gamma_i = 1 \Rightarrow \begin{cases} \gamma_U \uparrow \rightarrow \gamma_i \downarrow \\ \gamma_i \uparrow \rightarrow \gamma_U \downarrow. \end{cases}$$

Увеличение коэффициентов согласования по напряжению путем изменения  $R_{\text{ВХ}}$  или  $R_{\text{ВЫХ}}$  приводит к уменьшению коэффициентов согласования по току (рис. 9).

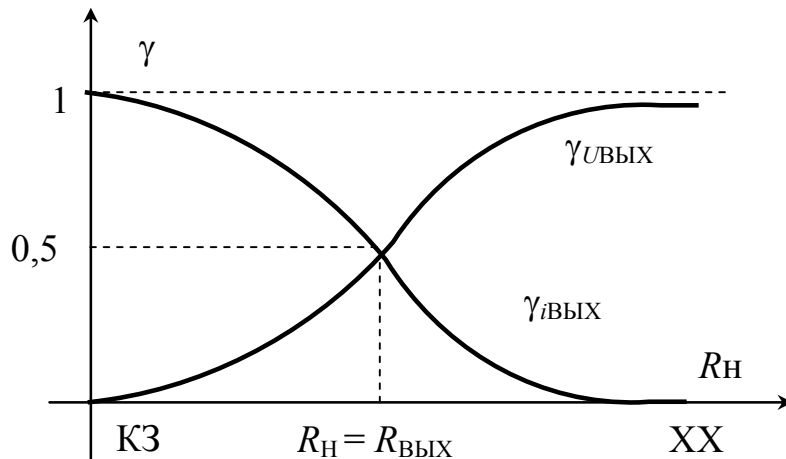


Рис. 9. Коэффициенты согласования

Максимальное значение коэффициента усиления по мощности обеспечивается при известном из теории электрических цепей согласовании сопротивлений:

$$R_{\Gamma} = R_{ВХ}, \quad R_{ВЫХ} = R_{Н}, \quad \gamma_U = \gamma_I = 0,5.$$

Для получения требуемых соотношений между сопротивлениями в усилителях применяют промежуточные каскады, обеспечивающие согласование источников и приемников сигналов. Для согласования применяют преобразователи сопротивления (импеданса): трансформаторы, эмиттерные и истоковые повторители напряжения, повторители тока – схемы на транзисторах в схеме включения с общей базой или затвором.

### 3. Обобщенная схема усилителя с источником тока, управляемым напряжением (ИТУН)

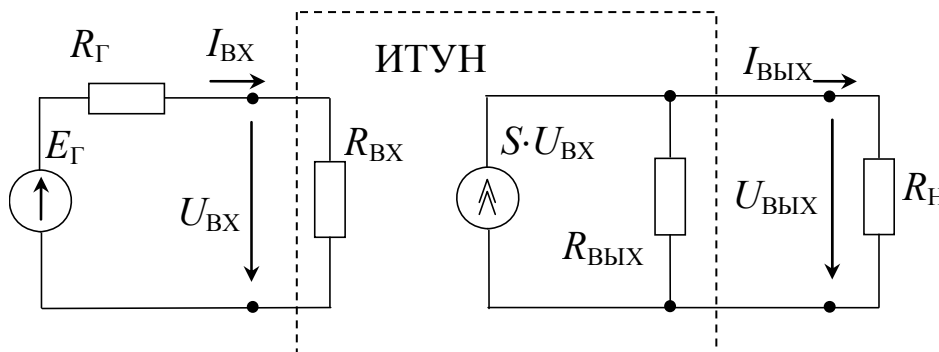


Рис. 10. ИТУН

Схемный параметр, эквивалентная крутизна или проводимость прямой передачи  $S$ , определяется в режиме короткого замыкания на выходе усилителя:

$$S = \left. \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right|_{R_{\text{Н}} = 0} = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{U_{\text{ВХ}}};$$

$$U_{\text{ВЫХХХ}} = S \cdot U_{\text{ВХ}} R_{\text{ВЫХ}};$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = S U_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВЫХ}} \cdot R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} = U_{\text{ВЫХХХ}} \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} = U_{\text{ВЫХХХ}} \cdot \gamma_{U_{\text{ВЫХ}}}.$$

Выходная цепь может быть преобразована в эквивалентный источник ЭДС, модель ИТУН преобразуется в ИНУН (рис. 11).

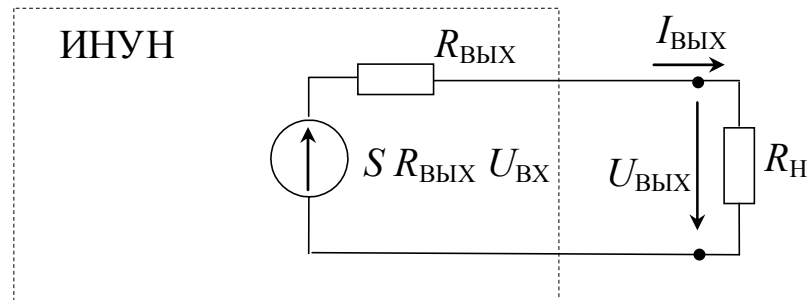


Рис. 11. Преобразование ИТУН в ИНУН

Коэффициенты усиления по напряжению:

$$K_{U_{\text{ХХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХХХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = S \cdot R_{\text{ВЫХ}};$$

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = S \cdot R_{\text{ВЫХ}} // R_{\text{Н}} = K_{U_{\text{ХХ}}} \cdot \gamma_{U_{\text{ВЫХ}}};$$

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} S \cdot R_{\text{ВЫХ}} // R_{\text{Н}} = \gamma_{U_{\text{ВХ}}} \cdot S R_{\text{ВЫХ}} \cdot \gamma_{U_{\text{ВЫХ}}}.$$

При  $R_{\text{ВХ}} \gg R_{\Gamma}$  и  $R_{\text{ВЫХ}} \gg R_{\text{Н}}$ .

$$K_U \approx K_e \approx S \cdot R_{\text{Н}}.$$

Эквивалентная крутизна усилителя на основе ИНУН (см. рис. 5):

$$S = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{\text{УХХ}} \cdot U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} \cdot \frac{1}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{\text{УХХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}.$$

Эквивалентная крутизна усилителя на основе ИТУТ (см. рис. 7):

$$S = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{I_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{\text{иКЗ}}}{R_{\text{ВХ}}}.$$

## 4. Примеры расчета обобщенных схем

### 4.1. Пример расчета ИНУН

Параметры схемы на рис. 5:

$$R_{\Gamma} = 200 \text{ Ом}, R_{\text{ВХ}} = 800 \text{ Ом}, K_{\text{УХХ}} = 100, R_{\text{ВЫХ}} = 1 \text{ кОм}, R_{\text{Н}} = 1 \text{ кОм}.$$

Определить коэффициенты передачи и значения сигналов при  $E_{\Gamma} = 10 \text{ мВ}$ .

*Решение*

Коэффициент согласования по напряжению на входе

$$\gamma_{\text{УВХ}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} = \frac{800}{200 + 800} = 0,8.$$

Коэффициент согласования по напряжению на выходе

$$\gamma_{\text{УВЫХ}} = \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} = \frac{1}{1 + 1} = 0,5.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K_{\text{УХХ}} \cdot \gamma_{\text{УВЫХ}} = 100 \cdot 0,5 = 50.$$

Сквозной коэффициент усиления по напряжению

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\Gamma}} = \gamma_{\text{УВХ}} \cdot K_{\text{УХХ}} \cdot \gamma_{\text{УВЫХ}} = 0,8 \cdot 100 \cdot 0,5 = 40.$$

Эквивалентная крутизна усилителя

$$S = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{\text{УХХ}} \cdot U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} \cdot \frac{1}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{\text{УХХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} = \frac{100}{1000} = 0,1 \text{ А/В}.$$

Входное напряжение

$$U_{\text{ВХ}} = E_{\Gamma} \cdot \gamma_{U_{\text{ВХ}}} = 10 \cdot 0,8 = 8 \text{ мВ.}$$

Выходное напряжение холостого хода усилителя

$$U_{\text{ВЫХ ХХ}} = U_{\text{ВХ}} \cdot K_{U_{\text{ХХ}}} = 8 \cdot 100 = 800 \text{ мВ.}$$

Выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = E_{\Gamma} \cdot K_e = 10 \cdot 40 = 400 \text{ мВ.}$$

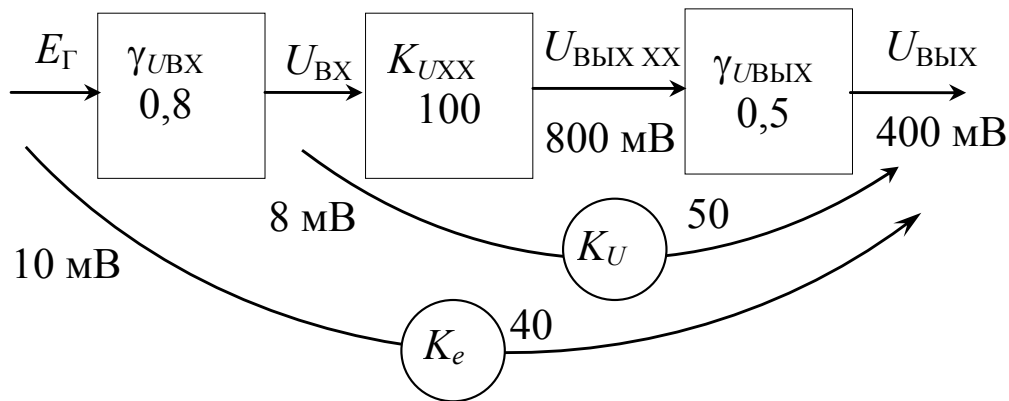


Рис. 12. Параметры ИНУН

## 4.2. Пример расчета ИТУТ

Параметры схемы на рис. 7:

$$R_{\Gamma} = 700 \text{ Ом, } R_{\text{ВХ}} = 300 \text{ Ом, } K_{\text{иКЗ}} = 100, R_{\text{ВЫХ}} = 6 \text{ кОм, } R_{\text{Н}} = 4 \text{ кОм.}$$

Определить коэффициенты передачи и значения сигналов при  $I_{\Gamma} = 1 \text{ мА}$ .

*Решение*

Коэффициент согласования по току на входе

$$\gamma_{i_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} = \frac{700}{700 + 300} = 0,7.$$

Коэффициент согласования по току на выходе

$$\gamma_{i_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} = \frac{6 \cdot 10^3}{(6 + 4) \cdot 10^3} = 0,6.$$

Коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = K_{iRP} \cdot \gamma_{iВХ} = 100 \cdot 0,6 = 60.$$

Сквозной коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\Gamma}} = \gamma_{iВХ} \cdot K_{iКЗ} \cdot \gamma_{iВЫХ} = 0,7 \cdot 100 \cdot 0,6 = 42.$$

Эквивалентная крутизна усилителя

$$S = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{I_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{iКЗ}}{R_{\text{ВХ}}} = \frac{100}{300} = 0,33 \text{ А/В.}$$

Входной ток

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\Gamma} \cdot \gamma_{iВХ} = 1 \cdot 0,7 = 0,7 \text{ мА.}$$

Выходной ток короткого замыкания усилителя

$$I_{\text{ВЫХКЗ}} = I_{\text{ВХ}} \cdot K_{iКЗ} = 0,7 \cdot 100 = 70 \text{ мА.}$$

Выходной ток

$$I_{\text{ВЫХ}} = I_{\Gamma} \cdot K_I = 1 \cdot 42 = 42 \text{ мА.}$$

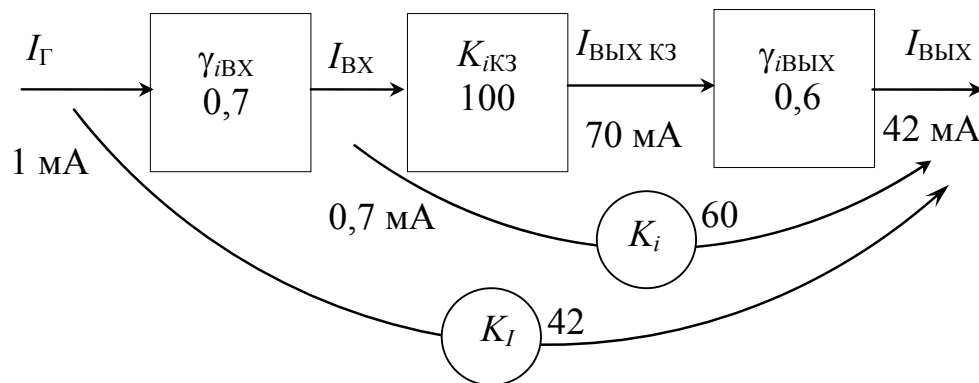


Рис. 13. Параметры ИТУТ

### 4.3. Пример расчета ИТУН

Параметры схемы на рис. 10:

$$R_{\Gamma} = 100 \text{ кОм}, R_{\text{ВХ}} = 900 \text{ кОм}, S = 10 \text{ мА/В}, R_{\text{ВЫХ}} = 1 \text{ кОм}, R_{\text{Н}} = 1 \text{ кОм.}$$

Определить коэффициенты передачи и значения сигналов при  $E_{\Gamma} = 1 \text{ В}$ .



*Решение*

Коэффициент согласования по напряжению на входе

$$\gamma_{UBX} = \frac{R_{BX}}{R_{\Gamma} + R_{BX}} = \frac{900}{100 + 900} = 0,9.$$

Коэффициент согласования по току на выходе

$$\gamma_{iВЫХ} = \frac{R_{ВЫХ}}{R_{ВЫХ} + R_{H}} = \frac{1}{1+1} = 0,5.$$

Преобразование источника тока  $SU_{BX}$  в источник ЭДС (см. рис. 11):

$$U_{ВЫХ XX} = SU_{BX} R_{ВЫХ} = \frac{R_{BX}}{R_{\Gamma} + R_{BX}} = \frac{900}{100 + 900} = 0,9;$$

$$K_{UXX} = \frac{U_{ВЫХ XX}}{U_{BX}} = SR_{ВЫХ} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 10.$$

Коэффициент согласования по напряжению на выходе

$$\gamma_{UBЫХ} = \frac{R_{H}}{R_{ВЫХ} + R_{H}} = \frac{1}{1+1} = 0,5.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} = K_{UXX} \cdot \gamma_{UBЫХ} = 10 \cdot 0,5 = 5.$$

Сквозной коэффициент усиления по напряжению

$$K_e = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{\Gamma}} = \gamma_{UBX} \cdot K_{UXX} \cdot \gamma_{UBЫХ} = 0,9 \cdot 10 \cdot 0,5 = 4,5.$$

Входное напряжение

$$U_{BX} = E_{\Gamma} \cdot \gamma_{UBX} = 1 \cdot 0,9 = 0,9 \text{ В.}$$

Выходное напряжение холостого хода усилителя

$$U_{ВЫХ XX} = U_{BX} \cdot K_{UXX} = 0,9 \cdot 10 = 9 \text{ В.}$$

Выходное напряжение

$$U_{ВЫХ} = E_{\Gamma} \cdot K_e = 1 \cdot 4,5 = 4,5 \text{ В.}$$

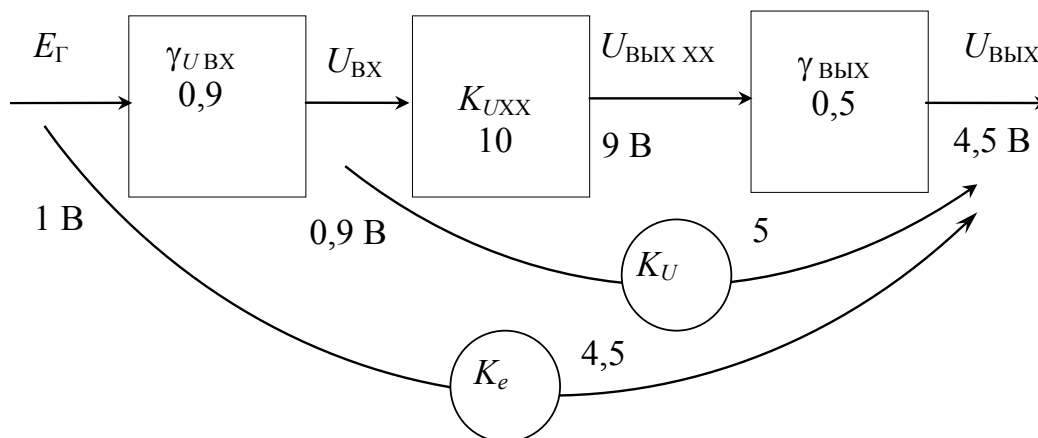


Рис. 14. Параметры ИТУН

## 5. Экспериментальное определение параметров усилителей

Параметры усилителей определяют путем измерения сигналов при известных значениях  $R_{\Gamma}$  и  $R_{\text{Н}}$  с дальнейшим расчетом. При этом измеряют сигналы  $E_{\Gamma}$ ,  $U_{\text{ВХ}}$ ,  $U_{\text{ВЫХ ХХ}}$ ,  $U_{\text{ВЫХ}}$ , а токи определяют косвенным методом, чтобы исключить необходимость разрыва цепей для подключения амперметров.

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{E_{\Gamma} - U_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma}};$$

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{Н}}}.$$

Применение режимов короткого замыкания и холостого хода ограничено тем, что усилители напряжения часто не допускают режим короткого замыкания, а усилители с токовым выходом не допускают режим холостого хода на выходе. Для усилителей на основе ИТУН сопротивления определяют по формулам:

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = R_{\Gamma} \frac{U_{\text{ВХ}}}{E_{\Gamma} - U_{\text{ВХ}}};$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{Н}} \frac{U_{\text{ВЫХ ХХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}.$$

Для усилителей на основе ИТУТ сопротивления определяют по формулам:

$$R_{\text{BX}} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX}}} = R_{\Gamma} \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\Gamma} R_{\Gamma} - U_{\text{BX}}};$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{H}} \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХКЗ}} - I_{\text{ВЫХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХКЗ}} - U_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{ВЫХ}}}.$$

# Лабораторная работа № 1

## ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ В СХЕМЕ ВКЛЮЧЕНИЯ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

### 1. Цель работы

Целью работы является расчет элементов схемы усилителя, определяющих режим работы транзистора по постоянному току, теоретический расчет и экспериментальное исследование основных параметров усилителя, исследование влияния сопротивлений источника сигнала и нагрузки на коэффициенты усиления по току и напряжению, исследование частотной и амплитудной характеристик.

Литература: [1, с. 245–248], [3, с. 9–48, 187–191], [6, с. 35–38], [7, с. 7–36].

### 2. Теоретические сведения

Схема усилителя приведена на рис. 1.1. Рассматривается схема с двухполярным источником питания. В этом случае источник сигнала  $E_{\Gamma}$ , база активного элемента (транзистора  $VT$ ) и нагрузка  $R_{\text{Н}}$  имеют общий нулевой потенциал. При использовании однополярного источника питания положительное смещение на базе обеспечивается делителем напряжения, запитываемым от источника  $E_{\text{К}}$ .

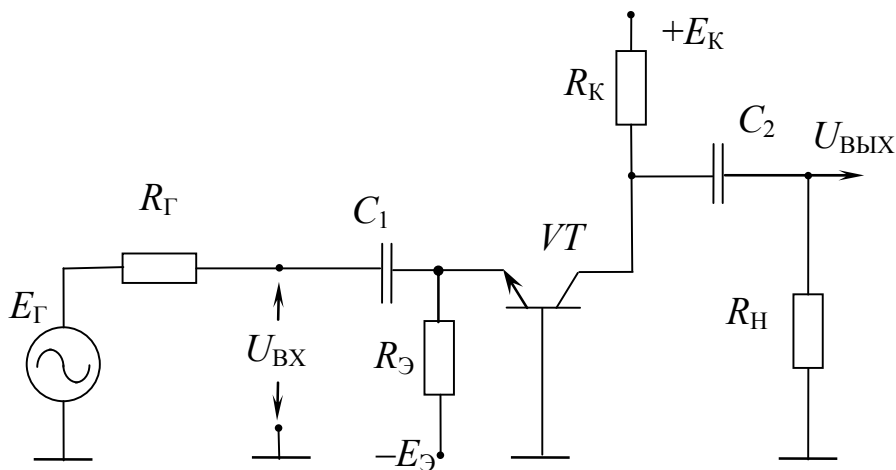


Рис. 1.1. Усилитель на биполярном транзисторе в схеме включения с общей базой

Рабочий режим транзистора – ток покоя и напряжение покоя на коллекторе  $I_{\text{ОК}}$  и  $U_{\text{ОК}}$  – задается с помощью источников  $E_{\text{Э}}$  и  $E_{\text{К}}$  и ре-

зисторов  $R_{\text{Э}}$  и  $R_{\text{К}}$ . Для обеспечения максимального размаха напряжения на коллекторе обычно выбирают напряжение покоя примерно равным половине напряжения питания  $U_{0\text{К}} = 0,5 \cdot E_{\text{К}}$ .

Для постоянных токов покоя  $I_{0\text{Э}} \approx I_{0\text{К}}$  транзистора и напряжений выполняются соотношения:

$$U_{0\text{К}} = E_{\text{К}} - I_{0\text{К}} \cdot R_{\text{К}}; \quad (1.1)$$

$$I_{0\text{К}} = \alpha \cdot I_{0\text{Э}} + I_{\text{КО}} \approx I_{0\text{Э}} = (E_{\text{Э}} - U_{0\text{Э}})/R_{\text{Э}}. \quad (1.2)$$

Стабильность рабочей точки ( $I_{0\text{К}}$ ,  $U_{0\text{К}}$ ) определяется влиянием температуры на коэффициент передачи тока эмиттера  $\alpha$ , обратный ток коллектора  $I_{\text{КО}}$  и напряжение  $U_{0\text{ЭБ}}$ . При  $\alpha \approx 1$  и  $I_{0\text{К}} \gg I_{\text{КО}}$  основное влияние оказывает температурный дрейф  $U_{0\text{ЭБ}}$ . Для уменьшения дрейфа в соответствии с (1.2) необходимо обеспечить условие  $|E_{\text{Э}}| \gg |U_{\text{Э}}| \approx 0,7 \text{ В}$ .

При достаточно больших  $E_{\text{Э}}$  (более 2–3 В) и  $R_{\text{Э}}$  (более 100 Ом) можно считать, что со стороны эмиттера транзистор запитан источником тока ( $R_{\text{Э}}$  значительно больше входного сопротивления транзистора) и ток через транзистор не зависит от изменения  $U_{0\text{ЭБ}}$ .

При заданном напряжении  $U_{0\text{К}}$  (или токе  $I_{0\text{К}}$ ) расчет элементов схемы заключается в определении тока покоя (или напряжения) из соотношения (1.1) и определении  $R_{\text{Э}}$  или  $E_{\text{Э}}$  из уравнения (1.2).

Разделительные конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  необходимы для исключения влияния источника сигнала и нагрузки на режим работы транзистора по постоянному току. Подключение источника сигнала и нагрузки через конденсаторы предотвращает протекание через эти цепи постоянных токов. Для переменных (усиливаемых) сигналов  $I_{\text{ВХ}}$ ,  $I_{\text{ВЫХ}}$  сопротивления разделительных конденсаторов на частоте сигнала должны быть достаточно малы, чтобы пренебречь их влиянием.

На рис. 1.2 приведены линии нагрузки и временные диаграммы сигналов.

В координатах ( $I_{\text{К}}$ ,  $U_{\text{КБ}}$ ) уравнение  $U_{\text{К}} = E_{\text{К}} - I_{\text{К}} \cdot R_{\text{К}}$  представляет собой уравнение прямой линии, проходящей через точки ( $I_{\text{К}} = 0$ ,  $U_{\text{КБ}} = E_{\text{К}}$ ) и ( $I_{\text{К}} = E_{\text{К}}/R_{\text{К}}$ ,  $U_{\text{КБ}} = 0$ ). Эта линия называется статической линией нагрузки, так как по ней перемещается рабочая точка 0 по постоянному току.

При положительной полуволне синусоидального напряжения  $E_{\text{Г}}$  напряжение на входе (эмиттере)  $U_{\text{ВХ}}$  становится более положитель-

ным, токи эмиттера и коллектора уменьшаются, напряжение на коллекторе и нагрузке увеличивается, формируется положительная полуволна выходного сигнала.

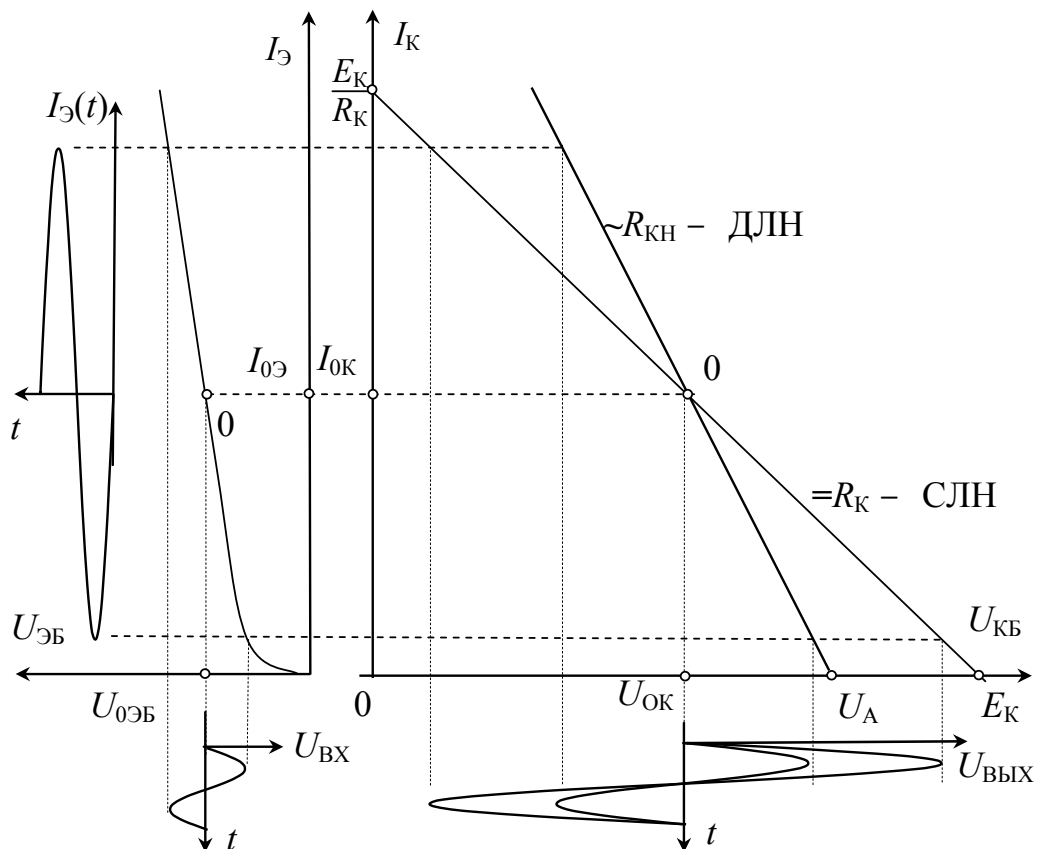


Рис. 1.2. Линии нагрузки и временные диаграммы сигналов

При отрицательной полуволне входного сигнала эмиттерный переход открывается сильнее, возрастают токи  $I_Э$  и  $I_К$ , увеличивается падение напряжения на  $R_К$ , потенциал на коллекторе становится меньше, формируется отрицательная полуволна выходного сигнала. Так как фазы входного и выходного синусоидальных сигналов совпадают, усилитель является неинвертирующим. Переменный (сигнальный) ток транзистора  $I_К(t)$  распределяется между резисторами  $R_К$  и  $R_Н$ , поэтому эквивалентная нагрузка для транзистора по переменному току  $R_{КН} = R_К // R_Н$  меньше, чем по постоянному. Динамическая линия нагрузки, наклон которой определяется величиной  $R_{КН}$ , проходит через точку 0 более круто, чем статическая линия и описывается уравнением

$$U_К = U_{0К} - I_К(t) \cdot R_{КН}, \quad (1.3)$$

где  $I_К(t)$  – переменная (сигнальная) составляющая тока отсчитывается от  $I_{0К}$ .

В случае короткого замыкания (при  $R_H = 0$ )  $U_K = U_{0K}$ ,  $U_K(t) = 0$  и динамическая линия нагрузки проходит через точку покоя 0 вертикально. Для построения динамической линии нагрузки пользуются тем свойством, что эта линия пересекает ось абсцисс в точке А:  $U_A = U_{0K} + I_{0K} \cdot R_{KH}$ , так как при мгновенном значении переменной составляющей  $I_K(t) = -I_{0K}$  суммарный ток через транзистор равен нулю:  $I_K = I_{0K} + I_K(t) = 0$ . Динамическую линию нагрузки проводят через точки покоя 0 [ $U_{0K}$ ;  $I_{0K}$ ] и ( $I_K = 0$ ,  $U_{KB} = U_A = U_{0K} + I_{0K} \cdot R_{KH}$ ). Для ненагруженного усилителя (при  $R_H = \infty$ ) сопротивления в коллекторной цепи для постоянного и переменного тока равны  $R_K$ , поэтому статическая и динамическая линии нагрузки совпадают. Из рис. 1.2 видно, что в этом случае максимальная амплитуда положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения соответственно равны  $E_K - U_{0K}$  и  $U_{0K}$ .

Для нагруженного усилителя максимальное значение амплитуды положительной полуволны  $U_m = I_{0K} \cdot R_{KH}$ . Следовательно, при заданных значениях  $R_H$  и  $U_{ВЫХm}$  оценка  $I_{0K} > U_{ВЫХm}/R_{KH}$  позволяет выбрать  $I_{0K}$  и  $R_K$  при расчете усилителя по постоянному току.

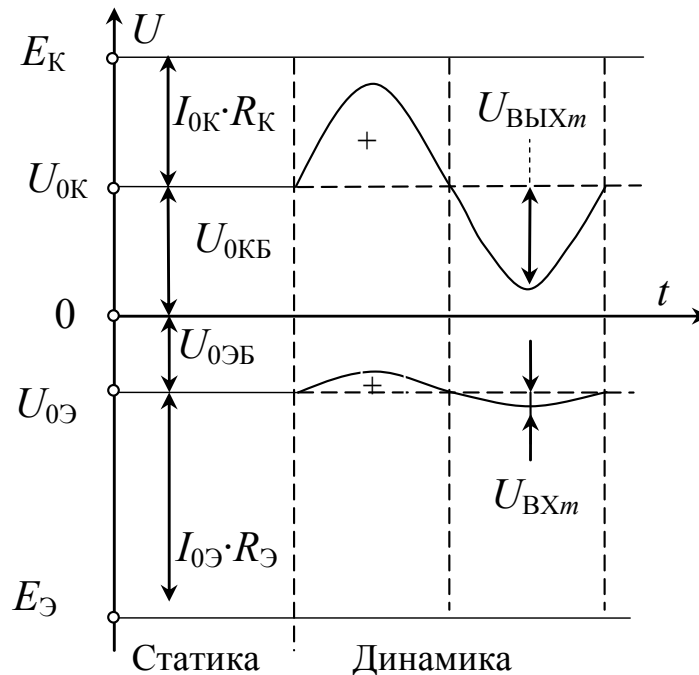


Рис. 1.3. Потенциальные диаграммы усилителя ОБ

В области средних частот сопротивлениями конденсаторов пренебрегают. После замены транзистора линейной Т-образной физической схемой замещения и с учетом того, что внутренние сопротивле-

ния источников питания равны нулю, получим эквивалентную схему усилителя для переменных (сигнальных) составляющих токов и напряжений (рис. 1.4).

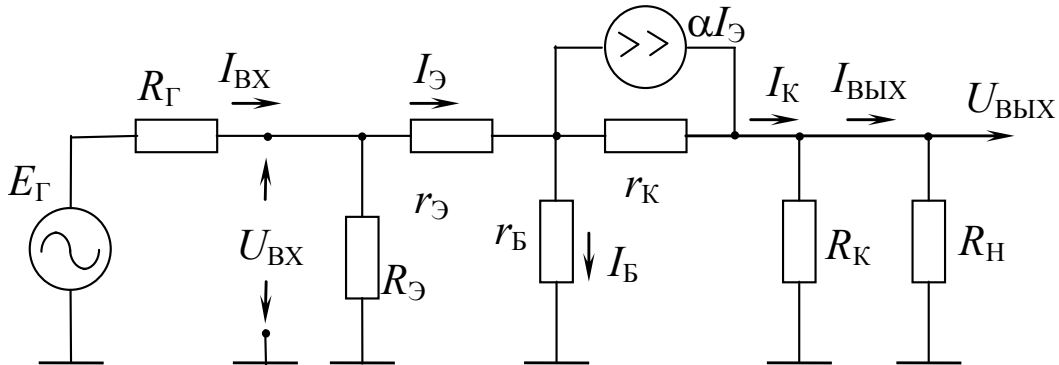


Рис. 1.4. Эквивалентная схема усилителя в области средних частот

Входное сопротивление усилителя определяется сопротивлением  $R_{\text{Э}}$  и входным сопротивлением транзистора в схеме ОБ:

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{Э}} // h_{11\text{Б}}. \quad (1.4)$$

На практике выполняется условие  $R_{\text{Э}} \gg h_{11\text{Б}}$ , поэтому ответвлением сигнала тока  $I_{\text{ВХ}}$  в цепь  $R_{\text{Э}}$  можно пренебречь:  $I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Э}}$ , а входное сопротивление:

$$R_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}/I_{\text{ВХ}} = (I_{\text{Э}} \cdot r_{\text{Э}} + I_{\text{Б}} \cdot r_{\text{Б}})/I_{\text{Э}} = r_{\text{Э}} + (1 - \alpha)r_{\text{Б}} = h_{11\text{Б}}. \quad (1.5)$$

Выходное сопротивление также определяется параллельным соединением выходного сопротивления транзистора и  $R_{\text{К}}$  и вследствие соотношения  $r_{\text{К}} \gg R_{\text{К}}$ :

$$R_{\text{ВЫХ}} = r_{\text{К}} // R_{\text{К}} \approx R_{\text{К}}. \quad (1.6)$$

Коэффициент усиления по напряжению в режиме холостого хода ( $R_{\text{Н}} = \infty$ ) определим при допущении, что ток зависимого источника  $\alpha I_{\text{Э}}$  не ответвляется в высокоомную цепь  $r_{\text{К}}$ :

$$K_{\text{УХХ}} = U_{\text{ВЫХХ}}/U_{\text{ВХ}} = I_{\text{К}} \cdot R_{\text{К}}/I_{\text{Э}} \cdot h_{11\text{Б}} = \alpha R_{\text{К}}/h_{11\text{Б}} \approx R_{\text{К}}/h_{11\text{Б}}. \quad (1.7)$$

При подключении нагрузки коэффициент усиления по напряжению уменьшается, так как уменьшается эквивалентная нагрузка транзистора:

$$K_{\text{У}} = K_{\text{УХХ}} \cdot \gamma_{\text{УВЫХ}} = \alpha \frac{R_{\text{К}}}{h_{11\text{Б}}} \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}} = \alpha \frac{R_{\text{КН}}}{h_{11\text{Б}}}. \quad (1.8)$$



По отношению к источнику сигнала с внутренним сопротивлением  $R_{\Gamma}$ :

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = \frac{\alpha \cdot I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{КН}}}{I_{\text{ВХ}}(R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}})} \approx \alpha \frac{R_{\text{КН}}}{R_{\Gamma} + h_{11\text{Б}}} = K_U \cdot \gamma_{U\text{ВЫХ}}. \quad (1.9)$$

В случае  $R_{\Gamma} \gg R_{\text{ВХ}}$

$$K_e = R_{\text{КН}}/R_{\Gamma}, \text{ при } R_{\text{Н}} \gg R_{\text{К}} \quad K_e = R_{\text{К}}/R_{\Gamma}. \quad (1.10)$$

Коэффициент усиления по напряжению в этом случае не зависит от параметров транзистора, а определяется только отношением сопротивлений. Это позволяет реализовать усилитель со стабильным усилением, но из-за необходимости задания большого  $R_{\Gamma}$  коэффициент усиления  $K_e$  не превышает 10–20.

Коэффициент усиления по току при  $R_{\text{Н}} = 0$

$$K_{i\text{КЗ}} = I_{\text{ВЫХ КЗ}}/I_{\text{ВХ}} \approx \alpha \cdot I_{\text{Э}}/I_{\text{Э}} = \alpha. \quad (1.11)$$

При  $R_{\text{Н}} \neq 0$  часть выходного тока  $I_{\text{К}}$  транзистора ответвляется в  $R_{\text{К}}$ :

$$I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{К}} \cdot R_{\text{К}}/(R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}) = \alpha \cdot I_{\text{Э}} \cdot \gamma_{i\text{ВЫХ}}, \quad (1.12)$$

и коэффициент усиления тока меньше единицы:

$$K_i = \alpha \cdot \gamma_{i\text{ВЫХ}} \approx \gamma_{i\text{ВЫХ}}. \quad (1.13)$$

Если преобразовать источник входного сигнала в эквивалентный источник тока величиной  $I_{\Gamma} = E_{\Gamma}/R_{\Gamma}$  и внутренним сопротивлением  $R_{\Gamma}$ , то входной ток усилителя:

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\Gamma} \cdot R_{\Gamma}/(R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}) = I_{\Gamma} \cdot \gamma_{i\text{ВХ}}. \quad (1.14)$$

Коэффициент усилению по току по отношению к  $I_{\Gamma}$ :

$$K_I = I_{\text{ВЫХ}}/I_{\Gamma} = \gamma_{i\text{ВХ}} \cdot \alpha \cdot \gamma_{i\text{ВЫХ}}. \quad (1.15)$$

При условии  $R_{\Gamma} \gg R_{\text{ВХ}}$  выполняется соотношение  $\gamma_{i\text{ВХ}} \approx 1$  и

$$K_I \approx K_i = \alpha \cdot \gamma_{i\text{ВЫХ}}. \quad (1.16)$$

Таким образом, усилительный каскад на транзисторе в схеме ОБ имеет низкое входное и высокое выходное сопротивления, коэффициент усиления по току меньше единицы. Для получения больших коэффициентов усиления по напряжению необходимо обеспечить работу усилителя от низкоомного источника сигнала и на высокоомную нагрузку.

Зависимости коэффициентов усиления каскада от  $R_H$  и  $R_\Gamma$  приведены на рис. 1.5 и 1.6.

Сопروتивления  $R_H$  и  $R_\Gamma$  оказывают существенное влияние на параметры усилителя через коэффициенты  $\gamma_U$  и  $\gamma_i$ .

Коэффициенты усиления по напряжению  $K_U$  и  $K_e$  равны нулю при  $R_H = 0$ , при  $R_H \ll R_K$  возрастают линейно с ростом  $R_H$ , а при  $R_H \gg R_K$  практически не зависят от  $R_H$  и ограничены величинами соответственно  $K_{UXX}$  и  $K_{UXX} \cdot \gamma_{UBX}$ . Коэффициенты усиления тока при  $R_H = 0$  максимальны, примерно равны  $\alpha$  и уменьшаются с ростом  $R_H$  до нуля при  $R_H \gg R_K = R_{ВЫХ}$ .

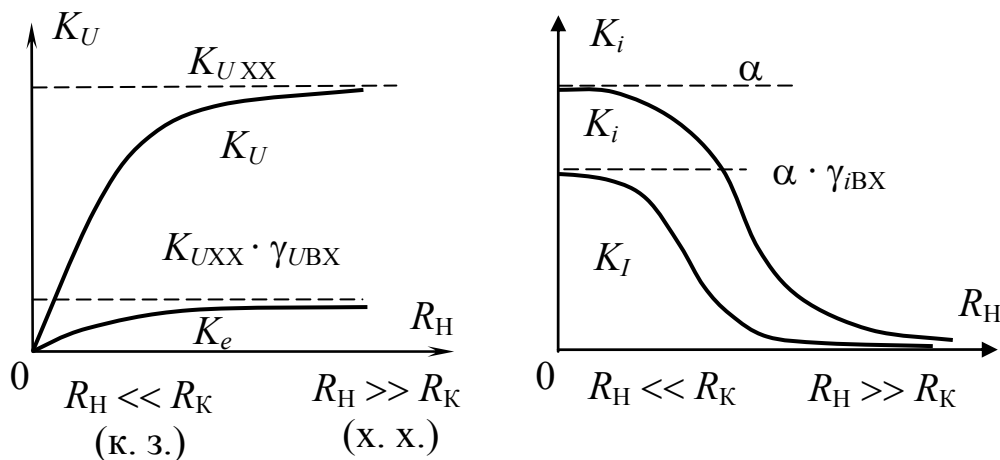


Рис. 1.5. Влияние сопротивления  $R_H$  на параметры усилителя

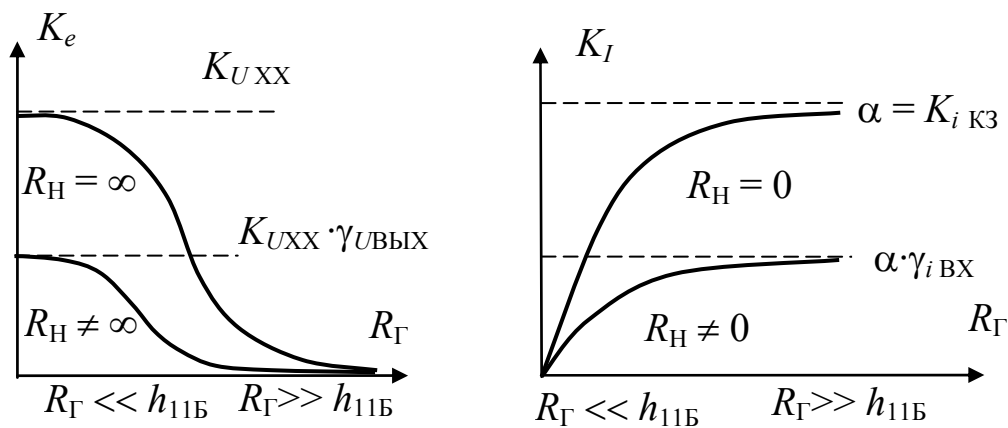


Рис. 1.6. Влияние сопротивления  $R_\Gamma$  на параметры усилителя

Сопротивление  $R_\Gamma$  оказывает влияние только на параметры по отношению к  $E_\Gamma$  и  $I_\Gamma$ , причем это влияние обратное по отношению к влиянию  $R_H$ . Из-за малого входного сопротивления усилителя уменьшение  $K_e$  в соответствии с формулами (1.9) и (1.10) начинается

уже при  $R_{\Gamma} = 1-10$  Ом. Коэффициент усиления по току  $K_I$ , наоборот, увеличивается с ростом  $R_{\Gamma}$  и уже при  $R_{\Gamma} > 100$  Ом практически не зависит от  $R_{\Gamma}$ .

На низких частотах сопротивления разделительных конденсаторов увеличиваются, это приводит к уменьшению коэффициентов усиления и появлению фазового сдвига между входным и выходным сигналами. На низких частотах, когда  $X_{C1} \gg R_{\Gamma}$  или  $X_{C2} \gg R_K$ , коэффициенты усиления равны нулю. При заданной нижней частоте усиливаемых сигналов значение конденсаторов можно ориентировочно определить:

$$\begin{aligned} C_1 &> [2\pi \cdot f_H(R_{\Gamma} + R_{ВХ})]^{-1}; \\ C_2 &> [2\pi \cdot f_H(R_K + R_H)]^{-1}. \end{aligned} \quad (1.17)$$

При заданном значении  $C_2 \ll C_1$ ,  $R_K$  и  $R_H$  нижнюю граничную частоту можно найти из соотношения (1.17).

Частотный диапазон усиливаемых сигналов ограничен сверху частотной зависимостью  $\alpha$ , влиянием емкости коллекторного перехода  $C_K$  и емкости нагрузки.

На практике обычно  $C_H \gg C_K$ , поэтому уменьшение коэффициента усиления обусловлено в основном шунтирующим действием  $C_H$  и уменьшением эквивалентного сопротивления  $Z_H$ .

Верхнюю граничную частоту усиливаемых сигналов можно оценить по формуле

$$f_B = [2\pi \cdot C_H \cdot R_{KH}]^{-1}. \quad (1.18)$$

В области средних частот  $f_H \ll f \ll f_B$  коэффициент усиления не зависит от частоты.

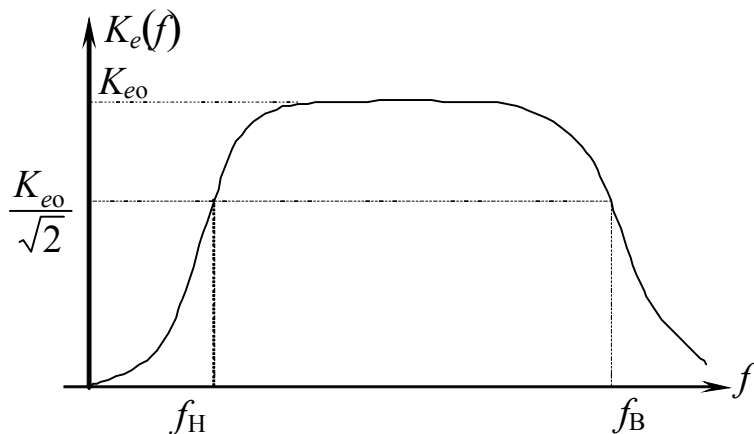


Рис. 1.7. Частотная характеристика усилителя

**Пример расчета усилителя на биполярном транзисторе в схеме включения с общей базой (см. рис. 1.1)**

Исходные данные:

$$E_K = 10 \text{ В}, E_{\text{Э}} = -10 \text{ В}, R_K = 1 \text{ кОм}, R_H = 1 \text{ кОм}, R_{\Gamma} = 100 \text{ Ом}.$$

Ориентировочные параметры транзистора:

$$h_{21\text{Э}} = \beta = 100, r_B = 500 \text{ Ом}, r_K = 1 \text{ МОм}.$$

Выбираем напряжение покоя на коллекторе

$$U_{0\text{КБ}} = E_K/2 = 5 \text{ В}.$$

Токи покоя

$$I_{0\text{К}} = (E_K - U_{0\text{КБ}})/R_K = (10 - 5)/1 \cdot 10^3 = 5 \text{ мА},$$

$$I_{0\text{Э}} = I_{0\text{К}}/\alpha \approx I_{0\text{К}} \approx 5 \text{ мА}.$$

Напряжение покоя на эмиттере

$$U_{0\text{Э}} = -U_{0\text{БЭ}} \approx -0,7 \text{ В (для Si)}.$$

Сопротивление резистора, задающего ток покоя

$$R_{\text{Э}} = (E_{\text{Э}} - U_{0\text{БЭ}})/I_{0\text{Э}} = (10 - 0,7)/(5 \cdot 10^{-3}) \approx 2 \text{ кОм}.$$

Эквивалентное сопротивление нагрузки транзистора на переменном токе

$$R_{\text{КН}} = 0,5 \text{ кОм}.$$

Динамическая линия нагрузки проходит через точку покоя и точку А на оси напряжений  $U_{\text{КБ}}$  с абсциссой

$$U_A = U_{0\text{КБ}} + I_{0\text{К}} \cdot R_{\text{КН}} = 5 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 10^3 = 7,5 \text{ В}.$$

Параметры эквивалентной схемы (см. рис. 1.4):

1. Входное сопротивление без учета резистора  $R_{\text{Э}}$

$$R_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}/I_{\text{Э}} = r_{\text{Э}} + (1 - \alpha)r_B = h_{11\text{Б}}.$$

Усиление транзистора по току

$$\alpha = \beta/(1 + \beta) = 100/101 = 0,99,$$

$$1 - \alpha = 0,01.$$

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода

$$r_{\text{Э}} = \varphi_{\text{T}}/I_{\text{OЭ}} = 25 \text{ мВ}/5 \text{ мА} = 5 \text{ Ом}.$$

$$h_{11\text{Б}} = r_{\text{Э}} + (1 - \alpha)r_{\text{Б}} = 5 + 0,01 \cdot 500 = 5 + 5 = 10 \text{ Ом}.$$

Входное сопротивление транзистора в схеме ОЭ

$$h_{11\text{Э}} = h_{11\text{Б}}(1 + h_{21\text{Э}}) = 10 \cdot 101 \approx 1000 \text{ Ом}.$$

Учет резистора  $R_{\text{Э}}$  практически не влияет:

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{Э}}//h_{11\text{Б}} = 2 \text{ кОм}//10 \text{ Ом} = 10 \text{ Ом};$$

$$\gamma_{\text{УВХ}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}} = \frac{10}{100 + 10} = 0,1.$$

2. Выходное сопротивление:

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{К}}//r_{\text{К}} \approx R_{\text{К}} = 1 \text{ кОм};$$

$$\gamma_{\text{УВЫХ}} = \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} = \frac{1}{1 + 1} = 0,5.$$

3. Коэффициент усиления по напряжению в режиме ХХ

$$K_{\text{УХХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ ХХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{К}} \cdot R_{\text{К}}}{I_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{ВХ}}} = \frac{\alpha \cdot I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{К}}}{I_{\text{Э}} \cdot h_{11\text{Б}}} = \frac{\alpha \cdot R_{\text{К}}}{h_{11\text{Б}}},$$

где  $\alpha = 0,99$ ;  $h_{11\text{Б}} = 10 \text{ Ом}$ ;  $R_{\text{К}} = 1 \text{ кОм}$ ,

$$K_{\text{УХХ}} = 0,99 \cdot 1000/10 = 99 \approx 100.$$

4. Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_{\text{У}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{К}} \cdot R_{\text{КН}}}{I_{\text{Э}} \cdot h_{11\text{Б}}} = \frac{\alpha \cdot R_{\text{КН}}}{h_{11\text{Б}}},$$

$$R_{\text{КН}} = \frac{R_{\text{К}} \cdot R_{\text{Н}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}} = \frac{1 \cdot 1}{1 + 1} = 0,5 \text{ кОм};$$

$$K_{\text{У}} = 0,99 \cdot 500/10 \approx 1 \cdot 500/10 = 50;$$

$$K_{\text{У}} = \alpha \frac{R_{\text{К}}}{h_{11\text{Б}}} \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}} = K_{\text{УХХ}} \cdot \gamma_{\text{УВЫХ}} = 100 \cdot 0,5 = 50.$$

5. Сквозной коэффициент усиления по напряжению

$$K_e = \frac{h_{11Б}}{R_{\Gamma} + h_{11Б}} \cdot \frac{\alpha \cdot R_{KH}}{h_{11Б}} = \frac{\alpha \cdot R_{KH}}{R_{\Gamma} + h_{11Б}} \approx \frac{R_{KH}}{R_{\Gamma}} = \frac{500}{100} = 5.$$

Для обобщенной схемы на основе ИНУН:

$$K_e = \frac{U_{ВЫХ}}{e_{\Gamma}} = \frac{\gamma_{UBX} \cdot U_{ВЫХ}}{U_{BX}} = \gamma_{UBX} \cdot K_U = \gamma_{UBX} \cdot K_{UXX} \cdot \gamma_{UBЫХ},$$

$$K_e = 0,1 \cdot 100 \cdot 0,5 = 5.$$

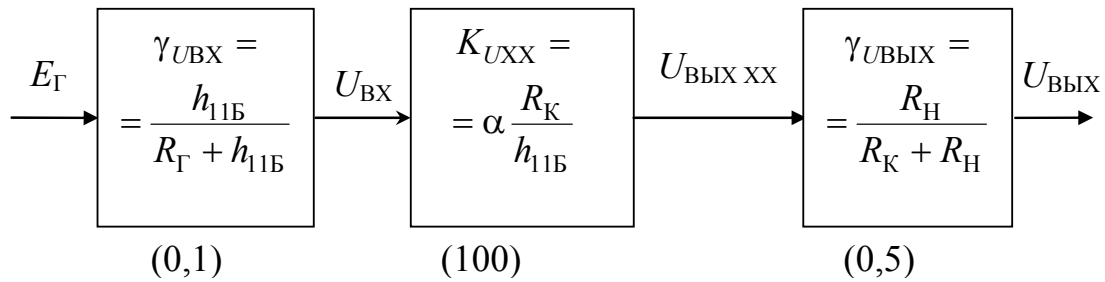


Рис. 1.8. Усилитель ОБ-ИНУН

6. Для определения коэффициентов передачи по току на входе усилителя подключен генератор тока.

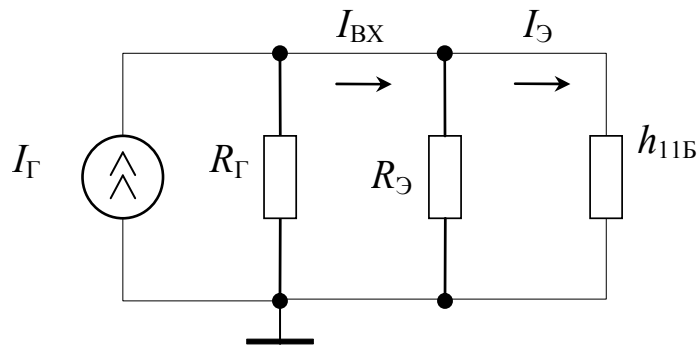


Рис. 1.9. Входная цепь усилителя

В режиме КЗ на выходе:

$$I_{ВЫХ\ КЗ} = I_K = \alpha \cdot I_{\mathcal{E}};$$

$$K_{i\ КЗ} = \frac{I_{ВЫХ\ КЗ}}{I_{ВХ}} = \frac{\alpha \cdot I_{\mathcal{E}}}{I_{\mathcal{E}}} = \alpha = 0,99 < 1.$$

7. Коэффициент согласования по току на выходе:

$$\gamma_{i_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} = \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{Н}} + R_{\text{К}}} = \frac{1}{1+1} = 0,5;$$

$$K_i = K_{i_{\text{КЗ}}} \cdot \gamma_{i_{\text{ВЫХ}}} = \alpha \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{Н}} + R_{\text{К}}} = 0,99 \frac{1}{2} = 0,5.$$

8. Коэффициент согласования по току на входе:

$$\gamma_{i_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} = \frac{100}{100+10} \approx 0,9;$$

$$K_I = \gamma_{i_{\text{ВХ}}} K_i = \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + h_{11\text{Б}}} \alpha \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{Н}} + R_{\text{К}}} = 0,9 \frac{1}{2} = 0,45.$$

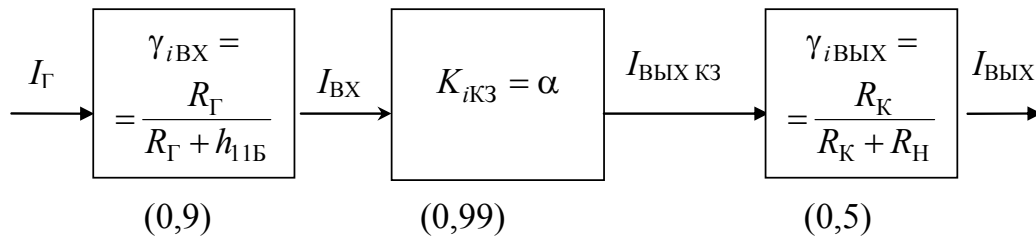


Рис. 1.10. Усилитель ОБ-ИТУТ

9. Эквивалентная крутизна

$$S = \frac{\alpha}{h_{11\text{Б}}} = \frac{\beta}{h_{11\text{Э}}} = \frac{0,99}{10} = 0,1 \text{ А/В} = 100 \text{ мА/В};$$

$$K_{U_{\text{ХХ}}} = S \cdot R_{\text{ВЫХ}} = 0,1 \cdot 1000 = 100;$$

$$K_U = S \cdot R_{\text{КН}} = 0,1 \cdot 500 = 50.$$

### 3. Методика эксперимента

После расчета элементов усилителя проверяется правильность расчета режима покоя. Для этого необходимо установить требуемые значения  $R_{\text{К}}$ ,  $R_{\text{Э}}$ ,  $E_{\text{Э}}$ ,  $E_{\text{К}}$ , собрать схему (см. рис. 1) и вольтметром измерить постоянное напряжение на коллекторе  $U_{0\text{К}}$ . Расчет считается правильным, если отклонение реального значения  $U_{0\text{К}}$  от заданного не превышает 20 %. При исследовании усилителя и снятии осциллограмм  $E_{\Gamma}(t)$ ,  $U_{\text{ВХ}}(t)$  и  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$  необходимо пользоваться двухканальным

осциллографом. Одновременно наблюдая  $U_{\text{вх}}(t)$  и  $U_{\text{вых}}(t)$ , убедиться в отсутствии фазового сдвига между напряжениями. Величина входного сигнала должна быть такой, чтобы выходное напряжение было синусоидальным – отсутствовали нелинейные искажения. Для задания режима короткого замыкания выход усилителя через амперметр подключается к общей шине, а при холостом ходе – обрывается цепь нагрузки. При исследовании влияния  $R_{\Gamma}$  и  $R_{\text{H}}$  на коэффициенты усиления требуемые значения сопротивлений устанавливаются при их отключении от исследуемого усилителя.

#### 4. Задание

1. Рассчитать в соответствии с табл. 1.1 необходимое значение  $E_{\text{Э}}$  и параметр точки покоя  $U_{\text{ок}}$  или  $I_{\text{ок}}$ .

Таблица 1.1

Номер бригады	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$E_{\text{к}}, \text{В}$	10	11	12	13	14	15	14	13	12	11
$R_{\text{к}}, \text{кОм}$	1	1,2	1,4	1,5	1,6	1,8	2	1,5	1,3	1
$U_{\text{ок}}, \text{В}$	5		6		7		8		6	
$I_{\text{ок}}, \text{мА}$		4		5		5		5		4
$R_{\Gamma}, \text{Ом}$	100	100	150	150	200	300	300	200	200	150
$R_{\text{H}}, \text{кОм}$	2	2,5	3	3	3	3,5	3,5	3	3	2

Во всех вариантах принять  $R_{\text{Э}} = 2,6 \text{ кОм}$ .

2. Рассчитать параметры усилителя в области средних частот. Результаты расчетов занести в табл. 1.2.

Таблица 1.2

$$R_{\Gamma} = \quad , R_{\text{H}} = \quad , R_{\text{к}} = \quad , R_{\text{кH}} =$$

$R_{\text{вх}}$	$R_{\text{вых}}$	$\gamma_{\text{увх}}$	$\gamma_{\text{увых}}$	$\gamma_{\text{ивх}}$	$\gamma_{\text{ивых}}$	$K_{\text{UXX}}$	$K_{\text{U}}$	$K_e$	$K_{\text{икз}}$	$K_i$	$K_I$	$K_P$	$S$

*Указание.* Для определения  $R_{\text{вх}} = R_{\text{вхБ}}$  принять параметры транзистора  $r_{\text{Э}} = \varphi_{\Gamma}/I_{0\text{Э}}$ ,  $r_{\text{Б}} = 100 \text{ Ом}$ ,  $\beta = 50$ .

Для более точного расчета можно воспользоваться результатами исследования статических характеристик или  $h$ -параметров транзисторов. Расчет эквивалентной крутизны  $S$  провести по формуле  $S = K_{\text{UXX}}/R_{\text{вых}}$ .



3. Собрать на лабораторном стенде схему усилителя. Путем измерения  $U_{OK}$  проверить правильность расчета.

4. Измерить входные и выходные напряжения при амплитуде входного сигнала  $E_{Гm} = 100$  мВ при заданной нагрузке и холостом ходе, ток короткого замыкания на выходе. Зарисовать осциллограммы напряжений  $E_{Г}$ ,  $U_{ВХ}$ ,  $U_{К}$  и  $U_{ВЫХ}$  с учетом постоянных составляющих. Осциллограммы напряжений на коллекторе транзистора и нагрузке снять для режимов заданной нагрузки и режима ХХ.

Рассчитать параметры усилителя (табл. 1.3 и 1.4).

Таблица 1.3

$$f = 1 \text{ кГц}, \quad E_{Гm} = 100 \text{ мВ}, \quad R_{Н} = \quad , \quad R_{Г} =$$

Измерение				Расчет		
$U_{ВХ}$	$U_{ВЫХ ХХ}$	$U_{ВЫХ}$	$I_{ВЫХ КЗ}$	$I_{ВХ} = \frac{E_{Г} - U_{ВХ}}{R_{Г}}$	$I_{Г} = \frac{E_{Г}}{R_{Г}}$	$I_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{R_{Н}}$

Таблица 1.4

#### Параметры усилителя

$R_{ВХ}$	$R_{ВЫХ}$	$\gamma_{UВХ}$	$\gamma_{UВЫХ}$	$\gamma_{IВХ}$	$\gamma_{IВЫХ}$	$K_{UХХ}$	$K_U$	$K_e$	$K_{iКЗ}$	$K_i$	$K_I$	$K_P$	$S$

*Указание.* Расчет входного и выходного сопротивлений провести по формулам:

$$R_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = R_{Г} \frac{U_{ВХ}}{E_{Г} - U_{ВХ}};$$

$$R_{ВЫХ} = R_{Н} \frac{U_{ВЫХ ХХ} - U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}},$$

а эквивалентную крутизну – по формуле

$$S = I_{ВЫХ КЗ} / U_{ВХ}.$$

При расчете параметров не допускается использовать формулы пересчета усилительных параметров (кроме  $K_P$ ), расчет производить только через отношения токов и напряжений.

Сравнить полученные данные с расчетными по п. 2 и сделать выводы.

5. Исследовать влияние сопротивления нагрузки на усилительные параметры (табл. 1.5).

Таблица 1.5

$$f = 5 \text{ кГц}, E_{Гм} = 100 \text{ мВ}, R_{Г} = \quad, U_{ВХ} = \quad, I_{ВХ} = U_{ВХ}/R_{ВХ} =$$

$R_{Н}, \text{кОм}$	0,1	0,5	1	1,5	2	3	$\infty$
$U_{ВЫХ}$							
$I_{ВЫХ} = U_{ВЫХ} / R_{Н}$							
$K_U$							
$K_e$							
$K_i$							
$K_I$							
$K_P$							

6. Исследовать влияние сопротивления источника сигнала на параметры усилителя для режимов ХХ и заданной нагрузки (табл. 1.6).

Таблица 1.6

$$f = 5 \text{ кГц}, E_{Гм} = 10 \text{ мВ}, R_{Н} =$$

$R_{Г}, \text{Ом}$	10	20	50	100	150	200	500	1000
$U_{ВЫХ ХХ}$								
$I_{ВЫХ КЗ}$								
$U_{ВЫХ}$								
$I_{Г} = E_{Г}/R_{Г}$								
$K_{eХХ}$								
$K_e$								
$K_{КЗ}$								
$K_I$								

*Указание.* Контролировать и поддерживать заданное значение  $E_{Г}$  после каждого изменения  $R_{Г}$ . Наблюдать осциллограммы  $U_{ВХ}$  и  $U_{ВЫХ}$  и обратить внимание на влияние величины  $R_{Г}$  на нелинейные искажения сигналов.

7. Построить зависимости усилительных параметров от  $R_{Н}$  и  $R_{Г}$ . Указать асимптоты и точки пересечения графиков с осями координат (рис. 1.5, 1.6).

8. Рассчитать нижнюю частоту  $f_{Н}$  усилителя, приняв  $C_2 = 0,22 \text{ мкФ}$  (влиянием  $C_1 \gg C_2$  пренебречь).

Рассчитать верхнюю частоту усилителя  $f_{В}$  при  $C_{Н} = 1 \text{ нФ}$ .

9. Подключить к выходу усилителя дополнительно  $C_H = 1$  нФ и снять частотную характеристику усилителя, поддерживая значение  $E_{Г}$  постоянным (табл. 1.7).

Таблица 1.7

$$E_{Гm} = 100 \text{ мВ}, R_H = \quad, R_{Г} =$$

$f, \text{Гц}$	$0,2f_H$	$f_H$	$2f_H$	1000	10000	$0,5f_B$	$f_B$	$5f_B$
$U_{\text{ВЫХ}}$								
$K_e$								

10. Построить теоретическую (п. 8) и экспериментальную АЧХ усилителя  $K_e(f)$  отдельно для областей НЧ и ВЧ.

11. Измерить максимальные значения положительной и отрицательной амплитуд выходного напряжения для холостого хода и при заданной нагрузке.

Построить СЛН и ДЛН усилителя (рис. 1.2). Графически определить максимальные амплитуды выходного напряжения для заданной нагрузки и холостого хода. Сравнить расчетные данные с экспериментальными (табл. 1.8).

Таблица 1.8

$U_{m\text{МАКС}}$	$U_{m\text{МАКС}}^+$	$U_{m\text{МАКС}}^-$	$U_{m\text{МАКС}}^+ \text{ XX}$	$U_{m\text{МАКС}}^- \text{ XX}$
Измерение				
Расчет				

12. Изобразить обобщенные эквивалентные схемы усилителя первого, второго и третьего видов с указанием численных значений параметров.

## 5. Содержание отчета

Отчет должен содержать принципиальную схему усилителя с указанием номиналов элементов в соответствии с номером бригады, результата расчета по постоянному току, эквивалентную схему усилителя на основе Т-образной схемы замещения транзистора, таблицы и графики в соответствии с заданием.

Все расчетные формулы, применяемые при аналитическом и экспериментальном определении параметров, должны быть приведены в отчете. В заключение приводятся аргументированные выводы.

## 6. Контрольные вопросы

1. Назвать основные параметры усилителей. Как они определяются?
2. Изобразить обобщенные эквивалентные схемы усилителей с различными зависимыми источниками сигнала.
3. Дать определение коэффициентов распределения по току и напряжению, объяснить их влияние на усилительные параметры.
4. Сформулировать требования к входному и выходному сопротивлениям для усилителей тока и напряжения.
5. На основе обобщенных схем усилителей вывести формулы пересчета  $K_U \leftrightarrow K_i$ ,  $K_U \leftrightarrow S$ ,  $K_i \leftrightarrow S$ .
6. Как экспериментально определяются  $R_{ВХ}$  и  $R_{ВЫХ}$  усилителя тока и напряжения?
7. Привести схему однокаскадного усилителя на транзисторе в схеме включения с общей базой, объяснить назначение элементов, описать работу усилителя.
8. Как рассчитывается усилитель ОБ по постоянному току, как выбирается рабочая точка, что влияет на стабильность режима покоя транзистора, чем обеспечивается стабильность?
9. Как строятся статическая и динамическая линии нагрузки усилителя ОБ?

## **Лабораторная работа № 2**

### **ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ В СХЕМЕ ВКЛЮЧЕНИЯ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ**

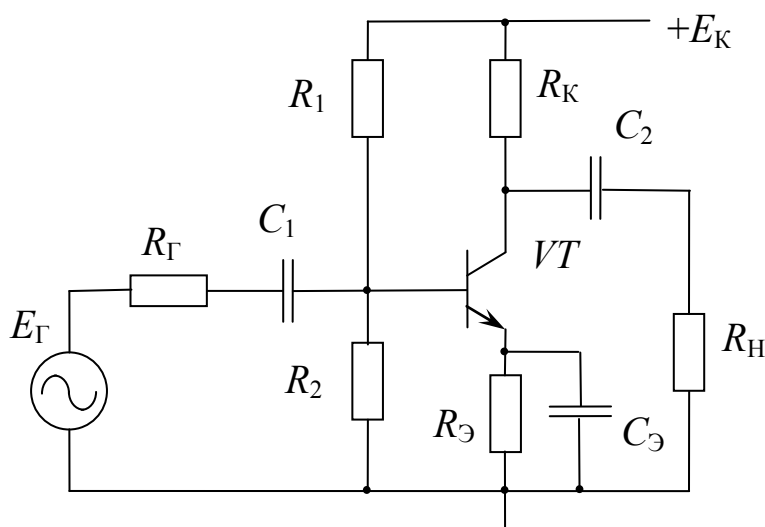
#### **1. Цель работы**

Цель работы – научиться рассчитывать элементы стабилизации режима покоя усилителя ОЭ по постоянному току, определять параметры усилителя на основании схем замещения и экспериментально.

Литература: [1, с. 207–214, 234–245], [2, с. 183–210], [3, с. 59–64, 116–127, 176–181], [4, с. 217–232], [6, с. 17–26], [7, с. 37–69], [8, с. 33–39].

#### **2. Теоретические сведения**

Типовая схема усилителя на транзисторе в схеме ОЭ с эмиттерной стабилизацией приведена на рис. 2.1.



*Рис. 2.1.* Усилитель на биполярном транзисторе  
в схеме включения с общим эмиттером

Проектирование усилителя заключается в первую очередь в расчете схемы по постоянному току. Статический режим анализируют по схеме, учитывающей только постоянные токи и напряжения.

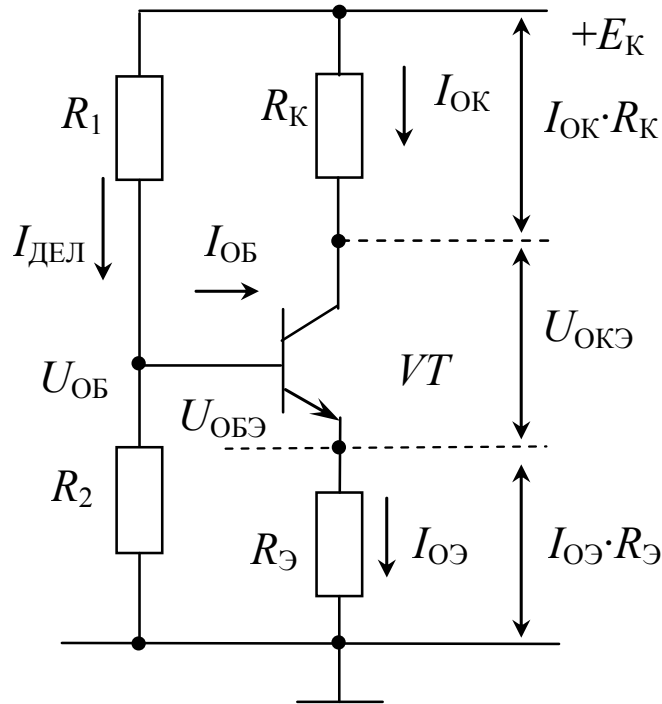


Рис. 2.2. Статический режим усилителя ОЭ

Рабочая точка покоя (при отсутствии сигнала) характеризуется постоянными составляющими входных и выходных токов и напряжений транзистора:  $I_{OK} = \alpha \cdot I_{OЭ} \approx I_{OЭ}$ ,  $U_{OKЭ}$ ,  $U_{OБЭ} \approx 0,7 \text{ В}$  ( $S_i$ ),  $I_{OK} = \beta \cdot I_{OБ}$ .

Система уравнений статики усилителя при условии  $I_{ДЕЛ} \gg I_{OБ}$ :

$$\begin{cases} I_{OЭ} \cdot R_{Э} + U_{OKЭ} + I_{OK} \cdot R_{К} = E_{К}; \\ U_{OБ} = I_{OЭ} R_{Э} + U_{OБЭ} = U_{OЭ} + U_{OБЭ}; \\ I_{ДЕЛ} = (E_{К} - U_{OБ}) / R_1 = U_{OБ} / R_2. \end{cases} \quad (2.1)$$

На рис. 2.3 показаны линии нагрузки и диаграммы сигналов. Точка покоя расположена на статической линии нагрузки, уравнение которой

$$E_{К} = I_{OЭ} \cdot R_{Э} + U_{OKЭ} + I_{OK} \cdot R_{К} \approx U_{OKЭ} + I_{OK}(R_{К} + R_{Э}). \quad (2.2)$$

ДЛН пересекает ось напряжений в точке с координатой

$$U_{A} = U_{OKЭ} + I_{OK} \cdot R_{КН}. \quad (2.3)$$

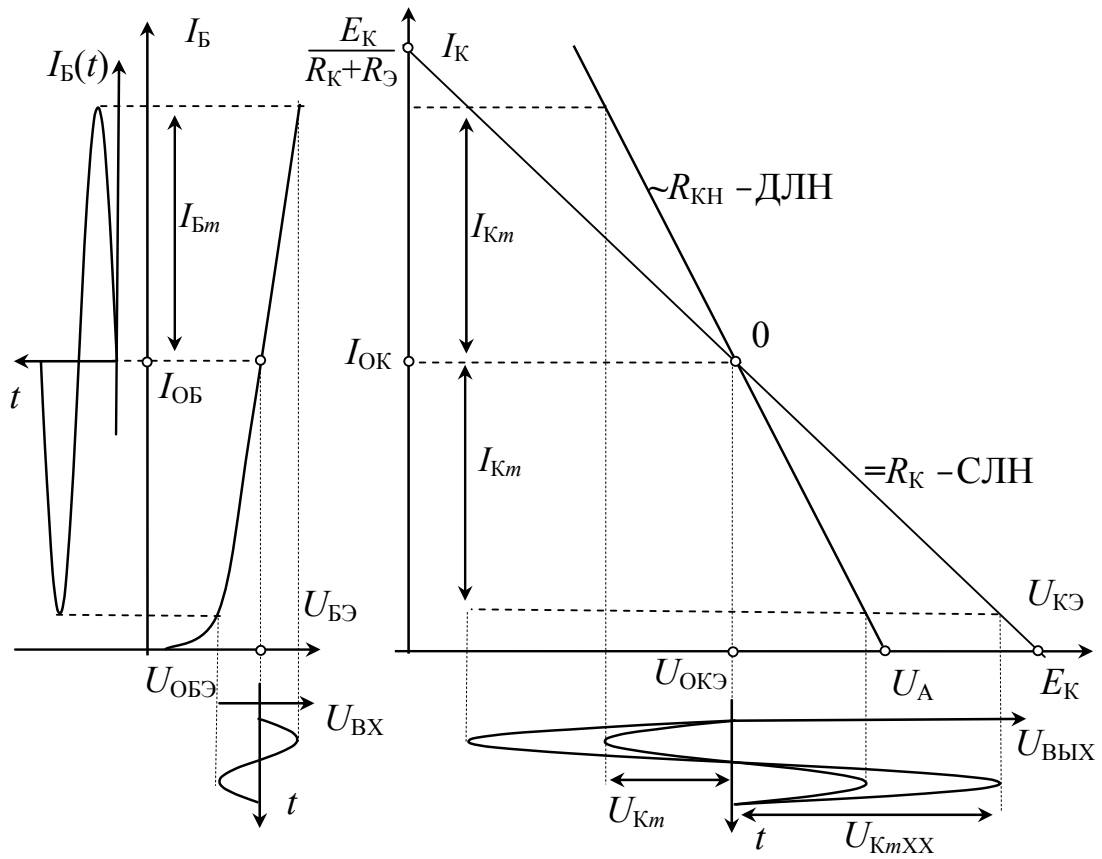


Рис. 2.3. Линии нагрузки и временные диаграммы сигналов

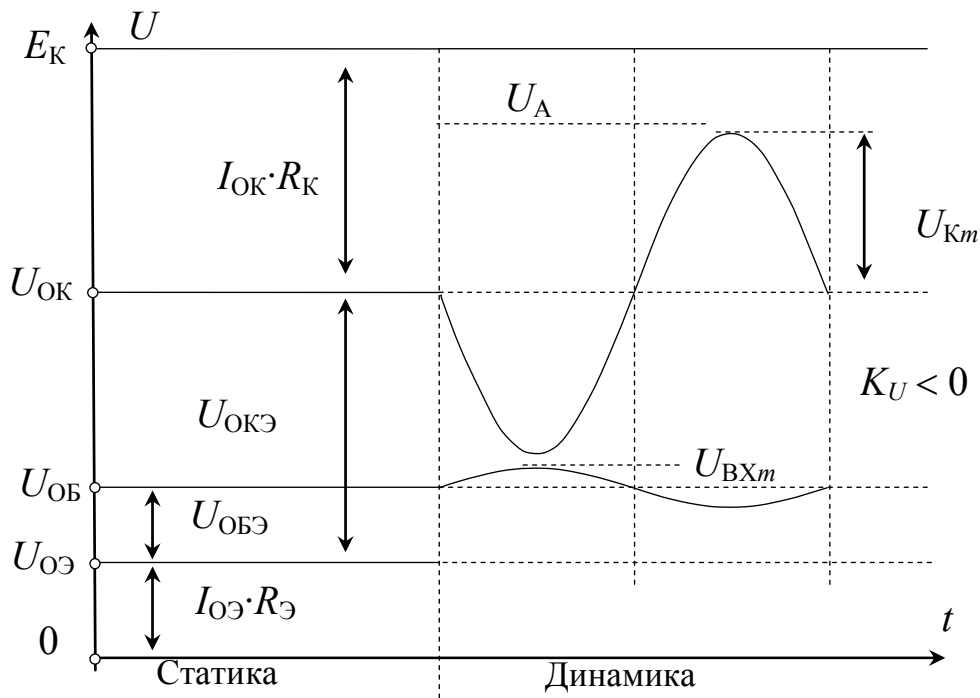


Рис. 2.4. Потенциальная диаграмма усилителя ОЭ

При подключении к входу усилителя источника сигнала  $E_r$  изменяется ток базы, пропорционально изменяются ток коллектора и напряжение на коллекторе. Увеличение тока коллектора вызывает уменьшение напряжения  $U_K$ , поэтому знак приращения напряжения  $U_{ВЫХ}$  противоположен знаку приращения  $U_{ВХ}$  – усилитель ОЭ является инвертирующим. Фазовый сдвиг между синусоидальными сигналами  $U_{ВХ}$  и  $U_{ВЫХ}$  равен  $180^\circ$ .

В активном режиме ток покоя транзистора

$$I_{OK} = \beta \cdot I_{OB} + I_{KO}^* \quad (2.4)$$

Нестабильность рабочего тока транзистора  $I_{OK}$  обусловлена изменением величин  $\beta$ ,  $I_{OB}$ ,  $I_{KO}^*$ . Изменение тока базы  $I_{OB}$  зависит от изменения напряжения  $U_{БЭ}$ , имеющего температурный дрейф примерно  $-2$  мВ/град. Вследствие того, что коэффициент  $\beta$  значительно сильнее зависит от температуры, чем  $\alpha$ , а  $I_{KO}^* = (1 + \beta)I_{KO}$ , нестабильность рабочего тока  $I_{OK}$  транзистора в схеме ОЭ значительно (примерно в  $\beta$  раз) больше, чем в схеме ОБ.

Для стабилизации рабочей точки применяют схемы с отрицательной обратной связью по постоянному току или напряжению. Принцип стабилизации за счет действия отрицательной обратной связи заключается в том, что информация об изменении  $I_{OK}$  или  $U_{OK}$  поступает в виде сигнала обратной связи на вход транзистора и вызывает изменение  $I_{OK}$  или  $U_{OK}$  обратного знака.

В исследуемом усилителе применена последовательная отрицательная обратная связь по току через эмиттерное сопротивление  $R_э$  – эмиттерная стабилизация. Потенциал базы фиксируется с помощью делителя  $R_1$ – $R_2$ . Если ток коллектора  $I_{OK}$ , например, увеличится, то увеличится и ток эмиттера:  $\Delta I_э \approx \Delta I_K$ , потенциал эмиттера станет более положительным на величину  $\Delta I_э \cdot R_э$ . Так как потенциал базы фиксирован, то в соответствии с (2.1) напряжение  $U_{БЭ}$  уменьшается на величину  $\Delta I_э \cdot R_э$ , что приводит к уменьшению тока базы и тока коллектора. Эффективность стабилизации тем выше, чем меньше результирующее изменение тока коллектора.

Чтобы исключать влияние отрицательной обратной связи по переменному току, при усилении сигнала резистор  $R_э$  шунтируют конденсатором  $C_э$ , который называют блокировочным – блокирует действие обратной связи. В области средних частот при достаточно больших значениях  $C_э$  полное сопротивление  $Z_э$  цепи  $R_эC_э$  мало, эмиттер можно считать заземленным, сигнал обратной связи  $\Delta I_э \cdot Z_э = 0$ .



Разделительные конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  исключают протекание постоянных токов через цепи источника сигнала и нагрузки.

Для оценки эффективности схем стабилизации используют коэффициент неустойчивости  $S_H$ , который показывает, во сколько раз изменение тока коллектора  $\Delta I_K$  в схеме ОЭ больше, чем изменение тока коллектора  $\Delta I_{K1}$  в схеме с идеальной стабилизацией ( $S_{Hид} = 1$ ):

$$S_H = \Delta I_K / \Delta I_{K1}. \quad (2.5)$$

Чем меньше коэффициент неустойчивости  $S_H$ , тем меньше изменяется ток покоя  $I_{OK}$  под действием изменения температуры, напряжения питания и других факторов.

Для оценки влияния элементов схемы стабилизации преобразуем базовый делитель в эквивалентный источник  $E_{CM}$  с внутренним сопротивлением  $R_B$  (рис. 2.5).

Параметры цепи смещения:

$$E_{CM} = E_K \cdot R_2 / (R_1 + R_2); \quad (2.6)$$

$$R_B = R_1 // R_2. \quad (2.7)$$

В режиме покоя потенциал базы

$$U_{OB} = E_{CM} - I_{OB} \cdot R_B = I_{OЭ} \cdot R_Э + U_{OБЭ}. \quad (2.8)$$

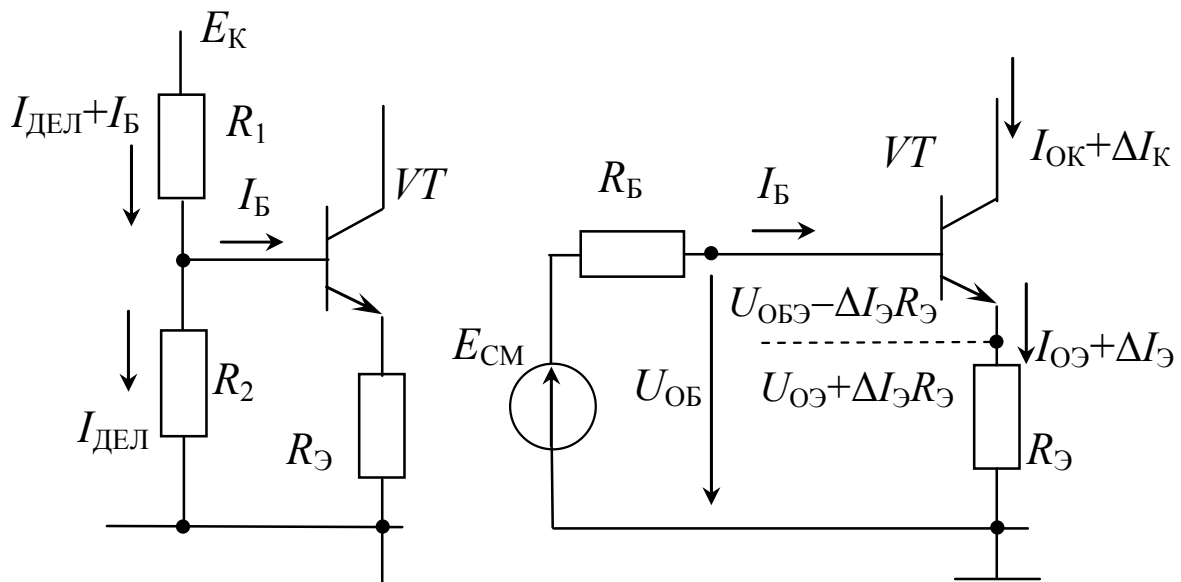


Рис. 2.5. Эквивалентная схема цепи смещения

При постоянном напряжении  $U_{OB} = E_{CM} (R_B = 0)$  весь сигнал обратной связи  $\Delta I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}}$  прикладывается к управляющему переходу

$$U_{BЭ} = U_{OBЭ} - \Delta I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}}, \quad (2.9)$$

что соответствует наилучшей стабильности. Уменьшение напряжения  $U_{BЭ}$  вызывает уменьшение тока базы

$$I_B = I_{OB} - \Delta I_B \quad (2.10)$$

и токов коллектора и эмиттера.

В случае  $R_B \neq 0$  падение напряжения на  $R_B$  при протекании изменяющегося тока  $I_B$  приводит к изменению потенциала базы  $U_B$

$$\begin{aligned} U_B &= U_{OB} + \Delta U_B = E_{CM} - I_B \cdot R_B = E_{CM} - (I_{OB} + \Delta I_B)R_B = \\ &= U_{OB} + \Delta I_B \cdot R_B. \end{aligned} \quad (2.11)$$

В результате напряжение на эмиттерном переходе в отличие от (2.9) получает дополнительное приращение

$$\begin{aligned} U_{BЭ} &= U_B - I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}} = U_{OB} + \Delta I_B \cdot R_B - (I_{OЭ} + \Delta I_{\text{Э}})R_{\text{Э}} = \\ &= U_{OBЭ} - \Delta I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}} + \Delta I_B \cdot R_B. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Приращение  $\Delta I_B \cdot R_B$  имеет противоположный знак по отношению к знаку стабилизирующего сигнала  $\Delta I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}}$  и уменьшает стабильность точки покоя. Увеличение  $R_B$  приводит к уменьшению стабилизирующего действия сигнала обратной связи  $I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}}$ , нестабильность точки покоя  $\Delta I_K$  и  $\Delta U_K = \Delta I_K \cdot R_K$  увеличивается.

Для уменьшения  $S_H$  необходимо увеличивать сигнал обратной связи путем увеличения  $R_{\text{Э}}$  и уменьшать влияние  $\Delta I_B$  путем уменьшения  $R_B$ .

В схеме с идеальной стабилизацией значение коэффициента  $S_H = 1$  достигается при  $R_B = 0$  и  $R_{\text{Э}} = \infty$ . Такой коэффициент нестабильности соответствует схеме с общей базой. Уменьшение  $R_B$  повышает стабильность точки покоя (повышает точность статики). Реализуется естественно в схеме ОБ при  $R_B = 0$ .

Для схемы ОЭ значение  $R_B = 0$  недопустимо. Уменьшение  $R_B$  приводит к росту тока делителя  $I_{\text{ДЕЛ}}$ , увеличению мощности в цепи смещения и к уменьшению входного сопротивления усилителя.

Увеличение  $R_{\text{Э}}$  приводит к росту напряжения  $I_{\text{ОЭ}} \cdot R_{\text{Э}}$  и уменьшению коэффициента использования напряжения питания  $E_{\text{К}}$ .

При значениях сопротивлений  $R_{\text{Б}}$  и  $R_{\text{Э}}$ , полученных решением статики (2.1), коэффициент неустойчивости  $S_{\text{Н}}$  рассчитывают по формуле

$$S_{\text{Н}} = \frac{\beta}{1 + \gamma_{\text{Б}} \cdot \beta}, \quad (2.13)$$

где  $\gamma_{\text{Б}}$  – коэффициент токораспределения

$$\gamma_{\text{Б}} = \frac{R_{\text{Э}}}{R_{\text{Б}} + R_{\text{Э}}}. \quad (2.14)$$

Предельные значения коэффициентов:

$$S_{\text{Н}} = \alpha \text{ при } \gamma_{\text{Б}} = 1, R_{\text{Э}} \gg R_{\text{Б}};$$

$$S_{\text{Н}} = \beta \text{ при } \gamma_{\text{Б}} = 0, R_{\text{Э}} \ll R_{\text{Б}}.$$

Значение  $S_{\text{Н}} = \alpha \approx 1$  соответствует идеальной стабилизации (схема ОБ), а максимальная неустойчивость  $S_{\text{Н}} = \beta$  соответствует неустойчивой ( $R_{\text{Э}} = 0$ ) схеме ОЭ.

Результатирующее изменение тока коллектора определяют в соответствии с (2.5):

$$\Delta I_{\text{К}} = S_{\text{Н}} \cdot \Delta I_{\text{К1}}. \quad (2.15)$$

Изменение тока коллектора в схеме с идеальной стабилизацией:

$$\Delta I_{\text{К1}} = \frac{\Delta I_{\text{КО}}}{\alpha} - \frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{R_{\text{Б}} + R_{\text{Э}}} + (I_{\text{ОБ}} + I_{\text{КО}}) \frac{\Delta \beta}{\beta}. \quad (2.16)$$

Здесь учитывается изменение тока  $I_{\text{К}}$  за счет всех составляющих в соответствии с формулой (2.4): изменение обратного тока коллектора  $I_{\text{КО}}$ , тока базы через изменение  $\Delta U_{\text{БЭ}}$  и коэффициента усиления  $\beta$ .

При заданном изменении температуры  $\Delta T = T - T_0$  изменение  $\Delta I_{\text{КО}}$  определяют по формуле

$$\Delta I_{\text{КО}} = I_{\text{КО}}(T) - I_{\text{КО}}(T_0) = I_{\text{КО}}(T_0) \cdot \left( 2^{\frac{\Delta T}{T_{\text{УДВ}}}} - 1 \right), \quad (2.17)$$

где  $I_{\text{КО}}(T_0)$  – обратный ток коллектора при комнатной температуре  $T_0$ ;  $I_{\text{КО}}(T)$  – обратный ток коллектора при заданной температуре  $T$ ;

$T_{удв} \approx 10$  град – температура удвоения обратного тока для кремниевых  $p-n$ -переходов.

Изменение напряжения  $\Delta U_{БЭ}$  рассчитывают через температурный коэффициент  $\varepsilon_U \approx -2$  мВ/град:

$$\Delta U_{БЭ} = \varepsilon_U \cdot \Delta T. \quad (2.18)$$

Изменение  $\Delta \beta$  определяют по справочным данным транзистора. При отсутствии этих данных относительное изменение  $\beta$  можно приближенно считать равным  $+1\%/град$ , тогда

$$\Delta \beta / \beta \approx +0,01 \cdot \Delta T. \quad (2.19)$$

Исходя из заданного температурного диапазона, по формулам (2.16)–(2.19) рассчитывают изменение тока коллектора  $\Delta I_{К1}$ , определяют коэффициент нестабильности  $S_H$  из соотношений (2.13) и (2.14) и результирующее изменение тока коллектора  $\Delta I_K$  (2.15). На практике приемлемыми считаются значения  $S_H = 5-10$ ,  $\Delta I_K = (0,1-0,15)I_{ОК}$ . В случае получения больших значений  $S_H$  и  $\Delta I_K$  следует увеличить  $R_Э$  и (или) уменьшить  $R_Б$  и снова повторить расчет.

Эквивалентная схема усилителя на транзисторе ОЭ в области средних частот имеет вид, представленный на рис. 2.6.

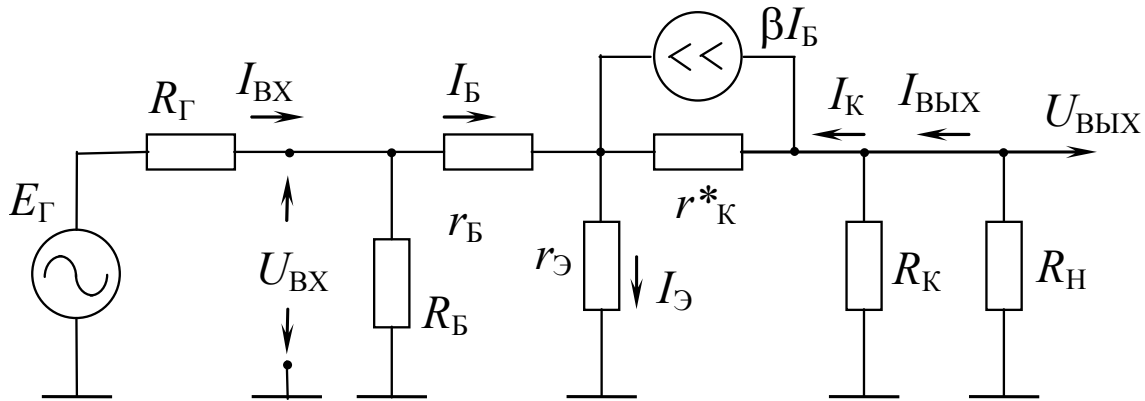


Рис. 2.6. Эквивалентная схема усилителя в области средних частот

Входное сопротивление усилителя определяется параллельным включением сопротивления базового делителя  $R_Б = R_1 // R_2$  и входного сопротивления транзистора в схеме с ОЭ:

$$R_{ВХ} = R_Б // R_{ВХЭ} = R_Б // h_{11Э}; \quad (2.20)$$

$$R_{ВХЭ} = h_{11Э} = r_Б + (1 + \beta)r_Э. \quad (2.21)$$

При работе от источника сигнала с внутренним сопротивлением  $R_{\Gamma}$  коэффициент распределения напряжения по входу

$$\gamma_{UBX} = \frac{R_{BX}}{R_{\Gamma} + R_{BX}} = \frac{R_B // h_{11Э}}{R_{\Gamma} + R_B // h_{11Э}}. \quad (2.22)$$

При низких значениях сопротивления  $R_B$  уменьшаются значения  $R_{BX}$  и  $\gamma_{UBX}$ .

Выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ} = r_K^* // R_K. \quad (2.23)$$

В схеме ОЭ выходное сопротивление собственно транзистора  $r_K^*$  в  $(1 + \beta)$  раз меньше, чем в схеме ОБ, поэтому при работе на высокоомную нагрузку, особенно в резонансных усилителях и усилителях с активной нагрузкой (источник тока с большим внутренним сопротивлением), учет  $r_K^*$  необходим. В исследуемой схеме  $r_K^* \gg R_K$ , поэтому

$$R_{ВЫХ} \approx R_K; \quad (2.24)$$

$$\gamma_{УВЫХ} = \frac{R_H}{r_K^* // R_K + R_H} \approx \frac{R_H}{R_K + R_H}. \quad (2.25)$$

При  $r_K^* \gg R_K$  ток зависимого источника тока не ответвляется в цепь  $r_K^*$ . Усиление по напряжению в режиме холостого хода ( $R_H = \infty$ ) без учета знака выходного напряжения

$$K_{UXX} = \frac{U_{ВЫХХХ}}{U_{ВХ}} = \frac{I_K \cdot R_K}{I_B \cdot R_{ВХЭ}} = \beta \frac{R_K}{h_{11Э}}. \quad (2.26)$$

При подключенной нагрузке

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{I_K \cdot R_{KH}}{I_B \cdot R_{ВХЭ}} = \beta \frac{R_{KH}}{h_{11Э}}. \quad (2.27)$$

Так как  $\beta/(1 + \beta) = \alpha$  и  $h_{11Э}/(1 + \beta) = h_{11Б}$ , то

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{I_K \cdot R_{KH}}{I_B \cdot R_{ВХЭ}} = \beta \frac{R_{KH}}{h_{11Э}} = \alpha \frac{R_{KH}}{h_{11Б}}. \quad (2.28)$$

Коэффициенты усиления по напряжению  $K_{UXX}$  схем ОБ и ОЭ равны, также как и  $K_U$ .

Коэффициент усиления по отношению к напряжению источника сигнала  $E_\Gamma$

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_\Gamma} = \gamma_{UBX} \cdot K_U = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_\Gamma + R_{\text{ВХ}}} \beta \frac{R_{\text{КН}}}{h_{11Э}} = \frac{R_B // h_{11Э}}{R_\Gamma + R_B // h_{11Э}} \beta \frac{R_{\text{КН}}}{h_{11Э}}. \quad (2.29)$$

При  $R_B \gg h_{11Э}$

$$K_e = \frac{h_{11Э}}{R_\Gamma + h_{11Э}} \beta \frac{R_{\text{КН}}}{h_{11Э}} = \beta \frac{R_{\text{КН}}}{R_\Gamma + h_{11Э}} = \alpha \frac{R_{\text{КН}}}{\frac{R_\Gamma}{1+\beta} + h_{11Б}}. \quad (2.30)$$

Выражение (2.30) обосновывает основное преимущество усилителя ОЭ перед схемой ОБ: влияние внутреннего сопротивления источника сигнала ослаблено в  $(1+\beta)$  раз.

В соответствии с рис. 2.6

$$I_B = I_{\text{ВХ}} \frac{R_B}{R_B + h_{11Э}}. \quad (2.31)$$

Коэффициенты усиления по току:

$$K_{iКЗ} = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{R_B}{R_B + h_{11Э}} \cdot \frac{I_K}{I_B} = \frac{R_B}{R_B + h_{11Э}} \beta; \quad (2.32)$$

$$K_i = \frac{R_B}{R_B + h_{11Э}} \beta \gamma_{i_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_B}{R_B + h_{11Э}} \beta \frac{R_K}{R_K + R_H} \text{ при } r_K^* \gg R_K; \quad (2.33)$$

$$K_I = \frac{R_\Gamma}{R_\Gamma + R_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{R_B}{R_B + h_{11Э}} \beta \frac{R_K}{R_K + R_H}. \quad (2.34)$$

Коэффициенты усиления по току в схеме ОЭ в  $\beta$  раз больше, чем в схеме ОБ, следовательно, и усиление по мощности в схеме ОЭ примерно в  $\beta$  раз больше.

Эквивалентная крутизна усилителя

$$S = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_K}{I_B \cdot h_{11Э}} = \frac{\beta}{h_{11Э}} = \frac{\alpha}{h_{11Б}}. \quad (2.35)$$

В схемах на транзисторе ОЭ часто резистор  $R_\Theta$  (или его часть) не шунтируют конденсатором, чтобы использовать действие отрица-

тельной обратной связи и по переменному току для стабилизации усилительных параметров.

Эквивалентная схема входной цепи усилителя ОЭ без блокирующего конденсатора  $C_3$  содержит резистор  $R_3$ .

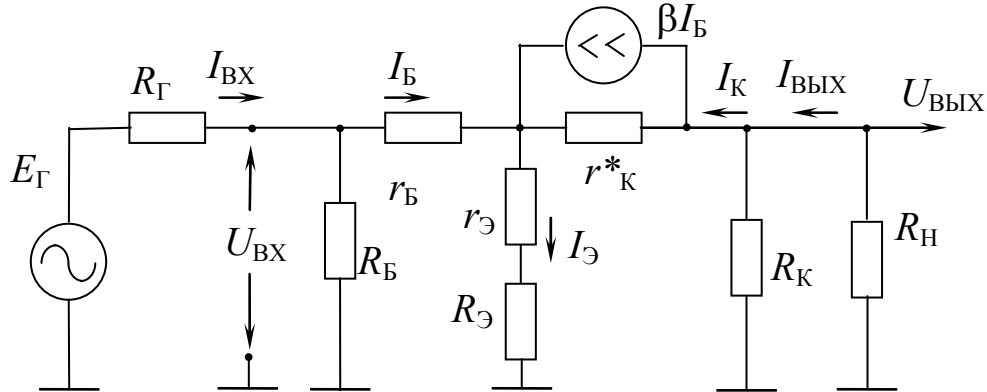


Рис. 2.7. Эквивалентная схема усилителя с отрицательной обратной связью в области средних частот

Входное сопротивление усилителя с учетом  $R_3$

$$R_{ВХ} = r_Б + (1 + \beta) \cdot (r_Э + R_3) = h_{11Э} + (1 + \beta)R_3. \quad (2.36)$$

При  $R_3 \gg r_Э$ , что справедливо уже при  $R_3 = 50\text{--}100$  Ом,

$$R_{ВХ} \approx (1 + \beta)R_3. \quad (2.37)$$

Входное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью значительно увеличивается, возрастает и коэффициент  $\gamma_{UВХ}$ , что позволяет усиливать сигналы более высокоомных источников. Недостаток – повышенное влияние  $R_Б$ .

Усиление по напряжению:

$$K_{UXX} = \frac{\beta \cdot R_К}{h_{11Э} + (1 + \beta)R_3} \approx \frac{\beta \cdot R_К}{(1 + \beta)R_3} \approx \frac{R_К}{R_3}; \quad (2.38)$$

$$K_U = \frac{\beta \cdot R_{КН}}{h_{11Э} + (1 + \beta)R_3} \approx \frac{\beta \cdot R_{КН}}{(1 + \beta)R_3} \approx \frac{R_{КН}}{R_3}. \quad (2.39)$$

Эквивалентная крутизна усилителя:

$$S = \frac{\beta}{h_{11Э} + (1 + \beta)R_3} \approx \frac{1}{R_3}. \quad (2.40)$$

При достаточно больших  $R_Э$  коэффициенты усиления по напряжению и эквивалентная крутизна не зависят от параметров транзистора (стабилизируются). Для схемы ОБ при  $R_Г \gg h_{11Э} K_e \approx R_{кн}/R_Г$ . Сравним с (2.39) –  $R_Э$  в схеме ОЭ влияет аналогично  $R_Г$  в схеме ОБ, что легко объяснимо, так как в обоих случаях резисторы включены в цепь эмиттера.

Равенства (2.38) и (2.39) тем точнее, чем больше значения  $\beta$  и  $R_Э$ , но с ростом  $R_Э$  уменьшается усиление. Таким образом, стабильность (слабая зависимость параметров усилителя от параметров транзистора) достигается ценой уменьшения усиления – фундаментальное свойство схем с отрицательной обратной связью.

Частотная характеристика усилителя определяется влиянием конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_Э$  на низких частотах и инерционными свойствами транзистора и влиянием емкости нагрузки  $C_Н$  на высоких частотах.

$$C_1 > [2\pi \cdot f_H(R_Г + R_{ВХ})]^{-1}; \quad (2.41)$$

$$C_2 > [2\pi \cdot f_H(R_К + R_Н)]^{-1}; \quad (2.42)$$

$$C_Э > \left[ 2\pi \cdot f_H \cdot R_Э // \frac{h_{11Э} + R_Г // R_Б}{1 + \beta} \right]^{-1}. \quad (2.43)$$

Верхняя граничная частота в схеме ОЭ меньше, чем в схеме ОБ, во-первых, потому, что граничная частота коэффициента усиления  $\beta$  меньше, чем граничная частота коэффициента  $\alpha$ , а, во-вторых, эквивалентная емкость коллекторного перехода в схеме ОЭ больше, чем для ОБ в  $1 + \beta$  раз.

При работе на емкостную нагрузку усилитель ОЭ и ОБ имеют одинаковые верхние частоты вследствие равенства выходных сопротивлений.

***Пример расчета усилителя на биполярном транзисторе в схеме включения с общим эмиттером и эмиттерной стабилизацией режима покоя (рис. 2.1)***

Исходные данные:

$U_{ОКЭ} = 5 \text{ В}$ ,  $I_{ОК} = 5 \text{ мА}$ ,  $I_{ОЭ} = I_{ОК}/\alpha \approx 5 \text{ мА}$ ,  $R_К = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_Н = 1 \text{ кОм}$ ,  $\beta = h_{21Э} = 100$ ,  $U_{ОБЭ} \approx 0,7 \text{ В}$ ,  $h_{11Э} = 1 \text{ кОм}$ .



Расчет режима покоя (рис. 2.2).

Выбираем  $R_{\text{Э}} = (0,1-0,2)R_{\text{К}}$ ,  $R_{\text{Э}} = 0,2 \cdot R_{\text{К}} = 200 \text{ Ом}$ ,

$$U_{\text{ОЭ}} = I_{\text{ОЭ}} \cdot R_{\text{Э}} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 200 = 1 \text{ В.}$$

Напряжение питания

$$E_{\text{К}} = U_{\text{ОКЭ}} + I_{\text{ОЭ}} \cdot R_{\text{Э}} + I_{\text{ОК}} \cdot R_{\text{К}} \approx U_{\text{ОКЭ}} + I_{\text{ОК}}(R_{\text{Э}} + R_{\text{К}}),$$

$$E_{\text{К}} = 5 \text{ В} + 5 \text{ В} + 1 \text{ В} = 11 \text{ В.}$$

Для построения СЛН определяем ток

$$E_{\text{К}}/(R_{\text{Э}} + R_{\text{К}}) = 11/(200 + 1000) = 9 \text{ мА.}$$

ДЛН:  $U_{\text{А}} = U_{\text{ОКЭ}} + I_{\text{ОК}} \cdot R_{\text{КН}} = 5 \text{ В} + 5 \text{ мА} \cdot 0,5 \text{ кОм} = 7,5 \text{ В.}$

Потенциал базы

$$U_{\text{ОБ}} = U_{\text{ОЭ}} + U_{\text{ОБЭ}} = I_{\text{ОЭ}} \cdot R_{\text{Э}} + U_{\text{ОБЭ}} = 5 \text{ мА} \cdot 200 \text{ Ом} + 0,7 \text{ В} = 1,7 \text{ В.}$$

Ток покоя базы

$$I_{\text{ОБ}} = I_{\text{ОК}}/\beta = 5 \text{ мА}/100 = 50 \text{ мкА.}$$

Выбираем  $I_{\text{ДЕЛ}} = (5-10)I_{\text{ОБ}}$ ,  $I_{\text{ДЕЛ}} = 0,3 \text{ мА.}$

Сопротивления резисторов делителя:

$$R_2 = U_{\text{ОБ}}/I_{\text{ДЕЛ}} = 1,7 \text{ В}/0,3 \text{ мА} = 5,6 \text{ кОм};$$

$$R_1 = \frac{E_{\text{К}} - U_{\text{ОБ}}}{I_{\text{ДЕЛ}} + I_{\text{ОБ}}} \approx \frac{E_{\text{К}} - U_{\text{ОБ}}}{I_{\text{ДЕЛ}}} = \frac{11 - 1,7}{0,3} = 30 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{Б}} = R_1 // R_2 = 30 \cdot 5,6 / (30 + 5,6) = 4,7 \text{ кОм.}$$

Параметры эквивалентной схемы (рис. 2.6).

1.  $R_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}/I_{\text{ВХ}}$ .

Без учета делителя  $R_1-R_2$ : ( $R_{\text{Б}} = \infty$ ),  $I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Б}}$ .

$$\begin{aligned} U_{\text{ВХ}} &= I_{\text{Б}} \cdot r_{\text{Б}} + I_{\text{Э}} \cdot r_{\text{Э}} = I_{\text{Б}} \cdot r_{\text{Б}} + (1 + \beta)I_{\text{Б}} \cdot r_{\text{Э}} = \\ &= I_{\text{Б}}(r_{\text{Б}} + (1 + \beta)r_{\text{Э}}) = I_{\text{Б}} \cdot h_{11\text{Э}}. \end{aligned}$$

$$R_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}/I_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}/I_{\text{Б}} = h_{11\text{Э}} = 1 \text{ кОм.}$$

Входное сопротивление в схемах с ОЭ в  $\beta$  раз больше, чем в схемах с ОБ. Учет  $R_B$  необходим.

$$R_{BX} = R_B // h_{11Э} = (4,7 \cdot 1) / (4,7 + 1) = 0,83 \text{ кОм.}$$

$$2. R_{ВЫХ} = R_K // r_K^*, \quad r_K^* = 1/h_{22Э} = r_K / (1 + \beta).$$

При  $R_K \ll r_K^*$   $R_{ВЫХ} = R_K$ ,  $R_{ВЫХ} = 1 \text{ кОм.}$

3. Усилитель инвертирующий. Коэффициенты усиления определяем без учета знака (по модулю).

$$K_{UXX} = \frac{U_{ВЫХXX}}{U_{ВХ}} = \frac{I_K \cdot R_K}{I_B \cdot h_{11Э}} = \beta \frac{R_K}{h_{11Э}} = 100 \cdot \frac{1}{1} = 100.$$

$$4. K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \beta \frac{R_{KH}}{h_{11Э}} = \beta \frac{R_K}{h_{11Э}} \cdot \frac{R_H}{R_K + R_H} = K_{UXX} \cdot \gamma_{UВЫХ};$$

$$\gamma_{UВЫХ} = \frac{R_H}{R_{ВЫХ} + R_H} = \frac{R_H}{R_K + R_H} = \frac{1}{1+1} = 0,5;$$

$$K_U = \beta \frac{R_{KH}}{h_{11Э}} = 100 \cdot \frac{500}{1000} = 50;$$

$$K_U = K_{UXX} \cdot \gamma_{UВЫХ} = 100 \cdot 0,5 = 50.$$

Усилители ОЭ и ОБ имеют примерно одинаковые по модулю  $K_{UXX}$  и  $K_U$ .

$$5. \gamma_{UBX} = \frac{R_{BX}}{R_\Gamma + R_{BX}} = \frac{R_B // h_{11Э}}{R_\Gamma + R_B // h_{11Э}}.$$

При  $R_B \gg h_{11Э}$

$$\gamma_{UBX} \approx \frac{h_{11Э}}{R_\Gamma + h_{11Э}} = \frac{1000}{100 + 1000} = 0,9;$$

$$K_e = \gamma_{UBX} \cdot K_{UXX} \cdot \gamma_{UВЫХ} = 0,9 \cdot 100 \cdot 0,5 = 45.$$

6. В режиме КЗ на выходе

$$K_{iКЗ} = \frac{I_{ВЫХКЗ}}{I_{ВХ}} \approx \frac{I_K}{I_B} = \beta.$$

$$7. K_i = K_{iКЗ} \cdot \gamma_{iВЫХ} = \beta \frac{R_K}{R_H + R_K} = 100 \cdot \frac{1}{1+1} = 50.$$

8. При условии  $R_B \gg h_{11Э}$   $R_{ВХ} = h_{11Э}$  и  $I_{ВХ} \approx I_B$ .

$$K_I = \frac{R_\Gamma}{R_\Gamma + h_{11Э}} \beta \frac{R_K}{R_K + R_H} = \frac{100}{100 + 1000} \cdot 100 \frac{1}{1+1} = 4,5.$$

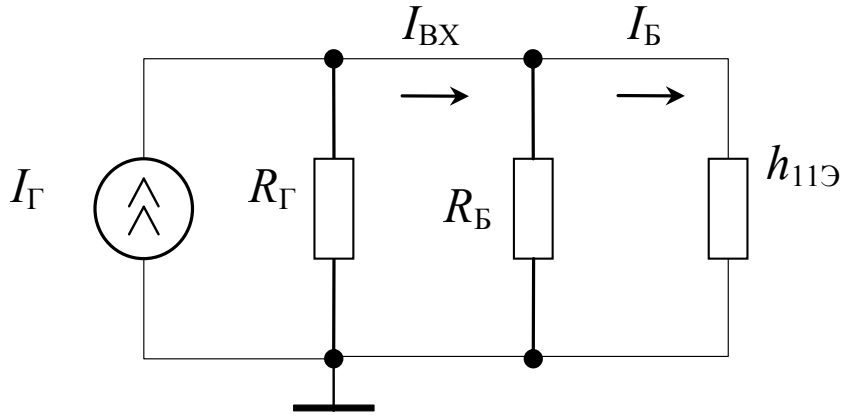


Рис. 2.8. Входная цепь усилителя с источником тока

Влияние делителя с эквивалентным сопротивлением  $R_B$  можно учесть следующим образом:

$$K_I = \frac{R_\Gamma}{R_\Gamma + R_{ВХ}} \cdot \frac{R_B}{R_B + h_{11Э}} \beta \frac{R_K}{R_K + R_H} = \frac{100}{100 + 830} \cdot \frac{4,7}{4,7 + 1} \cdot 100 \frac{1}{1+1} = 4,4.$$

Из-за большого  $R_{ВХ}$  усилитель ОЭ относительно хуже согласуется с низкоомными источниками тока, чем усилитель ОБ.

### 9. Эквивалентная крутизна

$$S = \frac{I_{ВЫХКЗ}}{U_{ВХ}} = \frac{I_K}{I_B \cdot h_{11Э}} = \frac{\beta \cdot I_B}{I_B \cdot h_{11Э}} = \frac{\beta}{h_{11Э}} = \frac{100}{1000} = 0,1 \text{ А/В} = 100 \text{ мА/В}.$$

**Пример расчета усилителя на биполярном транзисторе в схеме включения с общим эмиттером с обратной связью по току**

Исходные данные и расчет статики приведены в предыдущем примере.

$U_{ОКЭ} = 5 \text{ В}$ ,  $I_{ОК} = 5 \text{ мА}$ ,  $I_{ОЭ} = I_{ОК} = 5 \text{ мА}$ ,  $R_K = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_H = 1 \text{ кОм}$ ,  $\beta = h_{21Э} = 100$ ,  $U_{ОБЭ} \approx 0,7 \text{ В}$ ,  $h_{11Э} = 1 \text{ кОм}$ .

$R_Э = 200 \text{ Ом}$ ,  $R_1 = 30 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 5,6 \text{ кОм}$ ,  $R_B = 4,7 \text{ кОм}$ .

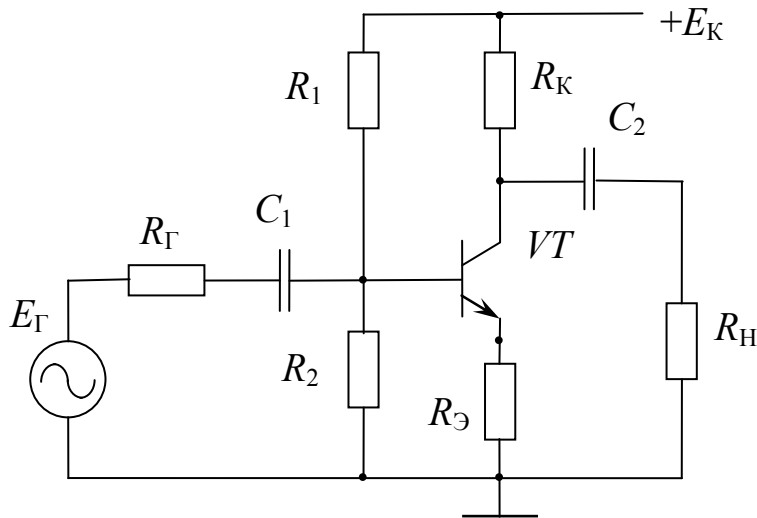


Рис. 2.9. Усилитель ОЭ с обратной связью по току

Расчет параметров эквивалентной схемы (рис. 2.7).

1. Входное сопротивление  $R_{ВХ}$ :

$$U_{ВХ} = I_{Б} \cdot r_{Б} + I_{Э}(r_{Э} + R_{Э}) = I_{Б} \cdot h_{11Б} + I_{Б}(1 + \beta)R_{Э};$$

$$I_{ВХ} = U_{ВХ}/R_{Б} + I_{Б}.$$

Без учета  $R_{Б}$   $I_{ВХ} = I_{Б}$ .

$$R_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{Б}} = h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э} = 1000 + (1 + 100)200 = 21 \text{ кОм}.$$

Учет  $R_{Б}$  принципиально необходим:

$$R_{ВХ} = R_{Б} // [h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э}] = 4,7 // 21 = 3,8 \text{ кОм} = 4,7 // 20 = 3,8 \text{ кОм}.$$

2. Коэффициент усиления в режиме ХХ.

$$K_{УХХ} = \frac{U_{ВЫХ ХХ}}{U_{ВХ}} = \frac{I_{К} \cdot R_{К}}{I_{Б}[h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э}]} = \beta \frac{R_{К}}{h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э}}.$$

При  $h_{11Э} \ll (1 + \beta)R_{Э}$

$$K_{УХХ} \approx \frac{U_{ВЫХ ХХ}}{U_{ВХ}} \approx \beta \frac{R_{К}}{(1 + \beta)R_{Э}} \approx \frac{R_{К}}{R_{Э}} = \frac{1000}{200} = 5.$$

Усиление практически не зависит от параметров транзистора. Это позволяет реализовывать стабильное, точное или регулируемое значение коэффициента усиления по напряжению.

$$3. K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_K \cdot R_{\text{КН}}}{I_B [h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э}] } = \beta \cdot \frac{R_{\text{КН}}}{h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э}} \approx \frac{R_{\text{КН}}}{R_{Э}}.$$

$$R_K = R_H = 1 \text{ кОм}, R_{\text{КН}} = 0,5 \text{ кОм}, K_U = 500/200 = 2,5.$$

4. Ток базы

$$I_B = I_{\text{ВХ}} \frac{R_B}{R_B + h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э}}.$$

5. Усиление по току в режиме КЗ

$$K_{i\text{КЗ}} = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{R_B}{R_B + h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э}} \cdot \frac{I_K}{I_B} = \frac{R_B}{R_B + h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э}} \beta =$$

$$= \frac{4,7}{4,7 + 21} 100 = 18,3.$$

6. При заданной нагрузке

$$K_i = K_{i\text{КЗ}} \cdot \frac{R_K}{R_H + R_K} = 18,3 \cdot \frac{1}{2} = 9,1.$$

7. Эквивалентная крутизна

$$S = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_K}{I_B [h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э}]} = \frac{\beta}{h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э}} \approx \frac{1}{R_{Э}} = 5 \text{ мА/В}.$$

### 3. Методика эксперимента

Расчетная часть – п. 1–3 задания – выполняется при подготовке к работе. Схема исследуемого усилителя (рис. 2.1) собирается после расчета элементов стабилизации режима работы в соответствии с индивидуальным заданием. Проверка правильности расчета проводится путем измерения постоянных напряжений  $U_{OЭ}$ ,  $U_{OБ}$  и  $U_{OK}$  при отсутствии сигнала.

При исследовании усилительных параметров необходимо кроме измерений напряжений цифровым вольтметром наблюдать форму сигналов с помощью осциллографа и не допускать заметных нелинейных искажений, контролировать фазовый сдвиг между сигналами.

#### 4. Задание

1. В соответствии с вариантом по исходным данным табл. 2.1 рассчитать ток делителя  $I_{ДЕЛ}$  и сопротивление резистора  $R_2$  базового делителя.

Таблица 2.1

$$R_Э = 390 \text{ Ом} \approx 400 \text{ Ом}, R_1 = 9,1 \text{ кОм}$$

Номер бригады	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$E_K, \text{ В}$		13	14		16		16	15		12
$R_K, \text{ кОм}$	1	1,2	1,4	1,5		1,8		1,5	1,3	
$U_{ОКЭ}, \text{ В}$	5			5	6	5,5	6		5,5	6
$U_{ОБ}, \text{ В}$		2,3			2,5				2,7	
$U_{ОЭ}, \text{ В}$	2		1,6		2			2		1,6
$I_{ОК}, \text{ мА}$				5			4			
$R_{Г}, \text{ Ом}$	100	100	150	150	200	300	300	300	300	300
$R_{Н}, \text{ кОм}$	2	2,5	3	3	3,5	2	3,5	3	3	2
$\Delta T, \text{ град}$	+30	-30	+20	-20	+10	-10	+15	-15	+25	-25

Определить коэффициент нестабильности  $S_H$  и изменение тока коллектора  $\Delta I_{K1}$ ,  $\Delta I_K$  и напряжения  $\Delta U_K$  при заданном изменении температуры  $\Delta T$ .

*Указание.* Не указанные в табл. 2.1 значения определить из системы статики (2.1). Ориентировочно принять параметры транзистора  $U_{ОБЭ} = 0,7 \text{ В}$ ,  $\beta = 50$ ,  $I_{КО} = 0,5 \text{ мкА}$ .

2. Рассчитать параметры усилителя в области средних частот и занести в табл. 2.2.

Таблица 2.2

$$h_{11Э} = \quad , R_{Г} = \quad , R_{Б} = \quad , R_{К} = \quad , R_{Н} = \quad , R_{КН} =$$

$R_{ВХ}$	$R_{ВЫХ}$	$\gamma_{УВХ}$	$\gamma_{УВЫХ}$	$\gamma_{iВХ}$	$\gamma_{iВЫХ}$	$K_{UXX}$	$K_U$	$K_e$	$K_{iКЗ}$	$K_i$	$K_I$	$K_P$	$S$

*Указание.* Ориентировочно считать  $\beta = 50$ ,  $r_{Б} = 100 \text{ Ом}$ ,  $r_{Э} = \phi_T / I_{ОЭ}$ . Учитывать шунтирующее действие  $R_{Б}$ .

3. Рассчитать параметры усилителя с отрицательной обратной связью – при отсутствии блокировочного конденсатора  $C_{Э}$ . Результаты расчета занести в таблицу, аналогичную табл. 2.2.

4. Установить требуемые значения напряжения питания и резисторов, собрать схему и проверить правильность расчета. Результаты измерения занести в табл. 2.3.

Таблица 2.3

$E_K$	$U_{OЭ}$	$U_{OБ}$	$U_{OБЭ}$	$U_{OKЭ}$	$U_{OK}$	$U_{RK}$

5. Подключить к усилителю (с блокировочным конденсатором  $C_Э$ ) источник усиливаемого сигнала  $E_\Gamma$ , провести измерения и рассчитать усилительные параметры. Данные занести в табл. 2.4. Зарисовать осциллограммы напряжений  $E_\Gamma(t)$ ,  $U_{ВХ}(t)$ ,  $U_{ВЫХ}(t)$ ,  $U_{ВЫХ ХХ}(t)$ .

Таблица 2.4

$$E_{\Gamma m} = 10 \text{ мВ}, f = 5 \text{ кГц}, R_H = \quad, R_\Gamma = \quad$$

Измерение				Расчет		
$U_{ВХ}$	$U_{ВЫХ ХХ}$	$U_{ВЫХ}$	$I_{ВЫХ КЗ}$	$I_{ВХ} = \frac{E_\Gamma - U_{ВХ}}{R_\Gamma}$	$I_\Gamma = \frac{E_\Gamma}{R_\Gamma}$	$I_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{R_H}$

Параметры транзистора:

$$I_B = I_{ВХ} - \frac{U_{ВХ}}{R_B}, \quad h_{11Э} = \frac{U_{ВХ}}{I_B}, \quad \beta \approx h_{21Э} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_{ВЫХ КЗ}}{I_B}.$$

Таблица 2.5

#### Параметры усилителя

$R_{ВХ}$	$R_{ВЫХ}$	$\gamma_{UВХ}$	$\gamma_{UВЫХ}$	$\gamma_{iВХ}$	$\gamma_{iВЫХ}$	$K_{UXX}$	$K_U$	$K_e$	$K_{iКЗ}$	$K_i$	$K_I$	$K_P$	$S$

6. Исследовать усилитель с обратной связью по току. Отключить блокировочный конденсатор  $C_Э$ , повторить измерения и расчет по п. 5 для  $E_{\Gamma m} = 100 \text{ мВ}$  и  $f = 5 \text{ кГц}$ . Данные занести в таблицу, аналогичную табл. 2.4 и 2.5.

7. Определить с помощью осциллографа максимальные амплитуды выходного сигнала при заданной нагрузке  $U_m^+$ ,  $U_m^-$  и холостом ходе усилителя  $U_{mXX}^+$ ,  $U_{mXX}^-$  без отрицательной обратной связи.

Построить статическую и динамическую линии нагрузки, по результатам расчета неустойчивости показать на СЛН диапазон изменения точки покоя и диапазон положений ДЛН при заданном значении  $\Delta T$ . Графически определить максимальные амплитуды выходного сигнала, сравнить с измеренными значениями.

8. Изобразить обобщенные эквивалентные схемы усилителя первого, второго и третьего вида с указанием численных значений параметров.

## 5. Содержание отчета

В отчете должны быть приведены используемые расчетные формулы, принципиальная и эквивалентная схемы усилителя, таблицы, осциллограммы и схемы в соответствии с заданием.

## 6. Контрольные вопросы

1. Изобразить схему усилителя на транзисторе ОЭ, объяснить назначение элементов.

2. Дать определение коэффициента неустойчивости схемы ОЭ, как он зависит от элементов схемы, каковы его предельные значения?

3. Что такое эмиттерная стабилизация? Пояснить принцип ее действия.

4. Как определяется изменение тока транзистора в схеме с идеальной стабилизацией?

5. Изложить методику расчета элементов схемы стабилизации рабочего режима.

6. Объяснить построение статической и динамической линий нагрузки усилителя на транзисторе ОЭ.

7. Изобразить эквивалентную схему усилителя ОЭ в области средних частот и на ее основе получить выражения для усилительных параметров:

а) с блокирующим конденсатором;

б) без блокирующего конденсатора.

8. Объяснить различие частотных характеристик в области высших частот для схем ОБ и ОЭ.



# Лабораторная работа № 3

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭМИТТЕРНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

### 1. Цель работы

В работе исследуются параметры усилителя на транзисторе в схеме включения с общим коллектором – эмиттерного повторителя напряжения.

Литература: [1, с. 248–252], [2, с. 217–221], [3, с. 181–187], [6, с. 38–41], [8, с. 75–79].

### 2. Теоретические сведения

В усилителе на транзисторе в схеме с общим коллектором сигнал поступает на базу, а выходной сигнал снимается с эмиттера. Коллектор транзистора по переменному току заземлен через источник питания  $E_K$  с малым внутренним сопротивлением.

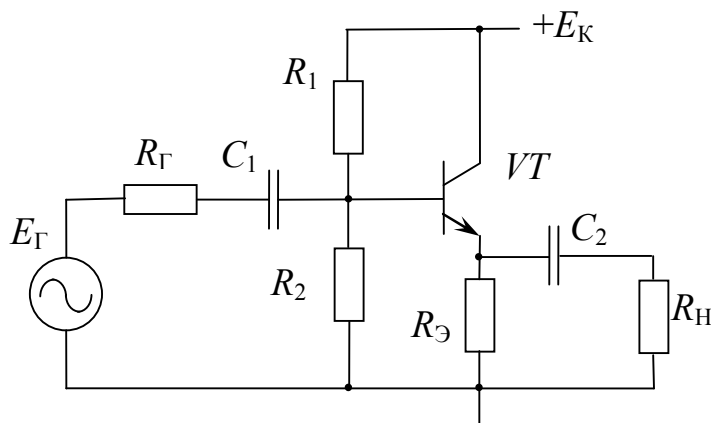


Рис. 3.1. Усилитель на биполярном транзисторе в схеме включения с общим коллектором – эмиттерный повторитель

Для переменных составляющих напряжений справедливо

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВХ}}(t) - U_{\text{БЭ}}(t). \quad (3.1)$$

Напряжение  $U_{\text{БЭ}}$  в линейном режиме работы транзистора слабо зависит от переменной составляющей тока базы, а значит и от усиленных сигналов, поэтому  $U_{\text{ВЫХ}} \approx U_{\text{ВХ}}$ . Схему усилителя на транзисторе ОК называют эмиттерным повторителем напряжения, потому что коэффициент передачи по напряжению примерно равен единице и фазы сигналов совпадают. Реально  $U_{\text{БЭ}}(t) \neq 0$  из-за падения части

входного сигнала на эмиттерном переходе при протекании переменной составляющей токов базы и эмиттера коэффициент передачи несколько меньше единицы. Эмиттерный повторитель относится к схемам со 100%-й отрицательной обратной связью. Вид обратной связи вытекает из соотношения

$$U_{БЭ}(t) = U_{ВХ}(t) - U_{ВЫХ}(t). \quad (3.2)$$

Транзистор как усилительный элемент реагирует на напряжение  $U_{БЭ}(t)$ , которое складывается из входного сигнала и сигнала обратной связи. Сигнал обратной связи  $U_{ОС}(t) = -U_{ВЫХ}(t)$ , выходное напряжение относительно  $U_{БЭ}$  и  $U_{ВХ}$  включено последовательно и вычитается из входного напряжения с единичным коэффициентом, поэтому эмиттерный повторитель – усилитель со 100%-й отрицательной последовательной обратной связью по напряжению.

Специфические свойства повторителя, такие как большое входное и низкое выходное сопротивления по отношению к простейшим схемам ОБ и ОЭ, объясняются наличием обратной связи и ее видом.

Расчет каскада по постоянному току аналогичен расчету схем на транзисторах ОБ и ОЭ с учетом  $R_K = 0$ . В режиме покоя транзистора справедливо соотношение

$$U_{ОКЭ} = E_K - I_{ОЭ} \cdot R_Э \quad (\text{СЛН}). \quad (3.3)$$

Учитывая, что в линейном режиме работы  $I_{ОК} \approx I_{ОЭ}$ , СЛН и ДЛН строят на выходных ВАХ транзистора в схеме ОЭ. Статическая линия нагрузки проходит через точки  $[U_{КЭ} = 0, I_K = E_K/R_Э]$  и  $[I_K = 0, U_K = E_K]$ .

Цепь смещения рассчитывается через потенциал базы:

$$U_{ОБ} = U_{ОЭ} + U_{ОБЭ} \approx I_{ОЭ} \cdot R_Э + 0,7 \text{ В}. \quad (3.4)$$

Методика расчета резисторов  $R_1$  и  $R_2$  для схем с эмиттерной стабилизацией справедлива и для исследуемой схемы:

$$I_{ДЕЛ} = \frac{E_K - U_{ОБ}}{R_1} - I_{ОБ} = \frac{E_K - U_{ОБ}}{R_1} - \frac{I_{ОЭ}}{1 + \beta} \approx \frac{E_K - U_{ОБ}}{R_1}; \quad (3.5)$$

$$R_2 \cdot I_{ДЕЛ} = U_{ОБ}. \quad (3.6)$$

Так как точное значение  $\beta$  неизвестно, но выполняются условия  $\beta \gg 1$  и  $I_{ДЕЛ} \gg I_{ОБ}$ , в формуле (3.5) током  $I_{ОБ}$  пренебрегают.

Динамическая линия нагрузки проводится через точку покоя с наклоном, определяемым эквивалентной нагрузкой по переменному току

$$R_{ЭН} = R_Э // R_H. \quad (3.7)$$

Уравнение ДЛН

$$U_A = U_{OKЭ} + I_{OЭ} \cdot R_{ЭН}. \quad (3.8)$$

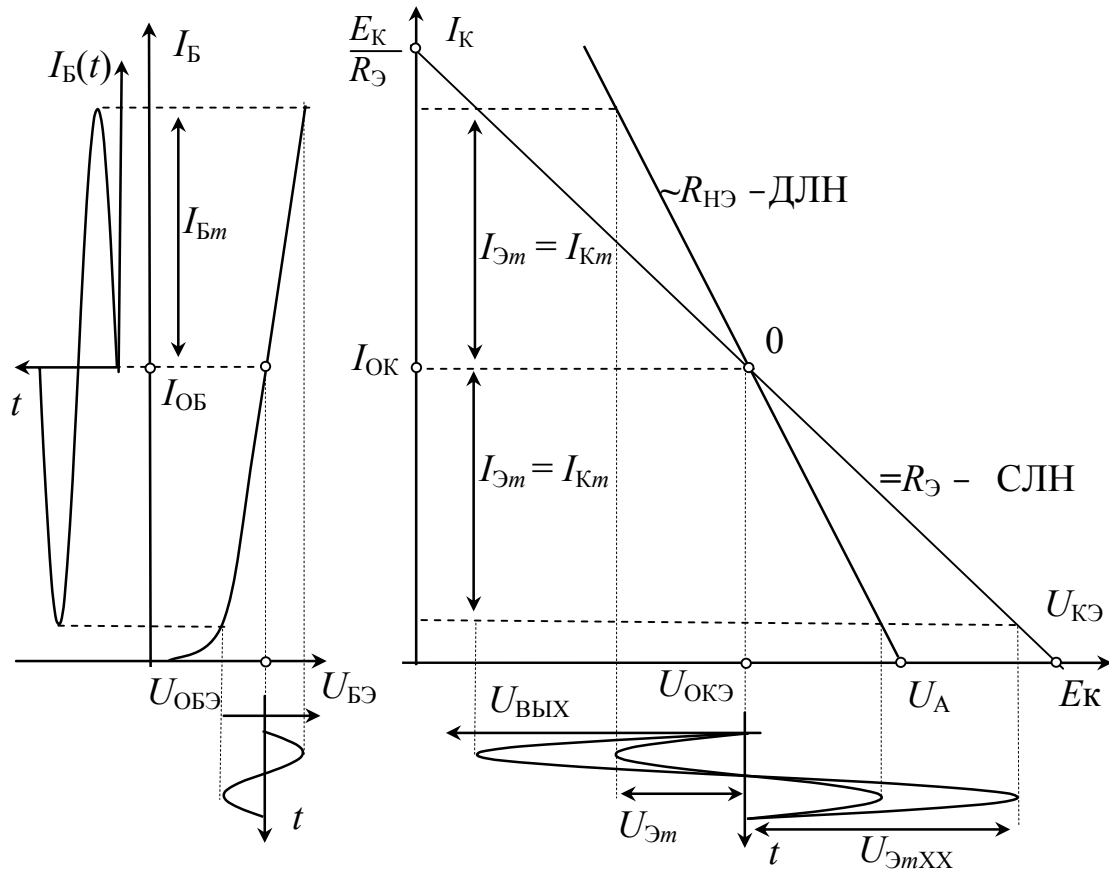


Рис. 3.2. Линии нагрузки и временные диаграммы сигналов

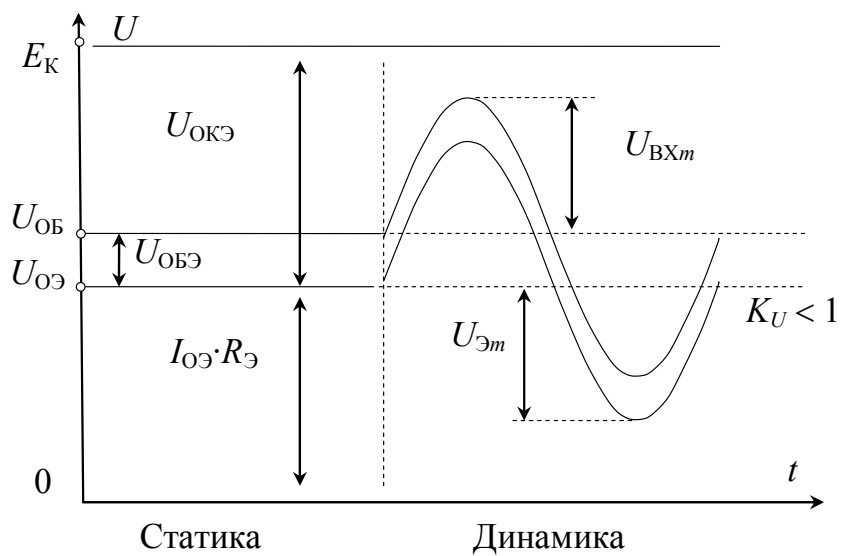


Рис. 3.3. Потенциальная диаграмма повторителя

Малосигнальная эквивалентная схема повторителя в области средних частот приведена на рис. 3.4.

Входное сопротивление усилителя без учета шунтирующего действия базового делителя с эквивалентным сопротивлением  $R_B$ :

$$R_{BX} = \frac{U_{BX}}{I_B} = r_B + (1 + \beta) \cdot [r_K^* // (r_{\mathcal{E}} + R_{\mathcal{E}} // R_H)] \approx$$

$$\approx r_B + (1 + \beta) \cdot (r_{\mathcal{E}} + R_{\mathcal{E}} // R_H) = h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)R_{\mathcal{E}H}. \quad (3.9)$$

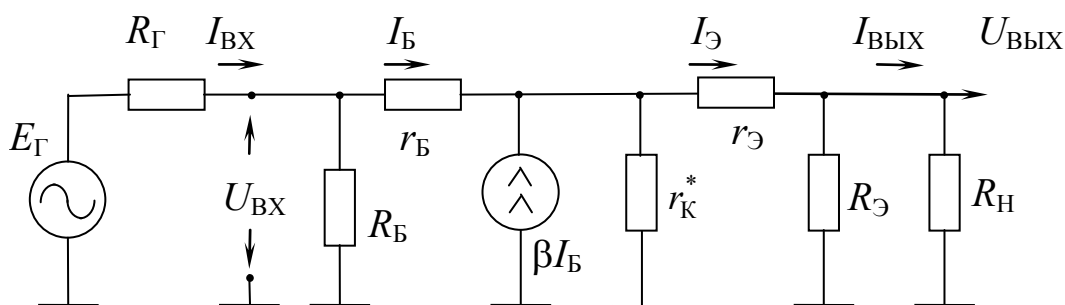


Рис. 3.4. Эквивалентная схема повторителя в области средних частот

С учетом сопротивлений делителя:

$$R_{BX} = R_B // [h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)R_{\mathcal{E}H}]; \quad (3.10)$$

$$R_{BXXX} = R_B // [h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)R_{\mathcal{E}}]; \quad (3.11)$$

$$\gamma_{uBX} = \frac{R_{BX}}{R_G + R_{BX}}; \quad (3.12)$$

$$\gamma_{uBXXX} = \frac{R_{BXXX}}{R_G + R_{BXXX}}. \quad (3.13)$$

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя

$$R_{ВЫХ} = R_{\mathcal{E}} // \left[ r_{\mathcal{E}} + r_K^* // \frac{r_B + R_G // R_B}{1 + \beta} \right] \approx R_{\mathcal{E}} // \left[ r_{\mathcal{E}} + \frac{r_B + R_G // R_B}{1 + \beta} \right] \approx$$

$$\approx R_{\mathcal{E}} // \left[ \frac{h_{11\mathcal{E}} + R_G // R_B}{1 + \beta} \right] \approx R_{\mathcal{E}} // \left[ h_{11\mathcal{B}} + \frac{R_G}{1 + \beta} \right] \approx h_{11\mathcal{B}} + \frac{R_G}{1 + \beta}. \quad (3.14)$$

Коэффициенты передачи по напряжению:

$$K_{UXX} = \frac{U_{\text{ВЫХХХ}}}{U_{\text{ВХХХ}}} = \frac{I_{\text{Э}}R_{\text{Э}}}{I_{\text{Б}}r_{\text{Б}} + I_{\text{Э}}r_{\text{Э}} + I_{\text{Э}}R_{\text{Э}}} = \frac{(1+\beta)R_{\text{Э}}}{h_{11\text{Э}} + (1+\beta)R_{\text{Э}}} \approx$$

$$\approx 1 - \frac{h_{11\text{Э}}}{(1+\beta)R_{\text{Э}}} = 1 - \frac{h_{11\text{Б}}}{R_{\text{Э}}}; \quad (3.15)$$

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{Э}}R_{\text{ЭН}}}{I_{\text{Б}}r_{\text{Б}} + I_{\text{Э}}r_{\text{Э}} + I_{\text{Э}}R_{\text{ЭН}}} = \frac{(1+\beta)R_{\text{ЭН}}}{h_{11\text{Э}} + (1+\beta)R_{\text{ЭН}}} \approx$$

$$\approx 1 - \frac{h_{11\text{Э}}}{(1+\beta)R_{\text{ЭН}}} = 1 - \frac{h_{11\text{Б}}}{R_{\text{ЭН}}}. \quad (3.16)$$

Сквозной коэффициент усиления

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = \gamma_{\text{УВХ}} \cdot K_U = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} K_U =$$

$$= \frac{R_{\text{Б}} // [h_{11\text{Э}} + (1+\beta)R_{\text{ЭН}}]}{R_{\Gamma} + R_{\text{Б}} // [h_{11\text{Э}} + (1+\beta)R_{\text{ЭН}}]} \cdot \frac{(1+\beta)R_{\text{ЭН}}}{h_{11\text{Э}} + (1+\beta)R_{\text{ЭН}}}. \quad (3.17)$$

При  $R_{\text{Б}} \gg h_{11\text{Б}} + (1+\beta)R_{\text{ЭН}} \dots I_{\text{ВХ}} \approx I_{\text{Б}}$ ,

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = \frac{I_{\text{Э}}R_{\text{ЭН}}}{I_{\text{Б}}R_{\Gamma} + I_{\text{Б}}r_{\text{Б}} + I_{\text{Э}}r_{\text{Э}} + I_{\text{Э}}R_{\text{ЭН}}} = \frac{(1+\beta)R_{\text{ЭН}}}{R_{\Gamma} + h_{11\text{Э}} + (1+\beta)R_{\text{ЭН}}} \approx$$

$$\approx 1 - \frac{R_{\Gamma} + h_{11\text{Э}}}{(1+\beta)R_{\text{ЭН}}} = 1 - \frac{R_{\Gamma}/(1+\beta) + h_{11\text{Б}}}{R_{\text{ЭН}}} = 1 - \frac{R_{\Gamma}}{(1+\beta)R_{\text{ЭН}}} - \frac{h_{11\text{Б}}}{R_{\text{ЭН}}}. \quad (3.18)$$

Коэффициенты усиления эмиттерного повторителя по току без учета  $R_{\text{Б}}$  при  $I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Б}}$ :

$$K_{i\text{КЗ}} = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{Э}}}{I_{\text{Б}}} = (1+\beta); \quad (3.19)$$

$$K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = (1+\beta) \frac{R_{\text{Э}}}{R_{\text{Э}} + R_{\text{Н}}}; \quad (3.20)$$

$$K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\Gamma}} = \gamma_{i\text{ВХ}} \cdot K_i = \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} (1+\beta) \frac{R_{\text{Э}}}{R_{\text{Э}} + R_{\text{Н}}}. \quad (3.21)$$

Влияние  $R_B$  учитывается дополнительным коэффициентом в формулах (3.19)–(3.21):

$$\gamma'_i = \frac{I_B}{I_{BX}} = \frac{R_B}{R_B + h_{11Э} + (1 + \beta)R_{ЭН}}; \quad (3.22)$$

$$K_{iКЗ} = \frac{I_{ВЫХКЗ}}{I_{BX}} = \frac{I_B}{I_{BX}} \cdot \frac{I_{ВЫХКЗ}}{I_B} = \gamma'_i(1 + \beta); \quad (3.23)$$

$$K_i = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{BX}} = \frac{I_B}{I_{BX}} \cdot \frac{I_{ВЫХ}}{I_B} = \gamma'_i(1 + \beta) \frac{R_{Э}}{R_{Э} + R_{Н}}; \quad (3.24)$$

$$K_I = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{Г}} = \gamma_{iВX} \cdot \gamma'_i \cdot K_i = \frac{R_{Г}}{R_{Г} + R_{ВX}} \cdot \gamma'_i(1 + \beta) \frac{R_{Э}}{R_{Э} + R_{Н}}. \quad (3.25)$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = K_U \cdot K_i \approx K_i. \quad (3.26)$$

Увеличение коэффициента передачи тока базы  $\beta$  приводит к улучшению практически всех основных параметров эмиттерного повторителя. Коэффициенты  $K_i$ ,  $K_P$  и  $R_{ВX}$  увеличиваются,  $R_{ВЫХ}$  уменьшается, а  $K_U$  стремится к единице. Поэтому в практических схемах широко используют повторители напряжения на составных транзисторах.

### **Пример расчета эмиттерного повторителя**

Исходные данные (рис. 3.1).

$$E_K = 10 \text{ В}, I_{OЭ} = 5 \text{ мА}, R_{Э} = 1 \text{ кОм}, R_{Н} = 1 \text{ кОм}, R_{Г} = 1 \text{ кОм}.$$

Статическая линия нагрузки (СЛН):

$$E_K = U_{OKЭ} + I_{OЭ} \cdot R_{Э}, \quad I_{OЭ} = \frac{I_{OK}}{\alpha} \approx I_{OK},$$

$$U_{OKЭ} = E_K - I_{OK} \cdot R_K = 10 - 5 \cdot 1 = 5 \text{ В}.$$

Динамическая линия нагрузки (ДЛН):

$$\text{ДЛН: } U_A = U_{OKЭ} + I_{OK} \cdot R_{KH} = 5 \text{ В} + 5 \text{ мА} \cdot 0,5 \text{ кОм} = 7,5 \text{ В}.$$

Потенциал базы

$$U_{\text{ОБ}} = U_{\text{ОЭ}} + U_{\text{ОБЭ}} = I_{\text{ОЭ}} \cdot R_{\text{Э}} + U_{\text{ОБЭ}} = 5 \cdot 1 + 0,7 = 5,7 \text{ В.}$$

$$I_{\text{ДЕЛ}} = (5-10)I_{\text{ОБ}} = (5-10)\frac{I_{\text{ОК}}}{\beta} = (5-10)\frac{5}{100} = (0,25-0,5) \text{ мА} = 0,5 \text{ мА};$$

$$R_2 = \frac{U_{\text{ОБ}}}{I_{\text{ДЕЛ}}} = \frac{5,7}{0,5} = 11,4 \approx 12 \text{ кОм};$$

$$R_1 = \frac{E_{\text{К}} - U_{\text{ОБЭ}}}{I_{\text{ДЕЛ}} + I_{\text{ОБ}}} = \frac{10 - 5,7}{0,55} = \frac{4,3}{0,55} \approx 8,2 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{Б}} = R_1 // R_2 = 8,2 // 12 = 4,9 \text{ кОм.}$$

Параметры эквивалентной схемы (рис. 2.4).

$$1. R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}}. \text{ При } R_{\text{Б}} = \infty, I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Б}}.$$

$$R_{\text{ВХ}} = h_{11\text{Э}} + (1+\beta)R_{\text{ЭН}}, (1+\beta)R_{\text{ЭН}} \gg h_{11\text{Э}}, R_{\text{ВХ}} \approx (1+\beta)R_{\text{ЭН}};$$

$$R_{\text{ВХХХ}} = (1+\beta)R_{\text{Э}} = (1+100) \cdot 1 = 101 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{ВХ}} = (1+\beta)R_{\text{ЭН}} = (1+100) \cdot 0,5 \approx 50 \text{ кОм.}$$

В отличие от схем ОБ и ОЭ  $R_{\text{ВХ}} = f(R_{\text{Н}})$ .

ЭП обладает наибольшим входным сопротивлением из 3-х схем включения транзистора.

$$\text{При } \beta \rightarrow \infty \text{ и (или) } R_{\text{Э}} \rightarrow \infty, R_{\text{ВХХХ}} \rightarrow r_{\text{К}}^*(1+\beta) = r_{\text{К}},$$

$$R_{\text{Б}} \neq 0, R_{\text{ВХ}} = R_{\text{Б}} // [h_{11\text{Э}} + (1+\beta)R_{\text{ЭН}}] \approx R_{\text{Б}} = 4,9 \text{ кОм.}$$

$$2. R_{\text{ВЫХ}} = \left( \frac{R_{\text{Г}} + h_{11\text{Э}}}{1+\beta} \right) // R_{\text{Э}} = \left( \frac{R_{\text{Г}}}{1+\beta} + h_{11\text{Б}} \right) // R_{\text{Э}},$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = \left[ \frac{1000}{100+1} + 10 \right] // 1000 \approx 20 \text{ Ом.}$$

ЭП обладает наименьшим выходным сопротивлением из 3-х схем включения.

$$3. K_{UXX} \approx 1 - \frac{h_{11Б}}{R_{Э}} = 1 - \frac{h_{11Э}}{(1+\beta)R_{Э}} = 1 - \frac{10}{1000} = 1 - 0,01 = 0,99.$$

$$4. K_U = 1 - \frac{h_{11Б}}{R_{ЭН}} = 1 - \frac{h_{11Б}}{(1+\beta)R_{ЭН}} = 1 - \frac{10}{500} = 1 - 0,02 = 0,98.$$

5. Сквозной коэффициент

$$K_e = 1 - \frac{R_{Г}}{(1+\beta)R_{ЭН}} - \frac{h_{11Э}}{(1+\beta)R_{ЭН}} = 1 - \frac{R_{Г}}{(1+\beta)R_{ЭН}} - \frac{h_{11Б}}{R_{ЭН}} =$$

$$= 1 - \frac{1000}{(1+100)500} - \frac{10}{500} = 1 - 0,02 - 0,02 = 0,96.$$

**Пример применения ЭП для согласования источника сигнала и нагрузки**

Один из недостатков усилителя ОЭ – большое значение выходного сопротивления. При работе на низкоомную нагрузку  $K_U \ll K_{UXX}$ .

Рассмотрим пример:  $R_{ВЫХ} = R_K = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_H = 100 \text{ Ом}$ .

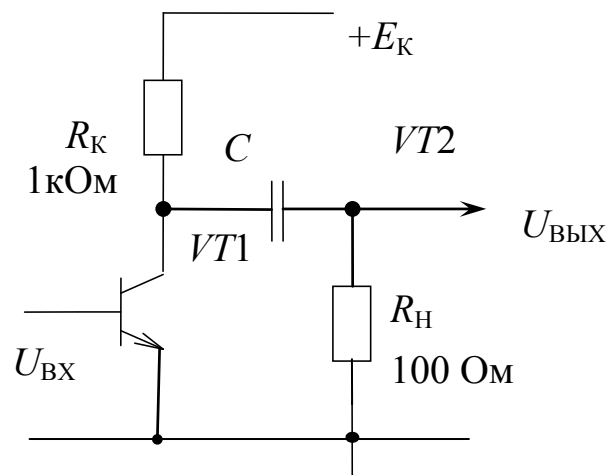


Рис. 3.5. Усилитель ОЭ

Параметры транзистора:

$$\beta = 100, h_{11Э} = 1 \text{ кОм}.$$

$$K_{UXX} = \beta \frac{R_K}{h_{11Э}} = 100 \cdot \frac{1}{1} = 100;$$

$$R_{KH} = \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H} = \frac{1000 \cdot 100}{1000 + 100} = 91 \text{ Ом};$$



$$\gamma_{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}} = \frac{100}{1000 + 100} = 0,091 \ll 1;$$

$$K_U = \beta \frac{R_{\text{КН}}}{h_{11Э}} = 100 \cdot \frac{91}{1000} = 9,1 \ll K_{U_{\text{ХХ}}}.$$

Для согласования усилителя ОЭ и низкомной нагрузкой применяем ЭП.

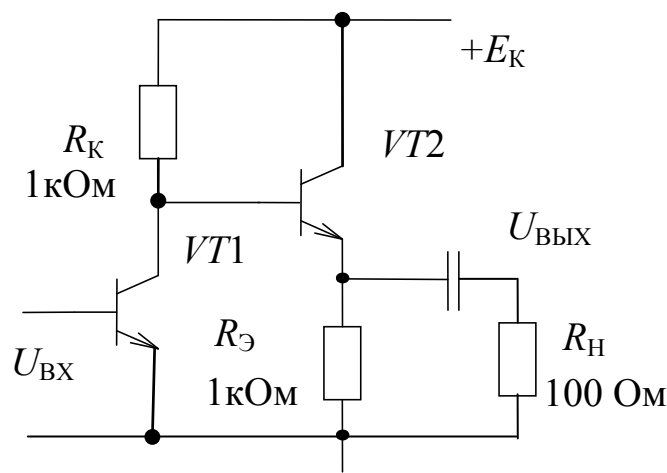


Рис. 3.6. Усилитель ОЭ и ЭП

Эквивалентное сопротивление нагрузки для 1 каскада (ОЭ):

$$R_{\text{Н}}^* = h_{11Э2} + (1 + \beta_2)R_{\text{ЭН}}; \quad R_{\text{ЭН}} \approx R_{\text{Н}} \quad (R_{\text{Н}} \ll R_{\text{Э}});$$

$$R_{\text{Н}}^* \approx 1000 + (1 + 100) \cdot 100 \approx 11 \text{ кОм}.$$

Общее коллекторное сопротивление для ДЛН ОЭ с ЭП:

$$R_{\text{КН}} = \frac{R_{\text{К}} \cdot R_{\text{Н}}^*}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}^*} = \frac{1 \cdot 11}{1 + 11} = 0,92 \text{ кОм};$$

$$\gamma_{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{Н}}^*}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}^*} = \frac{11}{1 + 11} = 0,92 \approx 1;$$

$$K_U = K_{U_{\text{ХХ}}} \cdot \gamma_{U_{\text{ВЫХ}}} = 100 \cdot 0,92 = 92 \approx K_{U_{\text{ХХ}}}.$$

Применение ЭП позволило на порядок увеличить значение  $K_U$ .

**Пример применения ЭП для согласованного источника сигнала и емкостной нагрузки**

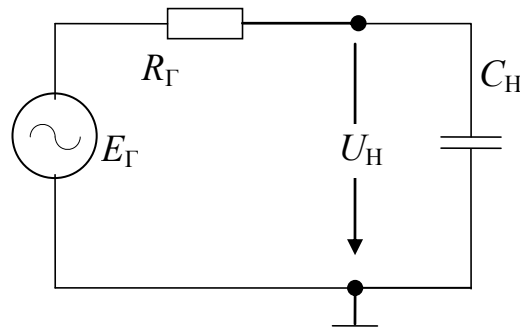


Рис. 3.7. Емкостная нагрузка источника сигнала

Емкостная нагрузка приводит к образованию ФНЧ, что затрудняет конструирование ВЧ и СВЧ усилителей.

$$C_H = 3,2 \text{ нФ}, \quad R_G = 5 \text{ кОм}.$$

Постоянная времени цепи и верхняя частота по уровню 0,7 равны:

$$\tau_B = C_H \cdot R_G \approx 3,2 \cdot 10^{-9} \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 16 \text{ мкс};$$

$$f_B = \frac{1}{2\pi \cdot C_H \cdot R_G} = 10 \text{ кГц}.$$

При подключении нагрузки с помощью повторителя расчет статистики (режим покоя) аналогичен предыдущим примерам. На переменном токе в режиме малого сигнала получим эквивалентную схему.

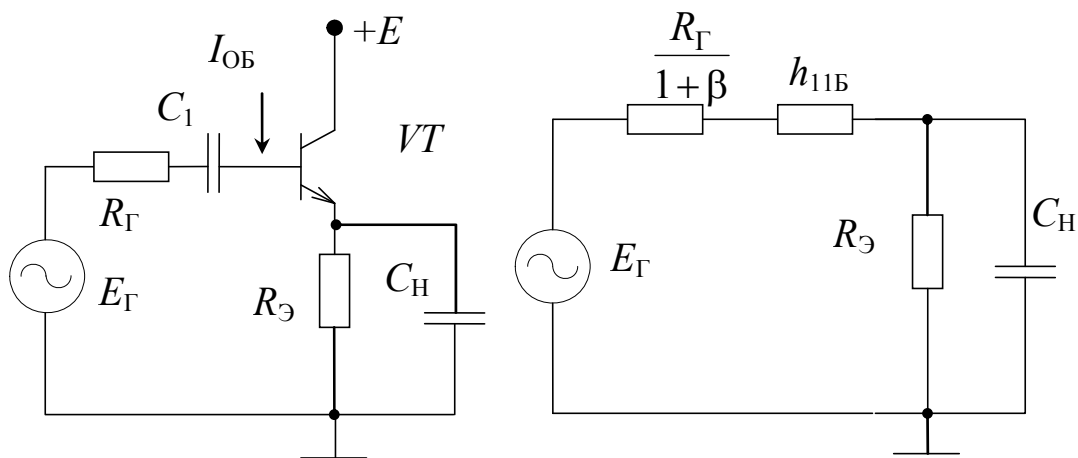


Рис. 3.8. Эмиттерный повторитель и эквивалентная схема

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{Э}} // (h_{11\text{Б}} + \frac{R_{\Gamma}}{1+\beta}) \approx \frac{R_{\Gamma}}{1+\beta};$$

$$\tau_{\text{В}} = C_{\text{Н}} \cdot R_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{C_{\text{Н}} \cdot R_{\Gamma}}{1+\beta}.$$

Постоянная времени уменьшилась в  $\beta$  раз.

$$f_{\text{В}} \approx \frac{1}{2\pi \cdot C_{\text{Н}} \frac{R_{\Gamma}}{1+\beta}} = \frac{1+\beta}{2\pi \cdot C_{\text{Н}} \cdot R_{\Gamma}} = 1 \text{ МГц.}$$

Верхняя частота увеличилась в  $\beta$  раз.

### 3. Методика эксперимента

После расчета сопротивления резисторов, обеспечивающих в соответствии с индивидуальным заданием режим по постоянному току, необходимо установить на лабораторном стенде требуемые значения сопротивлений, собрать схему, проверить правильность расчета. Во время всех измерений переменных напряжений необходимо контролировать их форму и отсутствие нелинейных искажений с помощью осциллографа.

### 4. Задание

1. Рассчитать значение сопротивления  $R_2$  базового делителя по исходным данным (табл. 3.1).

Таблица 3.1

$$R_{\text{Э}} = 2,6 \text{ кОм}, R_1 = 9,1 \text{ кОм}$$

Номер бригады	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$E_{\text{К}}, \text{В}$	10	11	12	13	14	15	14	13	12	11
$U_{\text{ОЭ}}, \text{В}$		5			6			6		
$U_{\text{ОБ}}, \text{В}$	5			6			7			6
$I_{\text{ОЭ}}, \text{мА}$			2			3			3	
$R_{\Gamma}, \text{кОм}$	0,6	0,8	1	1,2	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5
$R_{\text{Н}}, \text{кОм}$	1	1,2	1,4	1	1,2	1,4	0,8	1	1,5	1,3

2. Рассчитать параметры усилителя в области средних частот. Данные занести в табл. 3.2.

Таблица 3.2

$$h_{11Э} = \quad , R_{Г} = \quad , R_{Б} = \quad , R_{Э} = \quad , R_{Н} = \quad , R_{ЭН} =$$

$R_{ВХ XX}$	$R_{ВХ}$	$\gamma_{УВХ XX}$	$\gamma_{УВХ}$	$R_{ВЫХ}$	$\gamma_{УВЫХ}$	$\gamma_{iВХ}$	$\gamma'_i$	$K_{UXX}$	$K_U$	$K_e$	$K_{iКЗ}$	$K_i$	$K_I$	$K_P$

*Указание.* Ориентировочно считать  $\beta = 50$ ,  $r_{Б} = 100$  Ом,  $r_{Э} = \varphi_{Г}/I_{ОЭ}$ . Учитывать шунтирующее действие  $R_{Б}$ .

3. Установить заданное напряжение питания и требуемые значения сопротивления. Собрать схему эмиттерного повторителя, проверить правильность расчета по постоянному току путем измерения напряжений  $U_{ОБ}$ ,  $U_{ОЭ}$ ,  $U_{ОКЭ}$ .

4. Измерить входные и выходные напряжения повторителя в режиме заданной нагрузки и XX Данные измерений и расчета занести в табл. 3.3. Зарисовать осциллограммы напряжений  $E_{Г}(t)$ ,  $U_{ВХ}(t)$ ,  $U_{ВЫХ}(t)$ ,  $U_{ВЫХ XX}(t)$ .

Таблица 3.3

$$E_{Гm} = 1 \text{ В}, f = 5 \text{ кГц}, R_{Г} = \quad , R_{Э} = \quad , R_{Н} = \quad , R_{ЭН} =$$

Измерение				Расчет			
$U_{ВХ XX}$	$U_{ВХ}$	$U_{ВЫХ XX}$	$U_{ВЫХ}$	$I_{ВХ} = \frac{E_{Г} - U_{ВХ}}{R_{Г}}$	$I_{Г} = \frac{E_{Г}}{R_{Г}}$	$I_{Э} = \frac{U_{ВЫХ}}{R_{НЭ}}$	$I_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{R_{Н}}$

Параметры транзистора:

$$I_{Б} = I_{ВХ} - \frac{U_{ВХ}}{R_{Б}}, \quad \beta \approx h_{21Э} = \frac{I_{Э}}{I_{Б}}, \quad h_{11Э} \approx \frac{U_{ВХ}}{I_{Б}} - (1 + \beta)R_{ЭН}.$$

Таблица 3.4

#### Параметры усилителя

$R_{ВХ}$	$R_{ВХ XX}$	$\gamma_{УВХ XX}$	$\gamma_{УВХ}$	$R_{ВЫХ}$	$\gamma_{УВЫХ}$	$\gamma_{iВХ}$	$K_{UXX}$	$K_U$	$K_e$	$K_i$	$K_I$	$K_P$

*Указание.* Расчет параметров проводить по формулам:

$$R_{ВХ} = R_{Г} \frac{U_{ВХ}}{E_{Г} - U_{ВХ}} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}};$$

$$R_{\text{ВХХХ}} = R_{\Gamma} \frac{U_{\text{ВХХХ}}}{E_{\Gamma} - U_{\text{ВХХХ}}};$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{Н}} \frac{U_{\text{ВЫХХХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХХХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}};$$

$$\gamma_{\text{УВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{E_{\Gamma}}; \quad \gamma_{\text{УВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХХХ}}}; \quad \gamma_{\text{IВХ}} = \frac{I_{\text{ВХ}}}{I_{\Gamma}}; \quad K_{\text{УХХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХХХ}}}{U_{\text{ВХХХ}}};$$

$$K_{\text{У}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}; \quad K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}}; \quad K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}; \quad K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\Gamma}}; \quad K_P = K_{\text{У}} \cdot K_i.$$

5. Измерить максимальные (неискаженные) амплитуды положительной и отрицательной полувольт выходного напряжения при заданной нагрузке и холостом ходе.

Построить статическую и динамическую линии нагрузки. Графически определить максимальные амплитуды выходного сигнала, сравнить с измеренными значениями.

6. Изобразить обобщенную эквивалентную схему повторителя на основе ИНУН с указанием численных значений параметров.

## 5. Содержание отчета

В отчете приводятся принципиальная и эквивалентная схема повторителя, аналитические выражения для параметров, расчетные формулы, результаты экспериментов в виде таблиц и осциллограмм, выводы по работе.

## 6. Контрольные вопросы

1. Объяснить назначение элементов эмиттерного повторителя.
2. Объяснить принцип действия повторителя и обосновать вид обратной связи.
3. Как рассчитать повторитель по постоянному току?
4. Объяснить построение статической и динамической линий нагрузки.
5. Изобразить эквивалентную схему усилителя и на ее основе получить основные параметры повторителя.
6. Как влияет коэффициент  $\beta$  на основные параметры усилителя?
7. Как влияет сопротивление нагрузки на параметры повторителя?
8. Как влияет сопротивление источника сигнала на коэффициент передачи по напряжению?

# Лабораторная работа № 4

## ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ В СХЕМЕ ВКЛЮЧЕНИЯ С ОБЩИМ ИСТОКОМ

### 1. Цель работы

*Цель работы* – исследование усилителя на полевом транзисторе в схеме включения с общим истоком.

Литература: [1, с. 214–216, 252–256], [2, с. 210–217], [3, с. 242–262], [6, с. 42–49], [8, с. 39–42].

### 2. Теоретические сведения

Усилители на полевых транзисторах (ПТ) применяются, как правило, при работе с высокоомными источниками сигнала. Для формирования режима покоя наибольшее распространение получили схемы с автоматическим смещением (рис. 4.1), аналогичные по свойствам схемам с эмиттерной стабилизацией тока покоя.

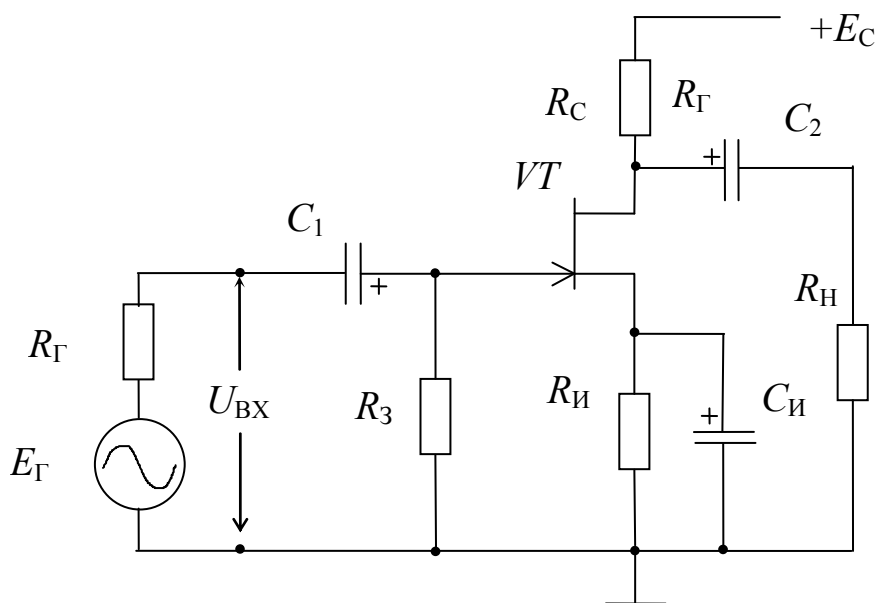


Рис. 4.1. Усилитель на ПТ в схеме ОИ

Резистор  $R_3$  обеспечивает нулевой потенциал на затворе  $U_{03} = I_{03}R_3 \approx 0$ . Ток покоя  $I_{0C}$  определяется сопротивлением  $R_{И}$ . Напряжения и токи в режиме покоя показаны на рис. 4.2 и связаны соотношениями:

$$I_{0C} = I_{0И}, \quad U_{03} = R_3 \cdot I_{03} = 0,$$

$$I_{0C} \cdot R_{И} + U_{03И} = 0, \quad R_{И} = \frac{|U_{03И}|}{I_{0C}}; \quad (4.1)$$

$$E_C = I_{0И} \cdot R_{И} + I_{0C} \cdot R_C + U_{0СИ} = I_{0C} (R_{И} + R_C) + U_{0СИ}. \quad (4.2)$$

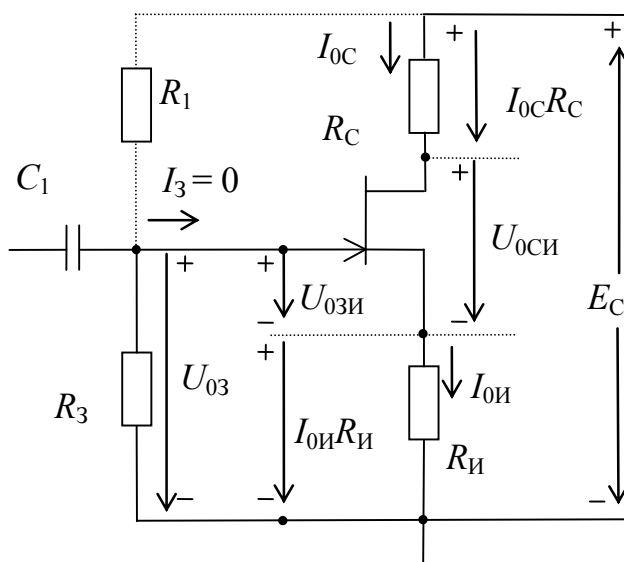


Рис. 4.2. Режим покоя усилителя на ПТ

Для определения  $R_{И}$  необходимо знать координаты  $[U_{03И}; I_{0C}]$  точки покоя на сток-затворной ВАХ (рис. 4.3).

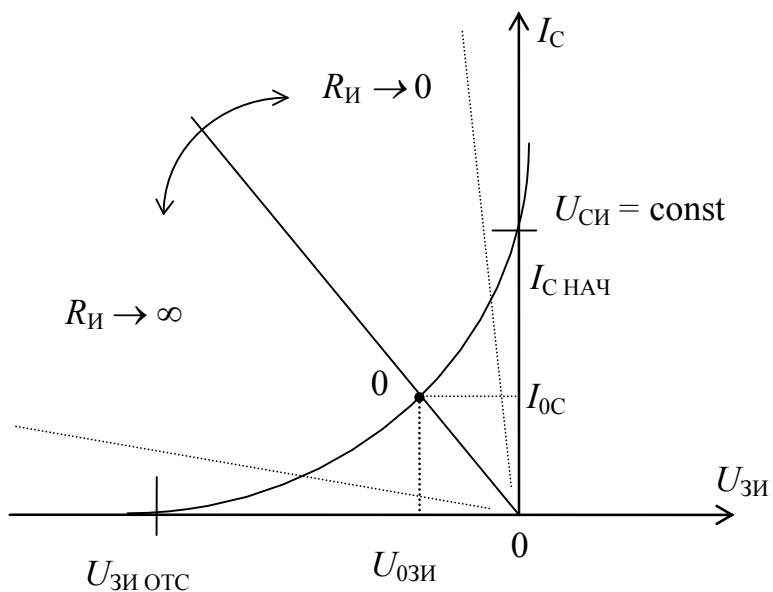


Рис. 4.3. Положение точки покоя на сток-затворной ВАХ ПТ

Точность задания режима покоя ограничена погрешностью (разбросом) имеющейся справочной осредненной ВАХ данного типа ПТ. В работе использование экспериментальной ВАХ конкретного экземпляра ПТ позволяет реализовать высокую точность режима покоя. При  $R_{И} = 0$   $U_{03И} = 0$  и ток покоя равен начальному  $I_{0С} = I_{С\text{нач}}$  (рис. 4.3). Недостатком такого режима является значительная неопределенность точки покоя из-за отклонения начальных токов ПТ от номинального значения. Достоинство – максимальная крутизна транзистора и, следовательно, максимальное усиление по напряжению.

Точность и стабильность режима покоя увеличивается с ростом  $R_{И}$ . Чтобы сохранить требуемое значение  $I_{0С}$  и скомпенсировать дополнительное падение напряжения  $I_{0С} \cdot R_{И}$ , на затвор подается соответствующее смещение через резистор  $R_1$ . Потенциал на затворе определяется делителем  $R_1-R_3$

$$U_{03И} = U_{03} - U_{0И} = E_C \frac{R_3}{R_3 + R_1} - I_{0С} \cdot R_{И}. \quad (4.3)$$

Увеличение напряжения  $U_{03И}$  позволяет увеличить значение  $I_{0С} \cdot R_{И}$  и стабильность точки покоя, но требует соответствующего увеличения напряжения питания  $E_C$ . Поэтому задаются значением  $U_{03} = (0,1-0,3)E_C$ . Стабилизирующее действие резистора  $R_{И}$  аналогично действию  $R_{Э}$  в схемах эмиттерной стабилизации. Например, увеличение тока покоя  $I_{0С}$  на величину  $+\Delta I_{0С}$  под действием температуры, разброса параметров и других факторов, вызывает приращение напряжения  $+\Delta U_{0И} = \Delta I_{0С} \cdot R$  и при постоянном значении  $U_{03}$  противоположное по знаку приращение  $-\Delta U_{03И} = +\Delta U_{0И}$ . Меньшему напряжению  $U_{03И}$  соответствует меньший ток  $I_{0С}$  и результирующее изменение  $\Delta I_{0С}$  значительно меньше, чем в случае отсутствия отрицательной обратной связи по току ( $R_{И} = 0$ ). Эффективность стабилизации режима покоя можно приближенно оценить по соотношению  $R_{И}$  и  $1/S$ , где  $S$  – крутизна ПТ. В практических схемах достаточно  $R_{И} \cdot S = 2-5$ .

Статическая линия нагрузки (СЛН) описывается уравнением (4.2). Конденсатор  $C_{И}$  исключает действие отрицательной обратной связи на переменном токе для получения требуемого усиления по напряжению.

На переменном токе нагрузкой транзистора является эквивалентный резистор

$$R_{СН} = \frac{R_C \cdot R_{Н}}{R_C + R_{Н}}. \quad (4.4)$$



Статическая и динамическая ЛН на стоковых ВАХ ПТ и диаграммы тока стока и напряжения на стоке показаны на рис. 4.4.

Динамическая линия нагрузки (ДЛН) проходит через точку покоя  $0[U_{0си}; I_{0с}]$  и точку с координатами  $[U_A; 0]$ , где

$$U_A = U_{0си} + I_{0с} \cdot R_{сн}. \quad (4.5)$$

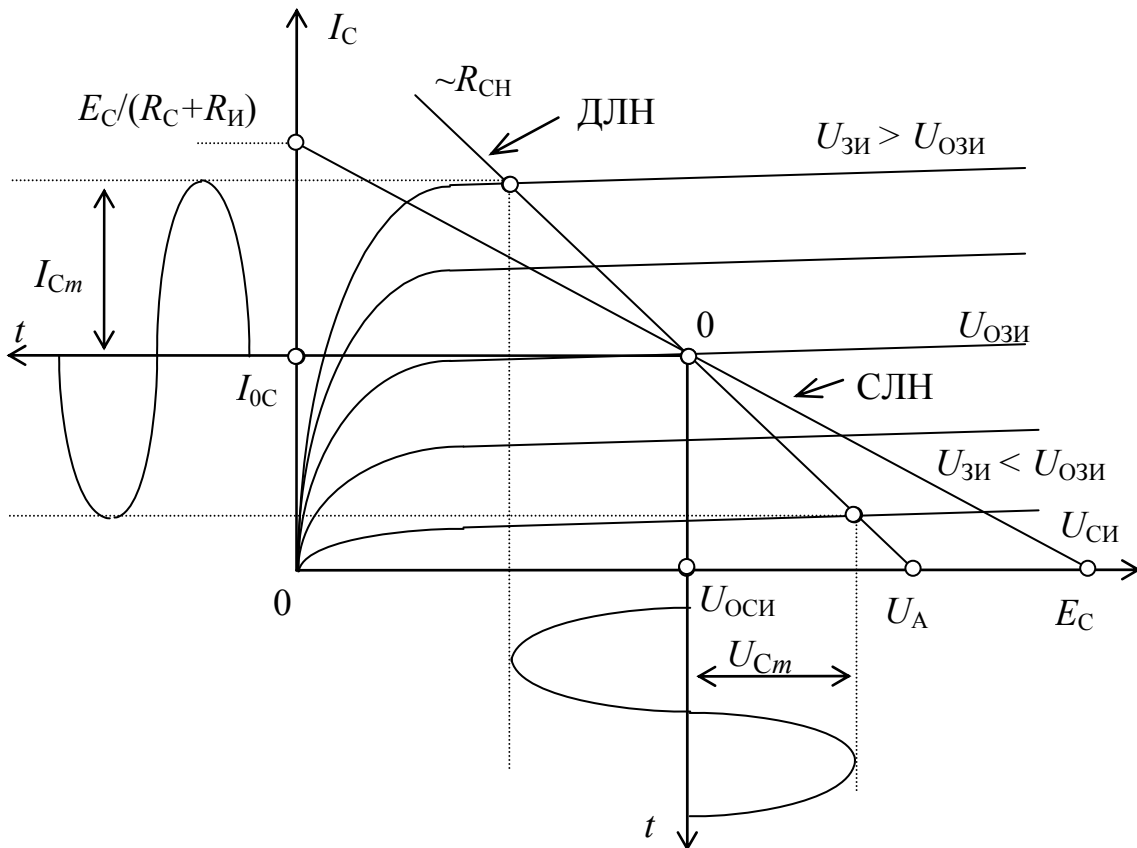


Рис. 4.4. Выходные ВАХ ПТ и линии нагрузки

Для анализа параметров на переменном токе применяют мало-сигнальную схему замещения усилителя ОИ–ПТ (рис. 4.5).

Сопротивления разделительных  $C_1$ ,  $C_2$  и блокировочного  $C_{и}$  конденсаторов на переменном токе в области средних и высших частот близки к нулю. Межэлектродные конденсаторы  $C_{зи}$ ,  $C_{зс}$  и  $C_{си}$  учитываются в области высших частот.

Входное сопротивление усилителя определяется сопротивлением  $R_3$ . При наличии дополнительного резистора  $R_1$

$$R_{вх} = R_3 \parallel R_1. \quad (4.6)$$

Сопротивления  $R_3$  и  $R_1$  выбираются из условия  $R_{вх} \gg R_{г}$ .

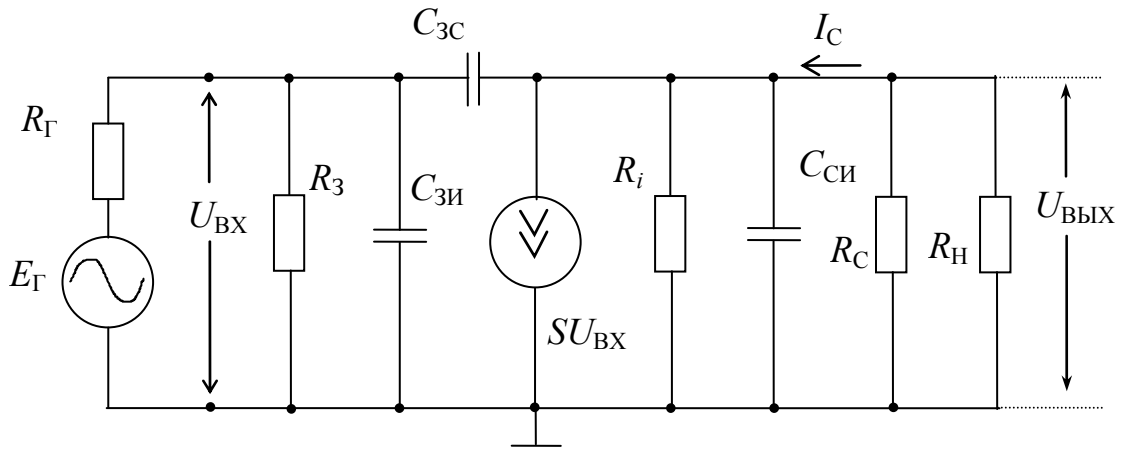


Рис. 4.5. Малосигнальная схема замещения усилителя на ПТ в схеме включения с общим истоком

Выходное сопротивление

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_i \parallel R_C = R_{iC}. \quad (4.7)$$

По знаку коэффициента усиления усилитель на ПТ–ОИ является инвертирующим. Коэффициент усиления по напряжению в режиме холостого хода на выходе (без учета знака):

$$K_{U_{\text{XX}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ XX}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{SU_{\text{ВХ}} \cdot R_i \parallel R_C}{U_{\text{ВХ}}} = S \cdot R_i \parallel R_C = SR_{iC}. \quad (4.8)$$

Упрощенный расчет дает достаточно точные результаты при  $R_C \ll R_i$ . Для соизмеримых значений сопротивлений  $R_i$  и  $R_C$

$$K_{U_{\text{XX}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ XX}}}{U_{\text{ВХ}}} = S \frac{R_i \cdot R_C}{R_i + R_C} = \mu \frac{R_C}{R_i + R_C}. \quad (4.9)$$

По аналогии с «ламповым уравнением» коэффициент  $\mu = SR_i$  называется коэффициентом усиления транзистора и имеет смысл потенциального, максимально возможного усиления на данном транзисторе при  $R_C \rightarrow \infty$ .

При  $R_H \neq \infty$  коэффициент усиления по напряжению

$$\begin{aligned} K_U &= \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{SU_{\text{ВХ}} \cdot R_i \parallel R_{\text{CH}}}{U_{\text{ВХ}}} = S \cdot R_i \parallel R_{\text{CH}} = SR_{i\text{CH}} = \\ &= SR_{iC} \frac{R_H}{R_{iC} + R_H} = K_{U_{\text{XX}}} \cdot \gamma_{U_{\text{ВЫХ}}}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Сквозной коэффициент усиления по напряжению при работе от высокоомного источника сигнала с учетом уравнения

$$U_{\text{ВХ}} = E_{\Gamma} \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} = E_{\Gamma} \cdot \gamma_{U_{\text{ВХ}}}. \quad (4.11)$$

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} S \cdot R_i \parallel R_{\text{СН}} = \gamma_{U_{\text{ВХ}}} \cdot K_{U_{\text{ХХ}}} \cdot \gamma_{U_{\text{ВЫХ}}} \approx$$

$$\approx \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} S R_{iC} \frac{R_{\text{Н}}}{R_{iC} + R_{\text{Н}}}. \quad (4.12)$$

Усилители на ПТ имеют, как правило, меньшее усиление по напряжению, чем на биполярных транзисторах, так как последние обладают большей эквивалентной крутизной. Вместе с тем, благодаря существенно большим значениям  $R_{\text{ВХ}}$  усилители на ПТ позволяют реализовать коэффициент  $\gamma_{U_{\text{ВХ}}} \approx 1$  при  $R_{\Gamma}$  до сотен килоом и получить большой коэффициент  $K_e$ .

В области высоких частот необходимо учитывать емкостной входной ток, равный сумме токов емкости  $C_{\text{ЗИ}}$  и проходной емкости  $C_{\text{ЗС}}$ :

$$I_{\text{СВХ}} = j\omega C_{\text{ЗИ}} \cdot U_{\text{ВХ}} + j\omega \cdot C_{\text{ЗС}} [U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}] =$$

$$= j\omega \cdot C_{\text{ЗИ}} \cdot U_{\text{ВХ}} + j\omega \cdot C_{\text{ЗС}} (1 + |K_U|) U_{\text{ВХ}} =$$

$$= j\omega [C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{ЗС}} (1 + |K_U|)] U_{\text{ВХ}} = j\omega C_{\text{ВХ}} \cdot U_{\text{ВХ}}, \quad (4.13)$$

где  $C_{\text{ВХ}} = C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{ЗС}} (1 + |K_U|)$  – эквивалентная входная емкость.

Значительное влияние проходной емкости при  $K_U \gg 1$  (эффект Миллера) особенно проявляется в усилителях на ПТ, работающих при больших  $R_{\Gamma}$ , уменьшая верхнюю граничную частоту.

### 3. Задание

1. Снять сток-затворную характеристику  $n$ -канального полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом (табл. 4.1).

Таблица 4.1

$U_{\text{СИ}} = +5 \text{ В}$

$U_{\text{ЗИ}}, \text{ В}$	0	-0,5	-1,0	-1,5	-2,0	-2,5	-3,0
$I_{\text{С}}, \text{ мА}$							

Определить  $I_{C\text{нач}}$  и  $U_{3и\text{отс}}$  ( $I_C = 0,1$  мА). Построить сток-затворную ВАХ. Рассчитать крутизну  $S$  при изменении тока от 0 до  $I_{C\text{нач}}$ .

Таблица 4.2

$$U_{СИ} = +5 \text{ В}$$

$I_C, \text{ мА}$	0,5	1,0	2	3	4	....	$I_{C\text{нач}}$
$S, \text{ мА/В}$							

Оценить значение сопротивления  $R_i$ . Для этого при  $U_{3и} = \text{const} = -0,5$  В изменить напряжение  $U_{СИ}$  на  $\Delta U_{СИ} = 2-3$  В, измерить приращение  $\Delta I_C$  и рассчитать  $R_i = \Delta U_{СИ} / \Delta I_C$ .

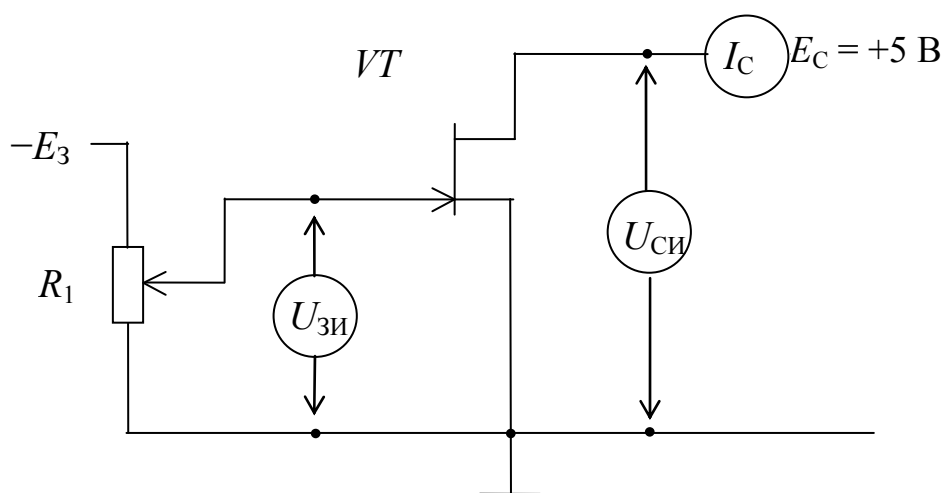


Рис. 4.6. Схема измерения ВАХ и параметров ПТ

2. По заданному преподавателем значению  $I_{OC}$  и определенным в п. 1 параметрам ПТ рассчитать сопротивление резистора  $R_{и}$  и напряжения  $I_{OI}R_{и}$ ,  $I_{OC}R_C$  и  $U_{ОСИ}$ .

Собрать схему усилителя на ПТ.

Установить полученное значение  $R_{и}$ , подать на схему питание  $E_C$  и проверить правильность расчета на постоянном токе.

Результаты измерений и расчетов представить в виде табл. 4.3.

Таблица 4.3

Параметр	$I_{OI}R_{и}$	$I_{OC}R_C$	$U_{ОСИ}$
Расчет			
Измерение			

Построить статическую и динамическую линии нагрузки.

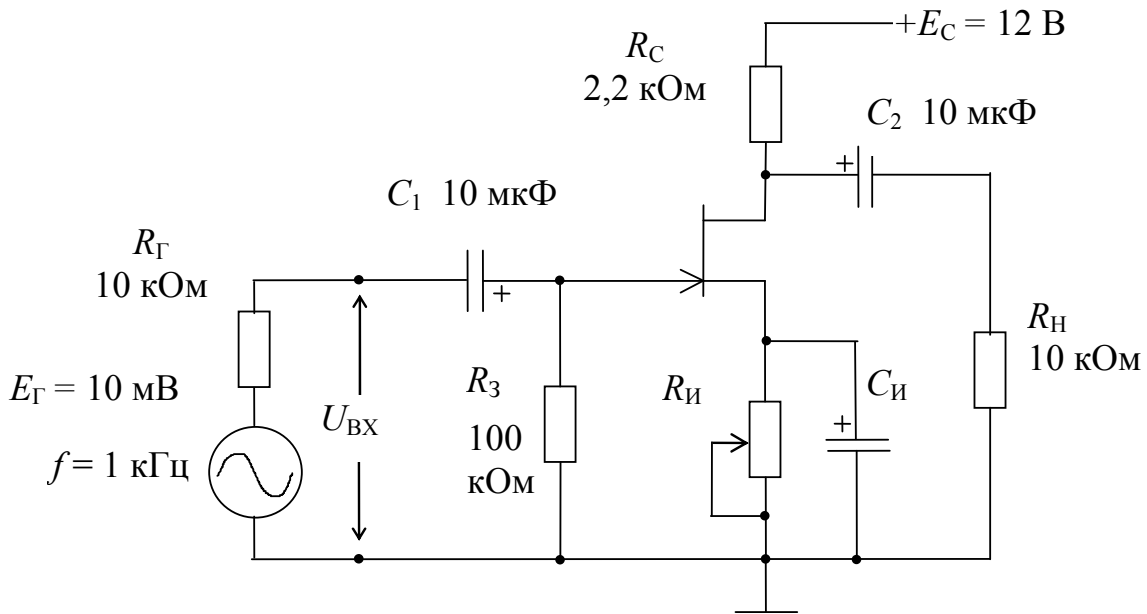


Рис. 4.7. Схема исследуемого усилителя

3. На основании малосигнальной схемы замещения с использованием известных значений величин  $R_G$ ,  $R_3$ ,  $R_i$ ,  $R_C$ ,  $R_H$  и  $S$  рассчитать параметры усилителя (см. формулы (4.6)–(4.12)).

4. Подать на вход усилителя напряжение генератора, измерить и зарисовать осциллограммы напряжений  $E_G$ ,  $U_{BX}$ ,  $U_{BЫX\ XX}$ ,  $U_{BЫX}$ .

Таблица 4.4

$E_G = 10 \text{ мВ}$

$U_{BX}$	$U_{BЫX\ XX}$	$U_{BЫX}$

По результатам измерения определить параметры усилителя.

$$R_{BX} = R_G \frac{U_{BX}}{E_G - U_{BX}}; \quad R_{BЫX} = R_H \frac{U_{BЫX\ XX} - U_{BЫX}}{U_{BЫX}};$$

$$\gamma_{UBX} = \frac{U_{BX}}{E_G}; \quad \gamma_{UBЫX} = \frac{U_{BЫX}}{U_{BЫX\ XX}};$$

$$K_e = \frac{U_{BЫX}}{E_G}; \quad K_{U\ XX} = \frac{U_{BЫX\ XX}}{U_{BX}}; \quad K_U = \frac{U_{BЫX}}{U_{BX}}.$$

Результаты измерений и расчетов (п. 3, 4) свести в табл. 4.5.

Таблица 4.5

Параметр	$S$	$R_{ВХ}$	$R_{ВЫХ}$	$\gamma_{УВХ}$	$\gamma_{УВЫХ}$	$K_{УХХ}$	$K_U$	$K_e$
Расчет								
Измерение								

Сравнить экспериментальные данные с расчетными, дать объяснение возможных расхождений.

#### 4. Содержание отчета

Отчет должен содержать принципиальную и эквивалентную схемы исследуемого усилителя, расчеты, таблицы и графики в соответствии с заданием.

#### 5. Контрольные вопросы

1. Изобразить схему усилителя ПТ–ОИ. Объяснить назначение элементов. Пояснить принцип стабилизации режима покоя. Обратить внимание на роль резистора  $R_{И}$ .
2. По заданному значению  $I_{ОС}$  или  $U_{ОЗИ}$  и имеющейся стокзатворной ВАХ ПТ рассчитать элементы стабилизации режима покоя.
3. Построить статическую и динамическую ЛН, объяснить методику их построения.
4. С использованием схемы замещения получить значения параметров усилителя на ПТ.
5. Сравнить параметры усилителей ОЭ и ПТ–ОИ.

# Лабораторная работа № 5

## ИССЛЕДОВАНИЕ ИСТОКОВОГО ПОВТОРИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

### 1. Цель работы

*Цель работы* – теоретическое и экспериментальное исследование основных параметров и характеристик усилителя на полевом транзисторе с управляющим  $p-n$ -переходом в схеме включения с общим стоком – истокового повторителя напряжения.

Литература: [1, с. 256–257], [2, с. 217–221], [3, с. 170–176], [6, с. 49–52], [8, с. 79–82].

### 2. Теоретические сведения

Свойства истокового повторителя напряжения в целом близки к свойствам схем ОК (эмиттерный повторитель) и ОА (катодный повторитель). Сигнал подается на затвор и снимается с истока, сток по переменному току заземлен через источник питания  $E_C$  с малым внутренним сопротивлением. На резисторе  $R_{И}$  выделяется выходное напряжение при протекании через него тока стока (истока). Схема стабилизации режима покоя (схема с автосмещением) аналогична схеме ОИ, с той лишь разницей, что падение напряжения  $R_{И}I_{OC}$  соизмеримо с  $E_C$ , в результате чего режим покоя повторителя наиболее стабилен.

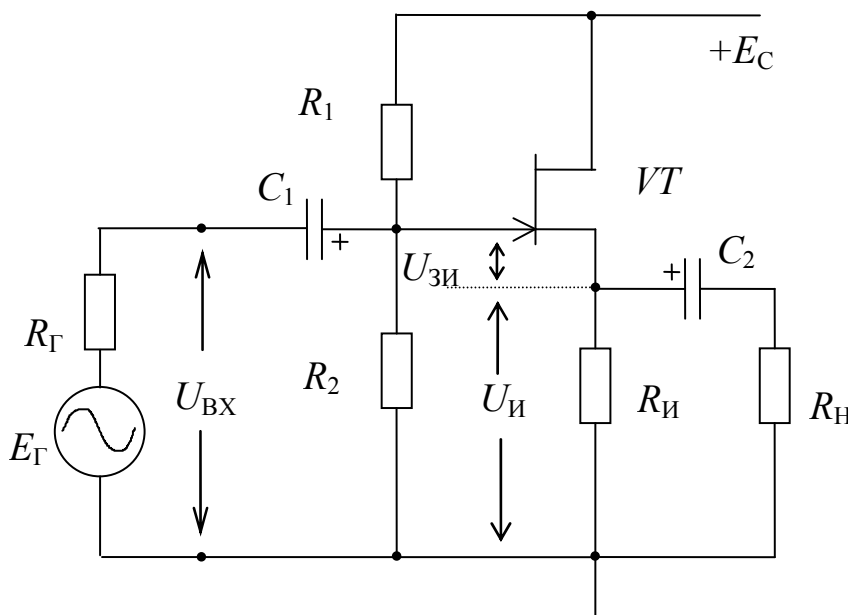


Рис. 5.1. Истоковый повторитель напряжения

Потенциал на затворе для получения максимальной амплитуды сигнала выбирают из условия  $U_{O3} \approx I_{OC}R_{И} \approx 0,5E_C$ . При этом точка покоя делит статическую ЛН примерно пополам. По постоянному току

$$U_{O3} = E_C \frac{R_2}{R_2 + R_1} = U_{O3И} + U_{OИ} = U_{O3И} + I_{OC} \cdot R_{И}. \quad (5.1)$$

Обычно  $E_C \gg U_{O3И}$ , поэтому ток покоя приближенно можно определить из соотношения

$$U_{O3} = U_{O3И} + U_{OИ} \approx I_{OC} \cdot R_{И}. \quad (5.2)$$

Статическая линия нагрузки (СЛН) описывается уравнением

$$E_C = I_C \cdot R_{И} + U_{OСИ} \quad (5.3)$$

и проходит через точки  $[E_C; 0]$ ,  $[0; E_C/R_{И}]$  и  $[U_{OСИ}; I_{OC}]$ .

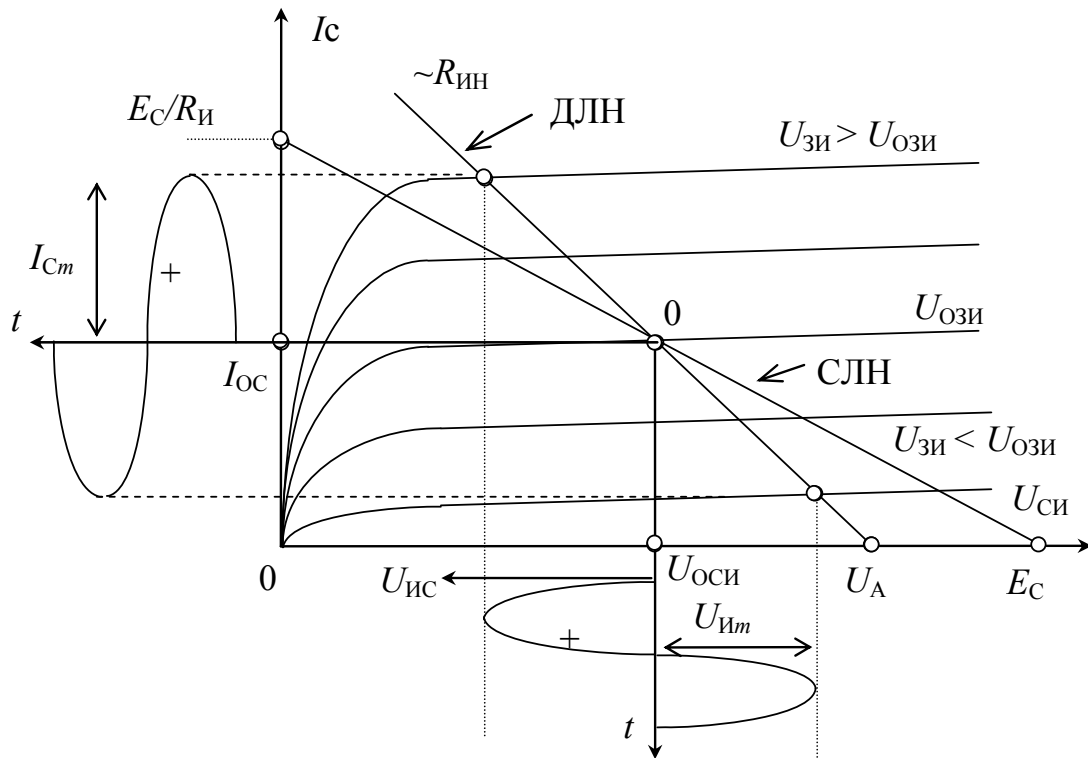


Рис. 5.2. Выходные ВАХ ПТ и линии нагрузки истокового повторителя

На переменном токе нагрузкой транзистора является эквивалентный резистор

$$R_{ИН} = \frac{R_{И} \cdot R_{Н}}{R_{И} + R_{Н}}. \quad (5.4)$$



Динамическая линия нагрузки (ДЛН) проходит через точку по-  
 коя  $0[U_{\text{ОСИ}}; I_{\text{ОС}}]$  и точку с координатами  $[U_{\text{А}}; 0]$ , где

$$U_{\text{А}} = U_{\text{ОСИ}} + I_{\text{ОС}} \cdot R_{\text{ИН}}. \quad (5.5)$$

В режиме холостого хода на выходе  $R_{\text{ИН}} = R_{\text{И}}$ ,  $U_{\text{А}} = E_{\text{С}}$  и ДЛН  
 совпадает со статической ЛН.

На переменном токе малосигнальная схема замещения (рис. 5.3).

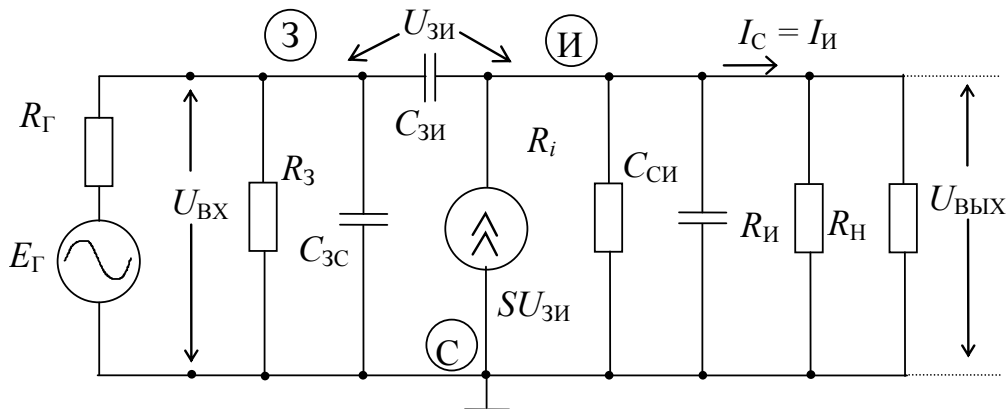


Рис. 5.3. Малосигнальная схема замещения истокового повторителя

Как и для усилителя ПТ–ОИ сопротивления разделительных  
 конденсаторов  $C_1, C_2$  в области средних и высших частот близки к  
 нулю, а межэлектродные емкости  $C_{3И}, C_{3С}$  и  $C_{СИ}$  учитываются в об-  
 ласти высших частот.

Входное сопротивление определяется эквивалентным сопротив-  
 лением делителя напряжений, формирующего  $U_{\text{ОЗ}}$ :

$$R_{\text{ВХ}} = R_1 \parallel R_2. \quad (5.6)$$

Знак коэффициента передачи по напряжению повторителя по-  
 ложителен, так как при положительной полуволне сигнала генератора  
 увеличиваются напряжение  $U_{3И}$  и ток стока, вызывая увеличение на-  
 пряжения на  $R_{\text{И}}$ .

В схеме истокового повторителя зависимый источник тока  
 управляется разностью напряжений

$$U_{3И} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}. \quad (5.7)$$

Выходное напряжение и коэффициент передачи по напряжению  
 на основании схемы замещения с учетом (5.7):

$$U_{\text{ВЫХ}} = SU_{3И} \cdot R_i \parallel R_{\text{ИН}} = S \cdot R_i \parallel R_{\text{ИН}} \cdot (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}); \quad (5.8)$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{S \cdot R_i \parallel R_{\text{ИН}}}{1 + S \cdot R_i \parallel R_{\text{ИН}}} U_{\text{ВХ}}; \quad (5.9)$$

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{S \cdot R_i \parallel R_{\text{ИН}}}{1 + S \cdot R_i \parallel R_{\text{ИН}}} < 1. \quad (5.10)$$

Коэффициент передачи по напряжению в режиме холостого хода на выходе получим из (5.8) простой заменой  $R_{\text{ИН}} \rightarrow R_{\text{И}}$

$$K_{U_{\text{ХХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХХХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{S \cdot R_i \parallel R_{\text{И}}}{1 + S \cdot R_i \parallel R_{\text{И}}}. \quad (5.11)$$

Сквозной коэффициент передачи с учетом внутреннего сопротивления источника сигнала

$$\begin{aligned} K_e &= \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \\ &= \gamma_{U_{\text{ВХ}}} \cdot K_U = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{S \cdot R_i \parallel R_{\text{ИН}}}{1 + S \cdot R_i \parallel R_{\text{ИН}}}. \end{aligned} \quad (5.12)$$

В случае выполнения распространенного в практических схемах соотношения  $R_{\text{ИН}} \ll R_i$  после замены  $R_i \parallel R_{\text{ИН}} \rightarrow R_{\text{ИН}}$  и  $R_i \parallel R_{\text{И}} \rightarrow R_{\text{И}}$  формулы (5.10)–(5.12) несколько упрощаются.

Определенное неудобство схемы замещения с зависимым источником тока  $SU_{\text{ЗИ}}$  связано с тем, что управляющий сигнал  $U_{\text{ЗИ}}$  в схеме повторителя равен разности  $U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}$ . Поэтому находит применение схема замещения с зависимым источником напряжения, управляемым непосредственно напряжением  $U_{\text{ВХ}}$  (рис. 5.4).

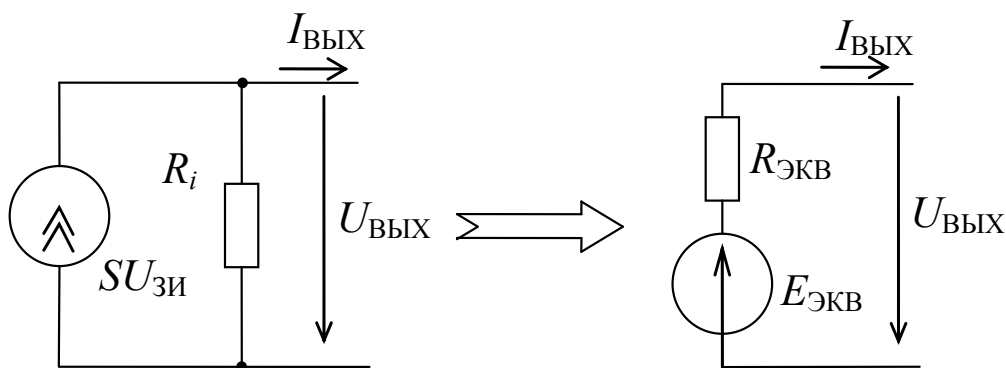


Рис. 5.4. Преобразование зависимого источника тока в источник ЭДС

Для исходной схемы:

$$U_{\text{ВЫХХХ}} = SU_{\text{ЗИ}} R_i = SR_i (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХХХ}});$$

$$U_{\text{ВЫХХХ}} = \frac{SR_i}{1 + SR_i} U_{\text{ВХ}}; \quad (5.13)$$

$$I_{\text{ВЫХКЗ}} = SU_{\text{ЗИ}} = S(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХКЗ}}) = SU_{\text{ВХ}}.$$

Параметры эквивалентной схемы:

$$E_{\text{ЭКВ}} = U_{\text{ВЫХХХ}} = \frac{SR_i}{1 + SR_i} U_{\text{ВХ}} = \frac{\mu}{1 + \mu} U_{\text{ВХ}}; \quad (5.14)$$

$$R_{\text{ЭКВ}} = \frac{U_{\text{ВЫХХХ}}}{I_{\text{ВЫХКЗ}}} = \frac{\mu}{S(1 + \mu)} = \frac{R_i}{(1 + \mu)}. \quad (5.15)$$

После преобразования зависимого источника получим схему замещения истокового повторителя (рис. 5.5).

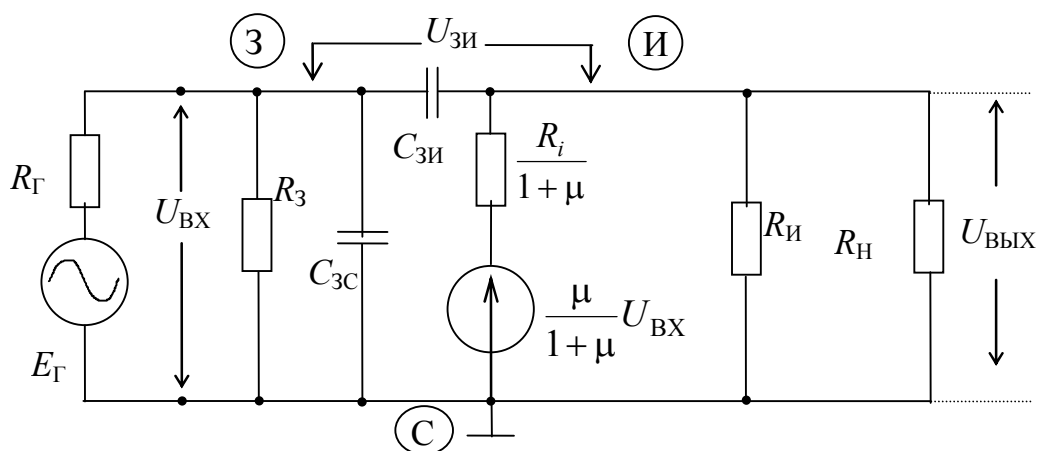


Рис. 5.5. Малосигнальная схема замещения истокового повторителя с источником ЭДС, управляемым напряжением  $U_{\text{ВХ}}$

Сквозной коэффициент передачи для полученной схемы

$$\begin{aligned} K_e &= \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\text{Г}}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{д}} + R_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \gamma_{U_{\text{ВХ}}} \cdot K_U = \\ &= \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{\mu}{1 + \mu} \cdot \frac{R_{\text{ИН}}}{\frac{R_i}{1 + \mu} + R_{\text{ИН}}}. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Подставляя в (5.16)  $R_{\Gamma} = 0$ , получим

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\mu}{1+\mu} \cdot \frac{R_{\text{ИН}}}{\frac{R_i}{1+\mu} + R_{\text{ИН}}} = \frac{\mu \cdot R_{\text{ИН}}}{R_i + (1+\mu)R_{\text{ИН}}}. \quad (5.17)$$

В режиме холостого хода (при  $R_{\text{Н}} = \infty$ ):

$$K_{UXX} = \frac{U_{\text{ВЫХ XX}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\mu}{1+\mu} \cdot \frac{R_{\text{И}}}{\frac{R_i}{1+\mu} + R_{\text{И}}} = \frac{\mu \cdot R_{\text{И}}}{R_i + (1+\mu)R_{\text{И}}}. \quad (5.18)$$

Из эквивалентности схем замещения с зависимыми источниками тока и ЭДС следует и эквивалентность формул (5.10)–(5.12) и (5.16)–(5.18), в чем нетрудно убедиться подстановкой в последние  $\mu = SR_i$ .

Выходное сопротивление усилителя определяется при постоянном входном напряжении, поэтому напряжение зависимого источника при определении  $R_{\text{ВЫХ}}$  постоянно и сопротивление схемы определяется пассивными элементами (рис. 5.5):

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_i}{1+\mu} \parallel R_{\text{И}} \approx \frac{1}{S} \parallel R_{\text{И}} \approx \frac{1}{S}. \quad (5.19)$$

В области высоких частот емкостной входной ток равный сумме токов емкости  $C_{3\text{С}}$  и проходной емкости  $C_{3\text{И}}$ :

$$\begin{aligned} I_{\text{СВХ}} &= j\omega C_{3\text{С}} \cdot U_{\text{ВХ}} + j\omega C_{3\text{И}} [U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}] = \\ &= j\omega C_{3\text{С}} \cdot U_{\text{ВХ}} + j\omega C_{3\text{И}} \cdot U_{\text{ВХ}} (1 - K_U) = \\ &= j\omega [C_{3\text{С}} + C_{3\text{И}} (1 - K_U)] U_{\text{ВХ}} = j\omega C_{\text{ВХ}} \cdot U_{\text{ВХ}}, \end{aligned} \quad (5.20)$$

где  $C_{\text{ВХ}} = C_{3\text{С}} + C_{3\text{И}} (1 - K_U)$  – эквивалентная входная емкость.

Так как коэффициент  $K_U < 1$ , то влияние проходной емкости минимально и истоковый повторитель имеет наибольшую верхнюю частоту.

Большое входное и сравнительно низкое выходное сопротивление, а также частичная нейтрализация проходной емкости определяют области применения истокового повторителя: согласование высокоомного источника сигнала (напряжения) с низкоомной и емкостной нагрузкой.

### 3. Задание

1. Рассчитать параметры точки покоя истокового повторителя напряжения (рис. 5.6). Собрать схему, измерить напряжения в режиме покоя ( $E_{\Gamma} = 0$ ), проверить правильность расчета.

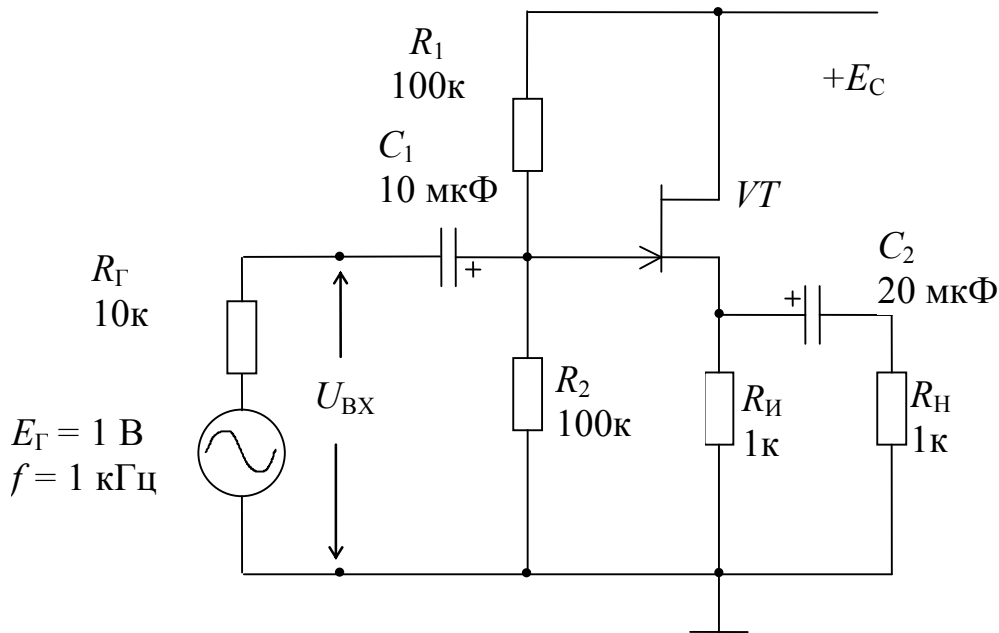


Рис. 5.6. Истоковый повторитель напряжения

Таблица 5.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$E_C, В$	11	12	13	14	15	10,5	11,5	12,5	13,5	14,5

Результаты расчетов и измерений представить в виде табл. 5.2.

Таблица 5.2

Параметр	$E_C$	$U_{O3}$	$I_{OC}R_{и}$	$I_{OC}$	$U_{Oзи}$	$U_{Oси}$
Расчет			$\approx U_{O3}$		$\approx 0$	
Измерение						

Построить статическую и динамическую линии нагрузки. Определить максимальные амплитуды сигнала на выходе при заданной нагрузке и холостом ходе.

2. На основании малосигнальной схемы замещения с использованием известных значений величин  $R_{\Gamma}$ ,  $R_3$ ,  $R_i$ ,  $R_C$ ,  $R_H$  и  $S$  рассчитать параметры усилителя.

3. Подать на вход усилителя напряжение генератора, измерить и зарисовать осциллограммы напряжений  $E_{\Gamma}$ ,  $U_{ВХ}$ ,  $U_{ВЫХ\ XX}$ ,  $U_{ВЫХ}$ .

Таблица 5.3

$$E_{\Gamma} = 1 \text{ В}$$

$U_{ВХ}$	$U_{ВЫХ\ XX}$	$U_{ВЫХ}$

По результатам измерения определить параметры усилителя.

$$R_{ВХ} = R_{\Gamma} \frac{U_{ВХ}}{E_{\Gamma} - U_{ВХ}}; \quad R_{ВЫХ} = R_{Н} \frac{U_{ВЫХ\ XX} - U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}};$$

$$\gamma_{УВХ} = \frac{U_{ВХ}}{E_{\Gamma}}; \quad \gamma_{УВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ\ XX}};$$

$$K_E = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{\Gamma}}; \quad K_{У\ XX} = \frac{U_{ВЫХ\ XX}}{U_{ВХ}}; \quad K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}.$$

Результаты измерений и расчетов (п. 2, 3) свести в табл. 5.4.

Таблица 5.4

Параметр	$\mu$	$R_{ВХ}$	$R_{ВЫХ}$	$\gamma_{УВХ}$	$\gamma_{УВЫХ}$	$K_{У\ XX}$	$K_U$	$K_E$
Расчет								
Измерение								

4. Экспериментально определить максимальные амплитуды сигнала на выходе при заданной нагрузке и холостом ходе.

Сравнить экспериментальные данные с расчетными параметрами, дать объяснение возможных расхождений.

#### 4. Содержание отчета

Отчет должен содержать принципиальную и эквивалентную схемы исследуемого усилителя, расчеты, таблицы и графики в соответствии с заданием.

## 5. Контрольные вопросы

1. Изобразить схему истокового повторителя. Объяснить назначение элементов и методику расчета режима покоя.
2. Для заданных преподавателем элементов схемы построить статическую и динамическую ЛН, объяснить методику их построения.
3. Получить значения параметров истокового повторителя напряжения с использованием схемы замещения
  - а) с зависимым источником тока;
  - б) с зависимым источником ЭДС.
4. Доказать эквивалентность параметров повторителя, полученных на основе разных схем замещения.
5. Сравнить параметры истокового и эмиттерного повторителей напряжения.

# Лабораторная работа № 6

## УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

### 1. Цель работы

*Целью работы* является изучение характеристик усилителей мощности основных классов:  $A$ ,  $B$ ,  $AB$ , экспериментальное исследование характеристик двухтактных усилителей мощности классов  $B$  и  $AB$ , изучение методов снижения свойственных классу  $B$  нелинейных искажений.

Литература: [1, с. 230–234, 267–285], [2, с. 188–195, 263–272], [4, с. 226–267], [6, с. 80–93], [7, с. 130–154], [8, с. 48–73], [9, с. 238–250].

### 2. Теоретические сведения

Усилителями мощности (УМ) называют электронные усилители, выходная мощность которых сравнима с мощностью, потребляемой от источника питания. Усилители мощности являются выходными каскадами многокаскадных усилителей и предназначены для генерирования заданной мощности  $P_H$  в нагрузке  $R_H$ .

УМ работают в режиме больших сигналов, поэтому при их проектировании основное внимание уделяется энергетическим показателям –  $P_H$ ,  $P_{\text{ПОТР}}$ , КПД.

В зависимости от положения точки покоя на статических ВАХ активных приборов УМ делятся на классы –  $A$ ,  $B$ ,  $C$  и т. д.

Количественной характеристикой класса усилителя служит угол отсечки  $Q$  – выраженная в градусах половина части периода ( $T = 360^\circ$ ) сигнала, в течение которой через активный прибор протекает ток.

В режиме класса  $A$  (рис. 6.1) точка покоя выбирается таким образом, чтобы рабочая точка при движении по линии нагрузки не попадала в области отсечки или насыщения. Транзистор в течение всего периода синусоидального сигнала ( $360^\circ$ ) находится в активном режиме. Для класса  $A$  угол отсечки  $Q = 180^\circ$ , так как ток через транзистор при определенном уровне амплитуд входных сигналов протекает в течение всего периода сигнала:  $Q = T/2 = 180^\circ$ . Форма тока и напряжения на транзисторе в классе  $A$  показана на рис. 6.1, основные схемы усилителей класса  $A$  приведены на рис. 6.2.



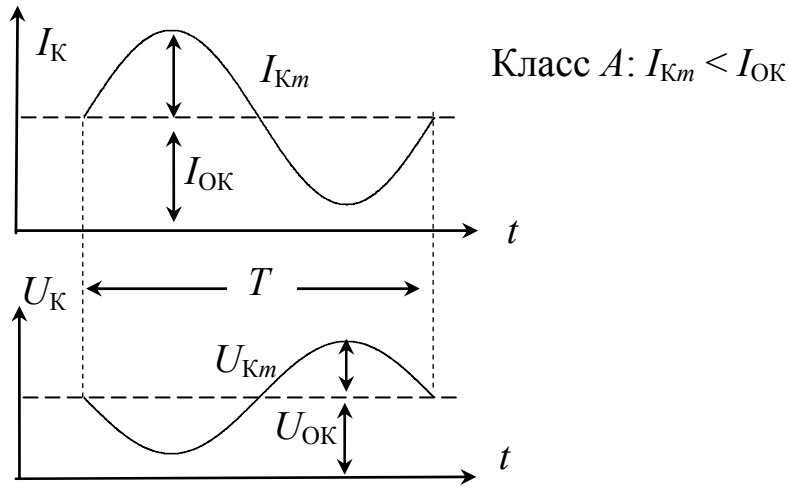


Рис. 6.1. Временные диаграммы тока и напряжения на транзисторе в классе *A*

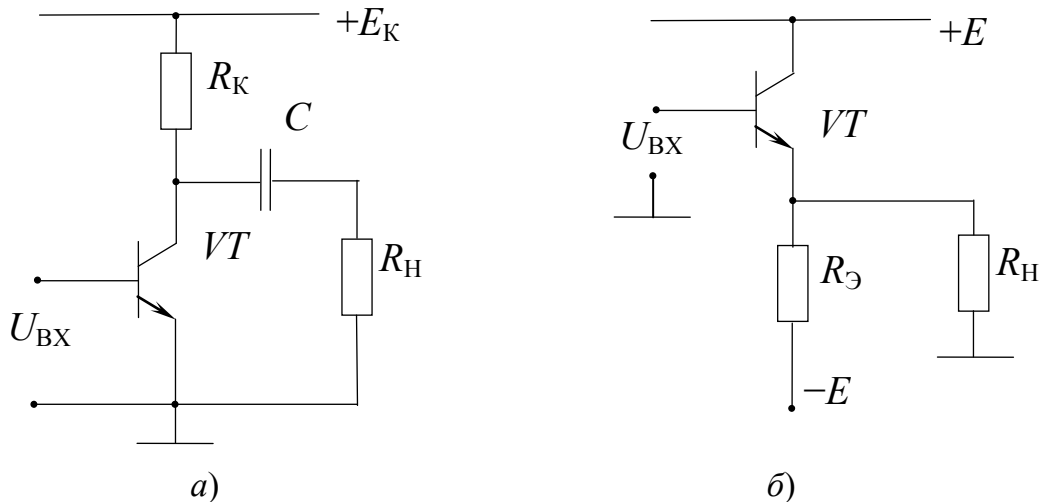


Рис. 6.2. Усилители класса *A* на транзисторе в схемах включения с общим эмиттером (*a*) и с общим коллектором (*б*)

На рис. 6.3 и 6.4 показано положение точки покоя  $0$  на входных и выходных ВАХ транзистора, приведены линии нагрузки (ЛН) и временные диаграммы сигналов УМ класса *A*.

Для схемы 0Э (рис. 6.2, *a*) статическая линия нагрузки проводится через точки  $[E_K; 0]$  и  $[0; E_K/R_K]$ . Положение точки покоя выбирается обычно в середине статической ЛН для получения максимальной амплитуды тока транзистора  $I_{Km}$ .

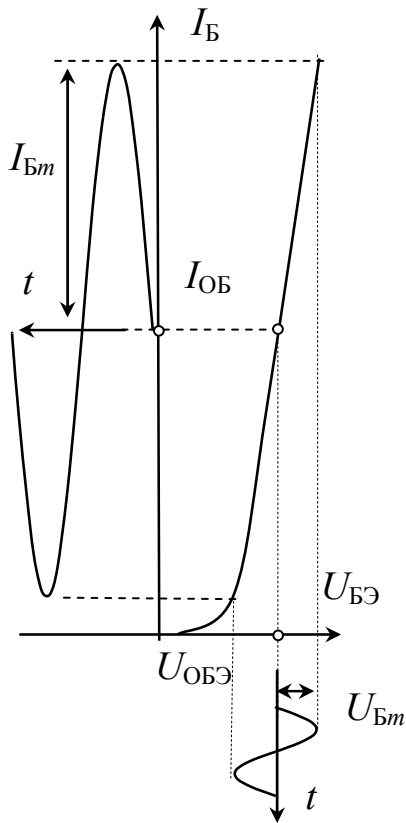


Рис. 6.3. Входные сигналы

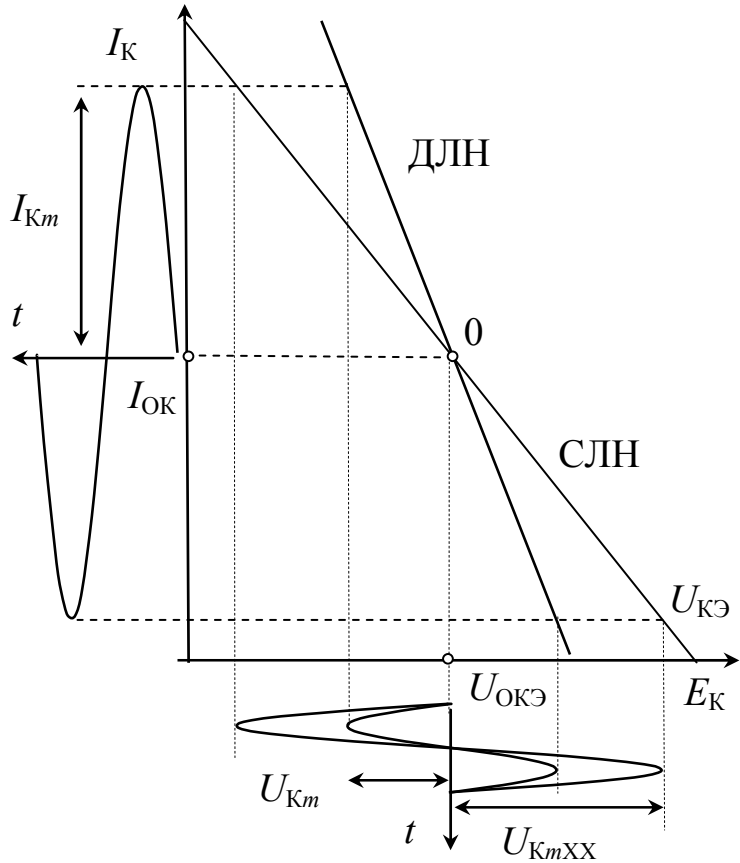


Рис. 6.4. Линии нагрузки и выходные сигналы

Мгновенные значения токов и напряжений транзистора:

$$I_K(t) = I_{OK} + I_{Km} \cdot \sin \omega t = I_{OK} + \frac{U_{Km}}{R_{KH}} \cdot \sin \omega t; \quad (6.1)$$

$$U_K(t) = U_{OKЭ} - U_{Km} \cdot \sin \omega t; \quad (6.2)$$

$$U_{OKЭ} = \frac{E_K}{2}. \quad (6.3)$$

Максимальная амплитуда напряжения в режиме холостого хода

$$U_{HmXX} = U_{KmXX} = U_{OKЭ} = \frac{E_K}{2}. \quad (6.4)$$

Напряжение и мощность в режиме заданной нагрузки

$$U_{Hm} = U_{Km} = U_{KmXX} \frac{R_H}{R_K + R_H} = \frac{E_K}{2} \cdot \frac{R_H}{R_K + R_H}; \quad (6.5)$$

$$P_H = \frac{U_H^2}{R_H} = \frac{U_{Km}^2}{2R_H} = \frac{E_K^2}{8} \cdot \frac{R_H}{(R_H + R_K)^2}. \quad (6.6)$$

Мощность на нагрузке имеет максимум и определяется соотношением  $R_H$  и  $R_K$ . Находим экстремум как корень производной

$$\frac{dP_H}{dR_H} = \frac{E_K^2}{8} \cdot \frac{(R_H + R_K)^2 - 2 \cdot R_H(R_K + R_H)}{(R_K + R_H)^4} = \frac{E_K^2}{8} \cdot \frac{(R_K - R_H)}{(R_K + R_H)^3} = 0; \quad (6.7)$$

$$R_H = R_K \quad (6.8)$$

– известный режим согласованной нагрузки.

Максимальная мощность на нагрузке при условии (6.8):

$$P_{H,MAX} = \frac{E_H^2}{8} \cdot \frac{R_H}{(R_H + R_K)^2} = \frac{E_H^2}{32R_H}. \quad (6.9)$$

Потребляемая мощность:

$$P_O = \frac{1}{T} \int_0^T E_K \left[ I_{OK} + \frac{U_{Km}}{R_K} \sin \omega t \right] dt = E_K \cdot I_{OK} = \text{const}. \quad (6.10)$$

Средняя за период потребляемая усилителем класса  $A$  мощность  $P_O$  не зависит от величины сигнала  $U_{Hm}$ , постоянна и определяется в режиме покоя.

Учитывая (6.5) и (6.8), получим:

$$U_{Hm} < \frac{E_K}{4}, \quad I_{Hm} < \frac{I_{OK}}{2}, \quad P_H = \frac{U_{Hm} \cdot I_{Hm}}{2} < \frac{E_K \cdot I_{OK}}{16} = \frac{P_O}{16}; \quad (6.11)$$

$$\eta = \frac{P_H}{P_O} < \frac{1}{16}. \quad (6.12)$$

КПД усилителей класса  $A$  (рис. 6.2) не превышает 6,25 %. Поэтому такие усилители применяются в качестве усилителей напряжения, тока и микромощных усилителей мощности.

Мгновенное значение мощности на коллекторе транзистора

$$\begin{aligned} P_K(t) &= U_K(t) \cdot U_K(t) = (I_{OK} + I_{Km} \cdot \sin \omega t) \cdot (U_{OK} - U_{Km} \cdot \sin \omega t) = \\ &= I_{OK} \cdot U_{OK} - \frac{U_{Km}^2}{R_{KH}} \sin^2 \omega t + U_{Km} \left( \frac{U_{OK}}{R_{KH}} - I_{OK} \right) \sin \omega t. \end{aligned} \quad (6.13)$$

Графики тока, напряжения и мощности, рассеиваемой транзистором, для двух значений амплитуд сигнала  $U_{K1m}$  и  $U_{K2m}$  приведены на рис. 6.4.

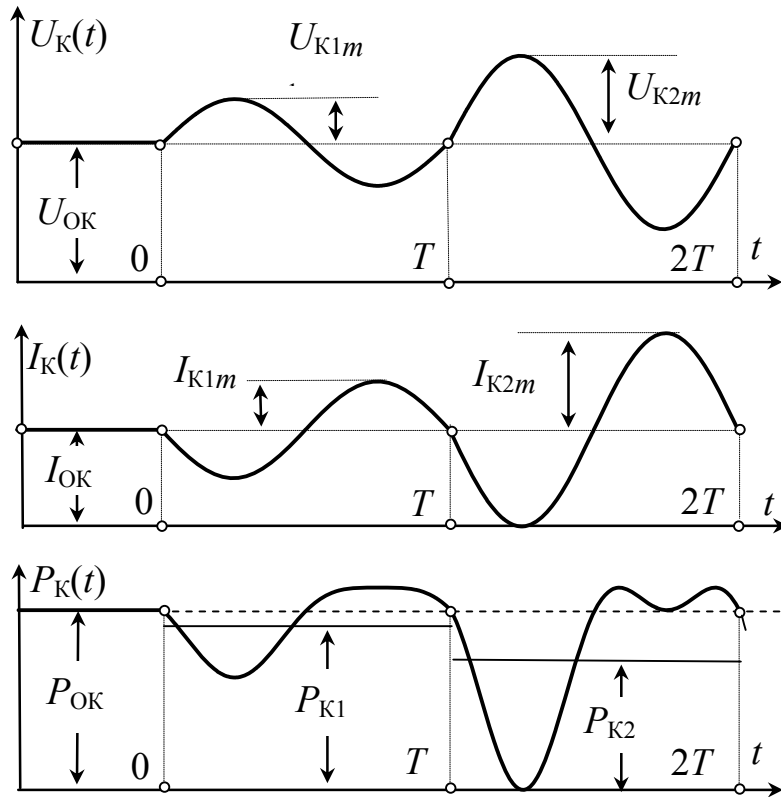


Рис. 6.5. Временные диаграммы

В режиме покоя  $U_{Hm} = U_{Km} = 0$  мощность на коллекторе постоянна и равна

$$P_K(t) = I_{OK} \cdot U_{OK} = P_{OK}. \quad (6.14)$$

Практическое значение имеет среднее значение мощности на коллекторе, определяющее тепловой режим транзистора

$$\begin{aligned} P_K &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U_K(t) \cdot I_K(t) dt = (I_{OK} + I_{Km} \cdot \sin \omega t) \cdot (U_{OK} - U_{Km} \cdot \sin \omega t) = \\ &= I_{OK} \cdot U_{OK} - \frac{U_{Km}^2}{2R_{KH}} = U_{OKЭ} \cdot I_{OK} - \frac{1}{2} \left( \frac{U_{Km}^2}{R_K} + \frac{U_{Km}^2}{R_H} \right) = P_{OK} - P_{K\sim}. \end{aligned} \quad (6.15)$$

Мощность на коллекторе содержит две составляющих – статическую (точка покоя)  $P_{OK}$  и динамическую  $P_{K\sim}$ . Динамическая мощ-

ность равна отдаваемой во внешнюю цепь мощности на переменном токе. Максимальная мощность на коллекторе, соответствующая режиму покоя

$$P_{K.MAX} = P_{OK} = I_{OK} \cdot U_{OKЭ} = I_{OK} \cdot \frac{E_K}{2} = \frac{P_0}{2} = 8P_H. \quad (6.16)$$

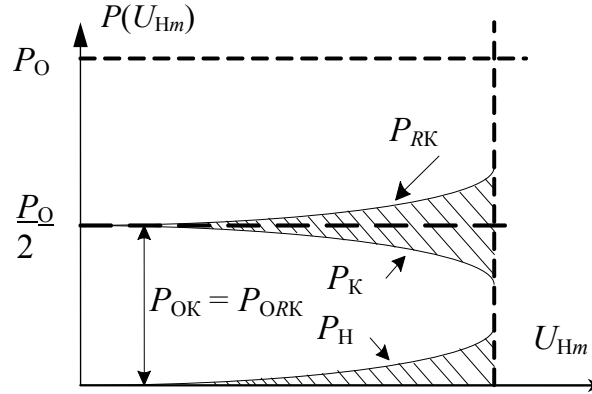


Рис. 6.6. Зависимости мощностей от амплитуды сигнала

Так как  $I_K \approx I_{Э}$ , а линии нагрузки идентичны для схем ОЭ и ОК (см. рис. 6.2) при условии  $E_K = 2 \cdot E$  и  $R_{Э} = R_K$ , эмиттерный повторитель имеет аналогичные энергетические показатели:

$$P_0 = E \cdot I_{OK} + E \cdot I_{OЭ} = 2EI_{OЭ}; \quad (6.17)$$

$$I_{Эm} < I_{OЭ} = \frac{E}{R_{Э}}; \quad (6.18)$$

$$U_{Hm} = I_{Эm} \frac{R_{Э} \cdot R_H}{R_{Э} + R_H} < I_{OЭ} R_{Э} \frac{R_H}{R_{Э} + R_H} = E \frac{R_H}{R_{Э} + R_H} = \frac{E}{2}; \quad (6.19)$$

$$I_{Hm} = \frac{U_{Hm}}{R_H} = I_{Эm} \frac{R_{Э}}{R_{Э} + R_H} < I_{OЭ} \frac{R_{Э}}{R_{Э} + R_H} = \frac{I_{OЭ}}{2}; \quad (6.20)$$

$$P_H = \frac{U_{Hm} \cdot I_{Hm}}{2} < \frac{E \cdot I_{OЭ}}{8} = \frac{P_0}{16}. \quad (6.21)$$

Достоинством класса *A* является низкое значение коэффициента гармоник по сравнению с другими классами, причем чем меньше амплитуды сигналов по сравнению с током покоя и, соответственно, меньше КПД, тем меньше искажения сигнала. Из-за низких энерги-

ческих параметров рассмотренные УМ класса *A* находят применение в качестве микромощных УМ с выходной мощностью до нескольких десятков милливольт. Эмиттерный повторитель, наряду с одинаковым со схемой ОЭ КПД, вносит примерно на порядок меньшие искажения вследствие глубокой отрицательной обратной связи.

Низкий КПД рассмотренных УМ класса *A* обусловлен протеканием большого тока покоя  $I_{OK} > I_{Km}$  и разветвлением тока  $I_{Km} (I_{Эм})$  в точке подключения нагрузки. Соотношение  $I_{OK} > I_{Km}$  является основным для класса *A* и не может быть улучшено. При  $R_H = R_K (R_{Э})$ ,  $I_{Hm} = 0,5 \cdot I_{Km}$ , мощность  $P_H$  в 4 раза меньше отдаваемой транзистором переменной мощности.

Одним из способов увеличения КПД УМ класса *A* является включение нагрузки непосредственно в коллектор или эмиттер транзистора (рис. 6.7).

Динамическая линия нагрузки в этом случае совпадает со статической, а амплитуда напряжения примерно в 2 раза больше при одинаковых амплитудах тока.

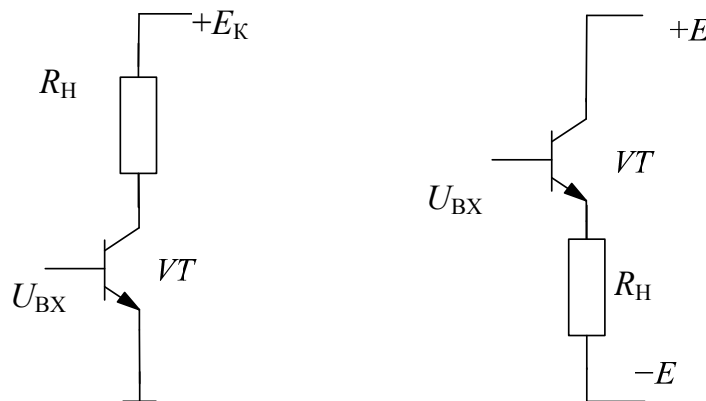


Рис. 6.7. Усилители класса *A* с непосредственным включением нагрузки

Таблица 6.1

### Энергетические параметры

Схема ОЭ	Эмиттерный повторитель
$P_0 = I_{OK} \cdot E_K$	$P_0 = 2 \cdot I_{OЭ} \cdot E$
$I_{Hm} = I_{Km} < I_{OK}$	$I_{Hm} = I_{Эм} < I_{OЭ}$
$U_{Hm} = U_{Km} < 0,5 \cdot E_K$	$U_{Hm} = U_{Эм} < E$
$P_H < 0,25 \cdot I_{OK} \cdot E_K = 0,25 \cdot P_0$	$P_H < 0,5 \cdot I_{OЭ} \cdot E < 0,25 \cdot P_0$
$\eta = P_H / P_0 < 25\%$	

Через нагрузку протекает постоянный ток  $I_{OK}(I_{OЭ})$  и выделяется мощность постоянного тока  $I_{OK}(E_K - U_{OKЭ}) = 0,5P_0$ . В ряде случаев это недопустимо, поэтому для получения КПД = 15–20 % чаще применяют УМ класса *A* с источником тока.

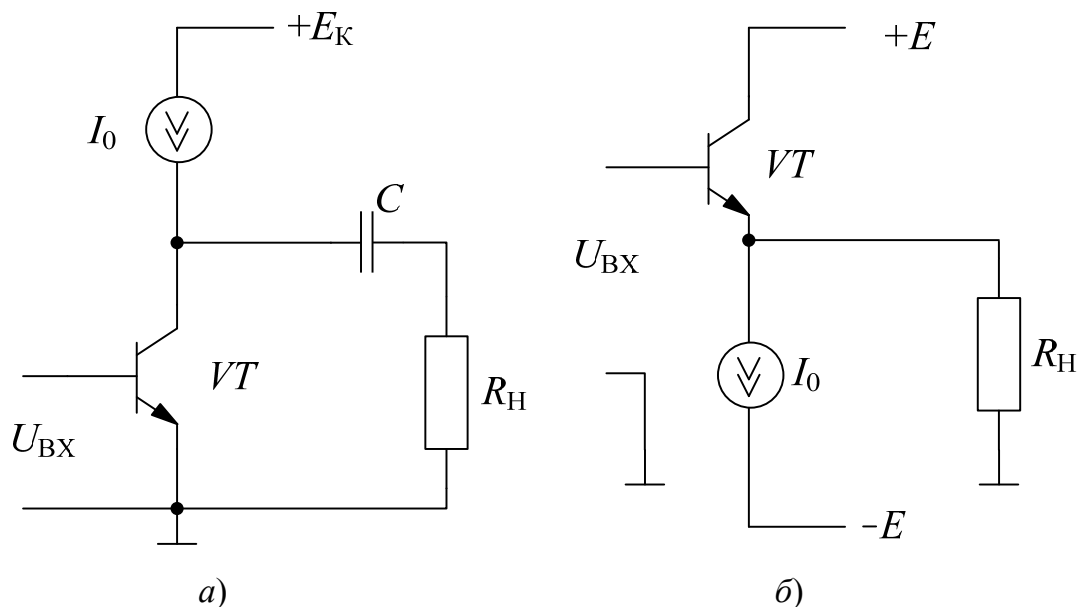


Рис. 6.8. Усилители класса *A* с источником тока

Ток покоя  $I_0$  замыкается через источник тока, переменная составляющая тока транзистора протекает в нагрузку. Так как ток  $I_0$  не изменяется при изменении напряжения на коллекторе (эмиттере) транзистора, то статическая линия нагрузки проходит через т. 0 параллельно оси напряжений (рис. 6.9). Реальная статическая ЛН имеет конечный наклон, обусловленный совместным влиянием выходной проводимости  $h_{22Э}$  усилительного транзистора и выходной проводимости источника тока.

Все значения параметров, приведенные в табл. 6.1, справедливы и для УМ класса *A* с источником тока.

В схеме ОЭ необходима высокая точность согласования тока покоя транзистора  $I_{OK}$  и тока источника  $I_0$ . Для стабилизации режима покоя обычно в связи с этим применяют обратную связь по постоянному напряжению  $U_{OKЭ}$ .

Чаще применяют схему эмиттерного повторителя с источником тока, в которой не возникает проблем со стабилизацией точки покоя.

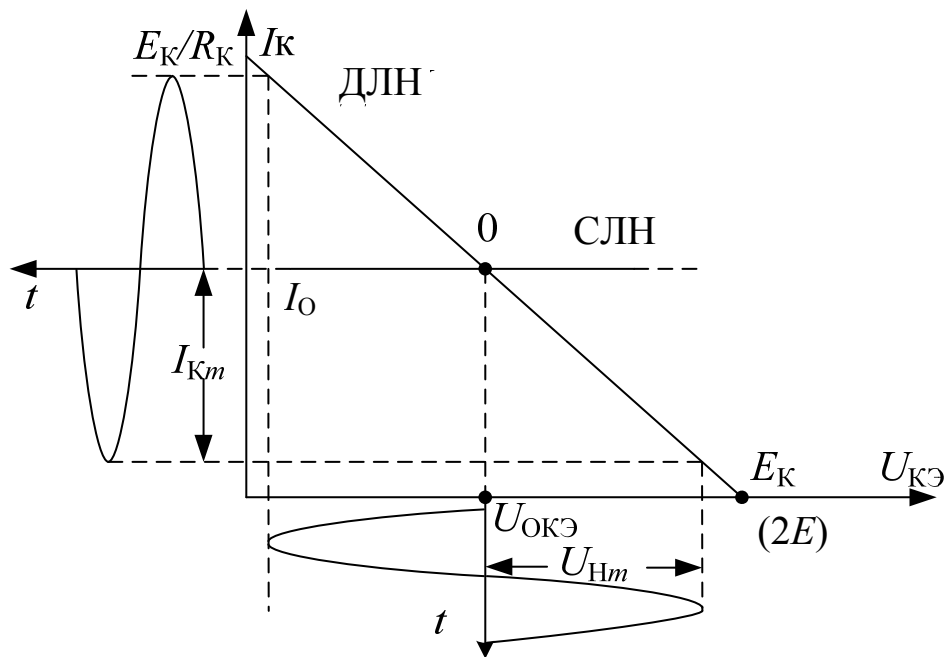


Рис. 6.9. Линии нагрузки и диаграммы сигналов для УМ класса  $A$  с источником тока

Дальнейшее повышение КПД УМ класса  $A$  возможно только с применением согласующих трансформаторов, обеспечивающих оптимальное использование транзистора по току и напряжению (рис. 6.10).

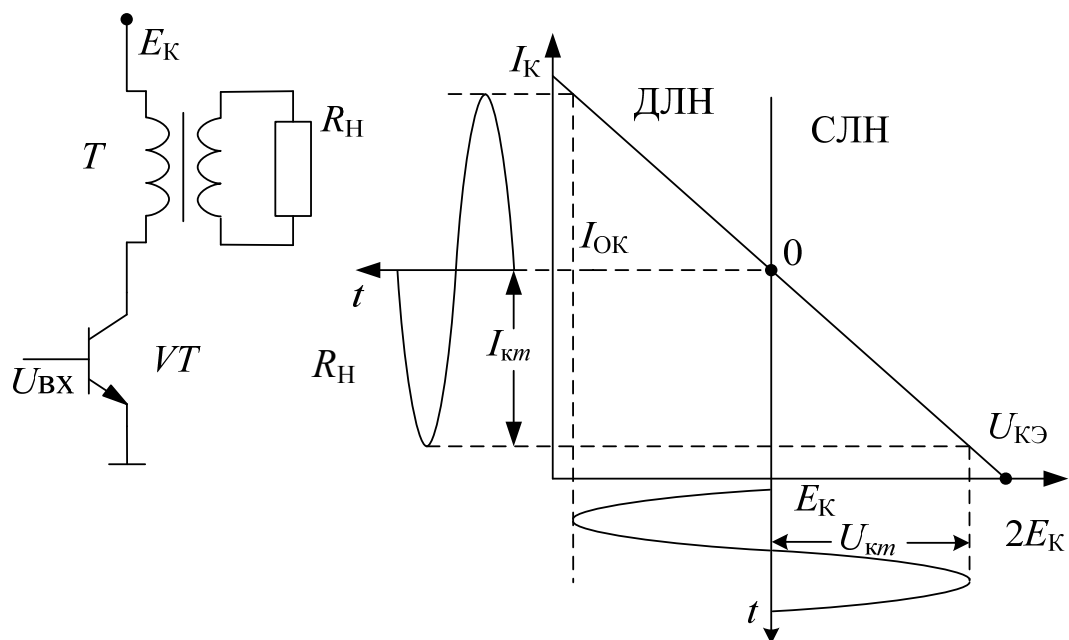


Рис. 6.10. Трансформаторный УМ класса  $A$



По постоянному току транзистор нагружен на сопротивление  $r_1$  первичной обмотки трансформатора. Напряжение покоя ввиду малости сопротивления  $r_1$

$$U_{\text{ОКЭ}} = E_{\text{К}} - I_{\text{ОК}} \cdot r_1 \approx E_{\text{К}}. \quad (6.22)$$

Статическая линия нагрузки проходит параллельно оси токов, а точка покоя имеет координаты  $0 [E_{\text{К}}; I_{\text{ОК}}]$ .

По переменному току транзистор нагружен на сопротивление

$$R'_{\text{Н}} = r_1 + (R_{\text{Н}} + r_2) / n^2 = R_{\text{Н}} / n^2, \quad (6.23)$$

где

$$n = W_2 / W_1 \quad (6.24)$$

– коэффициент трансформации напряжения.

Для получения максимальной амплитуды напряжения

$$U_{\text{Км}} = U_{\text{Нм}} / n = E_{\text{К}} \quad (6.25)$$

при максимальной амплитуде тока

$$I_{\text{Км}} = n \cdot I_{\text{Нм}} = I_{\text{ОК}} \quad (6.26)$$

необходимо выполнять равенства

$$I_{\text{Км}} \cdot R'_{\text{Н}} = U_{\text{Нм}} = E_{\text{К}}; \quad (6.27)$$

$$I_{\text{ОК}} \cdot R_{\text{Н}} / n^2 = E_{\text{К}}. \quad (6.28)$$

Мощность на первичной обмотке трансформатора

$$P_1 = 0,5 \cdot U_{\text{Км}} I_{\text{Км}} < 0,5 \cdot I_{\text{ОК}} E_{\text{К}}. \quad (6.29)$$

Мощность на нагрузке (вторичная обмотка) в случае идеального трансформатора

$$P_2 = P_{\text{Н}} = 0,5 \cdot U_{\text{Нм}} \cdot I_{\text{Нм}} = 0,5 \cdot n \cdot U_{\text{Нм}} \cdot I_{\text{Нм}} / n = P_1 < 0,5 \cdot I_{\text{ОК}} E_{\text{К}}. \quad (6.30)$$

Потребляемая мощность

$$P_0 = E_{\text{К}} \cdot I_{\text{ОК}};$$

КПД

$$\eta < 0,5. \quad (6.31)$$

Реальные значения КПД трансформатора  $\eta_{\text{ТР}} = 0,8-0,9$ ,  $P_{\text{Н}} = \eta_{\text{ТР}} \cdot P_1$  и трансформаторный УМ класса имеет КПД  $\eta < 0,5 \cdot \eta_{\text{ТР}}$ , что соответствует 40–45 %. Требования к транзистору:

$$I_{\text{КМАКС}} > 2 \cdot I_{\text{ОК}};$$

$$U_{\text{КМАКС}} > 2 \cdot E_{\text{К}};$$

$$P_{\text{КМАКС}} > E_{\text{К}} \cdot I_{\text{ОК}} = P_0 = 2 \cdot P_{\text{Н}} / \eta_{\text{ТР}}. \quad (6.32)$$

По постоянному току транзистор нагружен на очень малое сопротивление  $r_1$  и ток коллектора не может быть ограничен внешним резистором, поэтому необходимо стабилизировать режим покоя по току. Обычно применяют эмиттерную стабилизацию с помощью  $R_{\text{Э}}C_{\text{Э}}$ -цепи. При этом за счет падения напряжения  $I_{\text{ОЭ}}R_{\text{Э}}$  снижается амплитуда  $U_{\text{Км}} < E_{\text{К}} - I_{\text{ОЭ}}R_{\text{Э}}$ , на 5–10 % снижается КПД.

В режиме В точка покоя соответствует закрытому состоянию транзистора и находится в области отсечки на границе с активной областью.

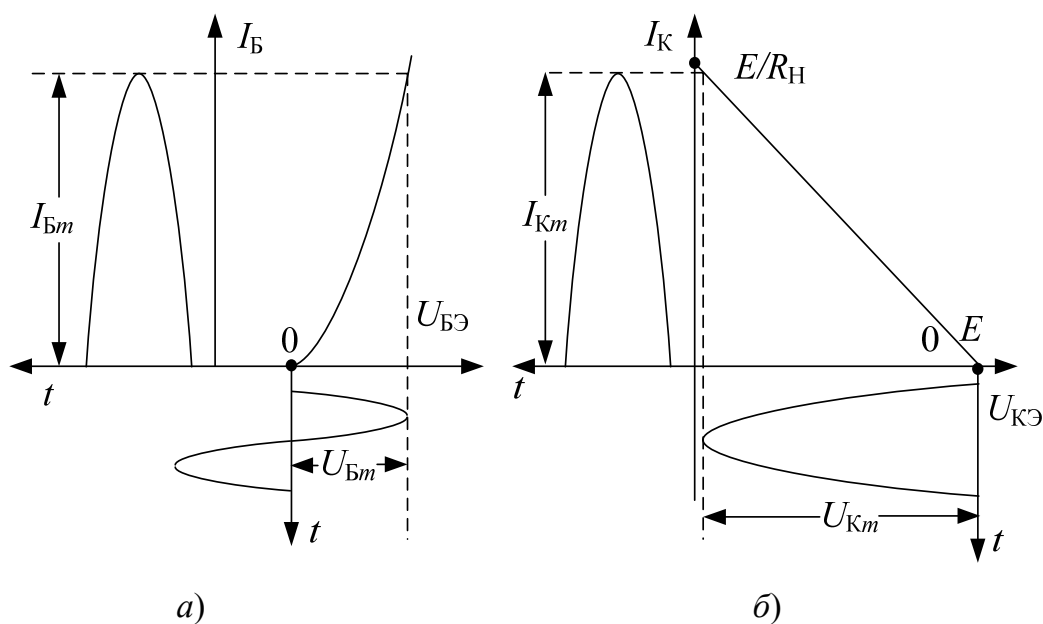


Рис. 6.11. Временные диаграммы сигналов на входе (а) и выходе (б) усилителей класса В

Входной ток покоя  $I_{\text{ОБ}} = 0$ , а на выходных ВАХ координаты точки покоя 0 [ $I_{\text{ОК}} = I_{\text{КО}} = 0$ ;  $U_{\text{ОК}} = E_{\text{К}}$ ]. При подаче сигнала на базу на коллекторе формируется одна полуволна тока и напряжения. Для

получения на нагрузке синусоидального напряжения УМ класса  $B$  выполняют двухтактными – два транзистора поочередно формируют выходное напряжение, половину периода находясь в режиме отсечки коллекторного тока. Угол отсечки для класса  $B$   $Q = 90^\circ$ .

УМ класса  $B$  выполняют по трансформаторной и бестрансформаторной схемам. Наиболее распространена схема бестрансформаторного двухтактного УМ класса  $B$  на комплементарных транзисторах (с дополнительной симметрией), работающих в режиме эмиттерных повторителей напряжения на общую нагрузку.

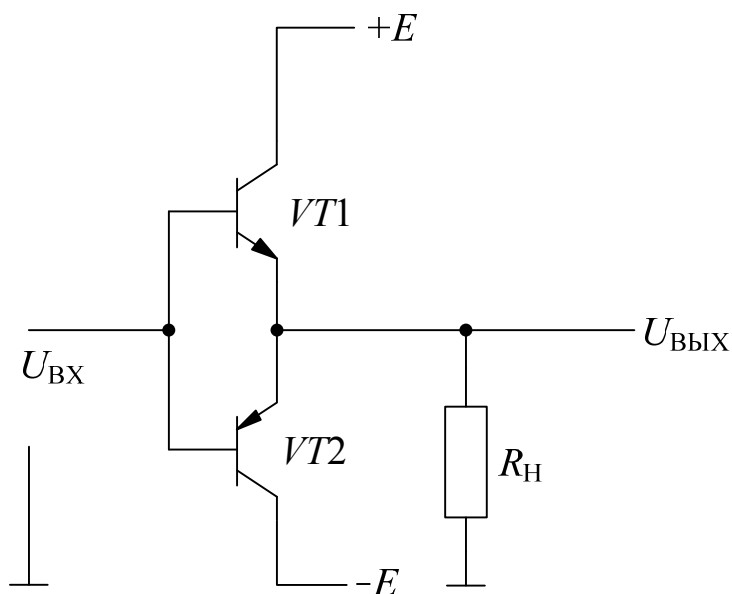


Рис. 6.12. Усилитель мощности класса  $B$

Положительная полуволна напряжения на нагрузку при подаче на вход сигнала формируется транзистором  $VT1$   $n-p-n$ -типа, а отрицательная – транзистором  $VT2$   $p-n-p$ -типа. При отсутствии сигнала оба транзистора закрыты, потребляемая мощность равна нулю.

Максимальные амплитуды напряжения и тока нагрузки определим с помощью рис. 6.11:

$$U_{Hm} = U_{Km} = E - U_{КЭМИН} < E;$$

$$I_{Hm} = I_{Km} = U_{Hm} / R_H < E / R_H;$$

$$P_H = 0,5 \cdot U_{Hm} \cdot I_{Hm} = U_{Hm}^2 / (2 \cdot R_H) < E^2 / (2 \cdot R_H). \quad (6.33)$$

Ток источника питания  $+E$  равен току коллектора  $VT1$  и отличен от нуля в течение первого полупериода сигнала:

$$I_{K1}(t) = \begin{cases} I_{Hm} \sin(\omega t) & 0 < t < T/2; \\ 0 & T/2 < t < T. \end{cases} \quad (6.34)$$

Средний ток коллектора  $VT1$  и источника  $+E$

$$I_{K1CP} = I_{Hm}/\pi. \quad (6.35)$$

Из условий симметрии

$$P_0 = E \cdot I_{K1CP} + E \cdot I_{K2CP} = 2 \cdot E \cdot I_{KCP} = \frac{2 \cdot E \cdot I_{Hm}}{\pi} = \frac{2 \cdot E \cdot U_{Hm}}{\pi R_H} < \frac{2 \cdot E^2}{\pi R_H}. \quad (6.36)$$

Коэффициент полезного действия прямо пропорционален амплитуде напряжения на нагрузке

$$\eta = \frac{P_H}{P_0} = \frac{U_{Hm}^2}{2 \cdot R_H} \cdot \frac{2 \cdot E \cdot U_{Hm}}{\pi \cdot R_H} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{Hm}}{E} < \frac{\pi}{4} = 0,785. \quad (6.37)$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе, определяется из условия симметрии и уравнения баланса мощностей:

$$P_0 = P_H + P_{K1} + P_{K2} = P_H + 2 \cdot P_K; \quad (6.38)$$

$$P_K = \frac{P_0 - P_H}{2} = \frac{E \cdot U_{Hm}}{\pi \cdot R_H} - \frac{U_{Hm}^2}{4 \cdot R_H} = f(U_{Hm}). \quad (6.39)$$

При  $U_{Hm} = E$

$$P_K(E) = \frac{E^2}{\pi \cdot R_H} - \frac{E^2}{4 \cdot R_H} = \frac{E^2}{R_H} \cdot \frac{4 - \pi}{4 \cdot \pi}. \quad (6.40)$$

Экстремум мощности на коллекторе при

$$U_{Hm} = \frac{2 \cdot E}{\pi}; \quad (6.41)$$

$$P_{K\text{МАКС}} = P_K(2E/\pi) = \frac{2 \cdot E^2}{\pi^2 \cdot R_H} - \frac{E^2}{\pi^2 \cdot R_H} = \frac{E^2}{\pi^2 \cdot R_H}. \quad (6.42)$$

Значения параметров УМ при максимуме  $P_K$ :

$$P_0(2 \cdot E / \pi) = \frac{2 \cdot E \cdot U_{Hm}}{\pi \cdot R_H} = \frac{4 \cdot E^2}{\pi^2 \cdot R_H}; \quad (6.43)$$

$$P_H(2 \cdot E / \pi) = \frac{U_{Hm}^2}{2 \cdot R_H} = \frac{2 \cdot E^2}{\pi^2 \cdot R_H}; \quad (6.44)$$

$$\eta(2 \cdot E / \pi) = \frac{\pi \cdot U_{Hm}}{4 \cdot E} = 0,5. \quad (6.45)$$

Полученные выражения сведены в табл. 6.2.

Таблица 6.2

**Энергетические параметры УМ класса В**

Амплитуда сигнала изменяется от 0 до E $0 < U_{Hm} < E$	Максимум мощности на коллекторе $P_K$ $U_{Hm} = 2 \cdot E / \pi$		Максимум мощностей $P_H$ , $P_0$ и КПД $U_{Hm} = E$
$P_0 = \frac{2 \cdot E \cdot U_{Hm}}{\pi \cdot R_H}$	$P_0 = \frac{4 \cdot E^2}{\pi^2 \cdot R_H}$	<	$P_0 = \frac{2 \cdot E^2}{\pi \cdot R_H}$
$P_H = \frac{U_{Hm}^2}{2 \cdot R_H}$	$P_H = \frac{2 \cdot E^2}{\pi^2 \cdot R_H}$	<	$P_H = \frac{E^2}{2 \cdot R_H}$
$P_K = \frac{P_0 - P_H}{2}$	$P_K = \frac{E^2}{\pi^2 \cdot R_H}$	>	$P_K = \frac{E^2}{2 \cdot R_H} \cdot \frac{4 - \pi}{4 \cdot \pi}$
$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{Hm}}{E}$	$\eta = 0,5$	<	$\eta = \frac{\pi}{4} = 0,785$

Требования к транзисторам в бестрансформаторных УМ класса В:

$$I_{K\text{МАКС}} > E / R_H > I_{Hm};$$

$$U_{KЭ\text{МАКС}} > 2 \cdot E > E + U_{Hm};$$

$$P_{K\text{МАКС}} > E^2 / \pi^2 \cdot R_H. \quad (6.46)$$

Графики зависимостей  $P_0$ ,  $P_H$ ,  $P_K$  и КПД от амплитуды напряжения  $U_{Hm}$  построены на рис. 6.13.

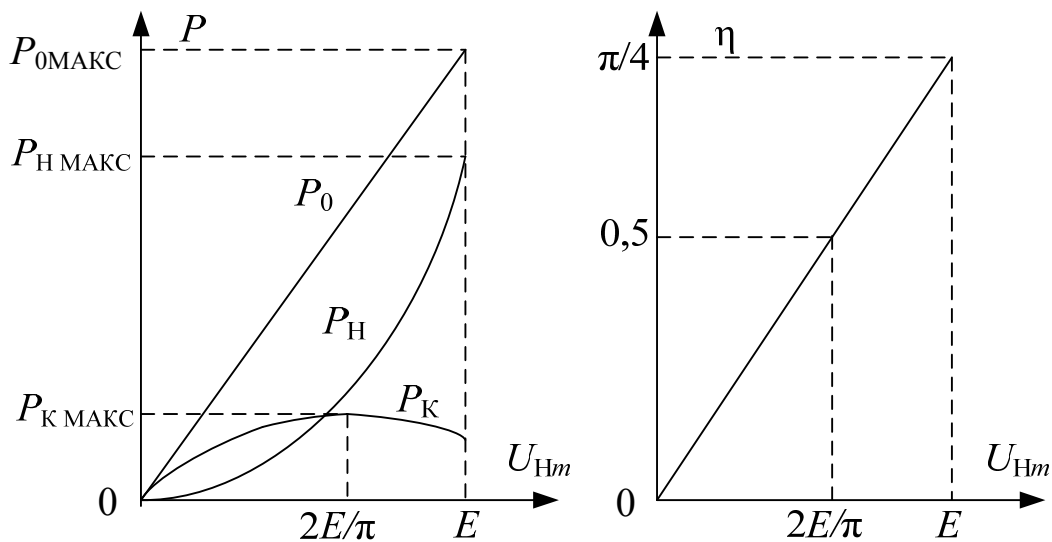


Рис. 6.13. Зависимость энергетических параметров УМ класса  $B$  от амплитуды сигнала

Пропорциональность потребляемой мощности амплитуде сигнала обуславливает отсутствие потребления в точке покоя и высокий КПД при больших амплитудах сигнала.

Важным достоинством класса является также то, что отношение максимальной мощности на коллекторе (при  $U_{Hm} = 2E/\pi$ ),  $P_K(2E/\pi) = E^2 / (\pi^2 R_H)$  к максимальной мощности нагрузки (при  $U_{Hm} = E$ ) составляет всего  $2/\pi^2 = 0,2$ . В реальных схемах за счет остаточного напряжения  $U_{КЭМИН}$  это отношение составляет  $0,25-0,3$  при КПД =  $0,6-0,7$ .

Недостатком двухтактных УМ класса  $B$  являются переходные искажения сигнала, особенно заметные при малых амплитудах напряжения  $U_{ВХ}$ . Эти искажения проявляются в моменты перехода сигнала через ноль и обусловлены резкой нелинейностью входных ВАХ биполярных транзисторов на начальном участке (рис. 6.14).

При  $U_{ВХ} < U_{ОТП}$  (участок  $a-b$ ) оба транзистора закрыты, и сигнал на выходе отсутствует. Напряжение отпирания для кремниевых транзисторов составляет  $U_{ОТП} \approx 0,4-0,5$  В. Для составных транзисторов это напряжение удваивается.

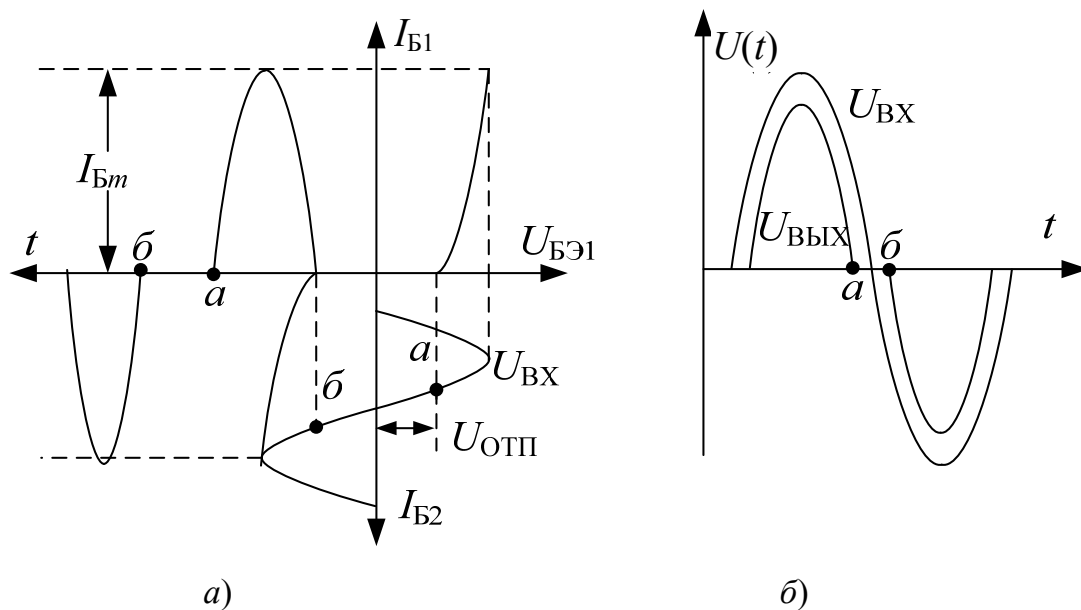


Рис. 6.14. Переходные искажения в усилителе класса B

Для уменьшения переходных искажений применяют класс AB – промежуточный между режимами A и B с углом отсечки 100–120°. Точка покоя транзисторов задается в активной области с относительно малыми токами  $I_{OB}$  и  $I_{OK} = h_{21Э} I_{OB}$ .

Для сдвига т. 0 в активную область применяют дополнительные источники  $E_{CM} > U_{OTП}$  (рис. 6.15, a).

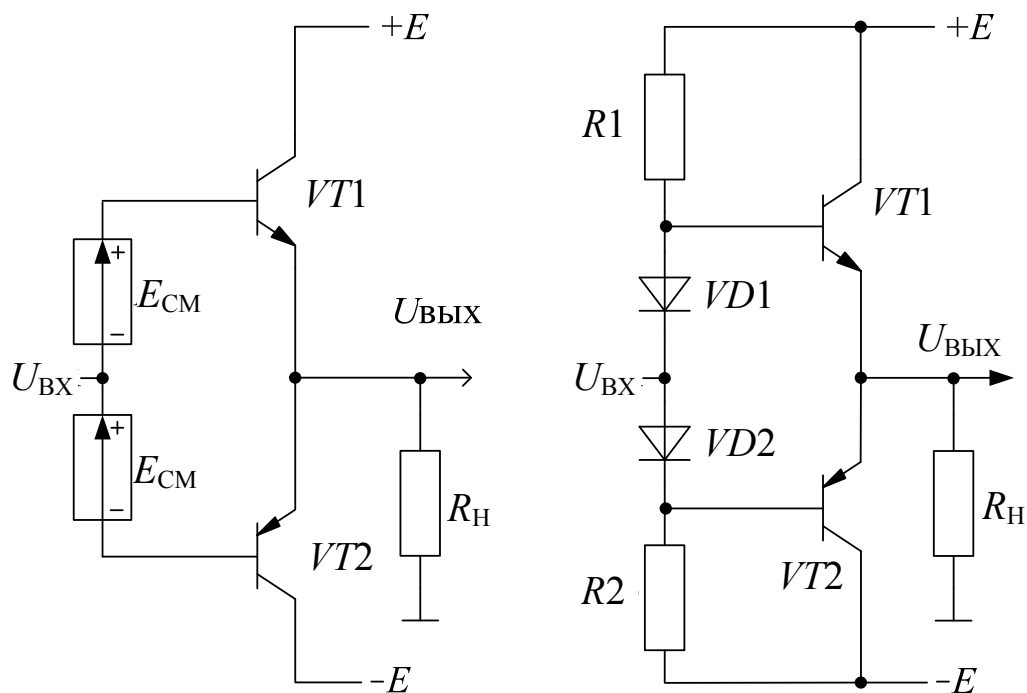


Рис. 6.15. Усилитель мощности класса AB

В качестве отпирающих напряжений используют напряжения на прямосмещенных  $p-n$ -переходах диодов  $VD1$  и  $VD2$  (рис. 6.15, б). Резисторы  $R1$  и  $R2$  обеспечивают прямой ток диодов.

При  $I_{OK} \ll I_{Km}$  средний ток транзисторов и источников питания увеличивается незначительно, сохраняются основные энергетические параметры класса  $B$ . Переходные искажения существенно уменьшаются, так как отсутствует пауза между запирающим одним и отпирающим другим транзистора.

В двухтактных УМ класса  $AB$  рабочая точка движется по траектории  $0-1-0-2-3-2-0$  (рис. 6.16, б). В исходном состоянии (0) ток покоя равен  $I_{OK}$ . При равенстве токов покоя  $VT1$  и  $VT2$  ток в нагрузке отсутствует,  $U_{OKЭ} = E$ . При подаче положительной полуволны сигнала  $VT2$  запирается, рабочая точка  $VT1$  движется по траектории  $0-1-0$ . Наклон линии нагрузки определяет  $R_H$ . Во время отрицательной полуволны сигнала формируется траектория  $0-2-3-2-0$ . Участок  $0-2$  соответствует работе  $VT1$  на открытый транзистор  $VT2$  при уменьшении тока от  $I_{OK}$  до обратного тока ( $\approx 0$ ). Крутизна участка ЛН  $0-2$  определяется малым сопротивлением  $R_{ВЫХ2} = h_{11Б}$ . Участок  $2-3-2$  соответствует закрытому состоянию  $VT2$ , напряжение  $U_{КЭ}$  изменяется от  $U_{OKЭ} = E$  до  $E + U_{Hm}$  при формировании отрицательной полуволны сигнала.

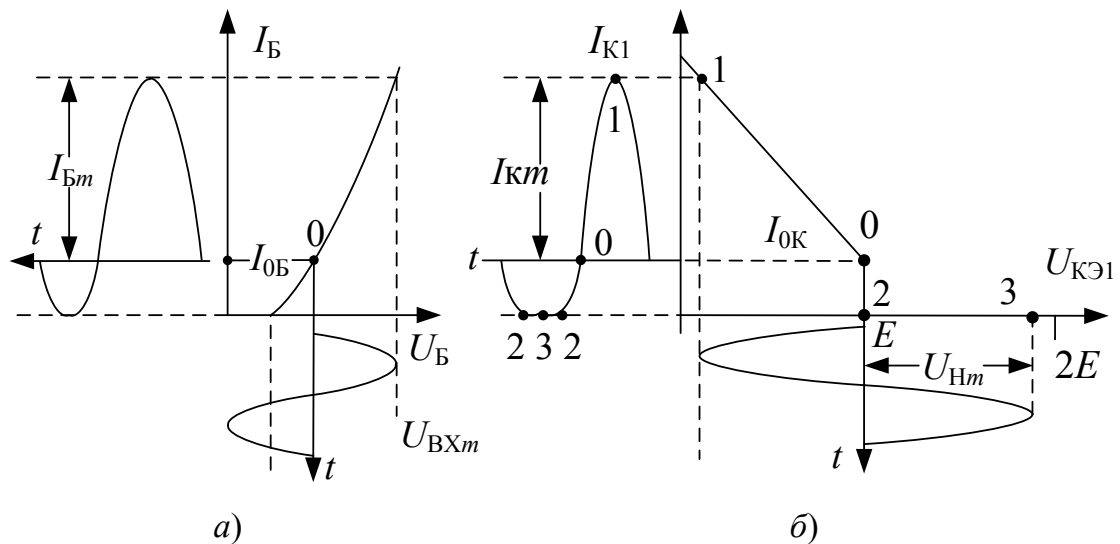


Рис. 6.16. Временные диаграммы сигналов на входе (а) и выходе (б) усилителей класса  $AB$



Если током  $I_{OK}$  нельзя пренебречь, расчет параметров уточняют по сравнению с классом  $B$  путем учета дополнительной потребляемой мощности, рассеиваемой транзисторами.

$$I_{KCP} = I_{Km} / \pi + I_{OK}; \quad (6.47)$$

$$P_0 = 2 \cdot E \cdot U_{Hm} / (\pi \cdot R_H) + P_{ДОП} = 2 \cdot E \cdot U_{Hm} / (\pi \cdot R_H) + 2 \cdot E \cdot I_{OK}; \quad (6.48)$$

$$P_{KМАКС} = E^2 / (\pi^2 R_H) + I_{OK} E. \quad (6.49)$$

В двухтактных УМ класса  $AB$  необходимо точно поддерживать токи  $I_{OK}$ . Возможное увеличение токов покоя вследствие разброса параметров элементов и их температурного дрейфа приводит к росту неограниченного резистором  $R_H$  сквозного тока по цепи  $+E, VT1, VT2, -E$ . Для точной установки токов применяют регулируемый источник  $E_{CM}$ , а также местную отрицательную обратную связь по току включением в эмиттеры стабилизирующих резисторов  $R_{Э}$  порядка  $0,1-0,5$  Ом при токах  $I_{Hm} = 1-10$  А.

Современные УМ для уменьшения нелинейных искажений строят по схемам с общей отрицательной обратной связью на основе режимов  $B$  и  $AB$ . Для оценки влияния ОС на нелинейные искажения реальный УМ, например класса  $B$ , можно представить в виде суперпозиции линейного усилителя с коэффициентом передачи  $K_{УМ}$  и генератора высших гармонических составляющих. Для упрощения ограничимся только  $n$ -й гармоникой (рис. 6.17,  $a$ ).

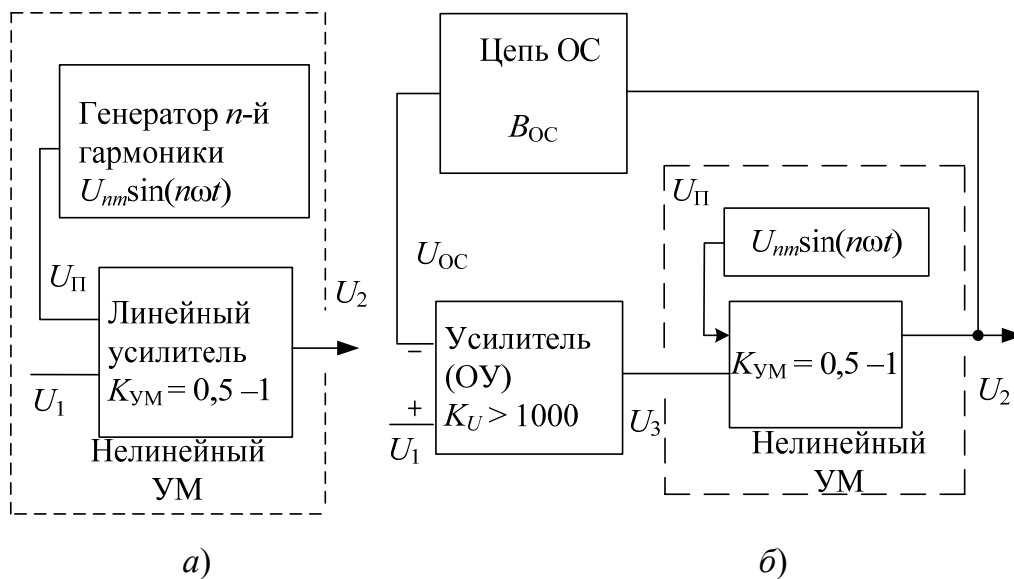


Рис. 6.17. Модель нелинейного усилителя ( $a$ ) и УМ с отрицательной обратной связью ( $b$ )

При подаче на вход гармонического сигнала  $U_1 = U_{1m} \cdot \sin(\omega t)$  на выходе формируется напряжение

$$U_2 = K_{\text{УМ}}[U_{1m} \sin(\omega t) + U_{nm} \sin(n\omega t)]. \quad (6.50)$$

Коэффициент гармоник

$$K_{\Gamma} = U_{nm} / U_{1m}. \quad (6.51)$$

При нелинейной амплитудной характеристике величины  $U_{nm}$  и  $K_{\Gamma}$  могут быть значительными, а выходная мощность из-за неустойчивости  $K_{\text{УМ}}$  существенно изменяется.

В схемах с обратной связью (рис. 6.17, б) входной сигнал  $U_1$  подается на «+»-вход предварительного усилителя (ОУ) с большим усилителем  $K_U$ . ОУ и УМ образуют прямой канал усиления. С выхода сигнал  $U_2$  через цепь ОС поступает на «-»-вход ОУ.

$$\begin{aligned} U_2 &= K_{\text{УМ}}(U_3 + U_n) = K_U K_{\text{УМ}}(U_1 - U_{\text{ОС}}) + K_{\text{УМ}}U_n = \\ &= K_U K_{\text{УМ}}(U_1 - B_{\text{ОС}}U_2) + K_{\text{УМ}}U_n = \\ &= K_U K_{\text{УМ}}U_1 - K_U K_{\text{УМ}}B_{\text{ОС}}U_2 + K_{\text{УМ}}U_n; \end{aligned}$$

$$U_2 = \frac{K_U K_{\text{УМ}}}{1 + K_U K_{\text{УМ}}B_{\text{ОС}}}U_1 + \frac{K_{\text{УМ}}}{1 + K_U K_{\text{УМ}}B_{\text{ОС}}}U_n. \quad (6.52)$$

В отличие от схемы без ОС сигнал  $U_1$  и гармоника  $U_n$  передаются на выход с разными коэффициентами. При достаточно больших  $K_U$  (1000–10000)  $K_U K_{\text{УМ}}B_{\text{ОС}} \gg 1$ , коэффициент передачи системы практически не зависит от  $K_U$  и неустойчивого  $K_{\text{УМ}}$

$$U_2 = \frac{1}{B_{\text{ОС}}}U_1 + \frac{1}{K_U B_{\text{ОС}}}U_n = \frac{1}{B_{\text{ОС}}}\left|U_1 + \frac{1}{K_U}U_n\right|. \quad (6.53)$$

Коэффициент гармоник УМ с отрицательной обратной связью по напряжению уменьшается в  $K_U$  раз

$$K_{\Gamma\text{ОС}} = U_{nm} / (K_U U_{1m}) = K_{\Gamma} / K_U. \quad (6.54)$$

### 3. Задание

1. Исследование усилителя мощности класса  $B$  (УМ- $B$ ).

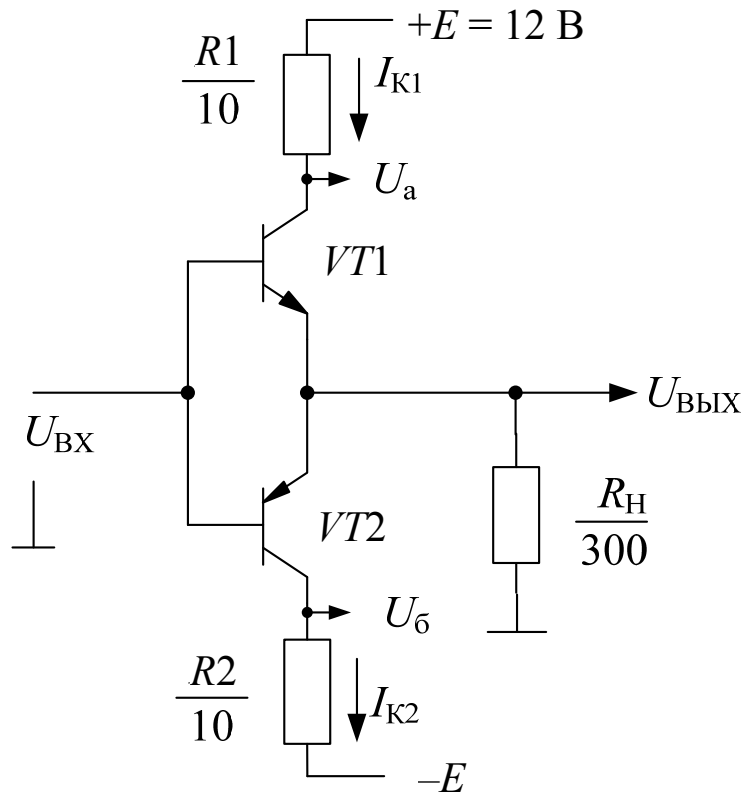


Рис. 6.18. Усилитель мощности класса  $B$

Снять передаточную характеристику  $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$  на постоянном токе. Результаты измерения занести в табл. 6.3.

Таблица 6.3

$U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	-12	-10	-8	-6	-4	-2	-1	-0,9	-0,8	-0,7	-0,6	-0,5	-0,4	-0,3	0
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$															

Продолжение табл. 6.3

$U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	+0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	2	4	6	8	10	12
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$														

Построить передаточную характеристику для двух диапазонов  $U_{\text{ВХ}}$ :

- $-1 \text{ В} < U_{\text{ВХ}} < +1 \text{ В}$  в масштабе  $0,1 \text{ В/см}$ ;
- $-12 \text{ В} < U_{\text{ВХ}} < +12 \text{ В}$  в масштабе  $1 \text{ В/см}$ .

Исследовать УМ–В на переменном токе частотой 1 кГц. Если на выходе генератора присутствует постоянная составляющая  $U_0 > 100$  мВ (измерить вольтметром), применить разделительный конденсатор.

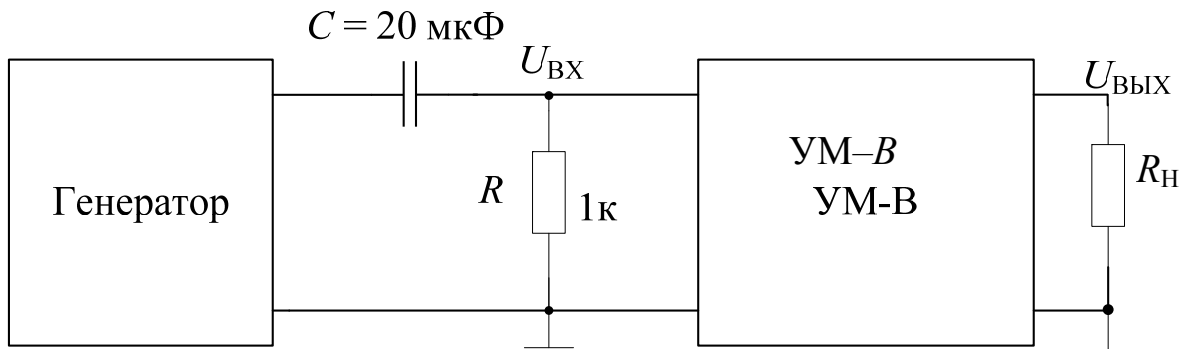


Рис. 6.19. Исследование УМ–В на переменном токе

Зарисовать осциллограммы напряжений  $U_{ВХ}(t)$  и  $U_{ВЫХ}(t)$  на общей координатной плоскости и графики токов  $I_{К1}(t)$  и  $I_{К2}(t)$  при:

- а)  $U_{ВХm} = 0,5$  В; б)  $U_{ВХm} = 1$  В; в)  $U_{ВХm} = 2$  В.

Для наблюдения формы тока коллектора транзистора используются дополнительные резисторы  $R1$  и  $R2$ . Напряжение  $U_a = E - I_{К1}R1$  и  $U_б = -E + I_{К2}R2$ . Для получения величины тока  $I_{К1}$  необходимо вычесть из  $U_a$  постоянную составляющую  $E$  (вход осциллографа закрыт:  $\sim$ ) и полученное переменное напряжение умножить на коэффициент  $-1/R1$ .

2. Рассчитать параметры УМ–В для заданных амплитуд напряжения первой гармоники на нагрузке (табл. 6.4).

Таблица 6.4

$U_{Нм}, В$	1	2	3	4	5	6	7	$2E/\pi$	8	9	10	$12 = E$
$I_{Нм}, МА$												
$I_{КСР}, МА$												
$P_H, мВт$												
$P_0, мВт$												
$P_K, мВт$												
КПД												

### 3. Исследование усилителя мощности $AB$ (УМ– $AB$ ).

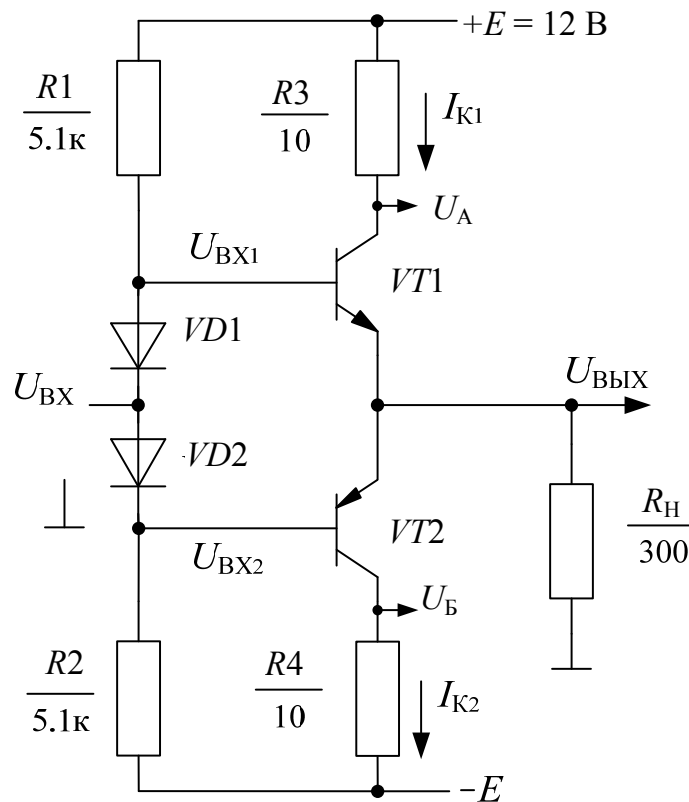


Рис. 6.20. Усилитель мощности класса  $AB$

Снять передаточную характеристику  $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$  и зависимости  $U_{\text{ВХ1}} = f(U_{\text{ВХ}})$ ,  $U_{\text{ВХ2}} = f(U_{\text{ВХ}})$  на постоянном токе. Результаты измерения занести в табл. 6.3, аналогичную табл. 6.1, с дополнительными значениями  $U_{\text{ВХ}} = -0,2, -0,1, 0,1, 0,2$  В с дальнейшим шагом 0,2 В до  $U_{\text{ВХ}} = 1$  В и шагом 2 В от 2 В до  $E$ .

Построить зависимости  $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$ ,  $U_{\text{ВХ1}} = f(U_{\text{ВХ}})$ ,  $U_{\text{ВХ2}} = f(U_{\text{ВХ}})$  для двух диапазонов  $U_{\text{ВХ}}$ :

- $-1 \text{ В} < U_{\text{ВХ}} < +1 \text{ В}$  в масштабе 0,1 В/см;
- $-12 \text{ В} < U_{\text{ВХ}} < +12 \text{ В}$  в масштабе 1 В/см.

Исследовать УМ– $AB$  на переменном токе частотой 1 кГц.

Зарисовать осциллограммы напряжений  $U_{\text{ВХ}}(t)$ ,  $U_{\text{ВХ1}}(t)$ ,  $U_{\text{ВХ2}}(t)$ ,  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$  на общей координатной плоскости и графики токов  $I_{\text{К1}}(t)$  и  $I_{\text{К2}}(t)$  при: а)  $U_{\text{ВХ}m} = 0,5$  В; б)  $U_{\text{ВХ}m} = 2,0$  В.

4. Исследование усилителя мощности с отрицательной обратной связью по напряжению.

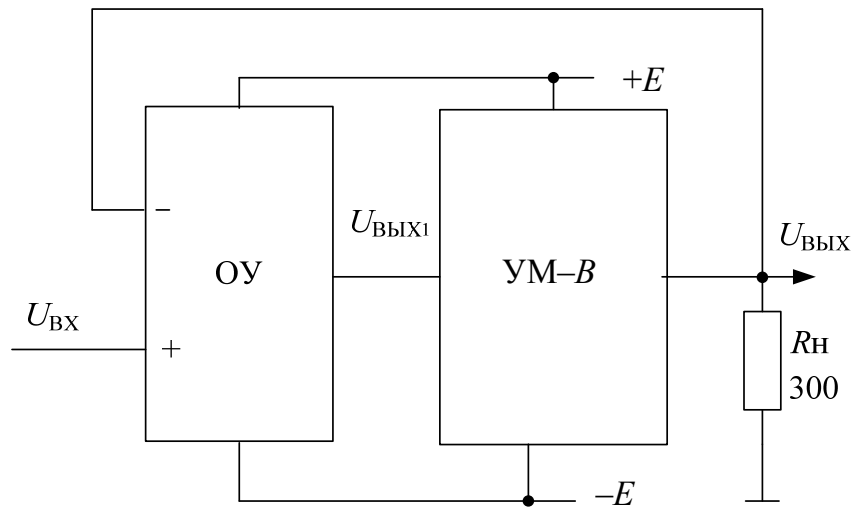


Рис. 6.21. Усилитель мощности с ООС

Зарисовать осциллограммы напряжений  $U_{ВХ}(t)$ ,  $U_{ВЫХ1}(t)$ ,  $U_{ВЫХ}(t)$ , и на частотах 500 Гц и 20 кГц:

а)  $U_{ВХm} = 0,5$  В; б)  $U_{ВХm} = 5$  В.

Определить величину скачка  $U_{ВЫХ1}(t)$  при переходе напряжения  $U_{ВЫХ}(t)$  через ноль.

#### 4. Содержание отчета

Отчет должен содержать схемы исследуемых усилителей мощности с таблицами и графиками в соответствии с заданием.

#### 5. Контрольные вопросы

1. Построить по заданным преподавателем исходным данным ( $R_H$ ,  $E_K$  и  $2E$ ) линии нагрузки, рассчитать энергетические параметры:

- УМ класса  $A$  (ОЭ) при заданном отношении  $R_H / R_K$ ;
- УМ класса  $A$  (ОК) при заданном отношении  $R_H / R_{Э}$ ;
- УМ класса  $A$  (ОЭ) с непосредственным включением нагрузки;
- УМ класса  $A$  (ОК) с непосредственным включением нагрузки;
- УМ класса  $A$  (ОЭ) с источником тока;
- УМ класса  $A$  (ОК) с источником тока;
- трансформаторного УМ класса  $A$  (ОЭ);
- двухтактного УМ класса  $B$ ;
- двухтактного УМ класса  $AB$ .

2. Что такое переходные искажения, какие существуют методы их уменьшения?

3. Сравнить различные классы усилителей по энергетическим параметрам и нелинейным искажениям.

4. Определить аналитически координаты экстремума функции  $P_K = f(U_{Hm})$  для усилителя класса  $B$ .

5. Вывести выражение для коэффициента усиления по напряжению УМ с обратной связью.

6. Изобразить временную зависимость выходного напряжения предусилителя (ОУ) УМ с обратной связью, пояснить принцип уменьшения переходных искажений.

# Лабораторная работа № 7

## ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

### 1. Цель работы

Целью работы является исследование дифференциального усилителя на биполярных транзисторах, расчет ДУ по постоянному току и определение его параметров при усилении дифференциального и синфазного сигналов.

Литература: [1, с. 298–307], [2, с. 238–245], [3, с. 305–316], [4, с. 249–257], [6, с. 94–106], [7, с. 114–129], [8, с. 91–103].

### 2. Теоретические сведения

Схема простейшего дифференциального усилителя изображена на рис. 7.1.

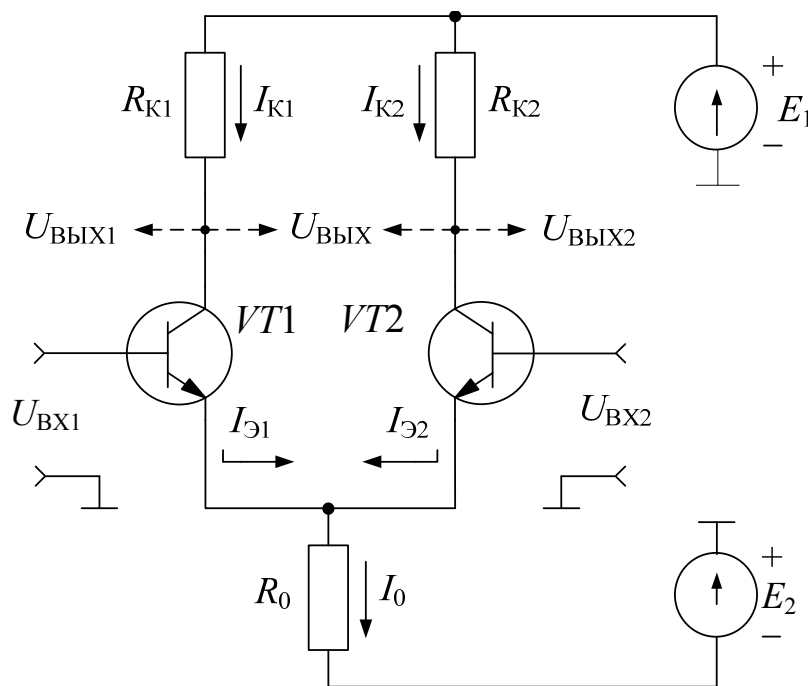


Рис. 7.1. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель имеет два входа. Входные сигналы  $U_{ВХ1}$  и  $U_{ВХ2}$  подаются на базы транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Эмиттеры транзисторов через общий резистор  $R_0$  подключены к отрицательному эмиттерному переходу источника напряжения  $-E_2$ . Обратносмещенные коллекторные переходы через резисторы  $R_{К1}$  и  $R_{К2}$  подключены



к источнику  $+E_2$ . При отсутствии сигналов на входе ДУ представляет собой схему уравновешенного моста. Резисторы  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$  и транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  образуют плечи моста. К одной диагонали моста подключены напряжения питания  $+E_1$ ,  $-E_2$ , с другой диагонали снимается выходное напряжение. В случае идеальной симметрии плеч одинаковые изменения токов через транзисторы при изменении температуры или напряжения питания вызывают одинаковые изменения коллекторных напряжений. Выходное напряжение ДУ, равное разности коллекторных напряжений, при этом не изменяется.

Свое название усилитель получил благодаря основному свойству, отличающему его от других усилителей: усиливается сигнал, равный разности входных напряжений или разностный (дифференциальный) сигнал.

Сигнал, подаваемый между входами ДУ, называется разностным или *дифференциальным* сигналом:

$$U_{\text{Д}} = U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}.$$

Дифференциальным сигналом является, таким образом, и сигнал, подаваемый на один из входов усилителя, при заземленном втором входе.

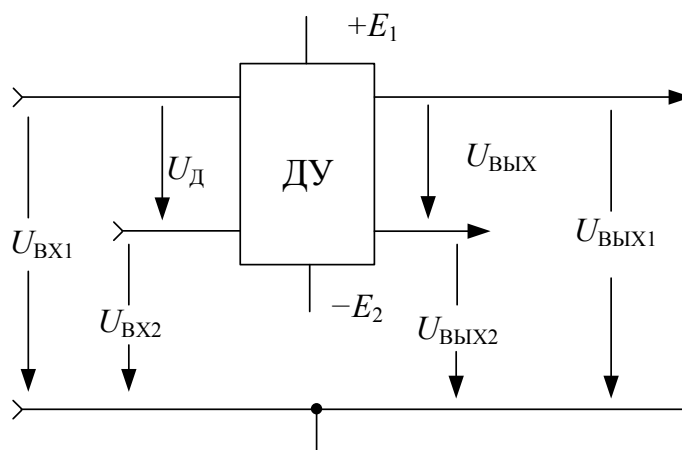


Рис. 7.2. Сигналы ДУ

Сигнал, подаваемый одновременно на оба входа усилителя относительно общей шины, называется *синфазным* сигналом. В качестве синфазного принимают среднее арифметическое значение входных напряжений (с учетом полярностей или фаз):

$$U_{\text{СФ}} = 0,5(U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}).$$

Так как потенциалы баз и напряжения на эмиттерных переходах получают при синфазном сигнале одинаковые (синфазные) приращения, то токи через транзисторы изменяются слабо и дифференциальный усилитель не усиливает синфазный сигнал.

### Пример определения входных сигналов ДУ

$$U_{\text{ВХ1}} = 2,01 \text{ В}; U_{\text{ВХ2}} = 2 \text{ В}.$$

Дифференциальный входной сигнал

$$U_{\text{Д}} = U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}} = 2,01 - 2 = 0,01 \text{ В}.$$

Синфазный входной сигнал

$$U_{\text{СФ}} = 0,5(U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}}) = 0,5(2,01 + 2) = 2,005 \approx 2 \text{ В}.$$

Входные сигналы через  $U_{\text{Д}}$  и  $U_{\text{СФ}}$  можно представить в виде:

$$U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{СФ}} + 0,5U_{\text{Д}} = 2,005 + 0,005, \text{ В};$$

$$U_{\text{ВХ2}} = U_{\text{СФ}} - 0,5U_{\text{Д}} = 2,005 - 0,005, \text{ В}.$$

Приведенный пример поясняет рис. 7.3.

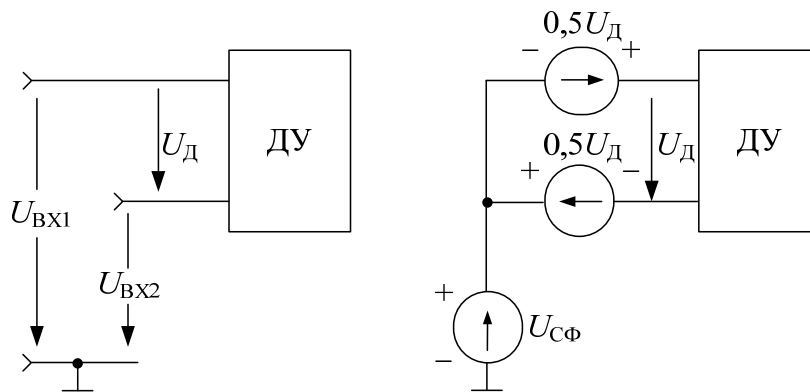


Рис. 7.3. Представление сигналов ДУ в виде комбинации  $U_{\text{Д}}$  и  $U_{\text{СФ}}$

По способу снятия выходного сигнала (или способу подключения нагрузки) различают несимметричные выходы – напряжения снимаются с коллекторов транзисторов относительно общей шины, и симметричный выход – напряжение снимают между коллекторами (рис. 7.1 и 7.2). Следовательно, при несимметричном выходе

$$U_{\text{ВЫХ1}} = U_{\text{К1}};$$

$$U_{\text{ВЫХ2}} = U_{\text{К2}},$$

а при симметричном выходе

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}}.$$

Достоинство симметричного выхода по сравнению с несимметричными – наиболее полная реализация основных полезных свойств ДУ, недостаток – незаземленность нагрузки.

В отсутствие входных сигналов при нулевых потенциалах на базах транзисторов (рис. 7.1) ток  $I_0$ , равный

$$I_0 = \frac{(E_2 - U_{\text{БЭ}})}{R_0},$$

поровну распределяется между транзисторами:

$$I_{\text{Э1}} = I_{\text{Э2}} = 0,5I_0.$$

Коллекторные токи и потенциалы на коллекторах также соответственно равны между собой:

$$I_{\text{К1}} = \alpha_1 I_{\text{Э1}} = 0,5I_0;$$

$$I_{\text{К2}} = \alpha_2 I_{\text{Э2}} = 0,5I_0;$$

$$U_{\text{К1}} = E_1 - I_{\text{К1}} R_{\text{К}} = E_1 - \frac{I_0 R_{\text{К}}}{2};$$

$$U_{\text{К2}} = E_1 - I_{\text{К2}} R_{\text{К}} = E_1 - \frac{I_0 R_{\text{К}}}{2}.$$

Для дифференциального сигнала каскад представляет собой два усилителя на транзисторах с общим эмиттером, объединенных резистором  $R_0$ . Дифсигнал, приложенный между входами усилителя, при идентичности транзисторов вызывает примерно одинаковые по модулю изменения напряжений на эмиттерных переходах, но противоположные по знаку. При рассмотренных выше численных значениях сигналов для транзистора  $VT1$  приращение напряжения  $U_{\text{БЭ}}$  составляет +5 мВ, а для  $VT2$  –5 мВ. Если начальные напряжения на эмиттерных переходах при  $U_{\text{Д}} = 0$  составляли  $U_{\text{БЭ1}} = U_{\text{БЭ2}} = 0,7$  В, то при

сигнале  $U_{\text{Д}} = 10$  мВ,  $U_{\text{БЭ1}} = 0,705$  В,  $U_{\text{БЭ2}} = 0,695$  В. Изменения напряжений  $U_{\text{БЭ}}$  вызывает перераспределение токов  $I_{\text{К1}}$  и  $I_{\text{К2}}$ , сумма которых остается примерно постоянной:  $I_{\text{К1}} + I_{\text{К2}} = I_0$ . Ток  $I_{\text{К1}}$  увеличивается, а  $I_{\text{К2}}$  уменьшается. Перераспределение коллекторных токов приводит к изменению коллекторных напряжений и формированию выходного напряжения. Если за выход ДУ принять коллектор  $VT1$ , то относительно его  $V_{\text{Х1}}$  является инвертирующим, а  $V_{\text{Х2}}$  – неинвертирующим.

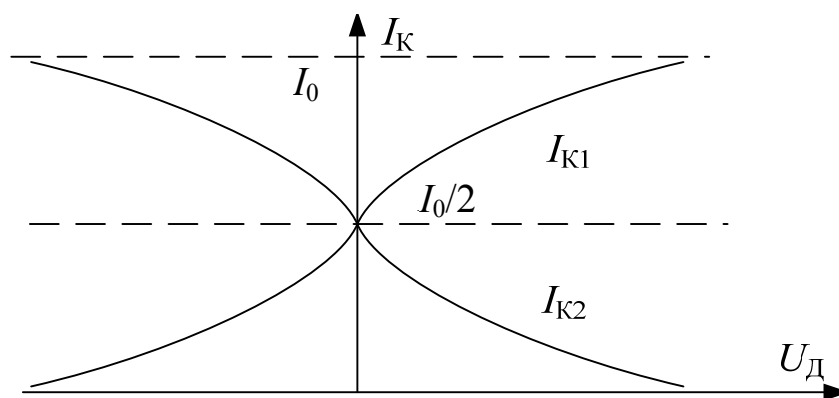


Рис. 7.4. Зависимость коллекторных токов от  $U_{\text{Д}}$

Линейный диапазон входных сигналов ДУ составляет примерно  $\pm(15-20)$  мВ. Большие значения  $U_{\text{Д}}$  приводят к отсечке одного из транзисторов, ток  $I_0$  протекает полностью через второй транзистор и ДУ не реагирует на изменение дифференциального сигнала.

В исходном состоянии вследствие неидентичности транзисторов, в первую очередь из-за неравенства напряжений  $U_{\text{БЭ}}$ , коллекторные токи не равны, на выходе формируется остаточное «ошибочное» напряжение

$$U_{0\text{ВЫХ}} = U_{\text{К1}} - U_{\text{К2}} = I_{\text{К1}}R_{\text{К1}} - I_{\text{К2}}R_{\text{К2}}.$$

Для устранения начального смещения на выходе ДУ применяют операцию *балансировки*. Коллекторная балансировка осуществляется с помощью балансирующего резистора  $R_{\text{Б}}$  в коллекторной цепи транзистора (рис. 7.5).

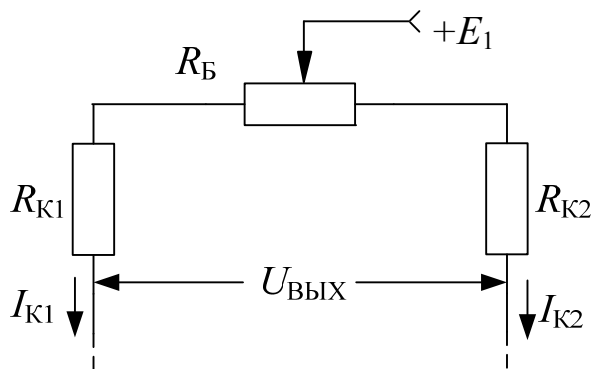


Рис. 7.5. Коллекторная балансировка ДУ

Несимметрия начальных токов коллекторов  $I_{K1}$  и  $I_{K2}$  компенсируется дополнительной противоположной несимметрией резисторов  $R_K$ . В ДУ на дискретных транзисторах значительная (десятки милливольт) начальная несимметрия плеч часто исключает коллекторную балансировку. В таких ДУ применяют подбор транзисторов по напряжениям  $U_{БЭ}$  или эмиттерную балансировку (стабилизацию) (рис. 7.6).

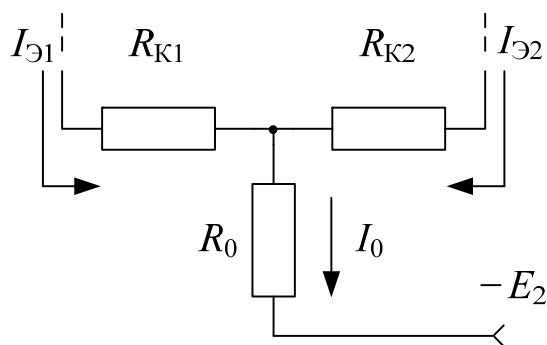


Рис. 7.6. ДУ с эмиттерной стабилизацией

Включенные последовательно с эмиттерными переходами резисторы  $R_{Э1}$  и  $R_{Э2}$  за счет напряжений  $I_{Э1}R_{Э1}$  и  $I_{Э2}R_{Э2}$  выравнивают токи через транзисторы и балансируют ДУ. Кроме того, резисторы  $R_{Э}$  стабилизируют усиление ДУ на более низком уровне.

ДУ по-разному реагируют на дифференциальный и синфазный сигналы: имеют различные коэффициенты усиления по дифсигналу  $K_U$  и синфазному  $K_{СФ}$ , различные входные сопротивления —  $R_{ВХ}$  для дифсигнала и  $R_{СФ}$  для синфазного. Анализировать свойства ДУ удобно отдельно по каждому сигналу. При наличии обеих составляющих на входах выходное напряжение определяют в виде суперпозиции:

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_U U_{\text{Д}} + K_{\text{СФ}} U_{\text{СФ}}.$$

Для получения параметров дифсигнала преобразуем исходную схему ДУ (см. рис. 7.1) в линейную малосигнальную модель (рис. 7.7) путем замены транзисторов их Т-образной физической схемой замещения и закорачиванием источников  $E_1$  и  $E_2$ .

Уравнение для входного контура имеет вид:

$$U_{\text{Д}} = I_{\text{Б1}}r_{\text{Б1}} + I_{\text{Э1}}r_{\text{Э1}} + I_{\text{Э2}}r_{\text{Э2}} + I_{\text{Б2}}r_{\text{Б2}}.$$

Учтем соотношения между токами транзисторов  $I_{\text{Э}} = (1 + \beta)I_{\text{Б}}$ :

$$U_{\text{Д}} = I_{\text{Б1}}r_{\text{Б1}} + (1 + \beta_1)I_{\text{Б1}}r_{\text{Э1}} + (1 + \beta_2)I_{\text{Б2}}r_{\text{Э2}} + I_{\text{Б2}}r_{\text{Б2}} = I_{\text{Б1}}h_{11\text{Э1}} + I_{\text{Б2}}h_{11\text{Э2}}.$$

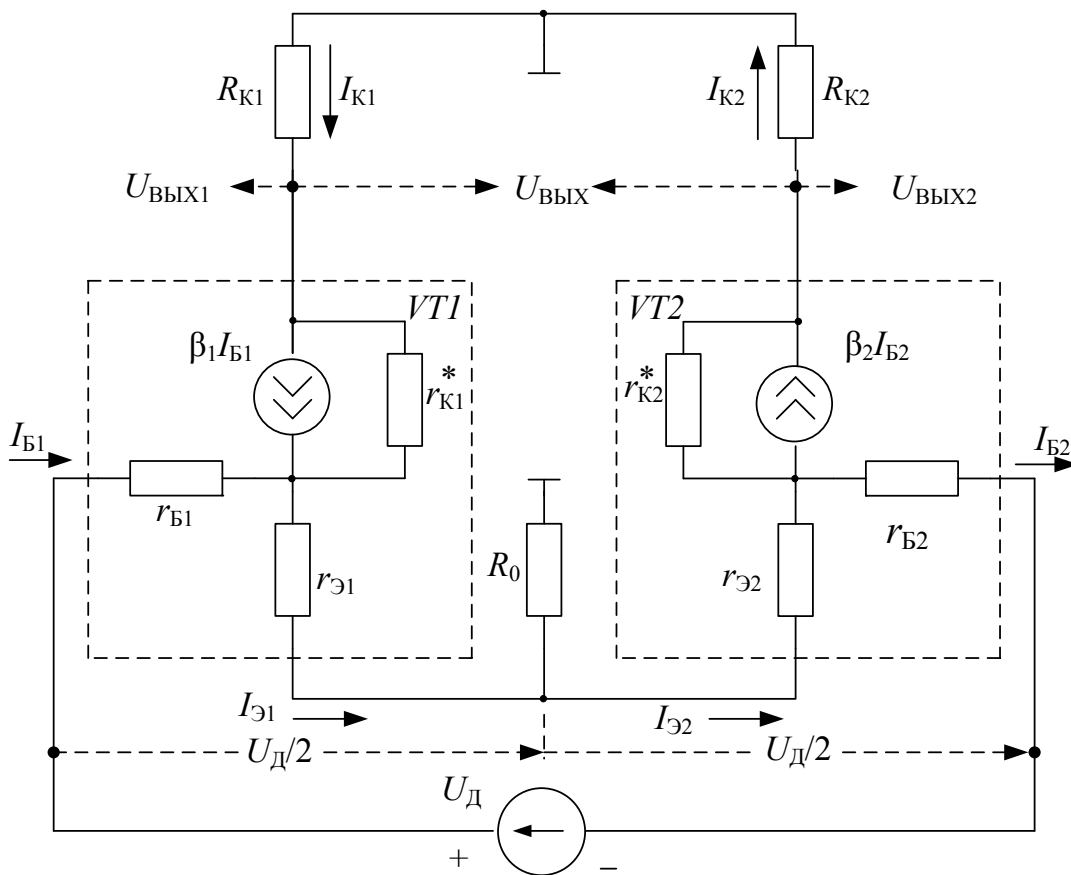


Рис. 7.7. Малосигнальная схема замещения ДУ для дифсигнала

Считая параметры транзисторов идентичными:

$$\beta_1 = \beta_2, \quad r_{\text{Б1}} = r_{\text{Б2}}, \quad r_{\text{Э1}} = r_{\text{Э2}}$$

и пренебрегая ответвлением в  $R_0$  незначительной части тока  $I_{\text{Э1}}$  ввиду условия  $R_0 \gg r_{\text{Э2}}$ , что эквивалентно равенствам  $I_{\text{Э1}} = I_{\text{Э2}}$  и  $I_{\text{Б1}} = I_{\text{Б2}}$  по модулю, получим значение входного сопротивления для дифсигнала

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{Д}}}{I_{\text{Б}}} = h_{11\text{Э}1} + h_{11\text{Э}2} = 2h_{11\text{Э}}.$$

Входные токи:

$$I_{\text{Б}1} = I_{\text{Б}2} = \frac{U_{\text{Д}}}{2h_{11\text{Э}}}.$$

При  $r_{\text{К}}^* \gg R_{\text{К}}$  токи генераторов  $\beta I_{\text{Б}}$  практически полностью замыкаются через  $R_{\text{К}}$ . Выходные напряжения с учетом соотношений  $I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}}$ :

$$U_{\text{ВЫХ}1} = -I_{\text{К}1} R_{\text{К}1} = -\beta_1 I_{\text{Б}1} R_{\text{К}1} = -\frac{U_{\text{Д}} \beta_1 R_{\text{К}1}}{R_{\text{ВХ}}};$$

$$U_{\text{ВЫХ}2} = +I_{\text{К}2} R_{\text{К}2} = +\beta_2 I_{\text{Б}2} R_{\text{К}2} = +\frac{U_{\text{Д}} \beta_2 R_{\text{К}2}}{R_{\text{ВХ}}}.$$

При идентичных транзисторах и условии  $R_{\text{К}1} = R_{\text{К}2} = R_{\text{К}}$ :

$$U_{\text{ВЫХ}1} = -\frac{U_{\text{Д}} \beta R_{\text{К}1}}{2h_{11\text{Э}}};$$

$$U_{\text{ВЫХ}2} = +\frac{U_{\text{Д}} \beta R_{\text{К}1}}{2h_{11\text{Э}}}$$

и полный (симметричный) выходной сигнал

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ}1} - U_{\text{ВЫХ}2} = -\frac{U_{\text{Д}} \beta R_{\text{К}}}{h_{11\text{Э}}}.$$

Коэффициенты усиления дифсигнала по каждому из выходов  $K_{U1}$ ,  $K_{U2}$  и для полного выхода  $K_U$ :

$$K_{U1} = \frac{U_{\text{ВЫХ}1}}{U_{\text{Д}}} = -\frac{\beta R_{\text{К}}}{2h_{11\text{Э}}};$$

$$K_{U2} = \frac{U_{\text{ВЫХ}2}}{U_{\text{Д}}} = +\frac{\beta R_{\text{К}}}{2h_{11\text{Э}}};$$

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{Д}}} = -\frac{\beta R_{\text{К}}}{h_{11\text{Э}}}.$$

Выходные сопротивления ДУ при несимметричных выходах (рис. 7.7):

$$R_{\text{ВЫХ1}} = R_{\text{К1}} // r_{\text{К1}}^* = R_{\text{К1}};$$

$$R_{\text{ВЫХ2}} = R_{\text{К2}} // r_{\text{К2}}^* = R_{\text{К2}},$$

а для полного выхода

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{К1}} + R_{\text{К2}} = 2R_{\text{К}}.$$

Анализ ДУ с эмиттерными сопротивлениями  $R_{\text{Э}}$  (см. рис. 7.6) проводится аналогично на основе малосигнальной схемы замещения. Параметры ДУ с эмиттерной стабилизацией достаточно просто получить из приведенных выше формул подстановкой в них вместо резисторов  $r_{\text{Э1}}$  и  $r_{\text{Э2}}$  сумм  $r_{\text{Э1}} + R_{\text{Э1}}$  и  $r_{\text{Э2}} + R_{\text{Э2}}$ :

$$R_{\text{ВХ}} = h_{11\text{Э1}} + (1 + \beta_1)R_{\text{Э1}} + (1 + \beta_2)R_{\text{Э2}} + h_{11\text{Э2}} = 2h_{11\text{Э}} + 2(1 + \beta)R_{\text{Э}}.$$

$$K_{U1} = -\frac{\beta R_{\text{К}}}{[2h_{11\text{Э}} + 2(1 + \beta)R_{\text{Э}}]};$$

$$K_{U2} = +\frac{\beta R_{\text{К}}}{[2h_{11\text{Э}} + 2(1 + \beta)R_{\text{Э}}]};$$

$$K_U = -\frac{\beta R_{\text{К}}}{[h_{11\text{Э}} + (1 + \beta)R_{\text{Э}}]}.$$

При условии  $(1 + \beta)R_{\text{Э}} \gg h_{11\text{Э}}$ , что справедливо уже для  $R_{\text{Э}} > 50\text{--}100$  Ом, последние формулы упрощаются:

$$R_{\text{ВХ}} = 2(1 + \beta)R_{\text{Э}};$$

$$K_{U1} = -\frac{R_{\text{К}}}{2R_{\text{Э}}};$$

$$K_{U2} = +\frac{R_{\text{К}}}{2R_{\text{Э}}};$$

$$K_U = -\frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{Э}}}.$$



Следовательно, при достаточно больших  $R_{Э}$  усиление ДУ не зависит от параметров транзисторов и их разброса за счет стабилизации по величине на более низком уровне.

При исследовании синфазных параметров ДУ следует учитывать только ту составляющую входных сигналов, которая присутствует одновременно на обоих входах.

Синфазный сигнал на входе ДУ  $U_{СФ}$  вызывает одинаковые приращения эмиттерных токов  $I_{Э1}$  и  $I_{Э2}$ , которые втекают в цепь резистора  $R_0$  (рис. 7.8, б). При усилении дифсигнала резистор  $R_0$  практически не оказывает влияния, так как сигнальные токи  $I_{Э1}$  и  $I_{Э2}$  вычитаются в точке подключения  $R_0$  (см. рис. 7.7). При синфазном сигнале из-за суммирования токов влияние  $R_0$  на параметры ДУ оказывается определяющим. Эффект сложения сигнальных токов  $I_{Э}$  в линейной схеме замещения ДУ учитывают путем удвоения сопротивления  $R_0$ . При этом напряжение на резисторе  $2R_0$  при протекании тока одного плеча  $I_{Э}$  в эквивалентной схеме равно напряжению на реальном сопротивлении  $R_0$  при протекании суммарного тока обоих плеч  $2I_{Э}$  в исходной схеме.

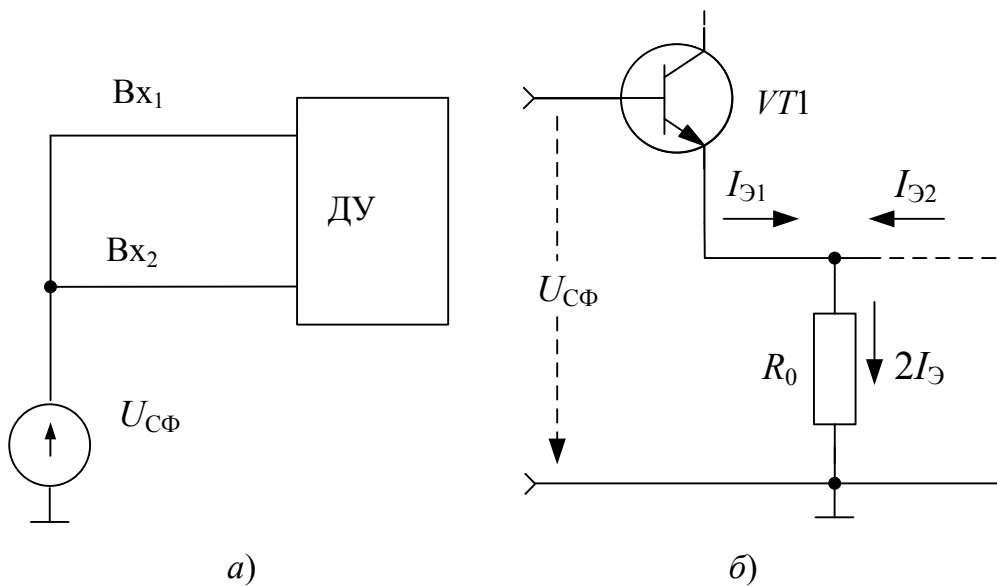


Рис. 7.8. Подключение к ДУ синфазного сигнала (а) и схема входной цепи ДУ для  $U_{СФ}$  (б)

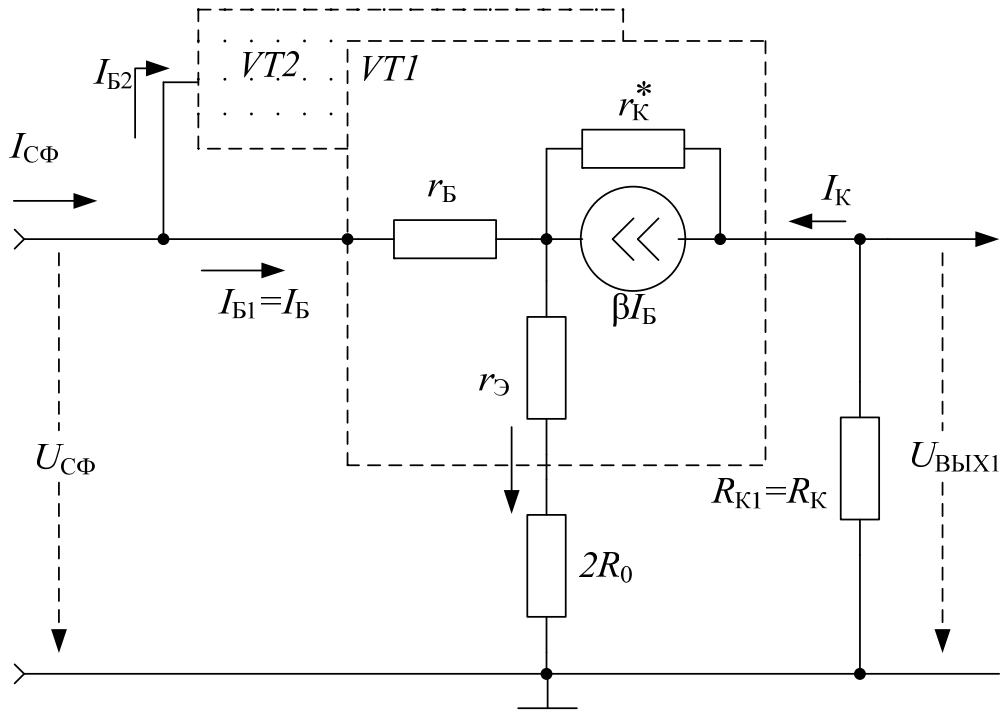


Рис. 7.9. Схема замещения ДУ для синфазного сигнала

Входное напряжение  $U_{CФ}$  распределено на резисторах  $r_{Б}$ ,  $r_{Э}$  и  $2R_0$ :

$$U_{CФ} = I_{Б}r_{Б} + I_{Э}r_{Э} + I_{Э}2R_0 = I_{Б}[r_{Б} + (1 + \beta)r_{Э} + (1 + \beta)2R_0] = I_{Б}[h_{11Э} + (1 + \beta)2R_0].$$

Входной ток одного транзистора

$$I_{Б} = \frac{U_{CФ}}{[h_{11Э} + (1 + \beta)2R_0]}.$$

Входное сопротивление одного плеча для синфазного сигнала

$$R_{ВХ1} = \frac{U_{CФ}}{I_{Б}} = h_{11Э} + (1 + \beta)2R_0.$$

Транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  относительно источника  $U_{CФ}$  включены параллельно, поэтому полный входной ток и входное сопротивление для синфазного сигнала:

$$I_{CФ} = I_{Б1} + I_{Б2} = 2I_{Б};$$

$$R_{CФ} = \frac{U_{CФ}}{I_{CФ}} = R_{ВХ1} // R_{ВХ2} = 0,5h_{11Э} + (1 + \beta)R_0.$$

Выходной ток транзистора при условии  $r_K^* \gg R_K$

$$I_K = \beta I_B = \frac{U_{CФ} \beta}{[h_{11Э} + (1 + \beta) 2R_0]}.$$

Выходное напряжение

$$U_{ВЫХ1} = -I_K R_K = -\frac{U_{CФ} \beta R_K}{[h_{11Э} + (1 + \beta) 2R_0]}.$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала для несимметричного выхода

$$K_{CФ} = \frac{U_{ВЫХ1}}{U_{CФ}} = -\frac{\beta R_K}{[h_{11Э} + (1 + \beta) 2R_0]}.$$

Напряжение на втором выходе  $U_{ВЫХ2}$  благодаря симметрии схемы такое же, как и на первом, поэтому  $K_{CФ2} = K_{CФ1}$ . Симметричное выходное напряжение

$$U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2} = 0,$$

следовательно, идеальный ДУ не пропускает синфазный сигнал:

$$K_{CФ} = K_{CФ1} - K_{CФ2} = 0.$$

Практические схемы ДУ характеризуются неравенством

$$(1 + \beta)R_0 \gg h_{11Э},$$

поэтому выражения для синфазных параметров упрощаются:

$$R_{CФ} = (1 + \beta)R_0;$$

$$K_{CФ1} = \frac{U_{ВЫХ1}}{U_{CФ}} = -\frac{R_K}{2R_0}.$$

Для уменьшения коэффициента передачи синфазного сигнала необходимо увеличить сопротивление  $R_0$ , поэтому в качественных ДУ вместо  $R_0$  используют источники стабильного тока.

Выходное напряжение одного плеча ДУ при воздействии дифференциального и синфазного сигналов

$$U_{ВЫХ1} = K_{U1} U_D + K_{CФ} U_{CФ} = K_{U1} \left( U_D + \frac{U_{CФ} K_{CФ1}}{K_{U1}} \right).$$

Величина  $K_{\text{сф1}}/K_{U1}$  показывает, какая часть  $U_{\text{сф}}$  воспринимается и усиливается ДУ как дифсигнал  $U_{\text{д}}$ . Обратная величина, т. е. отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала является важнейшим параметром дифкаскада и называется коэффициентом ослабления синфазного сигнала – КОСС.

Для несимметричных выходов без учета знаков:

$$\text{КОСС}_1 = \text{КОСС}_2 = \frac{K_{U1}}{K_{\text{сф1}}} = \frac{\beta R_0}{h_{11Э}}.$$

Для симметричного выхода идеального ДУ  $\text{КОСС} = \infty$ . Реальный ДУ имеет конечный КОСС из-за неидентичности параметров плеч. Основное влияние оказывает разброс значений  $h_{11Э}$ ,  $h_{21Э} = \beta$ ,  $R_{\text{к}}$ ,  $r_{\text{к}}^*$  и т. д. Применяют также логарифмический коэффициент ослабления – выраженный в децибелах КОСС

$$M_{\text{сф}} = 20 \lg \left| \frac{K_U}{K_{\text{сф}}} \right|, \text{ дБ.}$$

Синфазные параметры ДУ с эмиттерными сопротивлениями  $R_{Э1}$ ,  $R_{Э2}$  получим с учетом того, что эти резисторы включены последовательно с эмиттерными переходами:

$$R_{\text{вх1}} = h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э} + (1 + \beta)2R_0 = (1 + \beta)(R_{Э} + 2R_0);$$

$$R_{\text{сф}} = 0,5h_{11Э} + 0,5(1 + \beta)R_{Э} + (1 + \beta)R_0 = (1 + \beta)(0,5R_{Э} + R_0);$$

$$|K_{\text{сф1}}| = \frac{\beta R_{\text{к}}}{[h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э} + (1 + \beta)2R_0]} = \frac{R_{\text{к}}}{(R_{Э} + 2R_0)};$$

$$\text{КОСС}_1 = \text{КОСС}_2 = \frac{[h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э} + (1 + \beta)2R_0]}{[2h_{11Э} + 2(1 + \beta)R_{Э}]} = \frac{(R_{Э} + 2R_0)}{2R_{Э}}.$$

### 3. Задание

1. Рассчитать по постоянному току исследуемый дифференциальный усилитель (рис. 7.10).

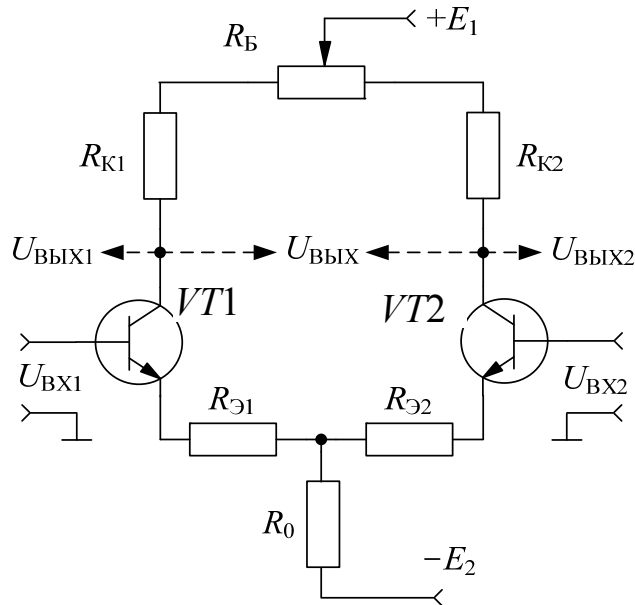


Рис. 7.10. Схема эксперимента

Рассчитать значение токов  $I_{K1} = I_{K2}$ ,  $I_0$  и требуемое значение напряжения источника  $E_2$  по данным табл. 7.1 при  $U_{BX1} = U_{BX2} = 0$ .

$$R_{Э1} = R_{Э2} = 390 \text{ Ом}; \quad R_{K1} = R_{K2} = 1,5 \text{ кОм}; \quad R_0 = 2,2 \text{ кОм}.$$

Таблица 7.1

Номер бригады	1	2	3	4	5	6	7	8
$E_1, \text{ В}$	10	11	10	11	9	8	7	8
$U_{K1} = U_{K2}, \text{ В}$	7,5	7,5	7	8,5	6	5,5	5	5

*Указание.* При расчете принять  $U_{БЭ} = 0,7 \text{ В}$ ,  $I_K = I_{Э} = I_0/2$  и воспользоваться уравнением

$$E_2 = U_{БЭ} + I_{Э}R_{Э} + I_0R_0,$$

а токи определить из уравнения статической линии нагрузки

$$E_K = U_K + I_K R_K.$$

2. Рассчитать параметры ДУ при заданных  $R_{Э1} = R_{Э2}$  и при  $R_{Э1} = R_{Э2} = 0$ . Рассчитать выходные напряжения при заданных  $U_D$  и  $U_{CФ}$ . Результаты расчетов представить в виде табл. 7.2.

Таблица 7.2

Параметр	ДУ с эмиттерными сопротивлениями	ДУ ( $R_{Э1}=R_{Э2}=0$ )
$R_{ВХ}$	$2[h_{11Э} + (1+\beta)R_Э] =$	$2h_{11Э} =$
$K_{U1}$	$-\beta R_K / [2h_{11Э} + 2(1+\beta)R_Э] =$	$-\beta R_K / 2h_{11Э} =$
$K_{U2}$	$+\beta R_K / [2h_{11Э} + 2(1+\beta)R_Э] =$	$+\beta R_K / 2h_{11Э} =$
$K_U$	$-\beta R_K / [h_{11Э} + (1+\beta)R_Э] =$	$-\beta R_K / h_{11Э} =$
$R_{CФ}$	$(1+\beta)(0,5R_Э + R_0) =$	$(1+\beta)R_0 =$
$ K_{CФ1} $	$R_K / [R_Э + 2R_0] =$	$R_K / 2R_0 =$
КООС	$(R_Э + 2R_0) / 2R_Э =$	$\beta R_0 / h_{11Э} =$
$M_{CФ1}$	$20 \lg \text{КООС}_1 =$	$20 \lg \text{КООС}_1 =$
$K_{CФ}$	0 (идеальный ДУ)	
$U_D = 5 \text{ мВ}$		
$U_{ВЫХ1}$	$U_D K_{U1} =$	$U_D K_{U1} =$
$U_{ВЫХ2}$	$U_D K_{U2} =$	$U_D K_{U2} =$
$U_{ВЫХ}$	$U_D K_U =$	$U_D K_U =$
$U_{CФ} = 1 \text{ В}$		
$U_{ВЫХ1}$	$U_{CФ} K_{CФ1} =$	$U_{CФ} K_{CФ1} =$
$U_{ВЫХ2}$	$U_{CФ} K_{CФ2} =$	$U_{CФ} K_{CФ2} =$
$U_{ВЫХ}$	$U_{CФ} K_{CФ} = 0$ (идеальный ДУ)	

*Указание.* Для определения  $h_{11Э}$  принять  $r_B = 500$  Ом ориентировочно,  $r_Э = \varphi_T / I_Э$ . Величину  $\beta = h_{21Э}$  принять равной 50. Для более точных расчетов необходимо использовать измеренные или указанные на лабораторном стенде значения  $h_{11Э}$  и  $\beta$ .

3. Исследовать ДУ в режиме покоя. Предварительно с помощью омметра потенциометром  $R_B$  установить равные заданным значения  $R_{K1} = R_{K2}$  и проверить соответствие п. 1 сопротивления резисторов  $R_{Э1}$ ,  $R_{Э2}$ ,  $R_0$ . Собрать схему ДУ, включить питание дифкаскада. Провести измерения постоянных выходных напряжений, сравнить с заданными. При необходимости отбалансировать ДУ: с помощью резистора  $R_B$  установить  $U_{K1} - U_{K2} = 0$ .

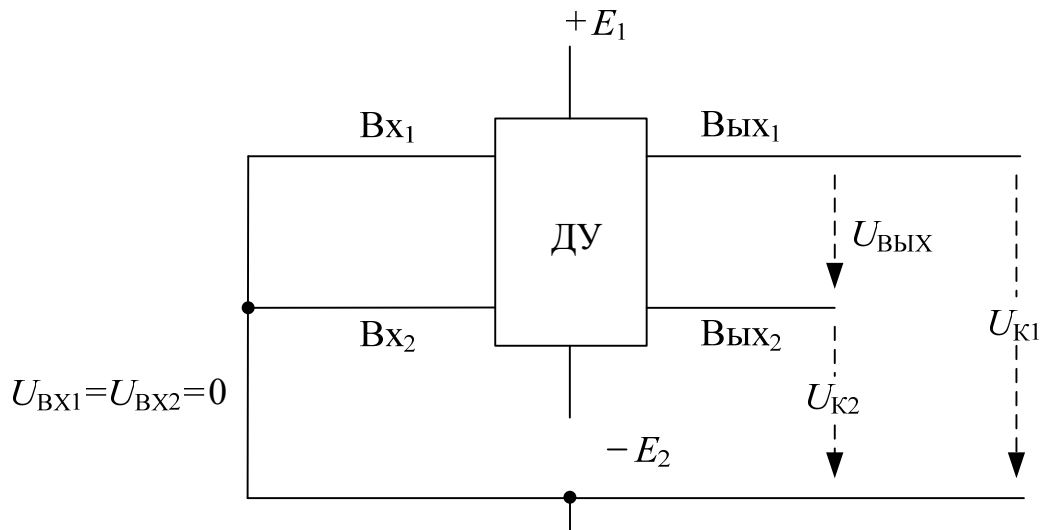


Рис. 7.11. Исследование ДУ в режиме покоя

4. Исследовать дифференциальные параметры ДУ.

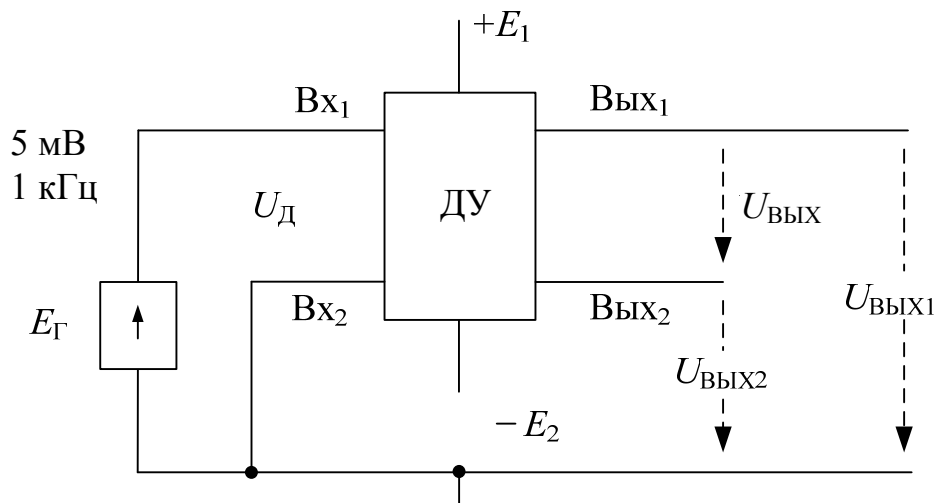


Рис. 7.12. Исследование дифференциальных параметров ДУ

Измерения проводятся на переменном токе. Подключить к одному из входов сигнал генератора частотой  $f = 1$  кГц и заземлить другой вход. Величина сигнала равна заданной в п. 2. Измерения проводить вольтметром, одновременно наблюдая сигналы с помощью двухканального осциллографа, контролируя фазы сигналов. Зарисовать осциллограммы напряжений:  $U_{\text{Д}}$ ,  $U_{\text{ВЫХ1}}$ ,  $U_{\text{ВЫХ2}}$ ,  $U_{\text{Э1}}$ ,  $U_{\text{Э1}}$ ,  $U_{\text{Э2}}$ ,  $U_{R0}$ . Определить параметры ДУ, сравнить с расчетными по п. 2.

Результаты измерений и расчетов представить в табл. 7.3.

Таблица 7.3

<b>Параметр</b>	$U_D$	$U_{ВЫХ1}$	$U_{ВЫХ2}$	$U_{ВЫХ}$	$K_{U1}$	$K_{U2}$	$K_U$
<b>Измерение</b>					$U_{ВЫХ1}/U_D$	$U_{ВЫХ2}/U_D$	$U_{ВЫХ}/U_D$
<b>Расчет</b>							

5. Выполнить задание п. 4 для случая  $R_{Э} = 0$ . Для этого соединить перемычкой эмиттеры транзисторов. Измерить вольтметром и обратить внимание на возросший разбаланс выходного напряжения  $U_{ВЫХ}$  по постоянному току. Повторить балансировку. Провести измерения параметров и представить в виде табл. 7.4.

Таблица 7.4

$$R_{Э1} = R_{Э2} = 0$$

<b>Параметр</b>	$U_D$	$U_{ВЫХ1}$	$U_{ВЫХ2}$	$U_{ВЫХ}$	$K_{U1}$	$K_{U2}$	$K_U$
<b>Измерение</b>					$U_{ВЫХ1}/U_D$	$U_{ВЫХ2}/U_D$	$U_{ВЫХ}/U_D$
<b>Расчет</b>							

6. Провести измерение синфазных параметров ДУ при заданных  $R_{Э}$ ,  $R_{K1} = R_{K2}$  и  $U_{СФ} = 1$  В. Измерить и зарисовать осциллограммы напряжений:  $U_{СФ}$ ,  $U_{ВЫХ1}$ ,  $U_{ВЫХ2}$ ,  $U_{Э1}$ ,  $U_{Э2}$ ,  $U_{R0}$ .

Результаты измерений и расчетов представить в табл. 7.5.

Таблица 7.5

$$E_{Гм} = U_{СФ} = 1 \text{ В}$$

<b>Параметр</b>	$U_{ВЫХ1}$	$U_{ВЫХ2}$	$U_{ВЫХ}$	$K_{СФ1}$	$K_{СФ2}$	$K_{СФ}$
<b>Измерение</b>						
<b>Расчет</b>						

Продолжение табл. 7.5

<b>Параметр</b>	$K_{ОСС1}$	$K_{ОСС2}$	$K_{ОСС}$	$M_{СФ1}$	$M_{СФ2}$	$M_{СФ}$
<b>Измерение</b>						
<b>Расчет</b>						



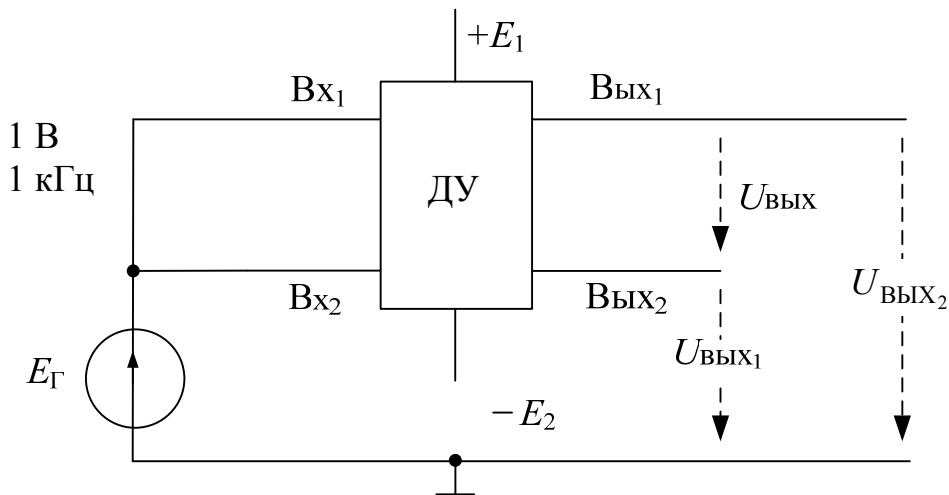


Рис. 7.13. Исследование синфазных параметров ДУ

7. Повторить опыт по п. 6 для ДУ без эмиттерных резисторов.

$$E_{Гm} = U_{СФ} = 1 \text{ В}, R_{Э1} = R_{Э2} = 0.$$

Таблица 7.6

Параметр	$U_{ВЫХ1}$	$U_{ВЫХ2}$	$U_{ВЫХ}$	$K_{СФ1}$	$K_{СФ2}$	$K_{СФ}$
Измерение						
Расчет						

Продолжение табл. 7.6

Параметр	$K_{ОСС1}$	$K_{ОСС2}$	$K_{ОСС}$	$M_{СФ1}$	$M_{СФ2}$	$M_{СФ}$
Измерение						
Расчет						

8. Оценить количественно расхождения между рассчитанными и измеренными параметрами, объяснить их причины. Объяснить значительно большую точность расчетов для ДУ с эмиттерными резисторами.

#### 4. Содержание отчета

Отчет должен содержать принципиальную схему исследуемого ДУ, расчет по постоянному току, расчет параметров, результаты измерений в виде таблиц и осциллограмм, выводы по работе.

## 5. Контрольные вопросы

1. Привести схему дифференциального усилителя, объяснить назначение элементов.
2. Привести основные соотношения для расчета диффузионального усилителя по постоянному току.
3. Чем объясняется высокая стабильность усилителя при изменении напряжений питания и температуры окружающей среды?
4. Дать определение дифференциального и синфазного входных сигналов, пояснить на численном примере.
5. Привести и пояснить малосигнальную схему замещения ДУ для дифференциального сигнала.
6. Чему равен коэффициент усиления дифференциального сигнала при симметричном и несимметричном выходах?
7. Привести и пояснить эквивалентную схему ДУ для синфазного сигнала.
8. Определить входные сопротивления ДУ для дифференциального и синфазного сигналов.
9. Определить с помощью эквивалентной схемы коэффициенты передачи синфазного сигнала.
10. Чему равен КОСС для симметричного выхода?
11. С какой целью в ДУ вместо токозадающего резистора  $R_0$  применяют источник тока?
12. Как влияют сопротивления  $R_3$  на параметры усилителя?
13. Что такое балансировка, с какой целью она применяется?
14. Что численно выражает коэффициент  $M_{сф}$ ?

# Лабораторная работа № 8

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

### 1. Цель работы

*Цель работы* – ознакомление с основными нормируемыми параметрами интегральных ОУ и методами их измерения, экспериментальные исследования статических и динамических параметров, исследование схем инвертирующего и неинвертирующего усилителей на ОУ.

Литература: [1, с. 216–230, 307–329], [2, с. 272–297], [3, с. 49–99, 217–222, 325–355], [4, с. 104–117, 233–242], [5, с. 5–78], [6, с. 64–79, 106–116], [7, с. 70–95, 197–209], [8, с. 22–31, 106–152], [9, с. 67–90], [10, с. 9–46, 66–104].

### 2. Теоретические сведения

Операционными называют усилители, применяемые в схемах с отрицательной обратной связью для выполнения различных операций над электрическими сигналами. ОУ кратко можно определить как интегральный усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления по напряжению. Большинство современных ОУ имеют дифференциальный вход. Микросхема ОУ имеет два входа – инвертирующий и неинвертирующий, выход и выводы для подключения напряжения питания. Кроме того, в зависимости от типа ОУ имеются дополнительные внешние выводы для подключения цепей балансировки по постоянному току и коррекции АЧХ.

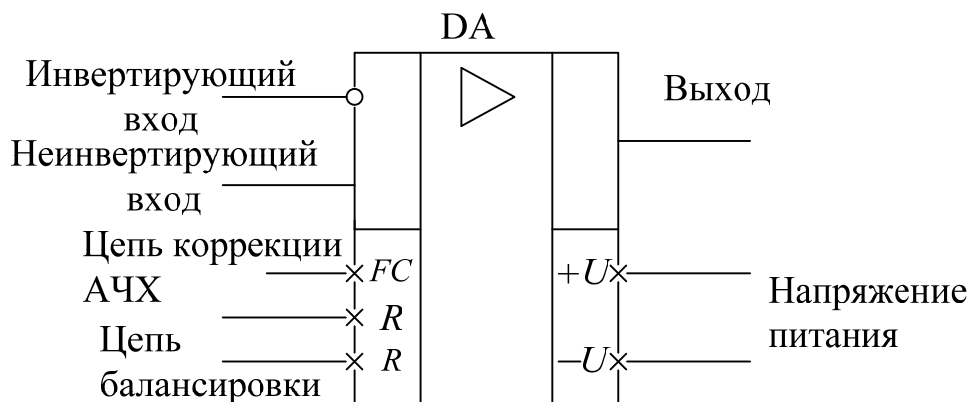


Рис. 8.1. Условное графическое обозначение ОУ

ОУ содержит несколько усилительных каскадов, в том числе входной ДУ. Основные блоки двухкаскадного ОУ:

ДУ – входной дифференциальный усилитель;

УН – усилитель напряжения;

УМ – выходной усилитель мощности (эмиттерный повторитель).

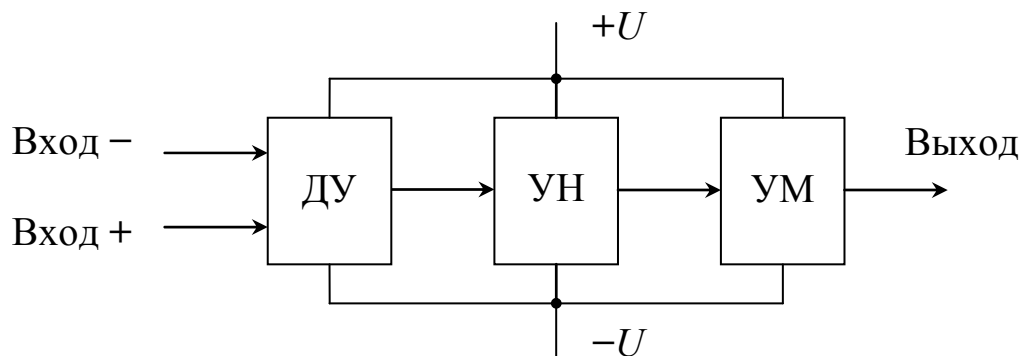


Рис. 8.2. Структурная схема двухкаскадного ОУ

Приведенная схема называется двухкаскадной по числу каскадов, обеспечивающих усиление сигнала по напряжению. Выходной каскад (повторитель напряжения) усиливает сигнал по току и обеспечивает требуемую мощность на нагрузке.

Основные параметры ОУ:

$K_U$  – коэффициент усиления по напряжению – отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению входного дифференциального напряжения при работе на линейном участке амплитудной характеристики;

$U_{CM}$ , мВ – напряжение смещения на входе – дифференциальное входное напряжение, при котором напряжение на выходе усилителя равно нулю;

$I_{BX}$ , нА (мкА) – средний входной ток – среднеарифметическое значение токов инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ при нулевом выходном напряжении;

$\Delta I_{BX}$ , нА – разность входных токов – абсолютное значение разности входных токов ОУ при нулевом выходном напряжении;

$dU_{CM} / dT$ , мкВ/К – температурный дрейф напряжения смещения;

$R_{BX}$ , МОм – входное сопротивление – сопротивление по одному из входов ОУ при заземленном втором входе – сопротивление для входного дифференциального напряжения;

$R_{\text{СФ}}$ , МОм – входное сопротивление для синфазного сигнала – отношение приращения синфазного входного напряжения к приращению среднего входного тока ОУ;

$M_{\text{СФ}}$ , дБ – коэффициент ослабления синфазного сигнала – выраженный в децибелах логарифм модуля отношения коэффициента усиления дифсигнала к коэффициенту передачи синфазного сигнала;

$f_1$ , МГц – частота единичного усиления;

$V_U$ , В/мкс – максимальная скорость нарастания выходного напряжения;

$U_{\text{П}}$ , В – номинальное напряжение питания;

$U_{\text{П,МИН}} - U_{\text{П,МАХ}}$ , В – допустимый диапазон напряжений питания;

$I_{\text{П}}$ , мА – потребляемый ток;

$U_{\text{ВХ}}$ , В – максимальное дифференциальное входное напряжение;

$U_{\text{СФ}}$ , В – максимальное синфазное входное напряжение;

$U_{\text{ВЫХ}}$ , В – максимальное выходное напряжение;

$I_{\text{ВЫХ}}$ , мА – максимальный выходной ток;

$R_{\text{Н}}$ , кОм – минимальное значение сопротивления нагрузки.

Параметры ОУ, относящиеся к входу, определяются свойствами входного дифкаскада. Эквивалентная схема ОУ с учетом источников входных ошибок по постоянному току имеет вид, представленный на рис. 8.3.

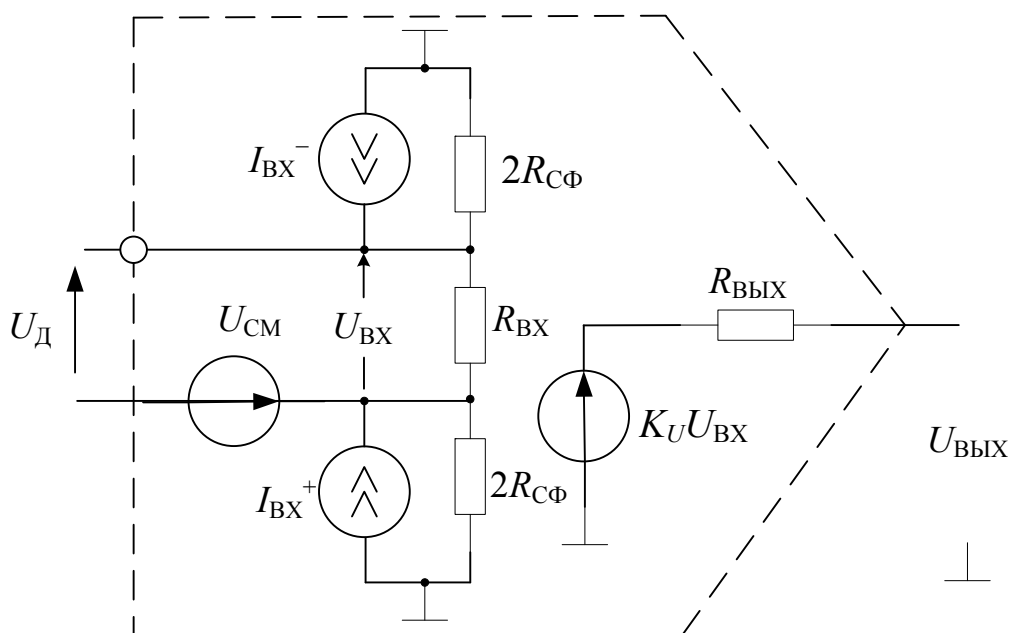


Рис. 8.3. Эквивалентная схема ОУ

Некоторые параметры ОУ можно определить из его амплитудной характеристики – зависимости выходного напряжения от дифференциального входного напряжения  $U_{\text{Д}}$ , показанной на рис. 8.4.

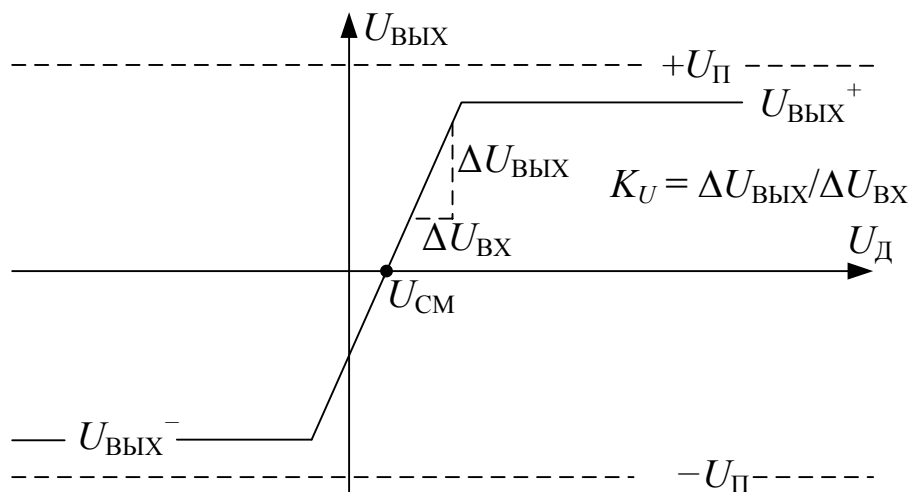


Рис. 8.4. Амплитудная характеристика ОУ

Максимальные выходные напряжения по модулю примерно на 2–3 В меньше  $U_{\text{П}}$  и уменьшаются с ростом выходного тока  $I_{\text{ВЫХ}}$ . Некоторые ОУ имеют защиту от короткого замыкания на выходе – например: К140УД7, К153УД2. При уменьшении  $R_{\text{Н}}$  ниже минимального выходного каскад ОУ переходит в режим ограничения тока – примерно 20 мА.

Коэффициент усиления по напряжению  $K_U$  определяется как отношение приращения выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$  к вызвавшему его приращению входного дифференциального напряжения  $U_{\text{ВХ}}$  на линейном участке амплитудной характеристики.

Справочное значение  $K_U$  соответствует усилению на постоянном токе, а его измерение проводят на переменном токе на частоте 10–20 Гц, чтобы исключить влияние постоянных остаточных входных величин –  $U_{\text{СМ}}$ ,  $I_{\text{ВХ}}$  и др.

Напряжение смещения нуля  $U_{\text{СМ}}$  – это дифференциальное входное напряжение, которое необходимо приложить к входу, чтобы выходное постоянное напряжение было равно нулю. Причина возникновения  $U_{\text{СМ}}$  заключается в неидентичности биполярных или полевых транзисторов входного дифкаскада – в первую очередь их напряжений  $U_{\text{БЭ}}$  или  $U_{\text{ЗИ}}$ . Нормируется предельное значение напряжения

смещения; абсолютная величина  $U_{CM}$  и его полярность для каждого экземпляра ОУ – случайные величины. Поэтому полярность источника  $U_{CM}$  на эквивалентной схеме (рис. 8.3), а также подключение его к «+» или «-»-входам безразличны.

Входные токи ОУ определяются базовыми токами транзисторов дифкаскада или токами утечки затворов в случае применения ДУ на полевых транзисторах.

В практических схемах важна разность входных токов, знак которой является случайной величиной. Входные токи дифкаскада часто уменьшают схемотехническими методами, поэтому даже для биполярных транзисторов направления  $I_{BX}$  и их разности неопределенны, а токовые параметры нормируются по абсолютной величине.

Напряжение смещения  $U_{CM}$  и входные токи  $I_{BX}^+$  и  $I_{BX}^-$  образуют статическую погрешность преобразования сигнала – при нулевом сигнале постоянное напряжения на входе ОУ  $U_0$  и выходе  $U_{0ВЫХ}$  не равны нулю. Входное постоянное напряжение ошибки  $U_0$  присутствует на входе ОУ независимо от величины входного сигнала и является приведенной к входу систематической погрешностью.

Напряжение ошибки можно определить

$$U_0 = U_{CM} + (I_{BX}^+)R^+ - (I_{BX}^-)R^-,$$

где  $R^-$  и  $R^+$  – эквивалентные сопротивления, подключаемые к инвертирующему (-) и неинвертирующему (+) входам ОУ (рис. 8.5).

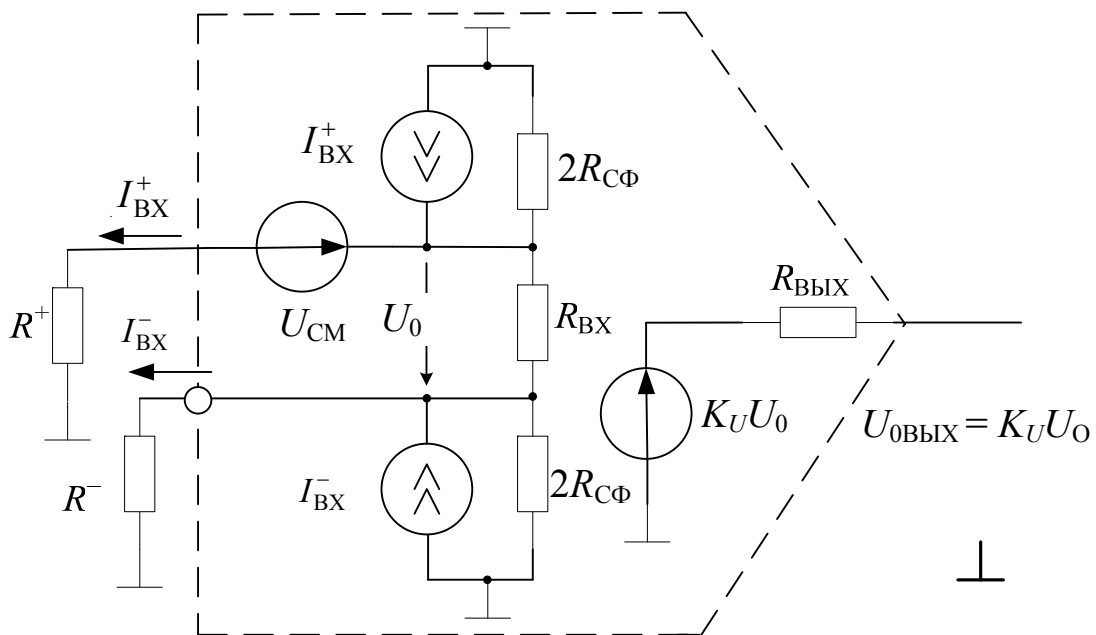


Рис. 8.5. Определение погрешности  $U_0$  на входе ОУ

С помощью балансировки входного дифкаскада влияние напряжения  $U_0$  можно исключить (скомпенсировать). Если резисторы на входах ОУ такой величины, что токовые составляющие погрешности  $I_{ВХ}R$  соизмеримы или превышают  $U_{СМ}$ , то схему на ОУ симметрируют – обеспечивают равенство  $R^- = R^+ = R$ . При равенстве токов  $I_{ВХ}^+$  и  $I_{ВХ}^-$  токовая погрешность отсутствует. Из-за неравенства входных токов погрешность пропорциональна разности токов:

$$U_0 = U_{СМ} + \Delta I_{ВХ}R.$$

Балансировка позволяет скомпенсировать входное напряжение ошибки только для температуры, при которой балансировка производилась. При изменении температуры образуется дополнительная погрешность вследствие температурного дрейфа напряжения смещения  $dU_{СМ} / dT$  и входных токов (или их разности), пропорциональная изменению температуры.

С увеличением частоты усиливаемых сигналов  $K_U$  уменьшается, причем зависимость  $K_U(f)$  определяется типом ОУ и его цепью коррекции АЧХ. Простейшая эквивалентная схема ОУ, описывающая его частотные свойства, содержит идеальный усилитель с бесконечной полосой пропускания и  $RC$ -цепочку, моделирующую спад коэффициента усиления с увеличением частоты.

АЧХ  $K_U(f)$  и ФЧХ  $\varphi(f)$  в соответствии с эквивалентной схемой:

$$K_U(f) = \frac{K_U}{\sqrt{1 + (f / f_{ГП})^2}};$$

$$\varphi(f) = -\text{arctg}\left(\frac{f}{f_{ГП}}\right).$$

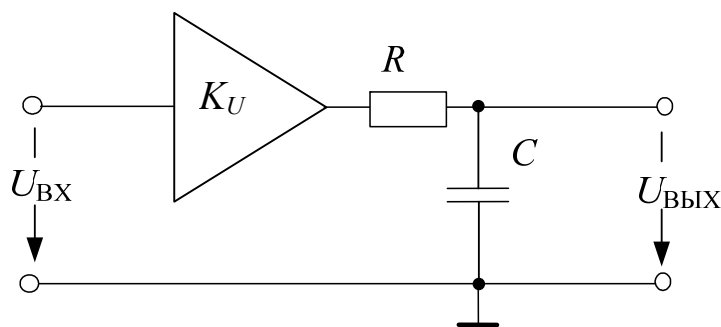


Рис. 8.6. Эквивалентная схема ОУ, представляющая его частотную характеристику



Для частот  $f \ll f_{\text{ГР}}$   $K_U(f) = K_U$ , а для  $f \gg f_{\text{ГР}}$   $K_U(f) = K_U f_{\text{ГР}} / f$ . На частотах, превышающих  $f_{\text{ГР}}$ ,  $K_U$  обратнопропорционален частоте. Например, при увеличении частоты в 10 раз  $K_U$  уменьшается также в 10 раз. На спадающем участке АЧХ справедливо соотношение

$$K_U(f) \cdot f = K_U \cdot f_{\text{ГР}} = \text{const} = f_1.$$

Граничная частота  $f_{\text{ГР}}$  для ОУ не нормируется, а приводится частота единичного усиления  $f_1$ , что позволяет рассчитать граничную частоту

$$f_{\text{ГР}} = \frac{f_1}{K_U}$$

и усиление на заданной частоте  $f$

$$K_U(f) = \frac{f_1}{f}.$$

Например, если ОУ имеет однополюсную АЧХ с параметрами  $K_U = 100000$  и  $f_1 = 1$  МГц, то

$$f_{\text{ГР}} = \frac{f_1}{K_U} = \frac{1 \text{ МГц}}{100000} = 10 \text{ Гц}$$

и усиление на частотах 1 кГц и 20 кГц соответственно:

$$K_U(1 \text{ кГц}) = \frac{f_1}{f} = \frac{1 \text{ МГц}}{1 \text{ кГц}} = 1000;$$

$$K_U(20 \text{ кГц}) = \frac{f_1}{f} = \frac{1 \text{ МГц}}{20 \text{ кГц}} = 50.$$

График АЧХ ОУ принято строить в логарифмическом масштабе по оси частот, а  $K_U$  выражать в децибелах, получая ЛАЧХ:

$$K_U(f) [\text{дБ}] = 20 \lg K_U(f) = 20 \lg K_U - 20 \lg \sqrt{1 + \left( \frac{f}{f_{\text{ГР}}} \right)^2}.$$

Логарифмическая АЧХ ОУ широкого применения с внутренней коррекцией имеет вид, представленный на рис. 8.7.

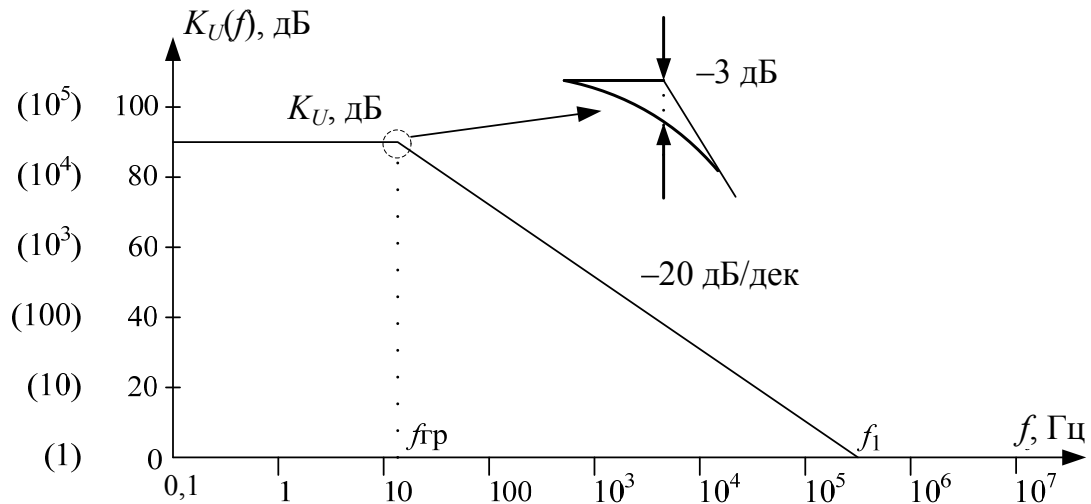


Рис. 8.7. Логарифмическая АЧХ ОУ

При достаточном отклонении частоты от  $f_{ГР}$  выражение для ЛАЧХ упрощается – получают асимптотическую ЛАЧХ:

$$K_U(f) [\text{дБ}] = \begin{cases} 20 \lg K_U = K_U [\text{дБ}] & \text{при } f \ll f_{ГР}, \\ 20 \lg K_U = 20 \lg \left( \frac{f}{f_{ГР}} \right) [\text{дБ}] & \text{при } f \gg f_{ГР}. \end{cases}$$

На спадающем участке ЛАЧХ увеличение частоты в 10 раз приводит к уменьшению  $K_U(f)$  на 20 дБ, поэтому говорят, что ЛАЧХ ОУ имеет спад 20 дБ/дек или наклон  $-20$  дБ/дек.

Асимптотическая ЛАЧХ ОУ (диаграмма Боде) строится с помощью двух отрезков прямых (с наклонами 0 дБ/дек и  $-20$  дБ/дек), сопрягаемых на частоте  $f_{ГР}$  (рис. 8.7).

Применение графиков логарифмических АЧХ удобно тем, что при последовательном включении блоков операции умножения коэффициентов усиления заменяются графическим сложением.

Фазочастотная характеристика ОУ с внутренней коррекцией АЧХ также соответствует эквивалентной схеме на рис. 8.6:

$$\varphi(f) = -\arctg\left(\frac{f}{f_{ГР}}\right) = \begin{cases} 0 & \text{при } f \ll f_{ГР}; \\ -45^\circ & \text{при } f = f_{ГР}; \\ -90^\circ & \text{при } f \gg f_{ГР}. \end{cases}$$

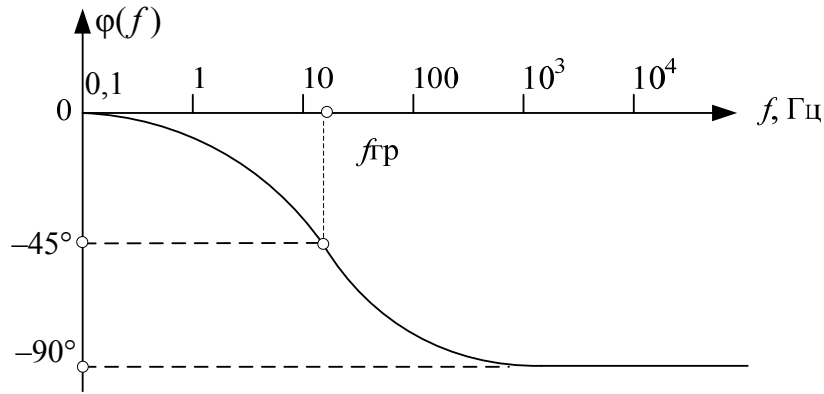


Рис. 8.8. Фазочастотная характеристика ОУ

При экспериментальном исследовании АЧХ ОУ по фазовому сдвигу между  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$  можно определить, какому участку ЛАЧХ ( $f > f_{\text{ГР}}$  или  $f < f_{\text{ГР}}$ ) соответствует данная частота.

В табл. 8.1 приведены значения относительного  $K_U(f)/K_U$  и абсолютного  $20 \lg[K_U(f)/K_U]$ , дБ, отклонений коэффициента усиления  $K_U(f)$  от низкочастотного значения  $K_U$  в диапазоне частот  $0,1 f_{\text{ГР}} - 10 f_{\text{ГР}}$  и значения фазового сдвига сигнала.

Таблица 8.1

$f/f_{\text{ГР}}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$K_U(f)/K_U$	0,995	0,98	0,96	0,93	0,9	0,86	0,82	0,78	0,74	0,7
$K_U(f)/K_U$ , дБ	-0,04	-0,17	-0,37	-0,65	-0,97	-1,3	-1,7	-2,1	-2,6	-3
$\varphi(f)^\circ$	-5,7	-11,3	-16,7	-21,8	-26,6	-31	-35	-39	-42	-45

Продолжение табл. 8.1

$f/f_{\text{ГР}}$	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$K_U(f)/K_U$	0,45	0,32	0,24	0,2	0,16	0,14	0,12	0,11	0,1
$K_U(f)/K_U$ , дБ	-7	-10	-12	-14	-15,7	-17	-18,1	-19,1	-20
$\varphi(f)^\circ$	-63,5	-71,6	-76	-78,7	-80,6	-82	-83	-83,7	-84

На частоте  $f_{\text{ГР}}$   $K_U(f)$  принимает значение  $0,707 K_U$  или уменьшается по сравнению с низкочастотным на 3 дБ. Максимальное отклонение асимптотической ЛАЧХ от исходной характеристики равно 3 дБ на частоте  $f_{\text{ГР}}$  (рис. 8.7). На частотах  $f < 0,5 f_{\text{ГР}}$  и  $f < 2 f_{\text{ГР}}$  отклонение не превышает 1 дБ и при удалении от точки  $f = f_{\text{ГР}}$  ЛАЧХ все более приближается к асимптотам.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения  $V_U$  характеризует способность ОУ усиливать синусоидальные и импульсные сигналы без искажений. При усилении синусоидальных сигналов максимальная скорость изменения сигнала  $dU / dt = 2\pi f U_m$ .

Условие неискаженной передачи сигнала:

$$V_U > 2\pi f U_m.$$

Эта формула позволяет по известным параметрам  $U_m$  и  $f$  сигнала рассчитать требуемую скорость нарастания  $V_U$  и выбрать ОУ или для данного ОУ при известном одном параметре ( $f$  или  $U_m$ ) определить другой параметр при условии неискаженной передачи сигнала:

$$f = \frac{V_U}{2\pi U_m}; \quad U_m < \frac{V_U}{2\pi f}.$$

Основное назначение ОУ – работа в схемах с отрицательной обратной связью. Обратной связью (ОС) называют подачу части выходного сигнала на вход усилителя. Если сигнал ОС, пропорциональный выходному сигналу, суммируется с входным и вызывает увеличение сигнала на входе ОУ, то такая обратная связь называется положительной. При вычитании сигнала ОС из входного и уменьшении результирующего сигнала на входе получают отрицательную ОС. Система с обратной связью содержит три основных блока: цепь прямой передачи – ОУ, цепь обратной связи и сумматор, выполняющий операции сложения или вычитания (рис. 8.9).

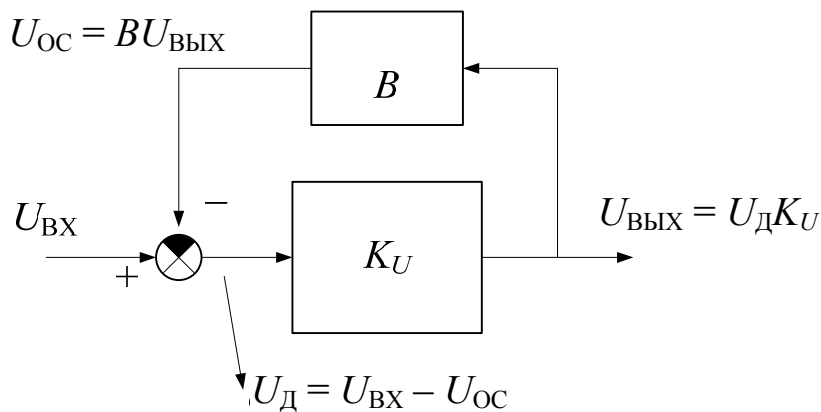


Рис. 8.9. Блок-схема усилителя с обратной связью

Часть выходного напряжения усилителя через цепь обратной связи с коэффициентом передачи  $B$  в виде сигнала обратной связи  $U_{OC} = BU_{ВЫХ}$  поступает на вход и вычитается из входного сигнала. Разностное (дифференциальное) напряжение  $U_{Д} = U_{ВХ} - U_{OC}$  усиливается усилителем в цепи прямой передачи  $U_{ВЫХ} = K_U U_{Д}$ .

При отсутствии обратной связи ( $B = 0$ )  $U_{OC} = 0$  и  $U_{Д} = U_{ВХ}$ , усилитель усиливает непосредственно  $U_{ВХ}$ :  $U_{ВЫХ} = K_U U_{ВХ}$ . Для  $B \neq 0$  получим усиление схемы с отрицательной ОС:

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ} &= K_U U_{Д} = K_U (U_{ВХ} - U_{OC}) = K_U (U_{ВХ} - BU_{ВЫХ}) = \\ &= K_U U_{ВХ} - BK_U U_{ВЫХ}; \end{aligned}$$

$$U_{ВЫХ} + BK_U U_{ВЫХ} = (1 + BK_U) U_{ВЫХ} = K_U U_{ВХ};$$

$$K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{K_U}{(1 + BK_U)} = \frac{K_U}{F}.$$

**Наличие отрицательной ОС приводит к уменьшению усиления в  $F = 1 + BK_U$  раз, где  $F$  – глубина обратной связи.**

При выполнении условия  $BK_U \gg 1$  коэффициент усиления усилителя с отрицательной ОС не зависит от  $K_U$  разомкнутого усилителя, а определяется параметрами цепи ОС

$$K = \frac{K_U}{(1 + BK_U)} = \frac{1}{B} \text{ при } BK \gg 1.$$

Цепь обратной связи может быть выполнена на пассивных элементах ( $R, C, L$ ) с точными и стабильными параметрами, поэтому отрицательная ОС обеспечивает точность и стабильность коэффициента усиления при нестабильном коэффициенте  $K_U$  разомкнутого усилителя.

Коэффициент передачи  $B$  цепи ОС выбирают исходя из заданного усиления замкнутого усилителя  $K$ , причем равенство  $K = 1/B$  выполняется тем точнее, чем больше  $K_U$ . Поэтому и требуются ОУ с коэффициентами усиления  $K_U = 10^4 - 10^6$ .

Для оценки влияния  $K_U$  на  $K$  преобразуем

$$K = \frac{K_U}{1 + BK_U} = \frac{1}{B[1 + 1/BK_U]} = \frac{1}{B} \left[ 1 - \frac{1}{BK_U} \right].$$

Слагаемое  $1/BK_U$  представляет собой относительную погрешность коэффициента  $K$  из-за конечного значения  $K_U$ .

Например, для получения усиления усилителя с ОС  $K = 100$  необходимо выбрать  $B = 0,01$ . Если ОУ имеет  $K_U = 1000$ , то реальное усиление

$$K = \frac{K_U}{(1 + BK_U)} = \frac{1000}{(1 + 0,01 \cdot 1000)} = 90,909,$$

а относительная погрешность

$$\frac{1}{BK_U} = \frac{1}{0,01 \cdot 1000} = 0,1 = 10 \ %.$$

Если  $K_U = 100000$ , то усиление схемы с ОС

$$K = \frac{K_U}{(1 + BK_U)} = \frac{100000}{(1 + 0,01 \cdot 100000)} = 99,9$$

и погрешность равна

$$\frac{1}{BK_U} = \frac{1}{0,01 \cdot 100000} = 0,001 = 0,1 \ %.$$

Наличие у ОУ «+»- и «-»-входов позволяет реализовать сумматор непосредственно на входе ОУ. Различают два вида сумматоров – последовательный и параллельный (рис. 8.10).

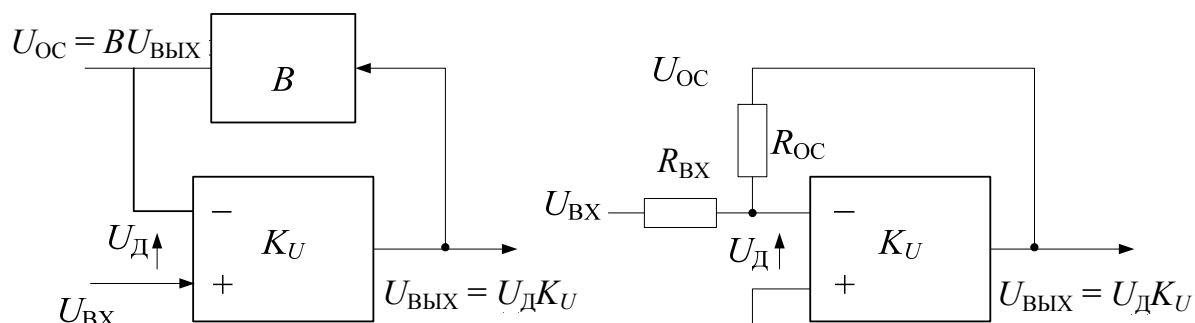


Рис. 8.10. Последовательный и параллельный сумматоры

В последовательном сумматоре эквивалентные источники сигналов  $U_{ВХ}$ ,  $U_{ОС}$ ,  $U_{Д}$  относительно друг друга включены последовательно. Сигнал обратной связи подается на инвертирующий вход (отрицательная ОС), а входной сигнал – на неинвертирующий. На дифференциальном входе усилителя выделяется разностный сигнал

$$U_{Д} = U_{ВХ} - U_{ОС} = U_{ВХ} - BU_{ВЫХ}.$$

В параллельном сумматоре источники сигналов  $U_{ВХ}$ ,  $U_{ВЫХ}$  и суммарный сигнал  $U_{Д}$  включены параллельно. В этой схеме сумматор и цепь ОС совмещены и коэффициент передачи цепи ОС  $B$  равен коэффициенту передачи сумматора с выхода на вход:  $B = R_{ВХ} / (R_{ВХ} + R_{ОС})$ . Кроме того, в параллельном сумматоре входное напряжение подается на вход ОУ через делитель напряжения, образованный резисторами  $R_{ВХ}$  и  $R_{ОС}$  с коэффициентом передачи  $YU_{ВХ} = U_{ВХ}R_{ОС} / (R_{ВХ} + R_{ОС})$ . На входе ОУ выделяется дифференциальный сигнал  $U_{Д} = YU_{ВХ} + BU_{ВЫХ} = U_{ВХ}R_{ОС} / (R_{ВХ} + R_{ОС}) + U_{ВЫХ} R_{ВХ} / (R_{ВХ} + R_{ОС})$ .

Соответственно схеме передачи выходного сигнала на вход усилителя различают *последовательную* и *параллельную* ОС.

Кроме классификации ОС по схеме сложения сигналов на входе усилителя, обратную связь классифицируют по способу формирования сигнала ОС на выходе. Существуют ОС по *напряжению* и ОС по *току* в зависимости от того, какому параметру выходного сигнала (напряжению или току) пропорционален сигнал ОС.

Для схем с ОС по напряжению характерна пропорциональность сигнала ОС и напряжения на нагрузке  $U_{ВЫХ}$ . Напряжение обратной связи  $U_{ОС}$  формируют с помощью делителя  $R_1$ ,  $R_2$  (ОС<sub>1</sub> на рис. 8.11, а):

$$U_{ОС} = \frac{U_{ВЫХ}R_2}{(R_1 + R_2)} = BU_{ВЫХ}.$$

В частности, если выходное напряжение полностью поступает на вход усилителя, то  $B = 1$  и  $U_{ОС} = U_{ВЫХ}$ , имеем 100%-ю ОС по напряжению (ОС<sub>2</sub> на рис. 8.11, а).

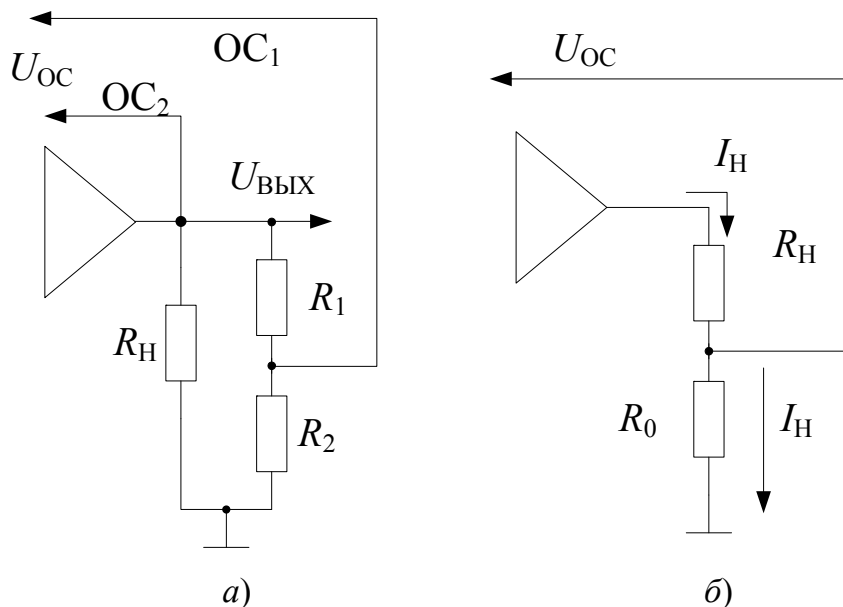


Рис. 8.11. Обратная связь по напряжению (а) и току (б)

В схеме с ОС по току сигнал обратной связи снимается с резистора  $R_0$ , включенного последовательно с нагрузкой усилителя. В этом случае сигнал ОС пропорционален току нагрузки

$$U_{\text{ОС}} = R_0 I_H.$$

В целом различают четыре основных типа ОС:

- последовательная по напряжению;
- последовательная по току;
- параллельная по напряжению;
- параллельная по току.

Существуют также комбинированная ОС, сочетающая на входе или выходе одновременно два вида связи, и ОС по мощности.

По месту приложения сигнала обратной связи ОС различают *местную* ОС – охватывающую промежуточный каскад многокаскадного усилителя, *общую* ОС – охватывающую весь усилитель.

По типу применяемых в цепи ОС элементов различают *линейную* и *нелинейную* обратные связи, а по виду АЧХ цепи ОС различают *частотнонезависимую* и *частотнозависимую* обратные связи.

Основными схемами усилителей на ОУ являются неинвертирующий и инвертирующий усилители напряжения.

В неинвертирующем усилителе напряжения применена последовательная по напряжению отрицательная ОС.

Усилитель с 100%-й отрицательной последовательной ОС по напряжению называют повторителем напряжения (рис. 8.12).



В повторителе напряжения  $U_{\text{ВХ}}$  подается на «+»-вход ОУ, а выход усилителя соединен непосредственно с «-»-входом. Коэффициент передачи цепи ОС  $B = 1$ , следовательно

$$U_{\text{ОС}} = U_{\text{ВЫХ}};$$

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= K_U U_{\text{Д}} = K_U (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ОС}}) = K_U (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) = \\ &= K_U U_{\text{ВХ}} - K_U U_{\text{ВЫХ}}; \end{aligned}$$

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_U}{(1 + K_U)} = 1 - \frac{1}{(1 + K_U)} = 1 - \frac{1}{K_U}.$$

В повторителе напряжения обратная связь имеет максимальную глубину  $F = 1 + K_U$ . Для практических случаев  $K_U \gg 1$ ,  $K = 1$ .

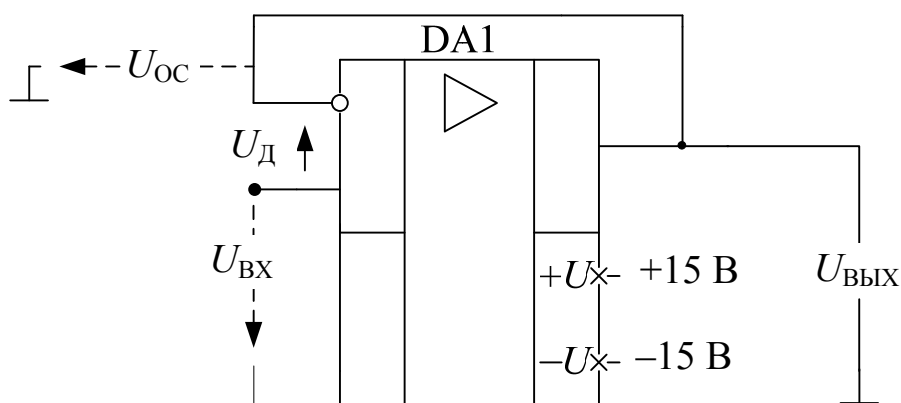


Рис. 8.12. Повторитель напряжения

При определении коэффициентов передачи схем с отрицательной ОС на ОУ используют понятие *идеальный ОУ*. Под идеальным понимают ОУ, имеющий идеальные параметры:  $K_U$ ,  $R_{\text{ВХ}}$ ,  $M_{\text{СФ}}$  бесконечно велики, а  $R_{\text{ВЫХ}}$ ,  $I_{\text{ВХ}}$ ,  $U_{\text{СМ}}$  равны нулю. В повторителе напряжения идеализация ОУ упрощает анализ:

$$K_U \rightarrow \infty; \quad U_{\text{Д}} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}} \rightarrow 0; \quad U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}; \quad K = 1.$$

Реальный конечный коэффициент  $K_U$  приводит к отклонению  $K$  от единицы с погрешностью  $1/K_U$ , например:

$$K_U = 10000, \quad K = 0,9999, \quad \text{погрешность } 1/K_U = 0,0001.$$

Для получения усиления  $K > 1$  цепь ОС делают ослабляющей –  $B < 1$ . В неинвертирующем усилителе выходное напряжение подается на вход через делитель напряжения на резисторах  $R_1, R_2$  (рис. 8.13).

Цепь ОС имеет коэффициент передачи

$$B = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}.$$

С учетом полученного для обобщенной схемы на рис. 8.9 выражения  $K = K_U / (1 + BK_U)$  для рассматриваемого усилителя

$$\begin{aligned} K &= \frac{K_U}{1 + K_U R_1 / (R_1 + R_2)} = \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot \frac{1}{1 + 1 / BK_U} = \\ &= \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot \left[ 1 - \frac{1}{K_U R_1 / (R_1 + R_2)} \right]. \end{aligned}$$

При условии  $K_U R_1 / (R_1 + R_2) \gg 1$   
 $K = 1 + R_2 / R_1.$

Последнее, основное для неинвертирующего усилителя, равенство можно получить с помощью идеализации ОУ:

$$K_U \rightarrow \infty; U_{\text{д}} = U_{\text{вх}} - \frac{U_{\text{вых}} R_1}{(R_1 + R_2)} \rightarrow 0; U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} (1 + R_2 / R_1).$$

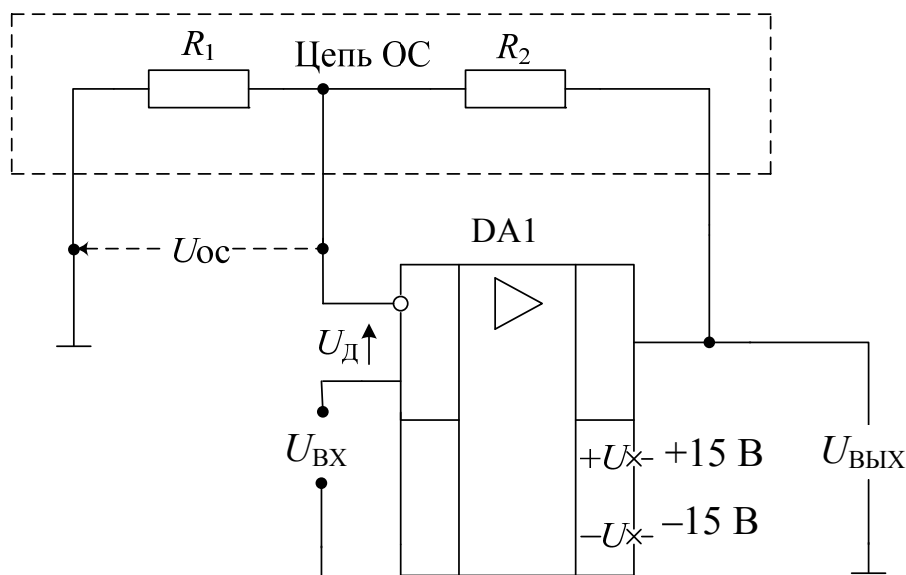


Рис. 8.13. Неинвертирующий усилитель

В неинвертирующем усилителе отношение резисторов цепи ОС выбирают исходя из заданного усиления:

$$R_2 / R_1 = K - 1.$$

Абсолютные значения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  снизу ограничены минимальным сопротивлением нагрузки ОУ:  $R_1 + R_2 \gg R_{Н\text{МИН}}$ . Верхнее значение сопротивлений цепи ОС обычно ограничено величиной допустимой токовой ошибки на входе ОУ из-за входного тока  $(R_1 // R_2)I_{ВХ}$  или разности входных токов при симметрировании. Для ОУ широкого применения с  $R_{Н\text{МИН}} = 2$  кОм и токами десятки наноампер сопротивления  $R_1, R_2$  составляют десятки-сотни кОм и могут быть увеличены до единиц-десятков МОм для ОУ с полевыми транзисторами на входе.

Рассмотрим влияние последовательной ОС на входное сопротивление усилителя (рис. 8.14).

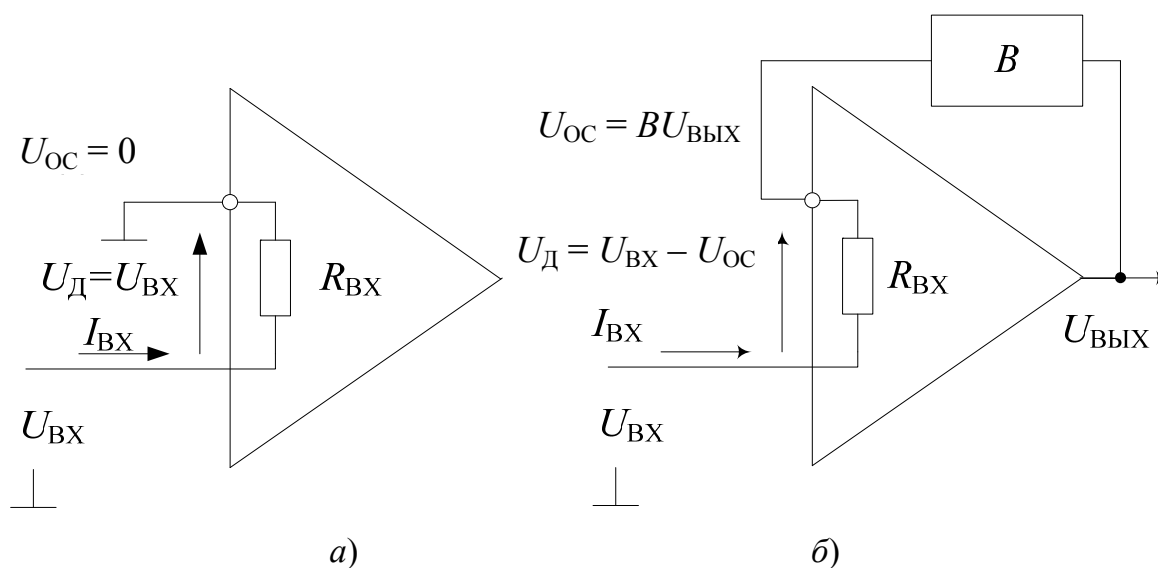


Рис. 8.14. Входная цепь усилителя без ОС (а) и с отрицательной последовательной обратной связью (б)

При отсутствии ОС (рис. 8.14, а) входной сигнал приложен между входами ОУ и входное сопротивление усилителя равно дифференциальному сопротивлению  $R_{ВХ}$  ОУ:

$$U_{Д} = I_{ВХ} R_{ВХ}; U_{ВХ} = U_{Д}; R_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = \frac{U_{Д}}{I_{ВХ}}.$$

В усилителе с последовательной ОС между входами ОУ приложена разность  $U_{\text{д}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{ос}} \ll U_{\text{вх}}$ , поэтому входной ток значительно меньше тока без ОС, что эквивалентно увеличению входного сопротивления  $R_{\text{вх ос}}$  по сравнению с  $R_{\text{вх}}$ .

Для схемы на рис. 8.14, б справедливы равенства:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{д}} + U_{\text{ос}}; U_{\text{вых}} = K_U U_{\text{д}};$$

$$U_{\text{д}} = I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}; U_{\text{ос}} = B U_{\text{вых}} = B K_U U_{\text{д}} = B K_U I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}.$$

Входное сопротивление усилителя с последовательной ОС:

$$R_{\text{вх ос}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{д}} + U_{\text{ос}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{вх}} R_{\text{вх}} + B K_U I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = R_{\text{вх}} (1 + B K_U).$$

*Последовательная отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление в  $1 + B K_U = F$  раз.*

Для оценки выходного сопротивления неинвертирующего усилителя исследуем влияние обратной связи по напряжению на  $R_{\text{вых}}$ .

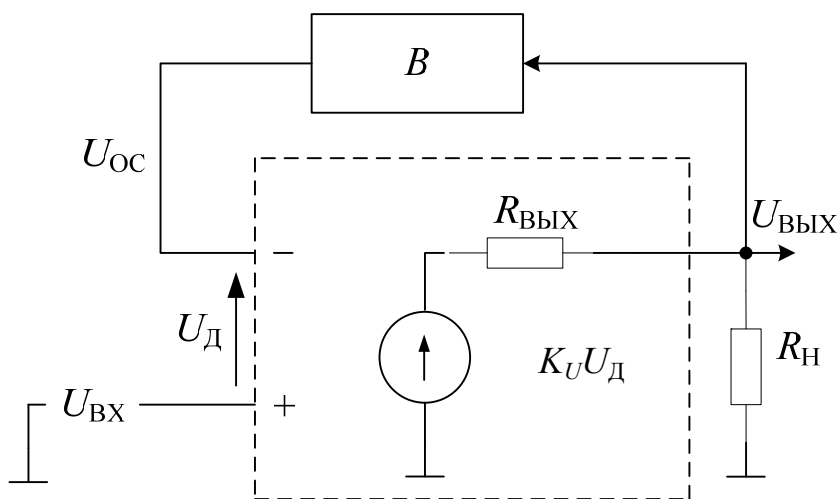


Рис. 8.15. Влияние отрицательной обратной связи по напряжению на выходное сопротивление усилителя

Воспользуемся стандартным приемом определения  $R_{\text{вых}}$  двухполюсника – методом холостого хода и короткого замыкания. При отсутствии ОС ( $B = 0$ ,  $U_{\text{ос}} = 0$ ,  $U_{\text{д}} = U_{\text{вх}}$ ):

$$U_{\text{ВЫХ XX}} = K_U U_{\text{Д}} = K_U U_{\text{ВХ}}; \quad I_{\text{ВЫХ КЗ}} = \frac{K_U U_{\text{Д}}}{R_{\text{ВЫХ}}} = \frac{K_U U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}};$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ XX}}}{I_{\text{ВЫХ КЗ}}} = R_{\text{ВЫХ}}.$$

Выходное сопротивление усилителя без ОС равно  $R_{\text{ВЫХ ОУ}}$ . При наличии обратной связи:

$$U_{\text{ВЫХ XX}} = K_U U_{\text{Д}} = K_U (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ОС}}) = K_U U_{\text{ВХ}} - K_U B U_{\text{ВЫХ XX}};$$

$$U_{\text{ВЫХ XX}} = \frac{K_U U_{\text{ВХ}}}{(1 + BK_U)}.$$

При коротком замыкании на выходе ОС по напряжению не действует:

$$U_{\text{ВЫХ}} = 0, \quad U_{\text{ОС}} = B U_{\text{ВЫХ}} = 0, \quad U_{\text{Д}} = U_{\text{ВХ}};$$

$$I_{\text{ВЫХ КЗ}} = \frac{K_U U_{\text{Д}}}{R_{\text{ВЫХ}}} = \frac{K_U U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}};$$

$$R_{\text{ВЫХ ОС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ XX}}}{I_{\text{ВЫХ КЗ}}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{(1 + BK_U)}.$$

Отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает выходное сопротивление в  $1 + BK_U = F$  раз.

При усилении постоянных напряжений необходимо учитывать остаточное напряжение  $U_0$  на входе ОУ, обусловленное  $U_{\text{СМ}}$  и  $I_{\text{ВХ}}$ . Для неинвертирующего усилителя (рис. 8.13) приведенное к входу напряжение ошибки:

$$U_0 = U_{\text{СМ}} + (I_{\text{ВХ}}^+) R^+ - (I_{\text{ВХ}}^-) R^- = U_{\text{СМ}} - R_1 // R_2 \cdot I_{\text{ВХ}}^-.$$

Так как знаки  $U_{\text{СМ}}$  и  $I_{\text{ВХ}}$  не определены, то для оценки предельного значения  $U_0$  влияющие величины суммируют по модулю

$$U_0 = U_{\text{СМ}} + R_1 // R_2 \cdot I_{\text{ВХ}}.$$

Для определения выходного напряжения ошибки по постоянному току  $U_{0\text{ВЫХ}}$  найдем коэффициент усиления схемы с ОС по ошибке  $U_0$ .

Для упрощения анализа положим  $U_{\text{ВХ}} = 0$  и воспользуемся схемой входной цепи неинвертирующего усилителя (рис. 8.13) с учетом внутреннего источника  $U_0$ .

Полагая  $K_U \rightarrow \infty$ , получим  $U_{\text{Д}} = U_0 - U_{\text{ОС}} \rightarrow 0$ ,

$$U_{0\text{ВЫХ}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_0; \quad K_{\text{ОШ}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Эквивалентные источники  $U_0$  и  $U_{\text{ОС}}$  включены последовательно относительно  $U_{\text{Д}}$  при последовательной ОС и при параллельной (схема на рис. 8.10, б преобразуется в эквивалентную на рис. 8.16, так как при  $U_{\text{ВХ}} = 0$  резистор  $R_1$  заземлен).

Следовательно, независимо от типа ОС по входу коэффициент усиления по ошибке равен коэффициенту усиления сигнала неинвертирующим усилителем  $K_{\text{ОШ}} = 1 + R_2 / R_1 = 1 + R_{\text{ОС}} / R_{\text{ВХ}}$ .

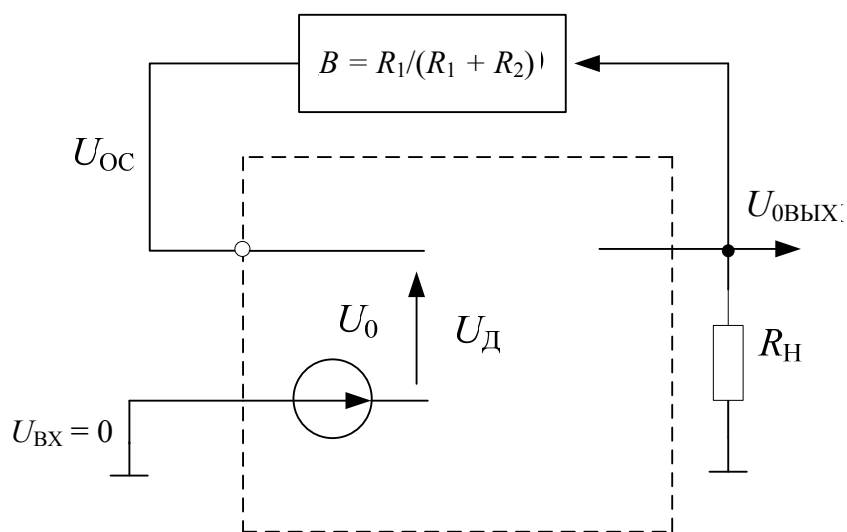


Рис. 8.16. Определение  $U_{0\text{ВЫХ}}$  в схеме с обратной связью

Отрицательная ОС влияет на частотные свойства усилителя. Если ОС частотнонезависимая, как в случае рассмотренных повторителя и неинвертирующего усилителя, то комплексный коэффициент передачи усилителя  $K(j\omega)$  определяется комплексным коэффициентом передачи разомкнутого ОУ  $K_U(j\omega)$  и глубиной обратной связи  $F$ .

$$K(j\omega) = \frac{K_U(j\omega)}{[1 + BK_U(j\omega)]}, \quad \text{где } K_U(j\omega) = \frac{K_U}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{ГР}}}.$$

После подстановки  $K_U(j\omega)$ , соответствующего эквивалентной схеме на рис. 8.6, получим:

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= \frac{K_U / (1 + j\omega / \omega_{ГР})}{1 + BK_U / (1 + j\omega / \omega_{ГР})} = \frac{K_U}{1 + BK_U + j\omega / \omega_{ГР}} = \\ &= \frac{K_U / (1 + BK_U)}{1 + j\omega / [\omega_{ГР} (1 + BK_U)]} = \frac{K}{1 + j\omega / \omega_{OC}}. \end{aligned}$$

Верхняя граничная частота усилителя с отрицательной ОС:

$$\omega_{OC} = \omega_{ГР} (1 + BK_U), \quad f_{OC} = f_{ГР} (1 + BK_U).$$

*Отрицательная ОС увеличивает верхнюю граничную частоту в  $1 + BK_U = F$  раз пропорционально уменьшению усиления.*

Модуль коэффициента передачи усиления с ОС (АЧХ) равен

$$K(f) = \frac{K}{\sqrt{1 + (f / f_{OC})^2}}.$$

На частотах  $f \ll f_{OC}$

$$K(f) = K = K_U / (1 + BK_U),$$

а при  $f \gg f_{OC}$

$$K(f) = K \cdot f_{OC} / f.$$

Коэффициент  $K$  обратнопропорционален частоте. ЛАЧХ замкнутого усилителя:

$$K(f)[\text{дБ}] = 20 \lg K(f) = 20 \lg \frac{K}{\sqrt{1 + (f / f_{OC})^2}}.$$

На частотах  $f \ll f_{OC}$  и при условии  $BK_U \gg 1$  ЛАЧХ усилителя с ОС

$$K(f)[\text{дБ}] = 20 \lg K = 20 \lg K_U - 20 \lg (BK_U) = 20 \lg (1/B).$$

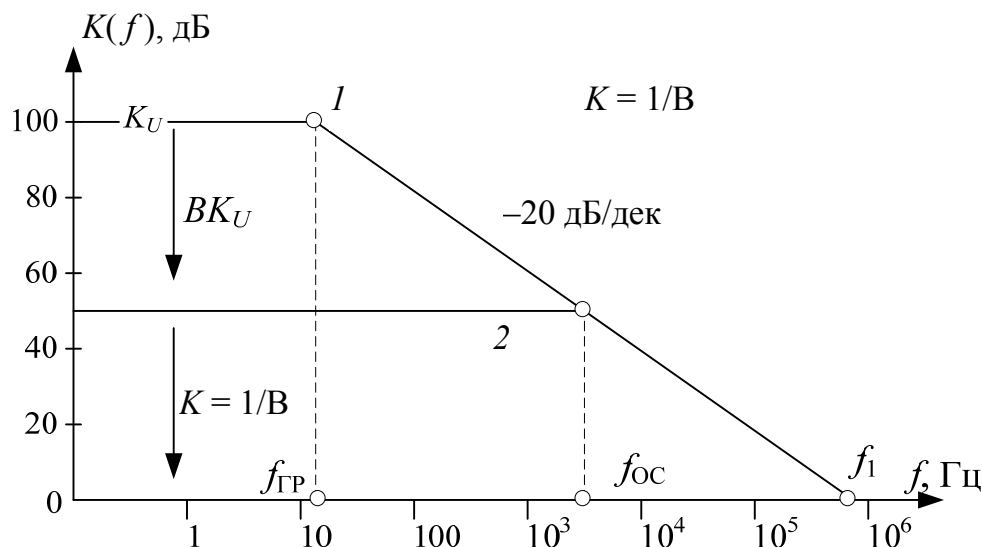


Рис. 8.17. Асимптотические ЛАЧХ разомкнутого ОУ (1) и усилителя с отрицательной ОС (2)

Так как увеличение  $f_{OC}$  по сравнению с  $f_{ГР}$  ОУ пропорционально глубине ОС, то максимальную верхнюю частоту имеет повторитель напряжения – при  $B = 1$ ,  $F = K_U$  и  $f_{OC} = f_{ГР} K_U = f_1$ . ЛАЧХ повторителя напряжения совпадает с осью частот, так как  $K$ , дБ = 0.

При достаточном отклонении частоты от  $f_{ГР}$  выражение для ЛАЧХ упрощается – получают асимптотическую ЛАЧХ.

### Пример расчета неинвертирующего усилителя

Рассчитать параметры усилителя напряжения на ОУ на постоянном токе и на частоте 1 кГц с коэффициентом усиления  $K = +50$ .

Расчет элементов усилителя состоит в выборе ОУ и расчете резисторов  $R_1$  и  $R_2$  (рис. 8.13). Выбираем универсальный ОУ КР140УД7 с основными параметрами:  $K_U = 50000$ ,  $U_{CM} = 4$  мВ,  $I_{BX} = 200$  нА,  $\Delta I_{BX} = 50$  нА,  $f_1 = 0,8$  МГц,  $R_H = 2$  кОм.

Резисторы цепи ОС определяем из условий:

$$R_2 / R_1 = K - 1 = 50 - 1 = 49;$$

$$R_1 + R_2 \gg R_H = 2 \text{ кОм.}$$

Выбираем  $R_1 = 10$  кОм,  $R_2 = R_1 (K - 1) = 490$  кОм.

Входное напряжение ошибки

$$U_0 = U_{CM} + (R_1 // R_2) I_{BX} = 4 \text{ мВ} + 200 \text{ нА} \cdot 9,8 \text{ кОм} = 6 \text{ мВ.}$$



Выходное напряжение ошибки

$$U_{0\text{ВЫХ}} = U_0 K_{\text{ОШ}} = U_0 (1 + R_2 / R_1) = 300 \text{ мВ},$$

следовательно

$$-300 \text{ мВ} < U_{0\text{ВЫХ}} < +300 \text{ мВ}.$$

Оценим влияние  $K_U$  на  $K$ . Коэффициент передачи цепи ОС

$$B = 1 / K = 1 / 50 = 0,02.$$

На постоянном токе глубина ОС

$$F = 1 + BK_U = 1 + 0,02 \cdot 50000 = 1001.$$

Реальное усиление замкнутого усилителя не менее

$$K = K_U / F = 50000 / 1001 = 49,95,$$

а погрешность не превышает величины

$$1 / F = 0,001 = 0,1 \text{ \%}.$$

На переменном токе из-за снижения  $K_U(f)$  уменьшается глубина обратной связи и изменяется усиление. Граничная частота ОУ

$$f_{\text{ГР}} = f_1 / K_U = 800 \text{ кГц} / 50000 = 16 \text{ Гц}.$$

Усиление ОУ на частоте  $f = 1 \text{ кГц}$

$$K_U(f) = f_1 / f = 800 \text{ кГц} / 1 \text{ кГц} = 800.$$

Глубина ОС

$$F(f) = 1 + BK_U(f) = 1 + 0,02 \cdot 800 = 17.$$

Усиление

$$K(f) = K_U(f) / F(f) = 800 / 17 = 47,1,$$

погрешность из-за конечного значения  $K_U$

$$1 / F(f) = 1 / 17 = 0,06 = 6 \text{ \%}.$$

Для оценки влияния ОС на  $R_{\text{ВХ}}$  и  $R_{\text{ВЫХ}}$  усилителя примем ориентировочно, что параметры ОУ  $R_{\text{ВХ}} = 20 \text{ кОм}$ ,  $R_{\text{ВЫХ}} = 20 \text{ Ом}$ . Так как ОС последовательная, то входное сопротивление замкнутого усилителя

$$R_{\text{ВХ ОС}} = R_{\text{ВХ}} F.$$

На постоянном токе

$$R_{\text{ВХ ОС}} = 20 \text{ кОм} \cdot 1001 = 20 \text{ МОм}.$$

Необходимо учитывать, что реально  $R_{\text{ВХ ОС}}$  ограничено величиной  $R_{\text{СФ ОУ}}$ , которое не охвачено ОС.

На переменном токе на частоте  $f = 1 \text{ кГц}$

$$R_{\text{ВХ ОС}}(f) = R_{\text{ВХ}} F(f) = 20 \text{ кОм} \cdot 17 = 340 \text{ кОм}.$$

Выходное сопротивление вследствие ОС по напряжению уменьшается:

$$R_{\text{ВЫХ ОС}} = R_{\text{ВЫХ}} / F = 20 / 1001 = 0,02 \text{ Ом},$$

на частоте  $1 \text{ кГц}$

$$R_{\text{ВЫХ ОС}}(f) = R_{\text{ВЫХ}} / F(f) = 20 / 17 = 1,2 \text{ Ом}.$$

Граничная частота замкнутого усилителя (см. рис. 8.17):

$$f_{\text{ОС}} = f_{\text{ГР}} F = f_1 / K = f_1 B = 16 \text{ Гц} \cdot 1001 = 800 \text{ кГц} / 50 = 16 \text{ кГц}.$$

В инвертирующем усилителе напряжения  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$  подаются на «-»-вход ОУ соответственно через резисторы  $R_1$  и  $R_2$ , а «+»-вход заземлен. Схема суммирования – параллельный сумматор.

Напряжение  $U_{\text{Д}}$  на «-»-входе ОУ можно найти методом наложения как сумму сигналов в результате действия источников  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$ :

$$U_{\text{Д}} = U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{\text{ВЫХ}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_U};$$

$$U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -U_{\text{ВЫХ}} \left[ \frac{1}{K_U} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right];$$

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_2 K_U}{R_1 K_U + R_1 + R_2} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{K_U} \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right]} = -\frac{R_2}{R_1} \left[ 1 - \frac{R_1 + R_2}{K_U R_1} \right].$$

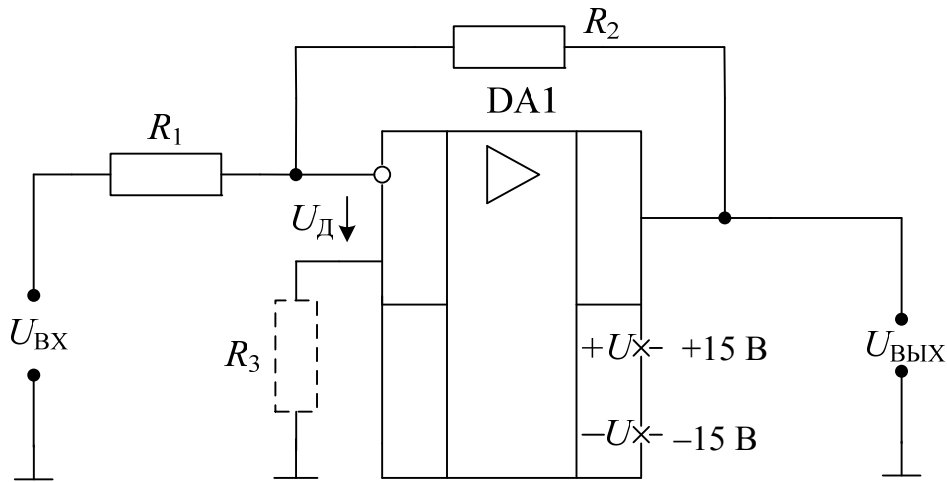


Рис. 8.18. Инвертирующий усилитель

Если обозначить коэффициент передачи цепи ОС  $R_1/(R_1 + R_2) = B$  и коэффициент ослабления  $U_{ВХ}$  при подаче на «-»-вход ОУ  $Y_{ВХ} = R_2/(R_1 + R_2)$ , то

$$K = -Y_{ВХ} \frac{K_U}{(1 + BK_U)} = -Y_{ВХ} \frac{K_U}{F}.$$

Последняя формула соответствует блок-схеме на рис. 8.19.

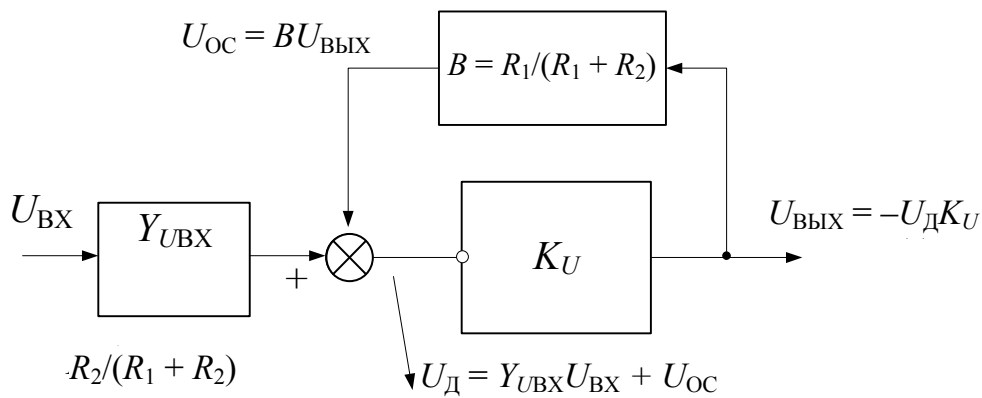


Рис. 8.19. Блок-схема инвертирующего усилителя

Если усиление ОУ велико:  $1/K_U \rightarrow 0$  или  $K_U \gg 1 + R_2/R_1$ , то коэффициент передачи инвертирующего усилителя  $K = -R_2/R_1$ .

Коэффициент передачи усилителя на идеальном ОУ нетрудно получить из исходного выражения для  $U_{\text{Д}}$  при условии, что  $K_U = \infty$ ,  $U_{\text{Д}} = 0$ :

$$U_{\text{Д}} = U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{\text{ВЫХ}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_U} = 0;$$

$$\frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}; \quad U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}} \frac{R_2}{R_1}.$$

Так как из-за большого усиления ОУ напряжение между входами мало, а «+»-вход заземлен, то в инвертирующем усилителе и потенциал «-»-входа близок к нулю. Поэтому в таком усилителе «-»-вход ОУ называют виртуальным (кажущимся) нулем. Например, при  $U_{\text{ВЫХ}} = 10 \text{ В}$  и  $K_U = 50000$   $U_{\text{Д}} = 0,2 \text{ мВ}$ . Инвертирующий усилитель называют схемой со сложением токов, так как в точке суммирования на «-»-входе ОУ происходит сравнение и выравнивание по модулю под действием отрицательной ОС тока обратной связи  $I_{\text{ОС}} = U_{\text{ВЫХ}} / R_2$  и входного тока  $I_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} / R_1$ .

Особенность инвертирующего усилителя – очень низкое эквивалентное сопротивление в точке суммирования, что обусловлено действием параллельной отрицательной ОС. Определим входное сопротивление инвертирующего ОУ.

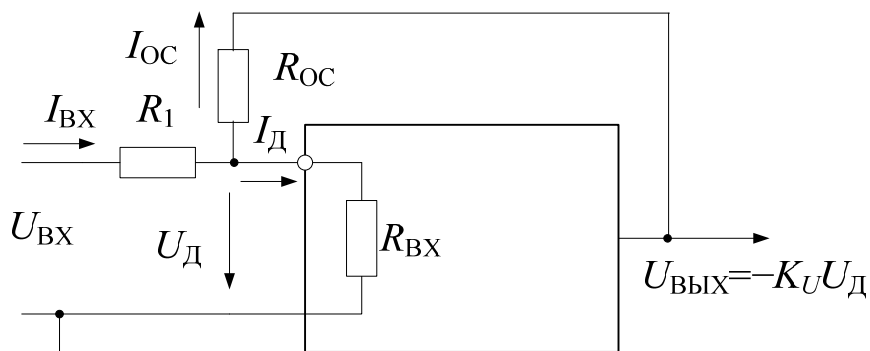


Рис. 8.20. Определение входного сопротивления инвертирующего усилителя

Входное напряжение складывается из двух напряжений входного контура:

$$U_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}} R_1 + U_{\text{Д}},$$

откуда 
$$R_{\text{ВХОС}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = R_1 + \frac{U_{\text{Д}}}{I_{\text{ВХ}}}.$$

Для определения второго слагаемого воспользуемся первым законом Кирхгофа для входного узла:

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{Д}} + I_{\text{ОС}}; \quad I_{\text{Д}} = \frac{U_{\text{Д}}}{R_{\text{ВХ}}};$$

$$I_{\text{ОС}} = \frac{(U_{\text{Д}} - U_{\text{ВЫХ}})}{R_{\text{ОС}}} = \frac{(U_{\text{Д}} + K_U U_{\text{Д}})}{R_{\text{ОС}}} = \frac{(1 + K_U) U_{\text{Д}}}{R_{\text{ОС}}};$$

$$I_{\text{ВХ}} = U_{\text{Д}} \left[ \frac{1}{R_{\text{ВХ}}} + \frac{1 + K_U}{R_{\text{ОС}}} \right];$$

$$\frac{U_{\text{Д}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\text{ВХ}} R_{\text{ОС}}}{R_{\text{ОС}} + R_{\text{ВХ}} (1 + K_U)} = \frac{R_{\text{ОС}}}{1 + K_U};$$

$$R_{\text{ВХОС}} = R_1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{(1 + K_U)}.$$

При достаточно большом усилении ОУ входное сопротивление в точке суммирования  $R_{\text{ОС}} / (1 + K_U)$  может быть весьма малым и составлять десятые-сотые доли Ома. В целом  $R_{\text{ВХОС}}$  определяется величиной резистора сумматора  $R_1$ , который практически заземлен в точке виртуального нуля. Из-за низкого  $R_{\text{ВХОС}}$  (при  $R_1 = 0$ ) инвертирующий усилитель обеспечивает режим короткого замыкания для источника сигнала. Поэтому эту схему часто применяют в качестве высокоточного преобразователя тока  $I_{\text{ВХ}}$  в напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  ввиду малости тока  $I_{\text{Д}}$

$$U_{\text{ВЫХ}} = -I_{\text{ОС}} R_{\text{ОС}} = -(I_{\text{ВХ}} - I_{\text{Д}}) R_{\text{ОС}} = -I_{\text{ВХ}} R_{\text{ОС}}.$$

Выходное сопротивление усилителя  $R_{\text{ВЫХОС}}$  определяется типом ОС по выходу и аналогично схеме неинвертирующего усилителя мало:

$$R_{\text{ВЫХОС}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{F} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{[1 + K_U R_1 / (R_1 + R_2)]}.$$

### **Пример расчета инвертирующего усилителя**

Рассчитать параметры усилителя напряжения на ОУ на постоянном токе и на частоте 1 кГц с коэффициентом усиления  $K = -100$ .

В качестве ОУ выбираем интегральную микросхему КР140УД7.

Резисторы сумматора определяем из условий:

$$R_2 / R_1 = |K| = 100,$$

$$R_2 \gg R_H = 2 \text{ кОм}.$$

Выбираем:

$$R_1 = 10 \text{ кОм}, R_2 = R_1 \cdot |K| = 1 \text{ МОм}.$$

Входное напряжение ошибки

$$U_0 = U_{\text{СМ}} + (R_1 // R_2) I_{\text{ВХ}} = 4 \text{ мВ} + 200 \text{ нА} \cdot 9,9 \text{ кОм} = 6 \text{ мВ}.$$

Выходное напряжение ошибки

$$U_{0 \text{ Вых}} = U_0 K_{\text{ОШ}} = U_0 (1 + R_2 / R_1) = 600 \text{ мВ},$$

следовательно

$$600 \text{ мВ} < U_{0 \text{ Вых}} < +600 \text{ мВ}.$$

Для уменьшения токовой составляющей входного смещения можно применить симметрирующий резистор  $R_3$  на «+»-входе ОУ с сопротивлением

$$R_3 = R_1 // R_2 = 9,9 \text{ кОм} = 10 \text{ кОм}.$$

В этом случае

$$U_0 = U_{\text{СМ}} + \Delta I_{\text{ВХ}} R_3 = 4 \text{ мВ} + 50 \text{ нА} \cdot 10 \text{ кОм} = 4,5 \text{ мВ};$$

$$U_{0 \text{ Вых}} < 450 \text{ мВ}.$$

Коэффициент передачи цепи ОС

$$B = R_1 / (R_1 + R_2) = 1 / (1 + K) = 0,0099,$$

коэффициент ослабления входного напряжения

$$Y_{\text{УВХ}} = R_2 / (R_1 + R_2) = 1000 / 1010 = 0,99.$$

На постоянном токе глубина обратной связи

$$F = 1 + BK_U = 1 + 0,0099 \cdot 50000 = 496.$$

Реальное усиление замкнутого усилителя по модулю не менее

$$K = Y_{UBX} K_U / F = 0,99 \cdot 50000 / 496 = 99,8 \text{ или}$$

$$K = (R_2 / R_1) [1 - (R_1 + R_2) / (K_U R_1)] = 100(1 - 0,002) = 99,8,$$

а относительная погрешность

$$1/F = 1/496 = 0,002 = 0,2 \text{ \%}.$$

Граничная частота ОУ

$$f_{ГР} = f_1 / K_U = 800 \text{ кГц} / 50000 = 16 \text{ Гц}.$$

Усиление ОУ на частоте  $f = 1 \text{ кГц}$

$$K_U(f) = f_1 / f = 800 \text{ кГц} / 1 \text{ кГц} = 800.$$

Глубина ОС

$$F(f) = 1 + BK_U(f) = 1 + 0,0099 \cdot 800 = 9.$$

Усиление

$$K(f) = -Y_{UBX} K_U(f) / F(f) = -0,99 \cdot 800 / 9 = -88.$$

Погрешность из-за конечного  $K_U$

$$1/F(f) = 1/9 = 0,11 = 11 \text{ \%}.$$

Ориентировочно входное и выходное сопротивления на постоянном токе равны

$$R_{ВХ ОС} = R_1 + R_{ОС} / (1 + K_U) = 10 \text{ кОм} + 1 \text{ МОм} / 50001 = 10,02 \text{ кОм};$$

$$R_{ВЫХ ОС} = R_{ВЫХ} / F = 20 / 496 = 0,04 \text{ Ом}.$$

На частоте 1 кГц:

$$R_{ВХ ОС} = R_1 + \frac{R_{ОС}}{[1 + K_U(f)]} = 10 \text{ кОм} + \frac{1 \text{ МОм}}{801} = 11,25 \text{ кОм};$$

$$R_{ВЫХ ОС} = R_{ВЫХ} / F(f) = 20 / 9 = 2,2 \text{ Ом}.$$

Граничная частота замкнутого усилителя

$$f_{ОС} = f_{ГР} F = 16 \text{ Гц} \cdot 496 = 7,9 \text{ кГц}.$$

Измерение параметров ОУ проводят в схемах с отрицательной обратной связью. Это обусловлено тем, что из-за большого коэффициента

усиления разомкнутого ОУ при наличии даже малых входных ошибок усилитель оказывается в режиме ограничения напряжения по выходу. Например, смещение  $U_{\text{СМ}} = 4$  мВ при  $K_U = 50000$  (ОУ КР140УД7) должно привести к  $U_{\text{ВЫХ}}$  при сохранении линейного режима порядка 200 В.  $U_{\text{ВЫХ}}$  реального ОУ примет значение 11–13 В при питании 15 В, а промежуточные каскады выйдут из линейного режима, что делает измерение параметров невозможным. Отрицательная ОС позволяет вывести ОУ в линейный режим и непосредственно или косвенно измерять параметры.

### 3. Задание

#### 3.1. Измерение напряжения смещения $U_{\text{СМ}}$ .

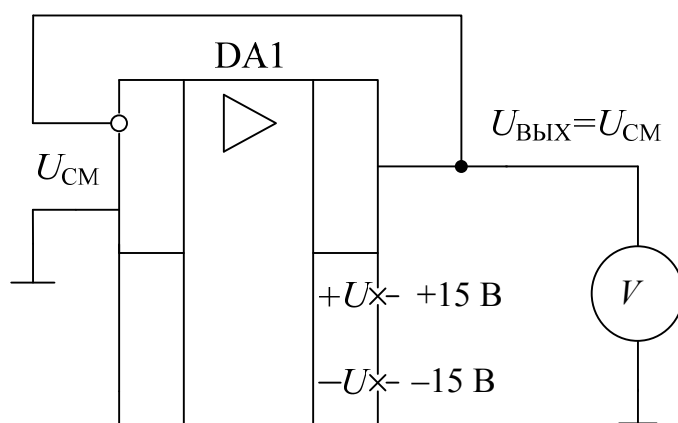


Рис. 8.21. Схема измерения напряжения смещения  $U_{\text{СМ}}$  ОУ

Напряжение смещения ОУ измеряется в схеме повторителя напряжения при отсутствии сигнала  $U_{\text{ВЫХ}} = KU_{\text{СМ}} = U_{\text{СМ}}$ . Измерение провести вольтметром и осциллографом (на максимальной чувствительности).

#### 3.2. Измерение входных токов $I_{\text{ВХ}}^+$ и $I_{\text{ВХ}}^-$ .

Входные токи также измеряются в схеме повторителя напряжения с заземленным входом. Для выделения токовых составляющих входной ошибки последовательно с соответствующим входом включается эталонный резистор  $R$ , на котором формируются напряжения  $RI_{\text{ВХ}}^+$  и  $RI_{\text{ВХ}}^-$ , причем измерение токов производят отдельно.



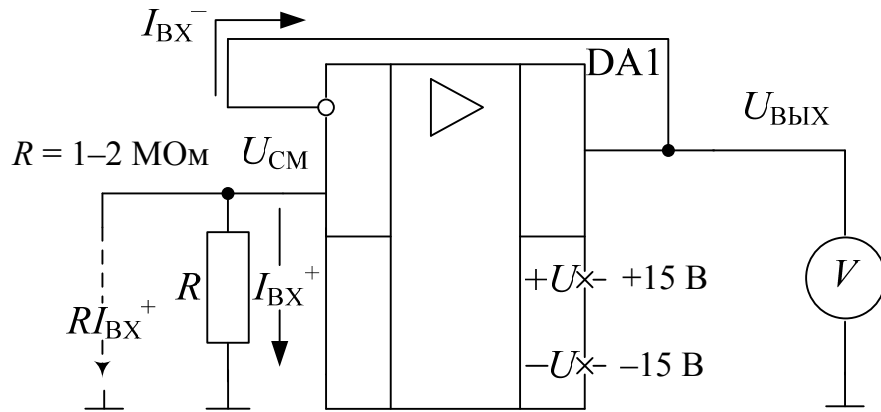


Рис. 8.22. Схема измерения  $I_{\text{ВХ}}^+$  ОУ

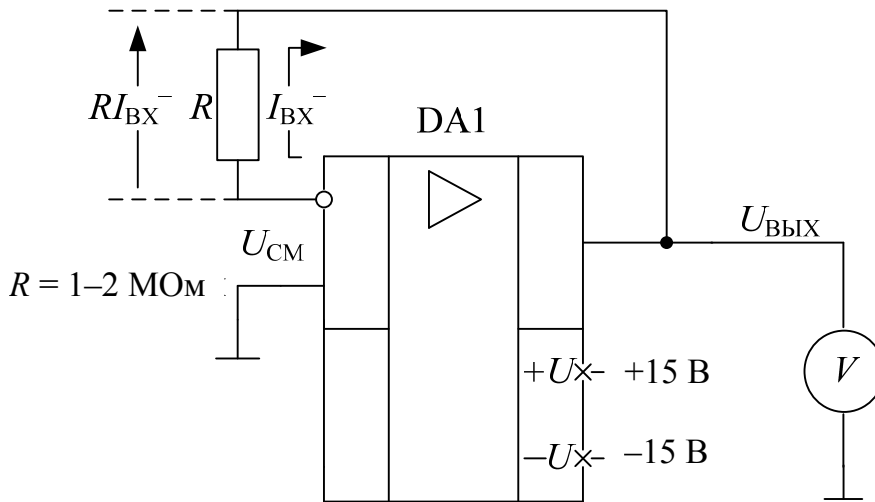


Рис. 8.23. Схема измерения  $I_{\text{ВХ}}^-$  ОУ

Измерение тока  $I_{\text{ВХ}}^+$  проводится косвенным методом путем измерения  $U_{\text{ВЫХ}}$  и расчета  $I_{\text{ВХ}}^+$ . Выходное напряжение схем (на рис. 8.22, 8.23) содержит две составляющих:  $U_{\text{СМ}}$  и падение напряжения на резисторе  $R$  при протекании тока  $I_{\text{ВХ}}^+$  ( $I_{\text{ВХ}}^-$ ).

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{СМ}} + RI_{\text{ВХ}}^+ \rightarrow I_{\text{ВХ}}^+ = (U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{СМ}})/R.$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{СМ}} - RI_{\text{ВХ}}^- \rightarrow I_{\text{ВХ}}^- = -(U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{СМ}})/R.$$

### 3.3. Измерение $K_U$ и АЧХ.

Коэффициент усиления  $K_U$  измеряется на переменном токе. Схема измерения представляет собой инвертирующий усилитель с коэффициентом передачи  $K = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = -(R_2/R_1) = -1$ . Правиль-

ность работы схемы устанавливается проверкой двухканальным осциллографом равенства:  $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}}$  (фазовый сдвиг  $180^\circ$ ). Для измерения  $K_U$  частота должна быть минимальной – 10–20 Гц. На низких частотах  $K_U$  составляет десятки-сотни тысяч и входное напряжение ОУ  $U_{\text{Д}}$  порядка 10–100 мкВ. Измерять такие  $U_{\text{Д}}$  сложно, поэтому для измерения на низких частотах в схеме используется дополнительный делитель напряжения  $R_3R_4$  и измеряется напряжение  $U_1$ , которое значительно превышает  $U_{\text{Д}}$ :

$$U_{\text{Д}} = U_1 R_4 / (R_3 + R_4), \quad U_{\text{Д}} = U_1 / 100.$$

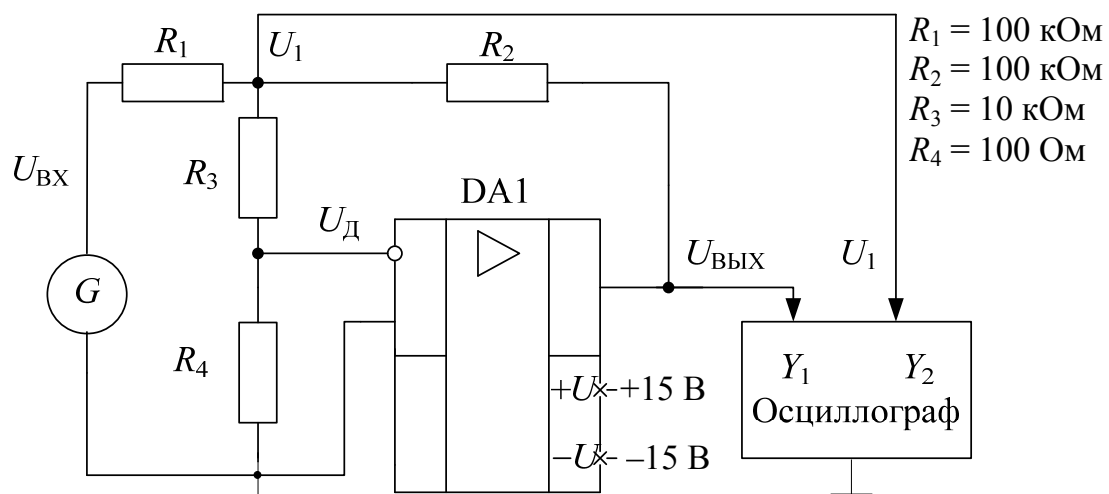


Рис. 8.24. Схема измерения  $K_U$  и АЧХ ОУ

Определение  $K_U$  заключается в измерении напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$ ,  $U_1$  и расчете  $U_{\text{Д}}$  и  $K_U = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{Д}}$ .

На низких частотах регулировкой  $U_{\text{ВХ}}$  поддерживать напряжение  $U_{\text{ВЫХ}} = 2\text{--}5$  В. Контролировать форму сигналов и при появлении нелинейных искажений выходного сигнала (отклонение от  $\sin$ ) уменьшать амплитуду сигнала. При достижении частот, на которых  $U_1$  превышает величину 100 мВ, делитель  $R_3 - R_4$  следует исключить, инвертирующий вход подключить к узлу  $U_1$  и измерять непосредственно  $U_{\text{Д}} = U_1$ . Все измерения проводить осциллографом, одновременно наблюдая  $U_{\text{ВЫХ}}$  и один из требуемых сигналов  $U_{\text{ВХ}}$ ,  $U_1$  или  $U_{\text{Д}}$ .

В процессе измерения АЧХ оценить фазовые сдвиги:  $\varphi_1$  – между  $U_{\text{Д}}$  ( $U_1$ ) и  $U_{\text{ВЫХ}}$ ,  $\varphi_2$  – между  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$  (табл. 8.2).

Таблица 8.2

$f$ , Гц	20	50	100	200	500	$10^3$	$2 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	$10^4$	$2 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^4$	$10^5$
$U_{ВХ}$ , В												
$U_{ВЫХ}$ , В												
$U_1$ , мВ												
$U_{д}$ , мВ												
$K_U$												
$K_U$ , дБ												
$\varphi_1$ , град												
$\varphi_2$ , град												

При необходимости результаты измерения уточнять вольтметром (до 5 кГц). Построить логарифмическую АЧХ, определить частоты  $f_{ГР}$  и  $f_1$ .

*Указание.* Частоту  $f_{ГР}$  определить по фазовому сдвигу  $U_{ВЫХ}$  относительно  $U_1$  ( $U_{д}$ ) –  $\varphi_{ГР} = \varphi_1(f_{ГР}) = -45^\circ$ . Частоту  $f_1$  определить графически продолжением участка ЛАЧХ с наклоном  $-20$  дБ/дек до пересечения с осью  $f$ .

### 3.4. Измерение выходных напряжений ОУ.

Полярность напряжения  $U_{ВЫХ}$  устанавливается подключением потенциометра  $R_1$  к соответствующему напряжению питания  $\pm 15$  В. Измерить выходные напряжения:

- 1)  $U_{ВЫХ1}^+$  при  $R_{Н1} = 10$  кОм ( $U_{ВХ} = +1$  В);
- 2)  $U_{ВЫХ2}^+$  при  $R_{Н2} = 2$  кОм ( $U_{ВХ} = +1$  В);
- 3)  $U_{ВЫХХХ}^+$  при  $R_{Н3} = \infty$  кОм ( $U_{ВХ} = +1$  В);
- 4)  $U_{ВЫХ1}^-$  при  $R_{Н1} = 10$  кОм ( $U_{ВХ} = -1$  В);
- 5)  $U_{ВЫХ2}^-$  при  $R_{Н2} = 2$  кОм ( $U_{ВХ} = -1$  В);
- 6)  $U_{ВЫХХХ}^-$  при  $R_{Н3} = \infty$  кОм ( $U_{ВХ} = -1$  В).

Рассчитать выходные сопротивления ОУ:

$$R_{ВЫХ}^+ = (U_{ВЫХ1}^+ - U_{ВЫХ2}^+) / (I_2^+ - I_1^+);$$

$$I_1^+ = U_{ВЫХ1}^+ / R_{Н1};$$

$$I_2^+ = U_{ВЫХ2}^+ / R_{Н2};$$

$$R_{\text{ВЫХ}}^- = (U_{\text{ВЫХ1}}^- - U_{\text{ВЫХ2}}^-) / (I_2^- - I_1^-);$$

$$I_1^- = U_{\text{ВЫХ1}}^- / R_{\text{Н1}}; \quad I_2^- = U_{\text{ВЫХ2}}^- / R_{\text{Н2}}.$$

В качестве  $U_{\text{ВЫХ}}^+$  и  $U_{\text{ВЫХ}}^-$  принять напряжения при номинальной нагрузке  $R_{\text{Н}} = 2 \text{ кОм}$ , а за  $R_{\text{ВЫХ}}$  принять максимальное из  $R_{\text{ВЫХ}}^+$  и  $R_{\text{ВЫХ}}^-$ .

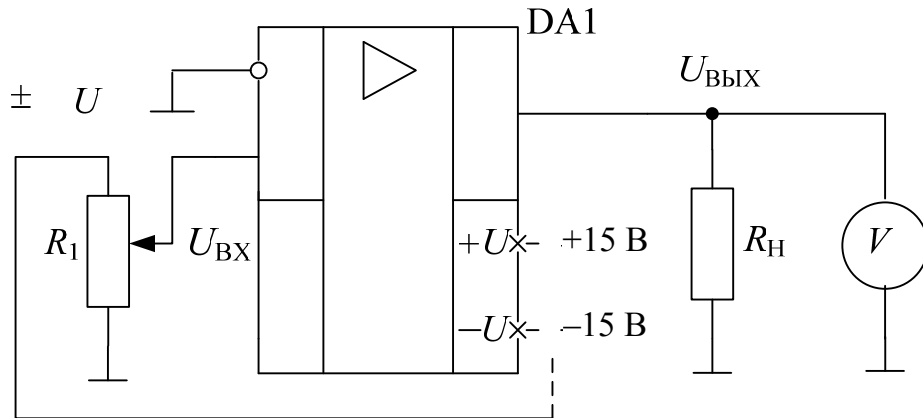


Рис. 8.25. Измерение максимальных выходных напряжений ОУ

### 3.5. Измерение потребляемого тока.

Токи  $I_{\Pi}^+$  и  $I_{\Pi}^-$  измеряются в схеме повторителя напряжения (см. рис. 8.21) при  $U_{\text{ВХ}} = 0$  с помощью включенных в цепи питания  $+U$  и  $-U$  миллиамперметров.

### 3.6. Измерение скорости нарастания выходного напряжения.

Максимальную скорость нарастания выходного напряжения ОУ  $V_U$  определяют в схеме повторителя напряжения по реакции ОУ на скачок входного напряжения.

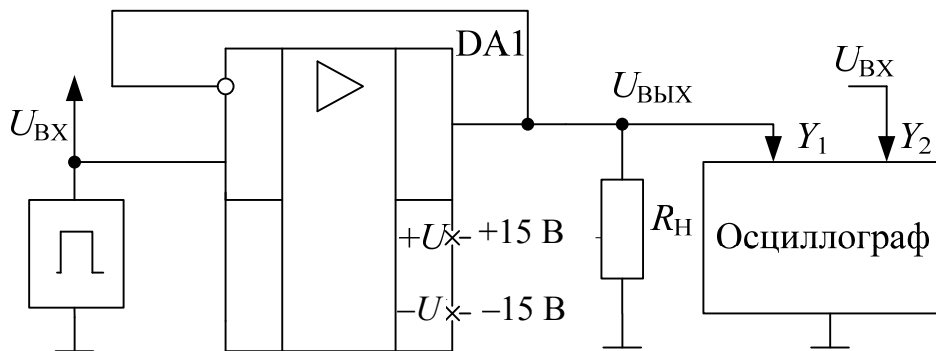


Рис. 8.26. Измерение максимальной скорости нарастания выходного напряжения ОУ

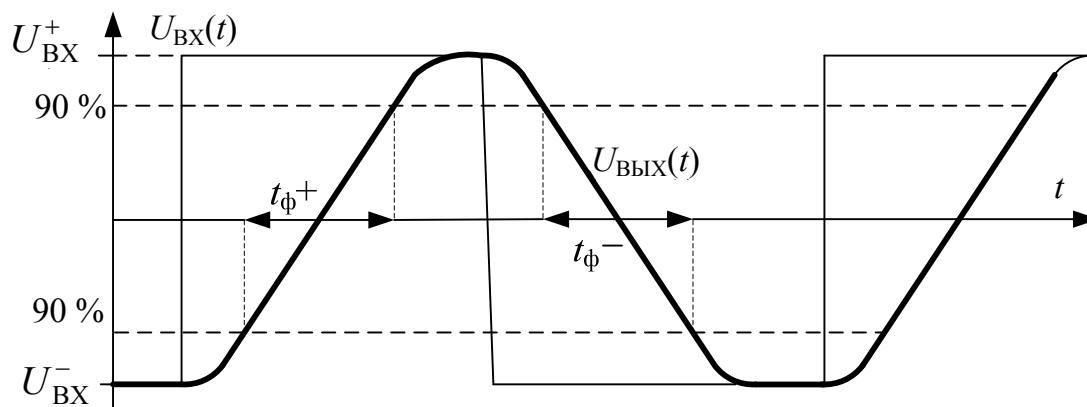


Рис. 8.27. Временные зависимости сигналов  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$

Входной сигнал – напряжение прямоугольной формы частотой 10–50 кГц и амплитудой 10 В (рис. 8.27). В установившемся режиме  $U_{\text{ВЫХ}} = KU_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}$ . Измерить положительное и отрицательное установившиеся выходные напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}^+$  и  $U_{\text{ВЫХ}}^-$  при  $R_{\text{Н}} = 2$  кОм. Измерить время прохождения выходного напряжения ОУ от уровня  $0,9U_{\text{ВЫХ}}^-$  до уровня  $0,9U_{\text{ВЫХ}}^+$   $t_{\Phi}^+$  и время прохождения  $U_{\text{ВЫХ}}$  между теми же уровнями в обратном направлении  $t_{\Phi}^-$ . Рассчитать скорости нарастания:

$$V_U^+ = (0,9U_{\text{ВЫХ}}^+ - 0,9U_{\text{ВЫХ}}^-) / t_{\Phi}^+;$$

$$V_U^- = (0,9U_{\text{ВЫХ}}^- - 0,9U_{\text{ВЫХ}}^+) / t_{\Phi}^-.$$

В качестве параметра  $V_U$  принять минимальную из  $V_U^+$  и  $V_U^-$ .

3.7. Результаты измерений по п. 3.1–3.6 оформить в виде табл. 8.3. Нормируемые параметры исследуемого типа ОУ выписать из справочника.

Таблица 8.3

ТИП ОУ,  $U_{\text{пит}} =$

Параметр	$K_U$	$I_{\text{ВХ}}^+$	$I_{\text{ВХ}}^-$	$I_{\text{ВХ}}$	$f_1$	$f_{\text{ГР}}$	$V_U$	$U_{\text{ВЫХ}}$	$R_{\text{ВЫХ}}$	$I_{\text{П}}$
Измерено										
Справочное										

### 3.8. Исследование повторителя напряжения (рис. 8.28).

Исследование повторителя проводить на частоте 1 кГц. Установить  $R_{\Gamma} = 0$ ,  $R_{\text{Н}} = 2 \text{ кОм}$ ,  $E_{\Gamma} = 1 \text{ В}$  и измерить  $U_{\text{ВЫХ}}$ . Измерения проводить вольтметром с точностью до трех значащих цифр. Желательно измерения проводить одним вольтметром для уменьшения погрешности измерения. При измерении наблюдать сигналы с помощью осциллографа. Зарисовать осциллограммы сигналов  $U_{\text{ВХ}}(t)$  и  $U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ОС}}(t)$ . Определить по измеренным  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$  коэффициент  $K$ . Измерить фазовый сдвиг  $\varphi_{\text{ОС}}$  между  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$ .

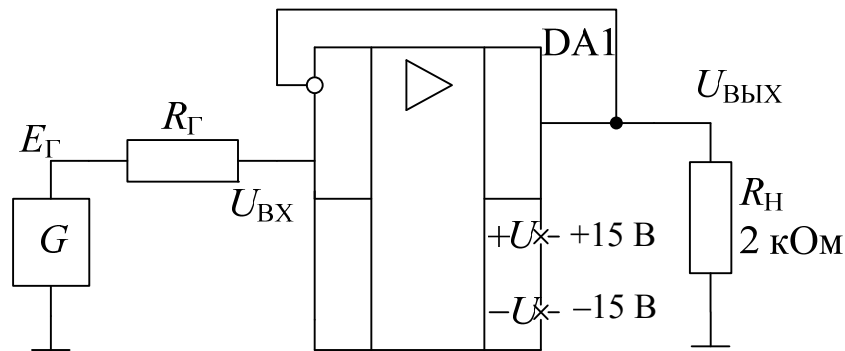


Рис. 8.28. Исследование повторителя напряжения

Оценить входное сопротивление повторителя. Для этого подключить  $R_{\Gamma} = 2 \text{ МОм}$ , измерить  $E_{\Gamma}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$  и определить

$$R_{\text{ВХОС}} = R_{\Gamma} U_{\text{ВЫХ}} / (K E_{\Gamma} - U_{\text{ВЫХ}}) = R_{\Gamma} U_{\text{ВЫХ}} / (E_{\Gamma} - U_{\text{ВЫХ}}).$$

Оценить выходное сопротивление. Измерить  $U_{\text{ВЫХХХ}}$ , подключить  $R_{\text{Н}} = 2 \text{ кОм}$ , измерить  $U_{\text{ВЫХ}}$  и определить

$$R_{\text{ВЫХОС}} = R_{\text{Н}} (U_{\text{ВЫХХХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) / U_{\text{ВЫХ}}.$$

Установить  $R_{\Gamma} = 0$ ,  $R_{\text{Н}} = 2 \text{ кОм}$  и измерить  $f_{\text{ОС}}$ . Напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  на частотах  $f > 1 \text{ кГц}$  измерять осциллографом, вольтметр отключить. Номинальный коэффициент передачи повторителя  $K = 1$ , поэтому  $f_{\text{ОС}}$  определяют путем измерения частоты, на которой  $U_{\text{ВЫХ}} = 0,7 U_{\text{ВХ}}$ . Эта частота – параметр малого сигнала. Амплитуды сигналов должны быть достаточно малы для исключения влияния нелинейных искажений вследствие ограниченной скорости  $V_U$  ОУ, отсутствие которых контролировать с помощью осциллографа.

Измерить максимальную амплитуду неискаженного сигнала на частоте 20 кГц. Измерить максимальную частоту передачи неискаженного сигнала  $f_{\text{МАКС}}$  с амплитудой  $U_{\text{ВЫХ}m} = 5$  В. Зарисовать осциллограммы напряжений  $U_{\text{ВХ}}(t)$  и  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$  на частотах  $2f_{\text{МАКС}}$  и  $5f_{\text{МАКС}}$ .

Таблица 8.4

$f = 1$  кГц

Параметр	$K$	$R_{\text{ВХ ОС}}$	$R_{\text{ВЫХ ОС}}$	$\varphi_{\text{ОС}}$	$f_{\text{ОС}}$	$U_{\text{МАКС}}$	$f_{\text{МАКС}}$
Режим измерения	$U_{\text{ВХ}} =$	$R_{\Gamma} =$	$U_{\text{ВЫХ}} =$ $U_{\text{ВЫХ ХХ}} =$	$U_{\text{ВЫХ}} =$	$U_{\text{ВХ}} =$ $U_{\text{ВЫХ}} =$	$f = 20$ кГц $U_{\text{ВХ}} =$	$U_{\text{ВЫХ}} = 5$ В $U_{\text{ВХ}} =$
Измерено							
Теоретическое							

3.9. Рассчитать параметры повторителя напряжения на частоте  $f = 1$  кГц. Для определения  $K_U$  и  $\varphi_1$  на частоте 1кГц воспользоваться результатами измерения АЧХ (п. 3.3). В качестве параметров ОУ принять измеренные  $R_{\text{ВЫХ}}$ ,  $f_1$  и  $V_U$  (см. табл. 8.3) и ориентировочно  $R_{\text{ВХ}} = 20$  кОм. Рассчитать максимальную амплитуду неискаженного сигнала  $U_{\text{МАКС}}$  на частоте 20 кГц и максимальную частоту передачи неискаженного сигнала  $f_{\text{МАКС}}$  с амплитудой  $U_{\text{ВЫХ}m} = 5$  В.

Теоретические параметры повторителя напряжения:

$$\begin{aligned}
 F = 1 + K_U = & \quad K = K_U / F = \\
 R_{\text{ВХОС}} = R_{\text{ВХ}} F = & \quad R_{\text{ВЫХОС}} = R_{\text{ВЫХ}} / F = \\
 f_{\text{ОС}} = f_1 / K = & \quad \varphi_{\text{ОС}} = \varphi_1 / F = \\
 U_{\text{МАКС}} = V_U / (2\pi \cdot f) = & \quad f_{\text{МАКС}} = V_U / (2\pi \cdot U_m) =
 \end{aligned}$$

Результаты измерений и расчетов по п. 3.8, 3.9 представить в виде табл. 8.4.

3.10. Исследование неинвертирующего усилителя на ОУ (см. рис. 8.13).

Исследование усилителя проводить для двух режимов:

- $R_1 = 1$  кОм,  $R_2 = 10$  кОм;
- $R_1 = 1$  кОм,  $R_2 = 100$  кОм.

Сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  измерить и использовать в расчетах с точностью до трех значащих цифр.

Измерить коэффициент передачи  $B$  цепи ОС (а и б) (рис. 8.29).

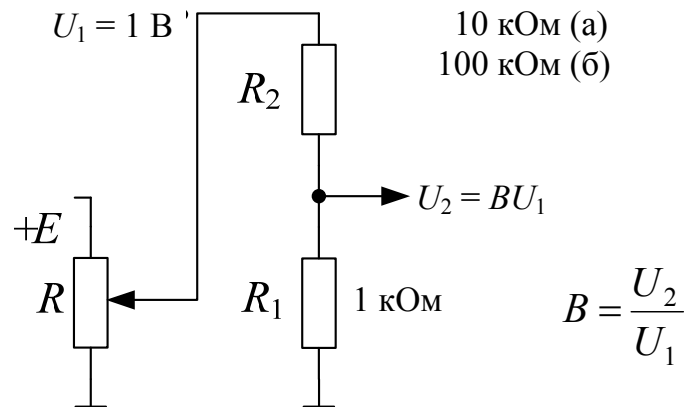


Рис. 8.29. Измерение коэффициента передачи цепи ОС

Собрать схему неинвертирующего усилителя. Закоротить вход ( $U_{\text{ВХ}} = 0$ ) и измерить выходное напряжение  $U_{0\text{ВЫХ}}$ .

Измерить параметры усилителя  $K$ ,  $R_{\text{ВЫХ}}$  и  $f_{\text{ОС}}$  для вариантов а и б. Методика измерения параметров – по п. 3.8. Параметры измерять на частоте 1 кГц, амплитуду выходного напряжения устанавливать на уровне 5 В при измерении  $K$ , и  $R_{\text{ВЫХОС}}$  и 0,5 В при определении верхней граничной частоты  $f_{\text{ОС}}$ .

Зарисовать осциллограммы напряжений  $U_{\text{ВХ}}(t)$ ,  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ ,  $U_{\text{ОС}}(t)$ .

3.11. Рассчитать параметры неинвертирующего усилителя  $B$ ,  $F$ ,  $K$ ,  $R_{\text{ВЫХ ОС}}$ ,  $U_{0\text{ВЫХ}}$ ,  $f_{\text{ОС}}$  для вариантов а и б. Расчет вести аналогично п. 3.9 и примеру. Исходные данные для расчетов:

$R_1$  и  $R_2$  – номинальные значения;

$K_U$  (на частоте 1 кГц) – измеренное (табл. 8.2);

$R_{\text{ВЫХ}}$ ,  $U_{0\text{ВЫХ}}$ ,  $f_1$ ,  $U_{\text{СМ}}$ ,  $I_{\text{ВХ}}$  – измеренное (табл. 8.3).

$$B = R_1 / (R_1 + R_2) = \quad F = 1 + BK_U =$$

$$K = K_U / F = \quad R_{\text{ВЫХОС}} = R_{\text{ВЫХ}} / F =$$

$$f_{\text{ОС}} = f_1 / K = \quad U_0 = U_{\text{СМ}} - (I_{\text{ВХ}}^-)(R_1 // R_2) =$$

$$U_{0\text{ВЫХ}} = U_0(1 + R_1 / R_2) =$$

Результаты измерений и расчетов по п. 3.10, 3.11 представить в виде табл. 8.5.



## Неинвертирующий усилитель

Параметр		$B$	$F$	$K$	$R_{\text{ВЫХ ОС}}$	$f_{\text{ОС}}$	$U_{\text{ОВЫХ}}$
Режим измерения		$f = 1 \text{ кГц}$	$f = 1 \text{ кГц}$ $K_U =$	$f = 1 \text{ кГц}$ $U_{\text{ВЫХ}} =$	$U_{\text{ВЫХ}} =$ $U_{\text{ВЫХ XX}} =$	$U_{\text{ВХ}} =$ $U_{\text{ВЫХ}} =$	$f = 0$ $U_{\text{ВХ}} = 0$
а)	Измерено						
	Теоретическое						
б)	Измерено						
	Теоретическое						

Построить асимптотические ЛАЧХ усилителей (а и б) – аналогично рис. 8.17.

3.12. Исследование инвертирующего усилителя (рис. 8.18):

а)  $R_1 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 0$ ;

б)  $R_1 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 100 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 0$ .

Собрать схему инвертирующего усилителя. Закоротить вход и измерить выходное напряжение  $U_{\text{ОВЫХ}}$ .

Измерить параметры усилителя  $K$  и  $f_{\text{ОС}}$  для вариантов а и б. Методика измерения параметров – по п. 3.8 и 3.10. Параметры измерять на частоте  $f = 1 \text{ кГц}$ , амплитуду выходного напряжения устанавливать равной 5 В при измерении  $K$ ,  $R_{\text{ВХ ОС}}$  и 0,5 В при определении верхней граничной частоты  $f_{\text{ОС}}$ .

На частоте 1 кГц измерить  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{Д}}$  (осциллографом на максимальной чувствительности) и определить  $R_{\text{ВХ ОС}}$ .

$$R_{\text{ВХ ОС}} = R_1 + R_1 U_{\text{Д}} / (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{Д}}).$$

Зарисовать осциллограммы напряжений  $U_{\text{ВХ}}(t)$  и  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ .

3.13. Рассчитать параметры инвертирующего усилителя  $Y_{U_{\text{ВХ}}}$ ,  $B$ ,  $F$ ,  $K$ ,  $U_{\text{ОВЫХ}}$ ,  $f_{\text{ОС}}$ ,  $R_{\text{ВХ ОС}}$  для вариантов а и б. Расчет вести аналогично примеру. Исходные данные для расчетов:

$R_1$  и  $R_2$  – номинальные значения;

$K_U$  (на частоте 1 кГц) – измеренное (табл. 8.2);

$U_{\text{СМ}}$ ,  $I_{\text{ВХ}}$ ,  $f_1$  – измеренное (табл. 8.3).

$$Y_{U_{\text{ВХ}}} = R_2 / (R_1 + R_2) = \quad B = R_1 / (R_1 + R_2) =$$

$$F = 1 + BK_U = \quad K = -Y_{U_{\text{ВХ}}} K_U / F =$$

$$K = -R_2 / R_1 = \quad f_{\text{ОС}} = f_1 / K =$$

$$R_{\text{ВХ ОС}} = R_1 + R_2 / (1 + K_U) = \quad U_0 = U_{\text{СМ}} - (I_{\text{ВХ}}^-)(R_1 // R_2) =$$

$$U_{0\text{ВЫХ}} = U_0(1 + R_2 / R_1) =$$

Результаты расчетов представить в виде табл. 8.6.

Таблица 8.6

### Инвертирующий усилитель

Параметр	$Y_{\text{ВХ}}$	$B$	$F$	$K$	$R_{\text{ВХ ОС}}$	$f_{\text{ОС}}$	$U_{0\text{ВЫХ}}$
Режим	–	–	–	$f = 1 \text{ кГц}$	$U_{\text{ВХ}} =$	$U_{\text{ВХ}} =$	$f = 0$
измерения	–	–	–	$U_{\text{ВЫХ}} =$	$U_{\text{Д}} =$	$U_{\text{ВЫХ}} =$	$U_{\text{ВХ}} = 0$
а)	Измерено	–	–	–			
	Теоретическое						
б)	Измерено	–	–				
	Теоретическое						

Построить асимптотические ЛАЧХ усилителей (а и б).

## 4. Содержание отчета

Отчет должен содержать схемы измерения параметров и исследуемых усилителей на ОУ, расчеты, таблицы и графики в соответствии с заданием п. 3.1–3.13.

## 5. Контрольные вопросы

1. Привести условное графическое изображение ОУ.
2. Перечислить основные нормируемые параметры ОУ.
3. Изобразить эквивалентную схему ОУ с учетом источников входных ошибок.
4. Изобразить амплитудную характеристику ОУ.
5. По заданным  $K_U$  и  $f_1$  построить АЧХ и ФЧХ ОУ с внутренней коррекцией, определить  $f_{\text{ГР}}$  и усиление на заданной частоте.
6. Как по скорости нарастания выходного напряжения ОУ определяются параметры неискаженного сигнала?
7. Как рассчитывается напряжение входной ошибки ОУ, что такое балансировка, симметрирование?
8. Перечислить основные виды обратной связи.
9. Изобразить блок-схему усилителя с ОС, вывести коэффициент усиления.
10. По заданным коэффициенту усиления и допустимой погрешности определить требуемое минимальное усиление ОУ.

11. Изобразить схемы последовательного и параллельного сумматоров, получить формулы сложения.
12. Как отрицательная ОС влияет на АЧХ усилителя.
13. Построить ЛАЧХ усилителя с отрицательной ОС по заданным усилению  $K$  и  $f_1$  ОУ.
14. Самостоятельно получить зависимость  $\varphi_{ОС}$  от глубины ОС  $F$ .
15. Изобразить схему повторителя напряжения, вывести коэффициент передачи.
16. Изобразить схему неинвертирующего усилителя на ОУ, вывести коэффициент передачи.
17. Как выбирают сопротивления цепи ОС? Пояснить на примере.
18. Получить входное сопротивление усилителя с отрицательной последовательной обратной связью.
19. Получить выходное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению.
20. Изобразить схему инвертирующего усилителя на ОУ, вывести коэффициент передачи.
21. Получить входное сопротивление усилителя с отрицательной параллельной обратной связью.
22. Вывести коэффициент передачи одного из усилителей, считая ОУ идеальным.
23. Как определяется выходное напряжение ошибки по постоянному току усилителя ОС?
24. Рассчитать по заданным усилению и типу ОУ параметры одного из усилителей с отрицательной ОС.
25. Привести схемы измерения основных параметров ОУ:  $U_{см}$ ,  $I_{вх}^+$ ,  $I_{вх}^-$ ,  $K_U$ , АЧХ,  $V_U$ .
26. Почему основные параметры ОУ измеряют в схемах с отрицательной ОС?

# Лабораторная работа № 9 ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРАТОРА

## 1. Цель работы

Целью работы является изучение простейших схем интеграторов на операционных усилителях, исследование их частотных и фазовых характеристик и определение реакций на входной сигнал прямоугольной формы.

Литература: [1, с. 329–330], [2, с. 306–311], [5, с. 79–80], [9, с. 140–145], [10, с. 126–142].

## 2. Теоретические сведения

Схема интегратора приведена на рис. 9.1.

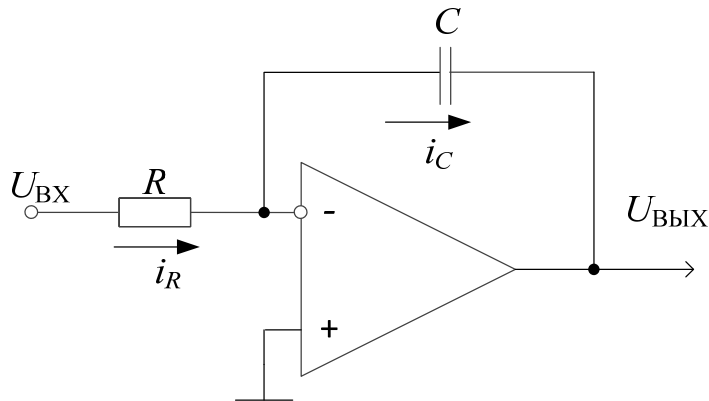


Рис. 9.1. Интегратор

Потенциал инвертирующего входа ОУ равен нулю, так как неинвертирующий вход заземлен, поэтому входной ток

$$i_R = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R}.$$

Учитывая, что выходной ток усилителя значительно меньше  $i_R$ , получим  $i_C = i_R$  и напряжение на конденсаторе и выходе интегратора

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_C dt = -\frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_R dt = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t U_{\text{ВХ}}(t) dt.$$

Для сигнала  $U_{\text{ВХ}} = \text{const}$  при  $t > t_0$

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{U_{\text{ВХ}}}{RC} t.$$

Зависимость выходного сигнала интегратора от времени при прямоугольном входном сигнале приведена на рис. 9.2.

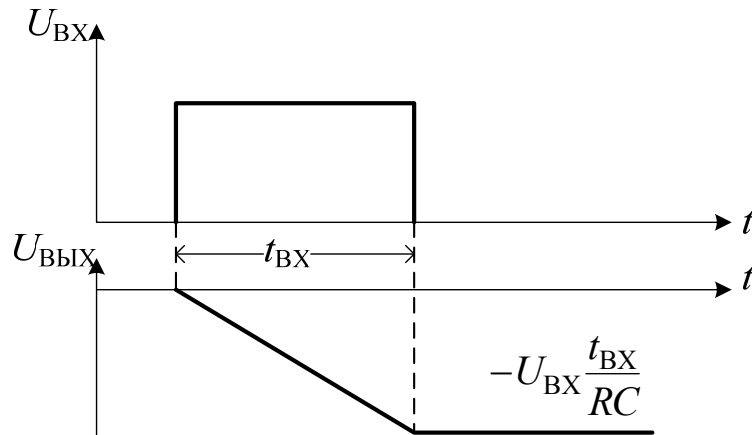


Рис. 9.2. Реакция интегратора на прямоугольный импульс

Одновременно с интегрированием входного сигнала интегрируется напряжение смещения ОУ, а также происходит перезаряд конденсатора входным током ОУ. Напряжение смещения кроме того непосредственно приложено к конденсатору. Суммарная ошибка из-за указанных погрешностей имеет вид:

$$U_{\text{ВЫХ ОШ}} = \frac{1}{RC} \cdot \int_0^t U_{\text{СМ}} dt + \frac{1}{C} \cdot \int_0^t I_{\text{ВХ}}^- dt + U_{\text{СМ}}.$$

Из последней формулы видно, что через определенное время конденсатор зарядится до такой величины, что операционный усилитель войдет в насыщение. Для исключения насыщения интегратора параллельно конденсатору включают высокоомный резистор  $R_2$ .

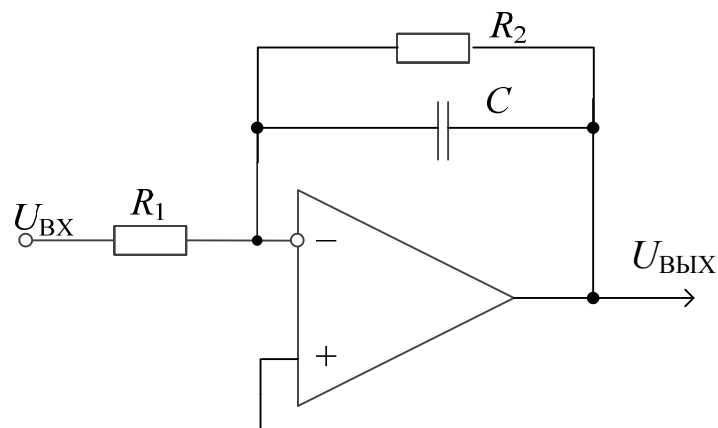


Рис. 9.3. Реальный интегратор

ЛАЧХ интегратора приведена на рис. 9.4.

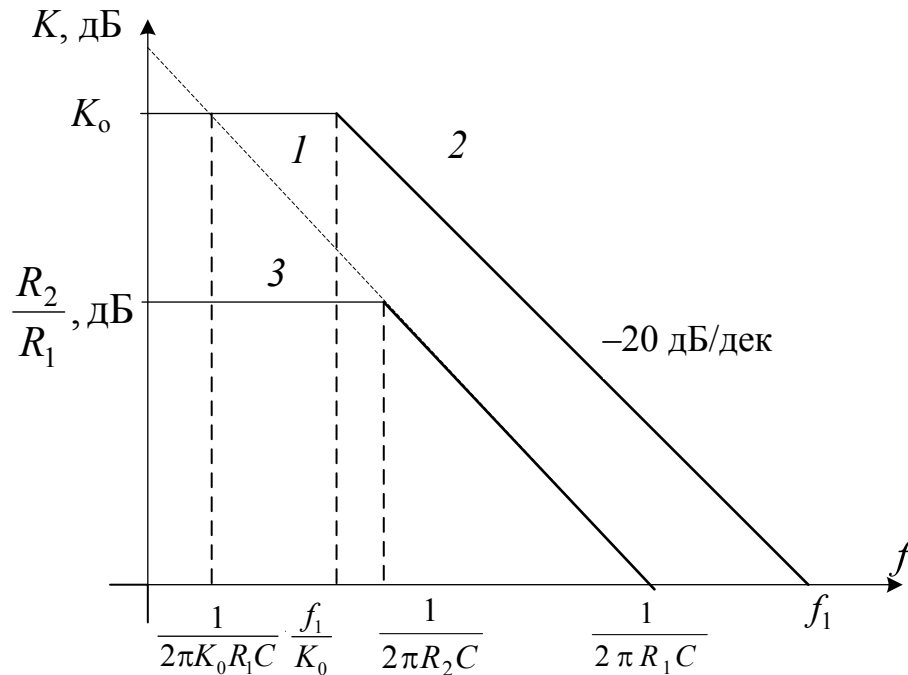


Рис. 9.4. ЛАЧХ интегратора:  
 1 – ЛАЧХ идеального интегратора; 2 – ЛАЧХ ОУ;  
 3 – ЛАЧХ реального интегратора

На низких частотах сопротивление конденсатора стремится к бесконечности, усилитель разомкнут. Наличие  $R_2$  позволяет ограничить усиление в области низких частот и сохранить активный режим ОУ.

### 3. Задание

1. Собрать схему интегратора,  $C = 0,1 \text{ мкФ}$  (рис. 9.3). Исследовать реакцию интегратора на прямоугольный сигнал амплитудой 1 В для частот 100 Гц, 1 кГц, 10 кГц для  $R_1 = 1 \text{ кОм}$ , 10 кОм, 100 кОм,  $R_2 = 100 \text{ кОм}$ , 1,8 МОм. Зарисовать осциллограмму выходных напряжений, определить их амплитуду и скорость изменения.

2. Рассчитать напряжение ошибки интегратора для  $R_1 = 1 \text{ кОм}$ , 10 кОм, 100 кОм,  $R_2 = \infty$ ,  $t = 10^{-2} \text{ с}$ ,  $t = 10^{-1} \text{ с}$ ,  $t = 1 \text{ с}$  с учетом измеренных параметров ОУ.

3. Снять АЧХ интегратора для  $R_2 = 100 \text{ кОм}$ , 1,8 МОм,  $\infty$ .

$R_1 = 1 \text{ кОм}$ , 10 кОм, 100 кОм. Результаты представить в таблицах для каждой пары  $R_1$  и  $R_2$ .

$$U_{\text{ВХ}} = 1 \text{ В}, R_1 = \quad, R_2 =$$

$f$ , Гц	50	100	1000	500	5000	$10^4$	$10^5$
$U_{\text{ВЫХ}}$							
$K$							
$K$ , дБ							
$K$ , дБ (теоретическое)							

4. Построить АЧХ интегратора. На том же графике построить теоретическую АЧХ (рис. 9.4) для заданных  $R_1, R_2, C$ .

#### 4. Содержание отчета

Отчет должен содержать результаты измерений, расчеты, таблицы и графики в соответствии с заданием п. 1–4.

#### 5. Контрольные вопросы

1. Построить ЛАЧХ идеального интегратора по заданным  $R$  и  $C$ .
2. Построить ЛАЧХ ОУ.
3. Построить ЛАЧХ реального интегратора по заданным  $R$  и  $C$ .
4. Определить условия, при которых нижняя частота реального интегратора меньше верхней частоты ОУ.

# Лабораторная работа № 10

## ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАТОРА

### 1. Цель работы

Целью работы является изучение простейших схем дифференциаторов на операционных усилителях, исследование их частотных и фазовых характеристик и определение реакций на входной сигнал прямоугольной формы.

Литература: [1, с. 330–333], [2, с. 311–315], [5, с. 81–82], [9, с. 145–148], [10, с. 42–158].

### 2. Теоретические сведения

Схема дифференциатора приведена на рис. 10.1.

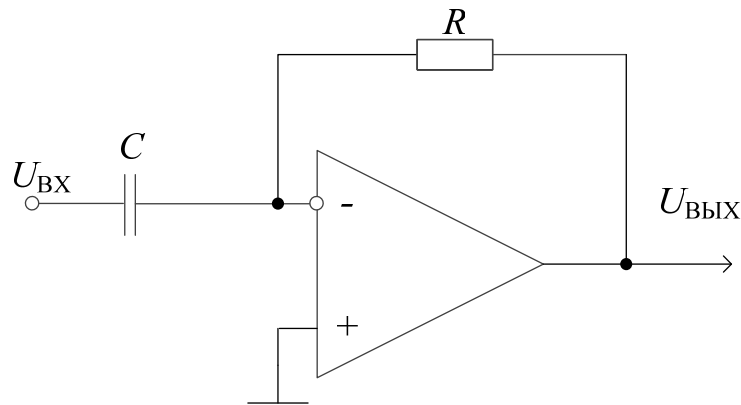


Рис. 10.1. Дифференциатор

Выходное напряжение дифференциатора

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \cdot \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}.$$

На высоких частотах сопротивление конденсатора становится бесконечно малым. Реальные дифференциаторы содержат последовательно включенный с конденсатором низкоомный резистор, чтобы на высоких частотах ограничить коэффициент усиления и исключить шунтирование источника входного сигнала.



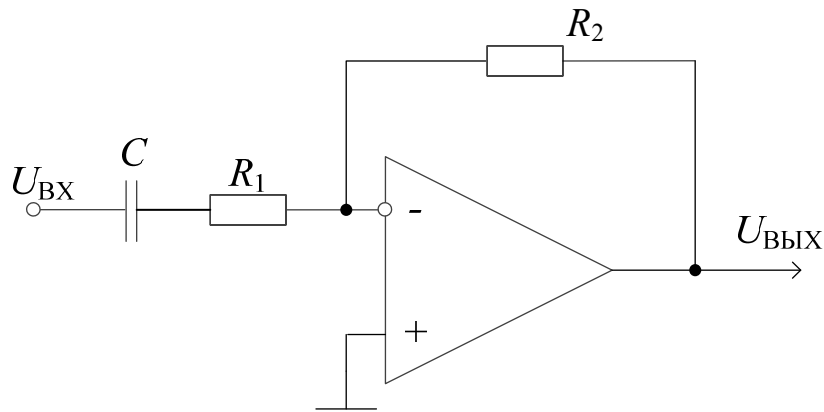


Рис. 10.2. Реальный дифференциатор

Частотная характеристика дифференциатора имеет вид, представленный на рис. 10.3.

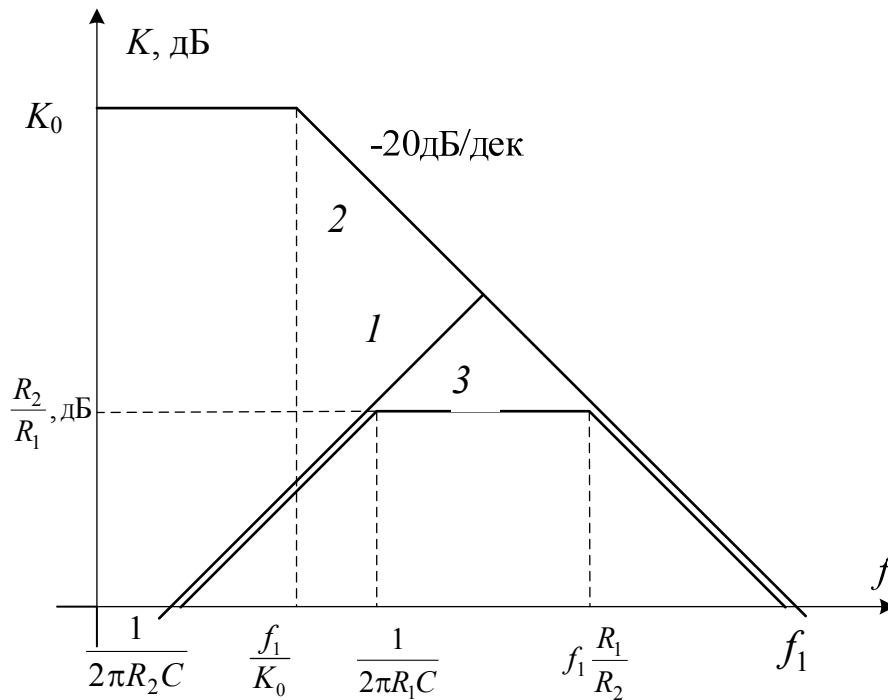


Рис. 10.3. ЛАЧХ дифференциатора:  
 1 – ЛАЧХ идеального дифференциатора; 2 – ЛАЧХ ОУ;  
 3 – ЛАЧХ реального дифференциатора

### 3. Задание

1. Собрать схему дифференциатора,  $C = 0,01$  мкФ (рис. 10.2). Исследовать реакцию дифференциатора на прямоугольный сигнал частотой 100 Гц, 1 кГц, 10 кГц амплитудой 1 В для  $R_1 = 100$  Ом, 1 кОм;  $R_2 = 10$  кОм, 100 кОм.

2. Снять АЧХ дифференциатора для  $R_1 = 100 \text{ Ом}$ ,  $1 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 10 \text{ кОм}$ ,  $100 \text{ кОм}$ . Измерить сдвиг фаз.

Таблица 10.1

$$U_{\text{вх}} = 1 \text{ В}, R_1 = \quad, R_2 = \quad$$

$f$ , Гц	50	100	1000	500	5000	$10^4$	$10^5$
$U_{\text{вых}}$							
$\varphi$ , град							
$K$							
$K$ , дБ							
$K$ , дБ (теоретическое)							

3. Построить экспериментальные и теоретические АЧХ дифференциатора для заданных  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C$ .

#### 4. Содержание отчета

Отчет должен содержать результаты измерений, расчеты, таблицы и графики в соответствии с заданием п. 1–3.

#### 5. Контрольные вопросы

1. По заданным  $K_0$  и  $f_1$  построить ЛАЧХ ОУ.
2. Построить ЛАЧХ идеального дифференциатора по заданным  $R$  и  $C$ .
3. Построить ЛАЧХ реального дифференциатора по заданным  $R$  и  $C$ .
4. Определить верхнюю частоту идеального дифференциатора (реальный ОУ).
5. Определить верхнюю частоту реального дифференциатора.

# Лабораторная работа № 11

## ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СХЕМ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

### 1. Цель работы

Целью работы является исследование импульсных схем на ОУ в режиме компаратора: преобразователь переменного напряжения в прямоугольное, нуль-орган, компаратор с гистерезисом,  $RC$ -генератор прямоугольных импульсов.

Литература: [2, с. 349–370, 434–439], [5, с. 131–138, 187–210], [6, с. 152–154], [7, с. 237–241], [9, с. 286–317], [10, с. 252–254, 342–353].

### 2. Задание

1. Исследовать преобразователь синусоидального напряжения в прямоугольное.

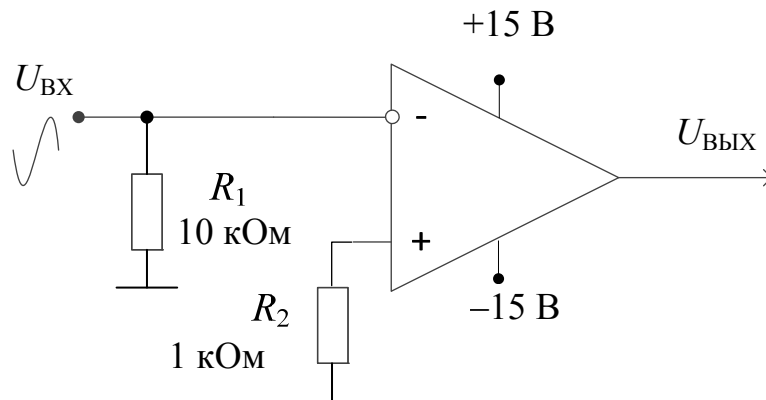


Рис. 11.1. ОУ в режиме компаратора

Зарисовать осциллограммы напряжений при  $U_{ВХm} = 20$  мВ и 2 В и  $f_{ВХ} = 50$  Гц и 1 кГц.

Определить длительность фронтов импульсов  $U_{ВЫХ}$ ,  $t_{\phi}^+$ ,  $t_{\phi}^-$ .

2. Исследовать компаратор с гистерезисом (положительной обратной связью).

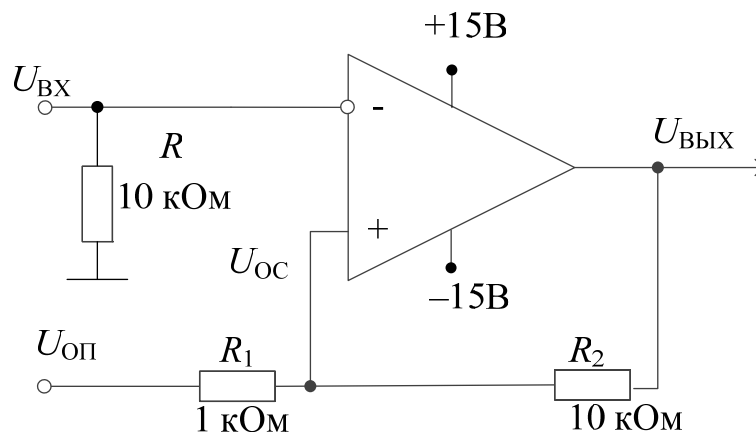


Рис. 11.2. ОУ в режиме компаратора с гистерезисом

Напряжение ОС при условии  $R_1 \ll R_2$

$$U_{OC} \approx U_{OП} R_2 (R_2 + R_1) + U_{ВЫХ} R_1 (R_1 + R_2) \approx U_{OП} + U_{ВЫХ} R_1 (R_1 + R_2).$$

Изобразить теоретические зависимости  $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$  для  $U_{OП} = -5 \text{ В}; 0; +5 \text{ В}$ , полагая  $U_{ВЫХ} = \pm 15 \text{ В}$  и учитывая, что переключение происходит в моменты равенства  $U_{ВХ} = U_{OП}$ .

Зарисовать в одних осях осциллограммы напряжений  $U_{ВХ}$ ,  $U_{ВЫХ}$ ,  $U_{OC}$  для  $U_{ВХm} = 6 \text{ В}; U_{OП} = 0; +1 \text{ В}; +5 \text{ В}; -1 \text{ В}; -5 \text{ В}$  и  $f_{ВХ} = 50 \text{ Гц}$  и  $1 \text{ кГц}$ .

3. Исследовать генератор прямоугольных импульсов для заданного значения емкости  $C$ .

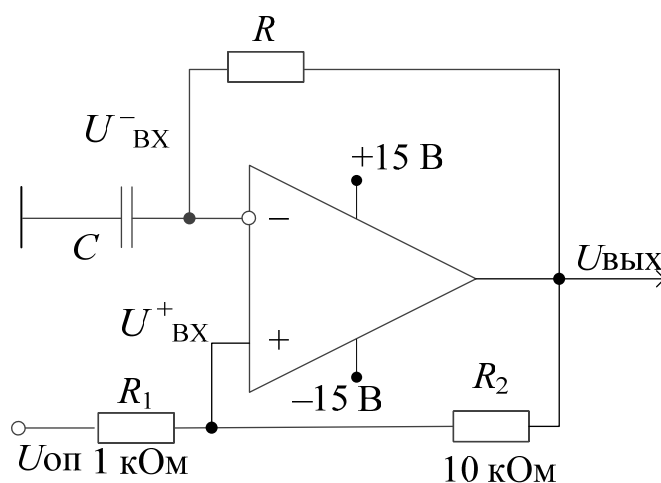


Рис. 11.3. Генератор прямоугольных импульсов

Период колебаний

$$T = 2RC \ln \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right).$$

Зарисовать осциллограммы напряжений  $U_{ВХ}$ ,  $U_{ВХ}^+$ ,  $U_{ВХ}^-$ ,  $U_{ВЫХ}$  при  $U_{ОП} = 0$ ,  $R = 10$  кОм, 100 кОм, 2 МОм. Измерить частоту колебаний и сравнить с расчетной.

#### 4. Содержание отчета

Отчет должен содержать результаты измерений, расчеты, таблицы и графики в соответствии с заданием п. 1–3.

#### 5. Контрольные вопросы

1. Как величина гистерезиса зависит от напряжения обратной связи?
2. Как величина гистерезиса зависит от опорного напряжения?
3. Как изменится частота генератора при увеличении емкости конденсатора?
4. Изобразить характеристику компаратора с гистерезисом.
5. Какие элементы образуют цепь ПОС компаратора с гистерезисом?
6. Каким параметром ОУ определяются длительности фронтов выходных импульсов?

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ткаченко, Ф. А. Электронные приборы и устройства : учебник / Ф. А. Ткаченко. – М. : Новое знание ; ИНФРА–М, 2011. – 628 с.
2. Опадчий, Ю. Ф. Аналоговая и цифровая электроника / Ю. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров. – М., 2000. – 768 с.
3. Остапенко, Г. С. Усилительные устройства / Г. С. Остапенко. – М. : Радио и связь, 1989.
4. Лачин, В. И. Электроника : учеб. пособие / В. И. Лачин, И. С. Савелов. – 8-е изд. – Ростов н/Д : Феникс, 2010. – 703 с.
5. Волович, Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г. И. Волович. – 2-е изд., испр. – М. : Додэка–XXI, 2007. – 528 с.
6. Красько, А. С. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учеб. пособие / А. С. Красько. – Томск : ТУСУР, 2005. – 178 с.
7. Павлов, В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учеб. для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – 2-е изд., испр. – М. : Горячая линия–Телеком, 2001. – 320 с.
8. Малахов, В. П. Схемотехника аналоговых устройств : учебник / В. П. Малахов. – Одесса : АстроПринт, 2000. – 212 с.
9. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника : справоч. рук. : пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк. – М. : Мир, 1982. – 512 с. : ил.
10. Фолкенберри, Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС : пер. с англ. / Л. Фолкенберри. – М. : Мир, 1985. – 572 с.
11. Крерафт, Д. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигнала / Д. Крерафт, С. Джерджли. – М. : Техносфера, 2005. – 360 с.
12. Пейтон, А. Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях / А. Дж. Пейтон, В. Волш. – М. : БИНОМ, 1994. – 352 с.
13. Шкритек, П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике : пер. с нем. / П. Шкритек. – М. : Мир, 1991. – 446 с. : ил.
14. Сиберт, У. М. Цепи, сигналы, системы : в 2 ч. : пер. с англ. / У. М. Сиберт. – М. : Мир, 1988.
15. Хоровиц, П. Искусство схемотехники : в 2 т. : пер. с англ. / П. Хоровиц, У. Хилл. – 2-е изд. – М. : Мир, 1984.
16. Достал, И. Операционные усилители / И. Достал ; пер. с англ. – М. : Мир, 1982.
17. Джонс, М. Х. Электроника : практ. курс : пер. с англ. / М. Х. Джонс. – М. : Постмаркет, 1999.
18. Гомоюнов, К. К. Транзисторные цепи : учеб. пособие для вузов / К. К. Гомоюнов. – СПб. : ВХО–Петербург, 2002.

## Содержание

Введение.....	3
Обобщенные схемы усилителей .....	6
<i>Лабораторная работа № 1. Исследование однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе в схеме включения с общей базой.....</i>	<i>20</i>
<i>Лабораторная работа № 2. Исследование усилителей на биполярном транзисторе в схеме включения с общим эмиттером .....</i>	<i>37</i>
<i>Лабораторная работа № 3. Исследование эмиттерного повторителя напряжения .....</i>	<i>57</i>
<i>Лабораторная работа № 4. Исследование усилителей на полевых транзисторах в схеме включения с общим истоком .....</i>	<i>70</i>
<i>Лабораторная работа № 5. Исследование истокового повторителя напряжения .....</i>	<i>79</i>
<i>Лабораторная работа № 6. Усилители мощности .....</i>	<i>88</i>
<i>Лабораторная работа № 7. Дифференциальный усилитель .....</i>	<i>112</i>
<i>Лабораторная работа № 8. Исследование параметров операционных усилителей.....</i>	<i>131</i>
<i>Лабораторная работа № 9. Исследование интегратора.....</i>	<i>172</i>
<i>Лабораторная работа № 10. Исследование дифференциатора.....</i>	<i>176</i>
<i>Лабораторная работа № 11. Исследование импульсных схем на операционных усилителях.....</i>	<i>179</i>
Литература .....	182

Учебное электронное издание комбинированного распространения

Учебное издание

**Козусев Юрий Андреевич**

# **СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ**

**Учебно-методическое пособие**

**Электронный аналог печатного издания**

Редактор

*Н. В. Гладкова*

Компьютерная верстка

*Н. Б. Козловская*

Подписано в печать 20.02.15.

Формат 60x84/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».

Ризография. Усл. печ. л. 10,93. Уч.-изд. л. 9,56.

Изд. № 112.

<http://www.gstu.by>

Издатель и полиграфическое исполнение

Гомельский государственный

технический университет имени П. О. Сухого.

Свидетельство о гос. регистрации в качестве издателя

печатных изданий за № 1/273 от 04.04.2014 г.

246746, г. Гомель, пр. Октября, 48